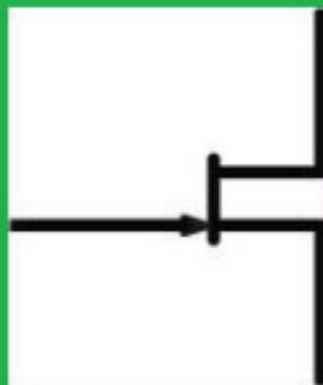
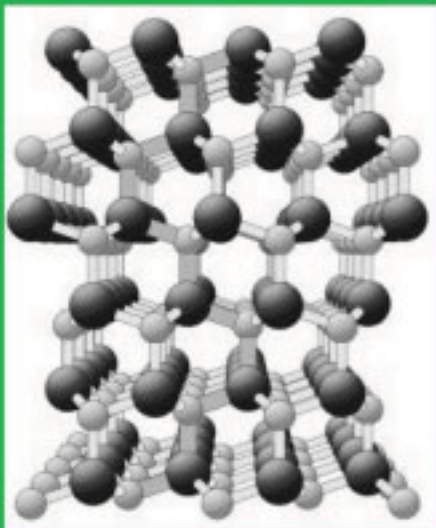


Alvaro Orellana Raccoursier

Kompakter rückspeisefähiger Antriebsstromrichter mit SiC-JFETs und sinusförmigen Ausgangsspannungen



Cuvillier Verlag Göttingen
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag

Kompakter rückspeisefähiger Antriebsstromrichter mit SiC-JFETs und sinusförmigen Ausgangsspannungen

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

zur Erlangung des Grades

DOKTOR - INGENIEUR

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Alvaro Marcelo Orellana Raccoursier

Erlangen – 2009

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2009
Zugl.: Erlangen, Univ., Diss., 2009
978-3-86955-007-7

Als Dissertation genehmigt von
der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung:	27.10.2008
Tag der Promotion:	12.02.2009
Dekan:	Prof. Dr.-Ing. habil. Johannes Huber
1. Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. Bernhard Piepenbreier
2. Berichterstatter:	Prof. Dr. phil. nat. Michael Stoisiek

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2009
Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen
Telefon: 0551-54724-0
Telefax: 0551-54724-21
www.cuvillier.de

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

1. Auflage, 2009
Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86955-007-7

An Paola und Martina gewidmet

Vorwort

In diesem Buch sind die Ergebnisse meiner Arbeit am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Maschinen der Universität Erlangen-Nürnberg zusammengefasst, wo ich zur gleichen Zeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter tätig war.

Ich bedanke mich hiermit bei

dem Prof. Dr.-Ing. Bernhard Piepenbreier, Lehrstuhlinhaber und Betreuer meiner Doktorarbeit, für das Vertrauen, das er von Anfang an in mich hatte, sowie für das sehr interessante Forschungsthema,

dem Prof. Dr. phil. nat. Michael Stoisiek für die freundliche Übernahme des Gutachtens, und ebenfalls bei Prof. Dr.-Ing. Peter Wellmann und Prof. Dr.-Ing. Ingo Hahn jeweils als fachfremdes Mitglied und Vorsitzender der Prüfungskommission,

der Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) für die Finanzierung des Projektes samt meiner Stelle als Wissenschaftlicher Mitarbeiter,

dem Dr. Hubert Schierling (Siemens A&D) für die Bereitstellung von SiC-JFET-Mustern der Firma SiCED,

allen Wissenschaftlichen Mitarbeitern des Lehrstuhls, insbesondere beim Dr.-Ing. Lothar Sack für die interessanten fachlichen Gespräche, und bei meinen ehemaligen Arbeitskollegen Thomas Weidinger und Andrej Kuskov für die Freundschaft, den technischen Austausch und die Durchsicht des Manuskripts,

allen technischen Mitarbeiter des Lehrstuhls, insbesondere bei den Herren Werner Jaschke für den Aufbau meines Umrichters, Wilfried Jäschke für die Hilfe und die

Beschaffung der Bauelementen, Georg Nagel (R.I.P.) für die Montage der Motoren, Michael Mühlböck für die letzten mechanischen Arbeiten und Gerhard Uhlherr für die softwaretechnische Hilfe,

dem Verwaltungspersonal und dem Zeichenbüro, wo die Frauen Petra Keck und Rosa Gellert mich tatkräftig bei der Erstellung von Zeichnungen unterstütz haben,

den von mir betreuten Diplom- und Studienarbeitern für die gute Zusammenarbeit,

dem Prof. Dr.-Ing. Manfred Albach für die Bereitstellung des EMV-Messempfängers und der Messkabine, und besonders beim Herrn Daniel Kübrich für die Hilfestellung bei EMV-Messungen,

dem Prof. Jorge Pontt (UTFSM – Chile) sehr herzlich für den entscheidenden Ansporn nach Deutschland zu kommen,

meinen Eltern Conrado und Ivette für die ständige Unterstützung,

und

insbesonderen meiner Frau Paola und unserer Tochter Martina, die meine Bemühungen miterlebt haben und letztendlich einen Sinn gaben.

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen	XI
Abkürzungen.....	XV
Kapitel 1: Einleitung	1
Kapitel 2: Problematik der Ausgangsspannungen eines Pulswechselrichters	3
2.1 Betriebsweise eines Pulswechselrichters.....	3
2.1.1 Prinzip eines Pulswechselrichters	3
2.1.2 Ausgangsspannungen eines Pulswechselrichters.....	4
2.2 Das Schalten der Transistoren	8
2.2.1 Allgemeines Schaltverhalten in einer Halbbrücke.....	8
2.2.2 Schaltverluste	10
2.3 Effekt der Spannungsteilheiten auf die Last und das Gesamtsystem.....	11
2.3.1 Analyse der Ausgangsspannung im Frequenzbereich	11
2.3.2 Folgen hoher Spannungsteilheiten	13
2.3.2.1 Kapazitive Ströme und Lagerströme.....	13
2.3.2.2 Funkstörspannung	16
2.3.2.3 Reflexion	17
2.4 Lösungsansatz für sinusförmige Ausgangsspannungen bei minimiertem Filteraufwand	22
2.4.1 Möglichkeiten zur Vermeidung hoher Spannungsteilheiten.....	22
2.4.1.1 Verringerung der Schaltgeschwindigkeit	23
2.4.1.2 du/dt Filter	23
2.4.1.3 Sinusfilter	24

2.4.2	Lösung: Neuartiger Pulsumrichter mit hoher Schaltfrequenz und Sinusfilter	25
Kapitel 3: Siliziumkarbid - Leistungshalbleiter		27
3.1	Halbleitermaterial Siliziumkarbid	27
3.1.1	Eigenschaften des Siliziumkarbides	28
3.1.1.1	Vergleichbare Halbleiter	28
3.1.1.2	Struktur des Siliziumkarbides	29
3.1.1.3	Temperatur	30
3.1.1.4	Durchlasswiderstand	31
3.1.1.5	Sperrspannung und Kompromiss mit dem Durchlasswiderstand	32
3.1.1.6	Festigkeit gegen kosmische Strahlung	37
3.1.1.7	Unipolare vs. bipolare SiC-Leistungshalbleiter	37
3.1.2	SiC-Wafers - Stand der Technik	39
3.1.2.1	Materialdefekte	39
3.1.2.2	Wafer	40
3.2	SiC-Leistungsbaulemente	41
3.2.1	Übersicht	42
3.2.1.1	Stand der Forschung	42
3.2.1.2	Stand der Produktentwicklung	42
3.2.2	SiC-Diode	45
3.2.2.1	SiC-Schottky-Diode	45
3.2.2.2	Si-IGBT mit SiC-Schottky als Freilaufdiode	50
3.2.3	SiC-MOSFET	57
3.2.4	Kaskode	62
Kapitel 4: Der SiC-JFET		69
4.1	Struktur und Eigenschaften	70
4.2	Ansteuerung	73
4.2.1	Problemstellung	73
4.2.2	Auswahl eines Gate Treibers	75
4.2.3	Beschreibung des Gate Treibers	77
4.2.3.1	Überblick	77
4.2.3.2	Versorgungsspannungen	77
4.2.3.3	Potentialtrennung des Ansteuersignals	80
4.2.3.4	Ausgangsstufe	82

4.2.3.5	Überspannungsschutz.....	85
4.2.3.6	Kurzschlussüberwachung.....	86
4.2.3.7	Unterspannungsüberwachung	88
4.3	Durchlassverhalten.....	89
4.3.1	Vorwärtskennlinie.....	89
4.3.2	Rückwärtskennlinie.....	89
4.3.3	Durchlassverluste	91
4.4	Schaltverhalten	93
4.4.1	Allgemeines	93
4.4.1.1	Theoretische Zusammenhänge.....	93
4.4.1.2	Messtechnik.....	96
4.4.2	Einschalten von T1.....	97
4.4.3	Ausschalten von T1.....	100
4.4.4	Gesamte Schaltverlustenergie.....	103
4.5	Auslegung eines SiC-JFET-Antriebsstromrichters.....	105
 Kapitel 5: Antriebsumrichter mit SiC-JFETs.....		 109
5.1	Topologie	109
5.2	Gleichrichter	112
5.3	SiC-JFET-Wechselrichter	117
5.3.1	Struktur und Aufbau.....	117
5.3.2	Pulsweitenmodulation.....	121
5.3.3	Messungen	124
 Kapitel 6: Filter des Umrichters		 129
6.1	Allgemeines.....	129
6.1.1	Filteraufwand und Schaltfrequenz	129
6.1.2	Verlustarme Resonanzdämpfung	131
6.2	Motorfilter	136
6.2.1	Messung der Ausgangsspannung.....	136
6.2.2	Common Mode Filter.....	145
6.2.3	Differential Mode Filter.....	154
6.3	Netzfilter	163
6.3.1	Filterwirkung bei DM- und CM-Anregung	163
6.3.1.1	Differential Mode.....	164
6.3.1.2	Common Mode.....	165
6.3.2	Messung der Funkstörspannung	167

6.3.3	Messungen und Auslegung des Filters	170
6.4	Realisierung.....	179
6.4.1	Aufbau des Motorfilters	179
6.4.2	Aufbau des Netzfilters	180
6.4.3	Y-Kondensatoren	181
6.4.4	Netzfilterdrossel	181
6.4.5	Gleichtaktdrossel.....	183
6.4.6	Gegentaktdrossel.....	184
Kapitel 7:	Versuchsaufbau und Messergebnisse.....	187
7.1	Versuchsaufbau	187
7.2	Messergebnisse des Gesamtsystems.....	192
7.2.1	Zeitbereich	192
7.2.1.1	Netzseite	193
7.2.1.2	Motorseite.....	195
7.2.2	Frequenzbereich	198
7.2.3	Wirkungsgrad.....	202
Kapitel 8:	Zusammenfassung.....	205
Literaturverzeichnis	213

Formelzeichen

\hat{x}	Amplitude oder Spitzwert von x
\bar{x}	Mittelwert von x
\underline{x}	Vektor x
δ	Aussteuergrad
ϵ	Dielektrizitätskonstante
ϕ	Elektrisches Potenzial
μ	Permeabilität
ρ	Raumladungsdichte
μ_n	Elektronenbeweglichkeit
0	Zwischenkreis-Mittelpunkt
A	Fläche
a_x	Anzahl der freien Elektronen auf der Länge X
C	Kapazität
C_{iss}	Eingangskapazität eines Halbleiters
C_{oss}	Ausgangskapazität eines Halbleiters
C_{rss}	Rückwirkungskapazität eines Halbleiters
D	Dämpfungsgrad
E	Elektrisches Feld
E	Kritische elektrische Feldstärke
E_{ausX}	Ausschaltenergie Transistor X
E_{Daus}	Ausschaltenergie der Diode
E_{Dein}	Einschaltenergie der Diode
E_{einX}	Einschaltenergie Transistor X
E_{HB}	Schaltverlustenergie der Halbbrücke in einer Schaltperiode
$E_{HB\ aus}$	Schaltverlustenergie der Halbbrücke beim Ausschalten des führenden Transistors
$E_{HB\ ein}$	Schaltverlustenergie der Halbbrücke beim Einschalten des führenden Transistors

Formelzeichen

E_{\max}	Max. elektrische Feldstärke, die in einem Bauelement auftritt
E_{ox}	Elektrisches Feld in der Oxid-Schicht
E_{SchaltX}	Schaltverlustenergie Transistor X
E_{Taus}	Ausschaltenergie des Transistors
E_{Tein}	Einschaltenergie des Transistors
E_V	Verlustenergie
f_0	Filter-Eckfrequenz
f_m	Last-/Motorgrundswingungsfrequenz
f_s	Schaltfrequenz
G	Leitwert
Großbuchstabe	Konstante, Bezeichnung
I_D	Diodenstrom
$i_{dX}; I_d$	Drainstrom (Transistor X)
i_{gX}	Gatestrom Transistor X
i_X	Strom in X
j	Stromdichte
Kleinbuchstabe	Variable
L	Induktivität
n	Ladungsträgerdichte
p	Augenblicksleistung
P_{DurchX}	Durchlassverlustleistung Transistor X
P_{SchaltX}	Schaltverlustleistung Transistor X
P_V	Verlustleistung
p_V	Zeitabhängige Verlustleistung
q	Elementarladung
Q	Ladung
Q_{rr}	Sperrverzögerungsladung
R	Widerstand
R_g	Gate-Vorwiderstand
\mathfrak{R}	Reluktanz
SiO_2	Silizium-Dioxid (Oxidschicht eines MOSFET)
T_c	Gehäusetemperatur
T_{einX}	Einschaltzeit (Transistor X)
T_m	Last-/Motorgrundswingungsperiode
T_s	Schaltperiode
U_{BD}	Durchbruchspannung
U_{CE}	Kollektor-Emitter Spannung
$u_{CM}; i_{CM}$	Gleichtakt-Spannung; -Strom

U_D	Diodenspannung
$u_{DM}; i_{DM}$	Gegentakt-Spannung; -Strom
$u_{ds}; U_{ds}$	Drain-Source Spannung
$u_{gs}; U_{gs}$	Gate-Source Spannung oder Gatespannung
u_{xy}	Spannung in x gegenüber y
$u_{Zk}; U_{Zk}$	Zwischenkreisspannung
v	Driftgeschwindigkeit
V	Volumen
X	Länge
Z	Impedanz
U_{po}	Pinch Off Spannung
C_{dg}	Drain-Gate ("Miller-") Kapazität
C_{gs}	Gate-Source Kapazität
C_{ds}	Drain-Source Kapazität
R_{on}	Durchlasswiderstand
I_{sat}	Maximaler Drainstrom
R_{thjc}	Thermischer Widerstand Sperrschicht - Gehäuse
U_{gBD}	Durchbruchspannung Source-Gate
U_{supp}	Versorgungsspannung Allgemein
$0V$	Bezugspotential des Gate Treibers
U_{ss}	Negative Spannungsversorgung des Gate Treibers
U_{d+}	Versorgung für die Kurzschlussüberwachung des Gate Treibers
$U5V$	Versorgungsspannung für digitale Schaltungen im Gate Treiber
Δt_V	Verriegelungszeit
R_{thca}	Thermischer Widerstand Gehäuse - Umgebung
R_{thch}	Thermischer Widerstand Gehäuse - Kühlkörper
$P_{out min}$	Ausgangs-Mindestleistung des Umrichters
P_{max}	Maximale Verlustleistung
I_N	Netzstrom
i_{Zk}	Zwischenkreisstrom
L_F	Filterinduktivität
C_F	Filterkapazität
$\Delta t_{\ddot{u}}$	Überlappungszeit
C_{Zk}	Zwischenkreiskondensator
u_{drive}	Ansteuersignal
u_{back}	Rückmeldung der Ansteuerschaltung
$C_{Stütze}$	Pufferkondensator eines Gate Treibers
\underline{u}_{RZ}	Raumzeiger

Formelzeichen

M	Modulationsgrad
f_{res}	Resonanzfrequenz
i_{effHF}	Effektivwert des Verzerrungsstromes
i_{zkDM}	DM-Zwischenkreisstrom
i_{zkCM}	CM-Zwischenkreisstrom
n_0	Leerlaufdrehzahl

Abkürzungen

BJT	Bipolar Junction Transistor
CM	Common Mode (Gleichtakt)
DM	Differential Mode (Gegentakt)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
Ge	Germanium
GTO	Gate Turn-off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
JBS	Junction Barrier Schottky
JFET	Junction Field Effect Transistor
LISN	Line Impedance Stabilisation Network (Netznachbildung)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	Pulse Width Modulation
SBD	Schottky Barrier Diode
Si	Silizium
SiC	Siliziumkarbid
VJFET	Vertical JFET
VSI	Voltage Source Inverter
AFE	Active-Front-End
U,V,W	Motorleitungen
L1,L2,L3	Netzphasen
U1,V1,W1	Gleichrichtereingang
U2,V2,W2	Wechselrichterausgang
GT	Gate Treiber
RZM	Raumzeigermodulation
FPGA	Programmierbarer IC-Baustein "Field Programmable Gate Array"
CPLD	Programmierbarer IC-Baustein "Complex Programmable Logic Device"

Abkürzungen

DSP	Digital Signal-Prozessor
Zk+	Plus-Zwischenkreisschiene
Zk-	Minus-Zwischenkreisschiene
ESB	Ersatzschaltbild
ASM	Asynchronmaschine
SM	Synchronmaschine

Kapitel 1

Einleitung

Die Leistungselektronik für elektrische Antriebe, als Schnittstelle zwischen Energieversorgung und elektrischer Maschine, muss hohen Anforderungen bezüglich der Qualität der Ausgangsgrößen und ihrem Wirkungsgrad gerecht werden.

Die vom Umrichter erzeugten pulsformigen Spannungen mit hoher Steilheit können der Isolation der Maschine schaden. Ebenfalls können die Lager durch hervorgerufene kapazitive Ströme beschädigt werden. Ein nicht sinusförmiger Strom kann Pendelmomente verursachen. Die beste Qualität der Ausgangsspannung wird erreicht, wenn diese im stationären Zustand eine Sinusform mit der elektrischen Motorfrequenz aufweist.

Es gibt jedoch einen Kompromiss zwischen Qualität und Effizienz. Eine Erhöhung der Schaltfrequenz des Umrichters zur Verbesserung des Stromverlaufes, oder eine Verringerung der Spannungssteilheit zur Verringerung von Störströmen, bringt eine Erhöhung der Schaltverluste in den Halbleitern, was die Effizienz verschlechtert.

In den letzten Jahrzehnten wurde die Leistungsfähigkeit der Halbleiter aus Silizium beträchtlich verbessert. Da man sich heute den physikalischen Grenzen des Siliziums annähert, kann nur eine gleichzeitige Verbesserung der Effizienz und Qualität durch neue Halbleitermaterialien erreicht werden.

In der vorliegenden Arbeit wird der Einsatz von Leistungshalbleitern aus Siliziumkarbid (SiC) in der Antriebstechnik praktisch untersucht. Die physikalischen Eigenschaften dieses Halbleitermaterials sind hervorragend für die

Leistungselektronik, z.B. niedrigerer Durchlasswiderstand bei höherer Sperrspannung und höhere Temperaturbeständigkeit als Silizium.

Das Ziel der Arbeit ist es, einen Antriebsstromrichter zu erstellen, der

- sinusförmige Spannungen der Maschine zur Verfügung stellt (Qualität), um die Lebensdauer der Maschine durch Abwesenheit von Lagerströmen und Reflexionen zu erhöhen, und die Verwendung von langen ungeschirmten Motorkabeln zu ermöglichen,
- kompakt ist (Volumen, Gewicht, Preis), mit kleinem Netz- und Motorfilter, da eine hohe Schaltfrequenz verwendet wird,
- rückspeisefähig ist und einen ähnlichen Wirkungsgrad wie ein konventioneller IGBT-Umrichter aufweist (Effizienz),

Dies soll bei Einhaltung einschlägiger Normen zur elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) erfolgen.

Die Arbeit gliedert sich wie folgt:

Im Kapitel 2 werden die mit den puls förmigen Ausgangsspannungen eines Antriebsstromrichters verbundenen Probleme erläutert, und eine Lösung vorgestellt.

Im Kapitel 3 werden sowohl die physikalischen Eigenschaften des Siliziumkarbids, als auch verschiedene Leistungshalbleiterbauelemente dargestellt und untersucht.

Das Kapitel 4 widmet sich der gründlichen Analyse des Siliziumkarbid Junction Field Effect Transistors (SiC-JFET), welcher im realisierten Umrichter eingesetzt wird. Die entwickelte Ansteuerschaltung und die Auslegung eines Antriebsstromrichters werden hier ebenfalls beschrieben.

Das Kapitel 5 erklärt die Topologie und den Aufbau des eingesetzten rückspeisefähigen PWM-Stromrichters mit netzfrequent geschaltetem aktiven Gleichrichter.

Das Kapitel 6 beschreibt das Netz- und Motorfilter des Umrichters eingehend, von der Festlegung der Filterkennlinien für Gegen- und Gleichtaktsystem, über die Auslegung der Filter bis zum Aufbau der induktiven Bauelemente.

Zusätzlich zu den bereits dargestellten Messungen werden im Kapitel 7 die wichtigsten Ergebnisse, u. a. die EMV-Messungen, präsentiert.

Kapitel 2

Problematik der Ausgangsspannungen eines Pulswechselrichters

2.1 Betriebsweise eines Pulswechselrichters

2.1.1 Prinzip eines Pulswechselrichters

Um elektrische Maschinen nach den Wünschen des Anwenders anzutreiben, müssen bestimmte elektrische Ströme durch ihre Wicklungen fließen, die das Drehmoment und damit das dynamische Betriebsverhalten des Motors beeinflussen.

Die Steuerung des Stromes erfolgt in der Regel mittels Leistungselektronik in Stromrichtern. Diese bestehen aus schaltbaren Halbleiterbauelementen, auch Leistungsschalter genannt, wie z.B. "Insulated Gate Bipolar Transistors" (IGBTs). Da hier die Minimierung der Verluste eine wesentliche Rolle spielt, werden die Leistungsschalter nur im gesperrten oder gesättigten leitenden Zustand verwendet. Aufgrund der induktiven Impedanz von Motorwicklungen, werden oberfrequente

Anteile der Eingangsspannung gefiltert und entsteht ein Stromverlauf, dessen Frequenz der Grundschiwingung der Eingangsspannung entspricht.

$$|Z_L| = \frac{|u|}{|i|} = \omega L \quad (2-1)$$

Aus der Gleichung der Impedanz eines Induktiven Bauelementes (2-1) ist zu erkennen, dass je höher die Frequenz der Eingangsspannung ist, desto stärker wird der Strom bedämpft. Eine Erhöhung der Frequenz von Spannungs-Oberschwingungen ergibt somit einen weniger verzerrten Stromverlauf.

Diese Eigenschaft kann in selbstgeführten Stromrichtern zu Nutze gemacht werden, weil die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiterbauelemente unabhängig von der Frequenz des elektrischen Versorgungsnetzes eingestellt werden kann. So entsteht ein "Pulswechselrichter", der durch das beliebige Schalten der Transistoren pulsförmige Ausgangsspannungen liefert.

2.1.2 Ausgangsspannungen eines Pulswechselrichters

Hier wird von einem Spannungszwischenkreis-Pulswechselrichter (VSI) mit Leistungstransistoren ausgegangen. Die konstante Zwischenkreisspannung wird in eine pulsförmige Wechselspannung umgewandelt.

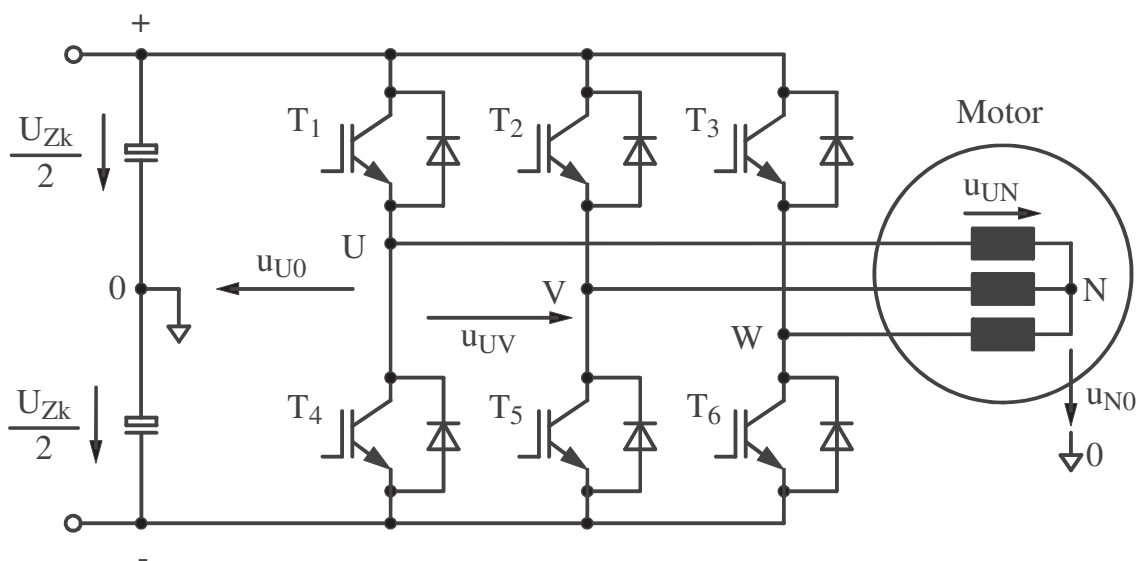


Bild 2.1 Dreiphasiger Pulswechselrichter.

Ein dreiphasiger Pulswechselrichter besteht aus drei Halbbrücken (Bild 2.1), deren Mittelpunkte (Klemmen U, V und W), durch das abwechselnde Schalten der Transistoren, pulsformige Spannungen gegenüber dem Zwischenkreis aufweisen. Im Bild 2.2 wird die Mittelpunkt-Ausgangsspannung u_{U0} bei Sinus-Dreieck Modulation dargestellt. T_s ist die Schaltperiode und T_{ein1} die Einschaltzeit des Transistors T1. Die Aussteuerung der Transistoren sorgt dafür, dass der Mittelwert von u_{U0} innerhalb jeder Schaltperiode die Sollwertspannung stufenweise folgt. An welcher Stelle der Mittelwert den Sollwert trifft, oder welche Harmonischen im Spannungsverlauf entstehen, hängt vom gewählten Ansteuerungsverfahren der Pulsweitenmodulation (PWM) ab [Hol1, Jen1, Pie1, Moh1, Hol2], z.B. Sinus-Dreieck oder Supersinus mit analoger oder digitaler Implementierung, oder Raumzeigermodulation, etc.

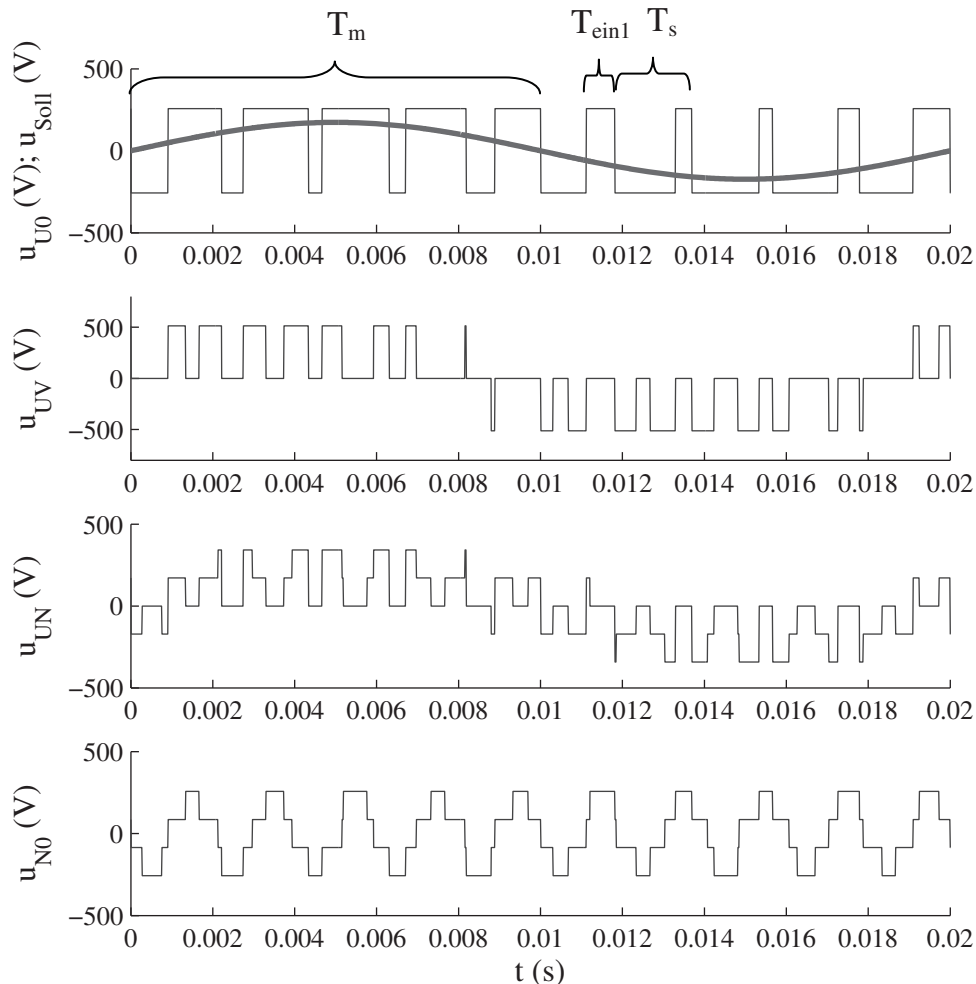


Bild 2.2 Spannungsverläufe im dreiphasigen Pulswechselrichter.
 $U_{Zk} = 513 \text{ (V)}$.

Die Subtraktion zweier Ausgangsspannungen bildet eine verkettete Ausgangsspannung mit den möglichen Spannungswerten U_{Zk} , 0 V oder $-U_{Zk}$ wie z. B. u_{UV} im Bild 2.2.

Die Motor-Strangspannungen, wie z.B. u_{UN} , resultieren aus der Verteilung der verketteten Spannungen in einem aus den symmetrischen Impedanzen des Motors bestehenden Spannungsteiler. Bei dem betrachteten dreiphasigen Zweipunkt-Wechselrichter gibt es acht mögliche Zustände (Kombinationen der zwei möglichen Mittelpunktspannungen bei drei Halbbrücken: $2^3 = 8$). Zwei Beispiele sind im Bild 2.3 zu sehen. Die möglichen Spannungswerte an einem Motorstrang sind $(2/3)U_{Zk}$, $(1/3)U_{Zk}$, 0 V, $-(1/3)U_{Zk}$, $-(2/3)U_{Zk}$.

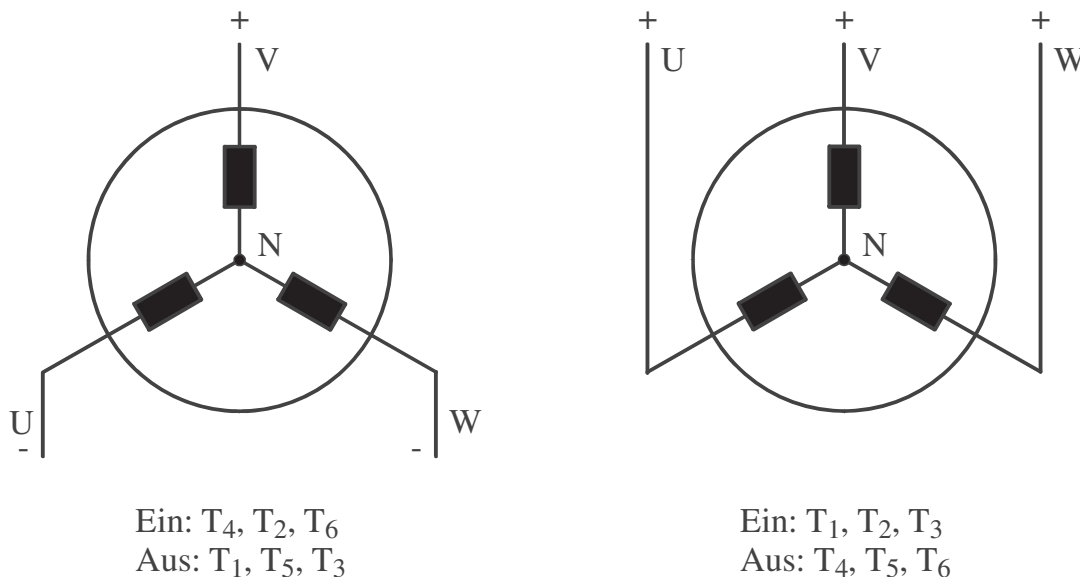


Bild 2.3 Last bei zwei verschiedenen Schaltzuständen.

Wird es nur die Grundschiwingung der Mittelpunkt-Ausgangsspannungen (z.B. u_{U0} im Bild 2.2 berücksichtigt, erhält man eine symmetrische Anregung und damit eine Sternpunktspannung $u_{N0} = 0$ V bei symmetrischer Last.

Bei Berücksichtigung der Harmonischen der Mittelpunkt-Ausgangsspannungen ist jedoch $u_{N0} \neq 0$ V. Das wird ersichtlich, wenn die Subtraktion von (2-2) gebildet wird. Dann entsteht ein schaltfrequenter Verlauf wie u_{N0} im Bild 2.2.

$$u_{N0} = u_{X0} - u_{XN} \quad , \text{ bei } X = U, V \text{ oder } W \quad (2-2)$$

Bei jeder einzelnen Frequenz f kann der dreiphasige Wechselrichter und die Last mit dem vereinfachten Ersatzschaltbild vom Bild 2.4 dargestellt werden.

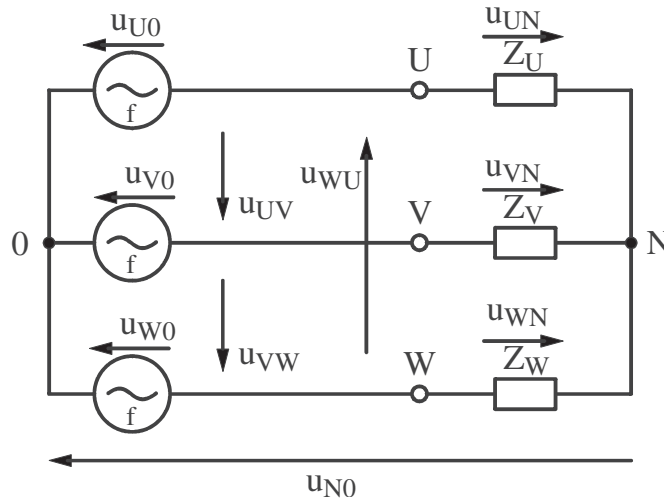


Bild 2.4 Ersatzschaltbild des dreiphasigen Wechselrichters mit Last.

Alle Spannungen mit Amplituden und Phasenlagen können im entsprechenden Gleichungssystem bestimmt werden, wenn folgende Größen bekannt sind:

- a) Die drei Mittelpunkt-Ausgangsspannungen und das Verhältnis der Lastimpedanzen (u_{U0} , u_{V0} , u_{W0} , $Z_U:Z_V:Z_W$).
- oder
- b) Zwei Mittelpunkt-Ausgangsspannungen, die Sternpunktspannung und das Verhältnis der Lastimpedanzen. (z.B. u_{U0} , u_{V0} , u_{N0} , $Z_U:Z_V:Z_W$)
- oder
- c) Zwei Strangspannungen, die Sternpunktspannung und das Verhältnis der Lastimpedanzen. (z.B. u_{UN} , u_{VN} , u_{N0} , $Z_U:Z_V:Z_W$)
- oder
- d) Zwei verkettete Spannungen, die Sternpunktspannung und das Verhältnis der Lastimpedanzen. (z.B. u_{UV} , u_{VW} , u_{N0} , $Z_U:Z_V:Z_W$)

Bei symmetrischer Last, wie in der vorliegenden Arbeit der Fall ist, gilt (2-3) [Jen1].

$$\overline{u_{U,V,W}} = \frac{1}{3}(u_{U0} + u_{V0} + u_{W0}) = u_{N0} \quad (2-3)$$

Die Spannung $\overline{u_{u,v,w}}$ ist definiert als die "Gleichtaktspannung" u_{CM} ("Common Mode").

Jede verkettete Spannung bildet eine "Gegentaktspannung" u_{DM} ("Differential Mode").

Ist die Zusammensetzung der bekannten Spannungen wie im obigen Fall c) oder d) und wird eine symmetrische Last angenommen, können alle Spannungen durch $u_{CM} = u_{N0}$ und u_{DM1}, u_{DM2} (zwei verschiedene Strang- oder verkettete Spannungen) bestimmt werden. Darüber hinaus sind die Amplituden der Harmonischen zweier Strang- oder verketteten Spannungen in der vorliegenden Anwendung äquivalent, so dass normalerweise die Berücksichtigung einer einzelnen u_{DM} reicht.

Eine Umwandlung der dreiphasigen Spannungen in die bei der Energietechnik übliche Darstellungsweise mit symmetrischen Komponenten (Mit-, Gegen- und Nullkomponente) [Hos1] ist hier, aufgrund der Grundschiwingung- und Lastsymmetrie, nicht nötig.

Somit kann das Verhalten des Wechselrichters und die Wirkung der PWM lediglich mit der Messung oder Berechnung der zwei Größen u_{DM} und u_{CM} untersucht werden.

2.2 Das Schalten der Transistoren

2.2.1 Allgemeines Schaltverhalten in einer Halbbrücke

Bei der Betrachtung der Ausgangsspannungen im Abschnitt 2.1 wurde angenommen, dass die Spannungssprünge in einer vernachlässigbar kleinen Zeit stattfinden. In Wirklichkeit erfolgt bei jedem Spannungssprung eine Kommutierung zwischen Leistungshalbleitern, deren Schaltzeit eine wesentliche Rolle in den Schaltverlusten und dem Störverhalten des Wechselrichters spielt.

Um das allgemeine Schaltverhalten darzustellen, genügt es eine einzelne Halbbrücke des Wechselrichters zu betrachten, wie im Bild 2.5, da eine Kommutierung zwischen einem Transistor und einer Diode erfolgt.

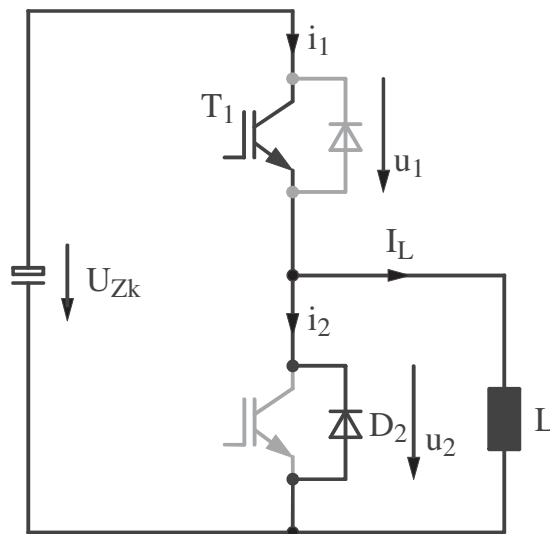


Bild 2.5 Halbbrücke mit induktiver Last.

Ist der Transistor T1 eingeschaltet, führt er den Laststrom. Wenn er ausgeschaltet wird, fließt der induktive Laststrom weiter im Kreis über die Diode D2.

Im Bild 2.6 werden die Strom- und Spannungsverläufe im Transistor T1 beim Ein- und Ausschalten gezeigt. Dabei werden eine reine ideale und eine dem realen Fall angenäherte Betrachtung dargestellt. In einem schnellen Schaltvorgang werden die Verläufe von parasitären Kapazitäten im Halbleiter und Induktivitäten im Strompfad beeinflusst, womit nur ähnliche Verläufe entstehen. Die Strom- und Spannungsverläufe der Diode D2 entsprechen denen vom T1 mit einer Verschiebung um I_L und U_{Zk} , siehe (2-4).

$$\begin{aligned} i_2 &= i_1 - I_L \\ u_2 &= U_{Zk} - u_1 \end{aligned} \quad (2-4)$$

Aufgrund des dynamischen Verhaltens eines Transistors, wobei hohe u_1 und i_1 gleichzeitig auftreten, sind die Schaltverluste von T1 hoch. In der Diode D2 kann nur Strom fließen, wenn keine Sperrspannung vorliegt, aus diesem Grund sind Schaltverluste in D2 idealerweise vernachlässigbar.

Beim realen Schaltverhalten treten Effekte wie Recovery-Strom (Rückstrom) im i_2 und Spannungsänderungen wegen aufbaubedingter Zwischenkreisinduktivitäten in u_1 auf. Der Recovery-Strom der Diode spiegelt sich im i_1 wider, was zusätzliche Einschaltverluste im Transistor bringt.

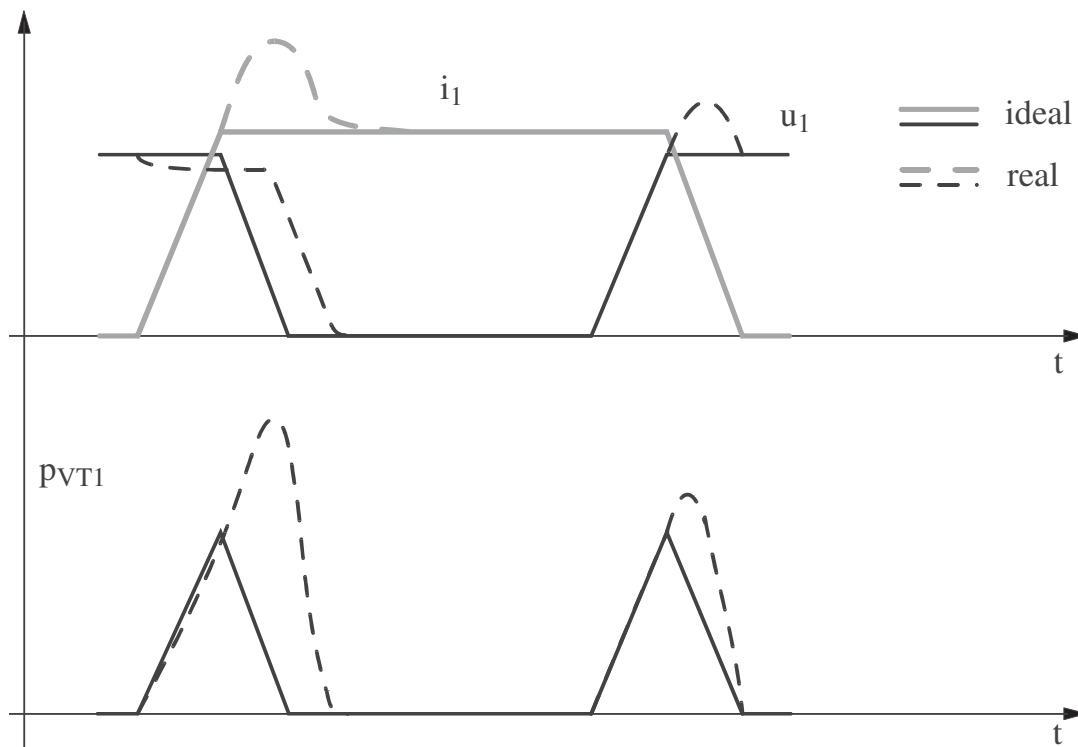


Bild 2.6 Spannung, Strom und Verlustleistung in Transistor T1 über einer Schaltperiode.

2.2.2 Schaltverluste

Die Schaltverlustenergie $E_{SchaltT1}$ vom Transistor T1 berechnet sich aus dem Integral der zeitvariablen Verlustleistung p_V über die Schaltzeiten (2-5).

$$p_V = u_1 \cdot i_1$$

$$\Delta E_{SchaltT1} (0 \rightarrow T_s) = E_{einT1} + E_{ausT1} = \int_{\Delta T_{ein}} p_V(t) dt + \int_{\Delta T_{aus}} p_V(t) dt \quad (2-5)$$

$$P_{SchaltT1} = \Delta E_{SchaltT1} \cdot f_s$$

Eine Verringerung der Schaltverluste kann erzielt werden, wenn die Schaltzeiten ΔT_{ein} und ΔT_{aus} oder der Recovery-Strom reduziert werden. Letzteres wird nur mit neuen Leistungshalbleitern erreicht, z.B. aus Siliziumkarbid (SiC), wie es in der vorliegenden Arbeit untersucht wird.

Eine Verringerung der Schaltzeit bedeutet eine Erhöhung der Spannungs- und Stromsteilheiten, welche vom i_1 , dem Gatestrom i_{g1} und inneren Kapazitäten und

Induktivitäten im Halbleiter und Modul abhängen. Für eine genauere Analyse, sowie für die Steuerung und Optimierung der Schaltgeschwindigkeit, sei auf Kapitel 4 verwiesen.

Die Spannungs- und Stromsteilheiten können und dürfen nicht beliebig erhöht werden. Eine zu hohe Spannungssteilheit bringt kapazitive Ströme, Motorüberspannungen und Probleme mit elektromagnetischer Verträglichkeit (EMV) hervor. Übermäßige Stromsteilheiten verursachen einerseits Überspannungen auf den Leistungshalbleitern, infolge von Induktivitäten im Strompfad, und andererseits einen erhöhten Recovery-Strom in bipolaren Dioden.

2.3 Effekt der Spannungssteilheiten auf die Last und das Gesamtsystem

Während hohe Stromsteilheiten nur im Zwischenkreis und den Leistungshalbleitern des Wechselrichters auftreten können, wo mit einem niederinduktiven Aufbau Probleme umgangen werden können, treten Spannungssteilheiten zwischen den Wechselrichterausgängen und gegenüber Erde auf. Damit sind Potentialsprünge an der Ausgangsleitung und Last vorhanden, was Probleme verursacht, wie im Folgenden erklärt wird.

2.3.1 Analyse der Ausgangsspannung im Frequenzbereich

Für die Frequenzanalyse wird der Spannungsverlauf eines Wechselrichterausgangs gegenüber dem Zwischenkreis (Minus Schiene) betrachtet. Dies entspricht einem um $U_{ZK}/2$ verschobenen Verlauf von u_{U0} aus dem Bild 2.2. Zur Einbeziehung von Spannungssteilheiten wird der rechteckige Verlauf durch einen realeren trapezförmigen Verlauf ersetzt (Bild 2.7). Da es hier nur eine allgemeine Darstellung und vor allem das Spektrum in hohem Frequenzbereich interessiert, wird ein konstanter Tastgrad gewählt und damit auf Seitenbänder der Spektrallinien verzichtet.

Aus der Fourieranalyse des Zeitsignals resultieren Amplituden und Winkel für jede Harmonische. Das Zeitsignal kann in Form einer unendlichen Summe von sinusförmigen Signalen mit den berechneten Amplituden und Winkeln dargestellt werden (2-6) [Alb1].

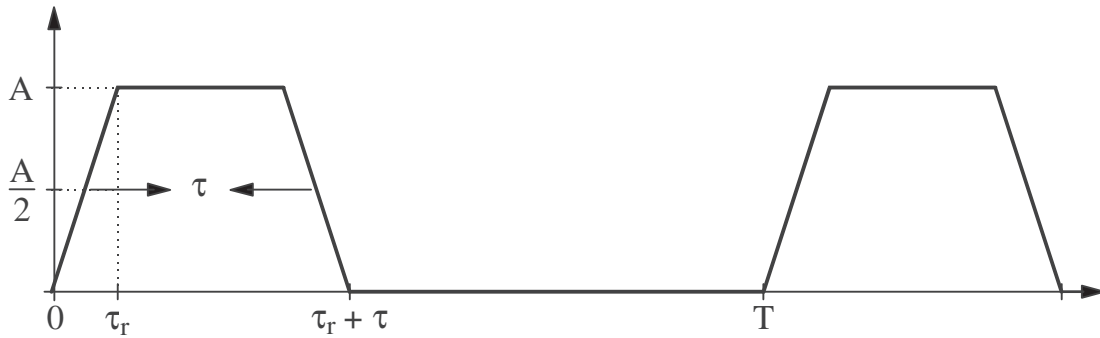


Bild 2.7 Trapezförmige Ausgangsspannung $u(t)$ des Wechselrichters gegenüber der - Zwischenkreisschiene. $A=U_{zk}$.

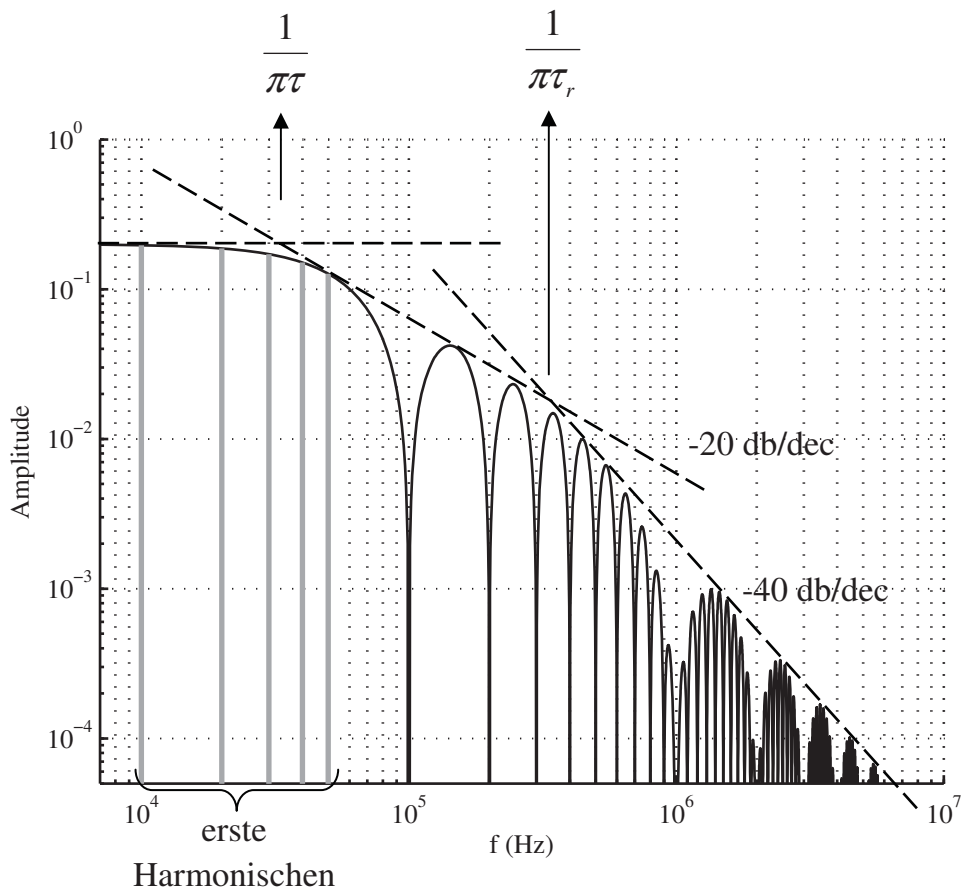


Bild 2.8 Einhüllende (durchgezogen) des Spektrums eines periodischen trapezförmigen Signales und ihre Asymptoten. $T = 0,1$ (ms); $\tau = 0,1T$; $\tau_r = 0,01T$.

$$\text{Mit } x_n = \frac{n\pi\tau}{T} \quad \text{und} \quad y_n = \frac{n\pi\tau_r}{T} \quad \text{gilt} \quad (2-6)$$

$$u(t) = \frac{A\tau}{T} + \frac{2A\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin x_n}{x_n} \cdot \frac{\sin y_n}{y_n} \cdot \cos\left[\frac{n\pi}{T}(2t - \tau - \tau_r)\right]$$

Das Bild 2.8 zeigt die Einhüllende der Oberschwingungsamplituden im Frequenzbereich bei $A=1$; $T=0,1$ ms; $\tau = 0,1T$ und $\tau_r = 0,01T$. Es ist ersichtlich, dass eine Erhöhung der Spannungssteilheit eine Zunahme der Oberschwingungsamplituden in hohem Frequenzbereich bewirkt.

2.3.2 Folgen hoher Spannungssteilheiten

2.3.2.1 Kapazitive Ströme und Lagerströme

Mit steigender Frequenz sinkt die Impedanz kapazitiver Elemente (2-7). Das hat zur Folge, dass bereits durch kleine Kapazitäten, beispielsweise aufbaubedingte Kopplungen mit kleinen Abständen, ein nicht vernachlässigbarer Strom im hohen Frequenzbereich fließen kann. Die Anregung ist durch hohen Spannungssteilheiten gegeben.

$$|Z_c| = \frac{|u|}{|i|} = \frac{1}{\omega C} \quad (2-7)$$

Das Bild 2.9 zeigt, wo kapazitive Strompfade in und um einen konventionellen filterlosen Umrichter entstehen können. Als Beispiel erfolgt hier eine Kommutierung des Stromes im Pulsumrichter von der Diode D6 in den Transistor T3. Die Spannung $u(t)$ wird durch das Schalten der Leistungshalbleiter im Pulsumrichter verursacht. Von den oberen Dioden des Gleichrichters leitet in diesem Augenblick D1.

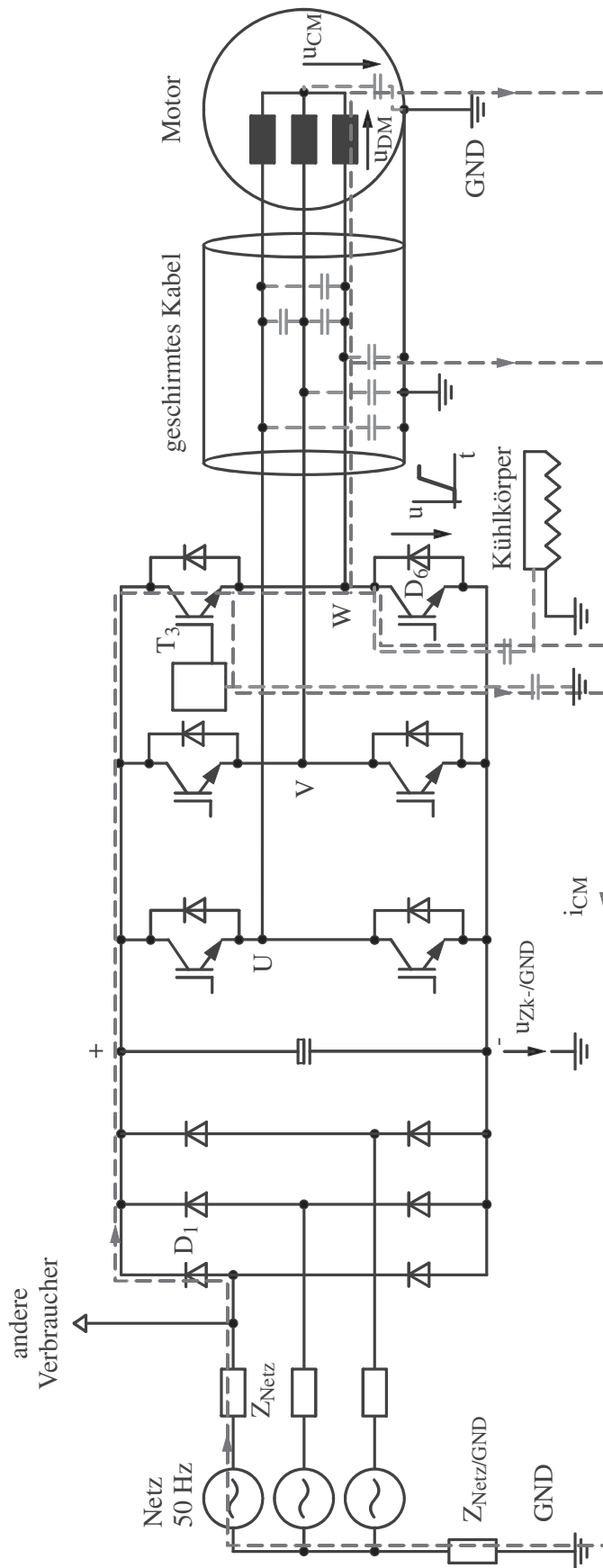


Bild 2.9 Kapazitive Strompfade nach einem Potenzialsprung am Ausgang W des Umrichters.

2.3 Effekt der Spannungssteilheiten auf die Last und das Gesamtsystem

Jede Zwischenkreisschiene hat eine Gleichspannung plus einen 150 Hz Anteil gegenüber dem Neutralleiter und Erde (Gnd), jedoch kann die Spannung $u_{Zk-/GND}$ bei hohen Frequenzen in erster Annäherung als sehr klein betrachtet werden, wenn die Netzimpedanzen klein sind oder Y-Entstörkondensatoren zwischen Zwischenkreis und Masse vorhanden sind. In hohem Frequenzbereich ist damit $u(t) \approx u_{WGnd}$. (Bild 2.9).

Aus Potentialsprünge eines Ausgangs gegenüber Erde werden Ableitströme fließen und kapazitive Umladungen hervorgerufen, wie beispielweise zwischen:

- a) Statorwicklungen und geerdetem Motorgehäuse (aus u_{CM} -Sprünge).
- b) Leistungshalbleitern und geerdetem Kühlkörper.
- c) Gate Treibern und Elektronik auf Erdpotenzial.
- d) Wechselrichter-Ausgangsleitern und ihrer geerdeten Schirmung. Kapazität proportional zur Leitungslänge.

Die hierzu fließenden CM-Ströme verursachen zusätzliche Verluste in den Leistungshalbleitern, den Leitungen und in der Last.

Hohe Spannungssteilheiten beschädigen die Isolation sowohl von Motorwicklungen als auch von Potenzialtrennungen der Elektronik (Signale und Stromversorgungen für die Gate Treiber).

Die Kapazitäten erzeugen in Verbindung mit vorhandenen Induktivitäten neue Resonanzstellen. Der Anregung solcher Resonanzstellen können gefährliche Spannungsspitzen folgen.

Besonders durch lange geschirmte Leitungen entstehen große Kapazitäten [Jue1], die bei jedem Schaltvorgang umgeladen werden.

Potenzialsprünge in u_{DM} können ebenfalls kapazitive Umladungen zwischen den Wechselrichter-Ausgangsleitern verursachen [Web1].

Ferner bringt der Fall a) zusätzliche unerwünschte Effekte mit sich:

- e) Kapazitive Umladungen können nicht nur direkt zwischen Wicklungen und Gehäuse stattfinden, sondern auch zwischen Wicklungen und Läufer. Dadurch fließen Ströme vom Läufer durch die Lager zum Gehäuse der elektrischen Maschine.
- f) Im Falle einer schlechten Erdung der elektrischen Maschine können Ableitströme vom Gehäuse über die Lager in die Welle fließen und dann über anderen angeschlossenen Teilen ihren Weg zur Erde finden.

- g) Gleichtaktströme Wicklungen-Gehäuse-Erde verursachen ein um das Gehäuse laufendes magnetisches Feld. Bei hohen Frequenzen (ca. 100 kHz - MHz) induziert das Feld eine Spannung in einer durch das Gehäuse und Läufer der Maschine entstehenden Schleife. Daraus resultiert ein zirkularer Strom, der durch die Lager fließt.

In den letzten drei Fällen fließt ein schädlicher elektrischer Strom durch die Lager der elektrischen Maschine, was zum Ausfall der Lager führen kann [Mue1, Pie2].

2.3.2.2 Funkstörspannung

Leitungsgebundene Störungen

Wie oben beschrieben beginnt der Pfad des CM-Stromes i_{CM} in einer Mittelpunktausgangsspannung (W im Bild 2.9) des Wechselrichters. Der zur Erde fließende Strom i_{CM} muss seinen Weg zurück zum Wechselrichterausgang finden. Bei einem nicht entstörten Umrichter fließt der CM-Strom vorwiegend durch das Netz, Netzleitungen und Gleichrichter in den Wechselrichter zurück.

Der hochfrequente Strom i_{CM} bewirkt eine Funkstörspannung auf den Netzimpedanzen $Z_{NetzGnd}$ und Z_{Netz} (Bild 2.9). Die Netzübergabestelle wird gestört und so werden auch andere Verbraucher dadurch beeinträchtigt.

Um Störungen an anderen Verbrauchern zu vermeiden, wurden EMV-Normen entwickelt, die Grenzwerte für die Funkstörspannung setzen. Für die Messung der Funkstörspannungen wird eine dreiphasige Netznachbildung (LISN) verwendet, die nach CISPR 16-1 [Nor1] eine normierte $50 \Omega // 50 \mu H$ Netzimpedanz für den Umrichter darstellt und eine Entkopplung zwischen Netz und Umrichter ermöglicht. Die Netznachbildung liefert die unsymmetrische Funkstörspannung (Anteile DM und CM zusammen) jeder Phase, die im Bereich 150 kHz - 30 MHz mit einem Funkstörmessempfänger gemessen werden muss [Gut1, Hoe1].

Die unserer Anwendung entsprechende EMV-Norm ist "Die Europäische Norm für drehzahlveränderbare elektrische Antriebe" EN 61800-3 [Nor2, Mie1].

Elektromagnetische Strahlung

Wie bereits erwähnt, kann das Spektrum der Potentialsprünge der Wechselrichter-Ausgangsleiter sehr hohe Frequenzen enthalten. Aufgrund der hohen Änderungsrate des elektrischen Feldes werden elektromagnetische Wellen im MHz - GHz Bereich durch die Luft ausgestrahlt.

Diese nicht mehr vernachlässigbaren elektromagnetischen Wellen induzieren Störspannungen auf anderen elektronischen Bauteilen. Die Störspannung wird mit Hilfe einer Antenne in einer Kabine frei von externen Feldern konform der EMV-Norm EN 61800-3 gemessen und mit den Grenzwerten im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz verglichen.

Trotz der hohen Kosten wird üblicherweise ein geschirmtes Kabel als Motorkabel zur Vermeidung von elektromagnetischer Strahlung eingesetzt.

2.3.2.3 Reflexion

Hohe Flankensteilheiten der Ausgangsspannungen bringen sowohl kapazitive Ströme mit sich, als auch Überspannungen am Motor. Zum besseren Verständnis der Höhe und Abhängigkeiten dieser Überspannungen reicht es nicht aus, die Leitung (Motorkabel) als ein dreiphasiges L-C Glied zu betrachten, sondern als gleichmäßig auf die Kabellänge verteilte Induktivität und Kapazität. Dafür wird hier kurz auf die Leitungstheorie eingegangen [Ess1, Küp1, Kau1].

Eine einfache Leitung mit Hin- und Rückleiter kann als eine Kette von Leitungselementen der differentiellen Länge dx dargestellt werden (Bild 2.10). Die differentiellen Größen innerhalb eines Leitungselementes werden aus der Multiplikation der Induktivitäts-, Widerstands-, Kapazitäts- und Leitwertbeläge (jeweils L' , R' , C' , G') mit dx gebildet.

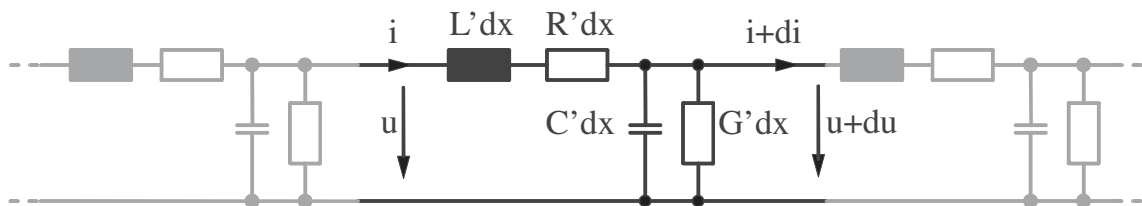


Bild 2.10 Ersatzschaltbild eines differentiellen Leitungselementes der Länge dx (hervorgehoben).

Aus dem Ersatzschaltbild folgt:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = L' \frac{\partial i}{\partial t} + R' i \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = C' \frac{\partial u}{\partial t} + G' u \quad (2-8)$$

Die allgemeine Lösung des Gleichungssystems für den Fall $L'G'=C'R'$, welcher den Fall einer verlustfreien Leitung beinhaltet, ist:

$$\begin{aligned}
 u(x,t) &= e^{-\alpha x} f(x-vt) + e^{\alpha x} g(x+vt) = u_h(x,t) + u_r(x,t) \\
 i(x,t) &= \frac{1}{Z_w} e^{-\alpha x} f(x-vt) - \frac{1}{Z_w} e^{\alpha x} g(x+vt) = i_h(x,t) + i_r(x,t) \quad (2-9) \\
 \text{mit } \alpha &= \sqrt{R'G'} \quad v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad Z_w = \sqrt{\frac{L'}{C'}}
 \end{aligned}$$

Als Funktion von der Entfernung und der Zeit stellen f und g jeweils ein hin- und ein rücklaufendes Signal dar. Auf der zurückgelegten Entfernung x werden die Signale durch die Funktion $e^{-\alpha x}$ mit Dämpfungskonstante α bedämpft. Daraus entstehen die hin- (h) und rücklaufenden (r) Wellen für Spannung und Strom. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v der Wellen hängt nur von der Dielektrizitäts- und Permeabilitätszahl des Isolationsstoffes der Leitung und ist stets kleiner als die Lichtgeschwindigkeit c in Vakuum.

Für unsere Betrachtung ist der Quotient zwischen Spannung und Strom der hin- und rücklaufenden Wellen besonders wichtig (2-10). Z_w ist der Wellenwiderstand der Leitung.

$$\frac{u_h(x,t)}{i_h(x,t)} = Z_w \qquad \frac{u_r(x,t)}{i_r(x,t)} = -Z_w \quad (2-10)$$

Die Funktionen f und g hängen von den Anfangs- und Randbedingungen ab, also vom elektrischen Signal auf einer Seite der Leitung und von der Abschlussimpedanz auf der anderen Seite.

Die Gleichungen ähneln denen, die mechanische Wellen beschreiben [Ger1]. Man kann sich den Effekt der Randbedingungen wie bei mechanischen Wellen vorstellen. An einer Stoßstelle entsteht eine rücklaufende und eine in die zweite Leitung weiter hinlaufende Welle. Wenn eine Welle auf ein freies Ende stößt (freies Potenzial = große Impedanz), entsteht eine rücklaufende Welle mit gleichem Vorzeichen wie die hinlaufende. Falls eine Welle auf ein festes Ende stößt (behaftetes Potenzial = kleine Impedanz oder Kurzschluss), entsteht eine rücklaufende Welle mit umgekehrtem Vorzeichen wie die hinlaufende. In diesen beiden Fällen ergeben sich volle Reflexionen der Welle.

2.3 Effekt der Spannungssteilheiten auf die Last und das Gesamtsystem

Die Höhe der Reflexion an einer Stoßstelle kann mit dem Reflexionsfaktor ρ berechnet werden, wobei die Indizes 1 und 2 die zwei verschiedenen Leitungen bezeichnen.

$$\begin{aligned} u_{r1}(t) &= \rho \cdot u_{h1}(t) \\ u_{h2}(t) &= u_{h1}(t) + u_{r1}(t) = (1 + \rho) \cdot u_{h1}(t) \\ \rho &= \frac{Z_{W2} - Z_{W1}}{Z_{W2} + Z_{W1}} \end{aligned} \quad (2-11)$$

u_{h2} entspricht dabei die tatsächliche Spannung an der Stoßstelle, wenn die erste Reflexion erfolgt. Bei $\rho=1$ bringt die erste Reflexion die doppelte Spannung u_{h1} ans Leitungsende. Diese Überspannung ist aber nur bei hohen Spannungssteilheiten oder langen Leitungen vorhanden. Bei langsamen Spannungssteilheiten ist die tatsächliche Spannung an der Stoßstelle und überall in die Leitung gleich, da viele positive und negative "Reflexionen" zu Null addiert werden, bevor die Spannung sich maßgeblich ändert.

Um eine Vermeidung von Reflexion zu erzielen, sollte idealerweise die Leitung 2 einen identischen Wellenwiderstand wie die Leitung 1 besitzen. Der gleiche Effekt wird mit einem ohmschen Widerstand am Ende der Leitung 1 möglich, wenn dieser Widerstand gleich dem Wellenwiderstand ist. Das ist jedoch nur bei kleinen Spannungen wirtschaftlich und kommt in antriebstechnischen Anwendungen nicht in Frage.

Zum besseren Verständnis kann der am Ende der Leitung anzuschließende Wellenwiderstand als ein Dämpfungswiderstand einer einfachen L-C Schaltung vorgestellt werden. Die Schaltung im Bild 2.11 entspricht dem Ersatzschaltplan " π " einer verlustlosen Leitung der Länge l [Hos1]. Aufgrund der festen Spannungsanregung entfällt die dazu parallel liegende Kapazität.

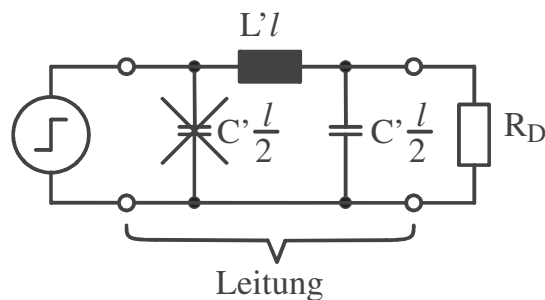


Bild 2.11 Ersatzschaltbild " π " einer verlustlosen Leitung.

Der Dämpfungsgrad der Schaltung ist:

$$D = \frac{1}{2R_D} \sqrt{\frac{L'}{C'/2}} \quad (2-12)$$

Falls der Dämpfungswiderstand (Abschlusswiderstand) R_D gleich dem Wellenwiderstand Z_W gewählt wird,

$$R_D = Z_W = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad \text{dann} \quad D = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \quad (2-13)$$

ergibt sich die optimale Bedämpfung [Roj1, Kor1] einer L-C Schaltung.

In unserer Anwendung wird die Leitung, also das dreiphasige geschirmte oder ungeschirmte Motorkabel, mit großen Spannungssteilheiten sowohl in CM (Gleichtakt) als auch in DM (Gegentakt) vom Umrichter erregt. Während das Kabel einen Wellenwiderstand von ca. 20Ω aufweist, besitzt der am Ende des Kabels angeschlossene Motors eine viel höhere Impedanz, aufgrund der großen Induktivität der Wicklungen. Der ρ ist damit ca. 1, was eine volle Reflexion bedeutet (2-11).

Oben wurde jedoch bereits erklärt, dass eine tatsächliche Überspannung am Motor nur durch eine genügend hohe Spannungssteilheit oder ein langes Kabel hervorgerufen werden kann. Die Gleichung (2-14) zeigt die Beziehung zwischen Anstiegszeit t_r und Länge l des Kabels bei der konstanten Ausbreitungsgeschwindigkeit v , mit der es sich tatsächlich volle Reflexion am Motor ergibt. Der zeitliche Verlauf von Umrichter- und Motorspannung bei voller Reflexion und verlustbehafteter Leitung (Dämpfung der Reflexionen) wird im Bild 2.12 qualitativ dargestellt [Fin1].

$$\frac{t_r}{2} < t_{Lauf} \quad \text{mit} \quad t_{Lauf} = \frac{l}{v} \quad (2-14)$$

Mit einer Ausbreitungsgeschwindigkeit von $110 \text{ m}/\mu\text{s}$ im Motorkabel [Pie2], einer typischen Spannungssteilheit eines Pulswechselrichters von $11 \text{ kV}/\mu\text{s}$ und einer Zwischenkreisspannung von 600 V ergibt sich eine volle Reflexion bereits ab einer sehr kurzen Kabellänge von 3 m .

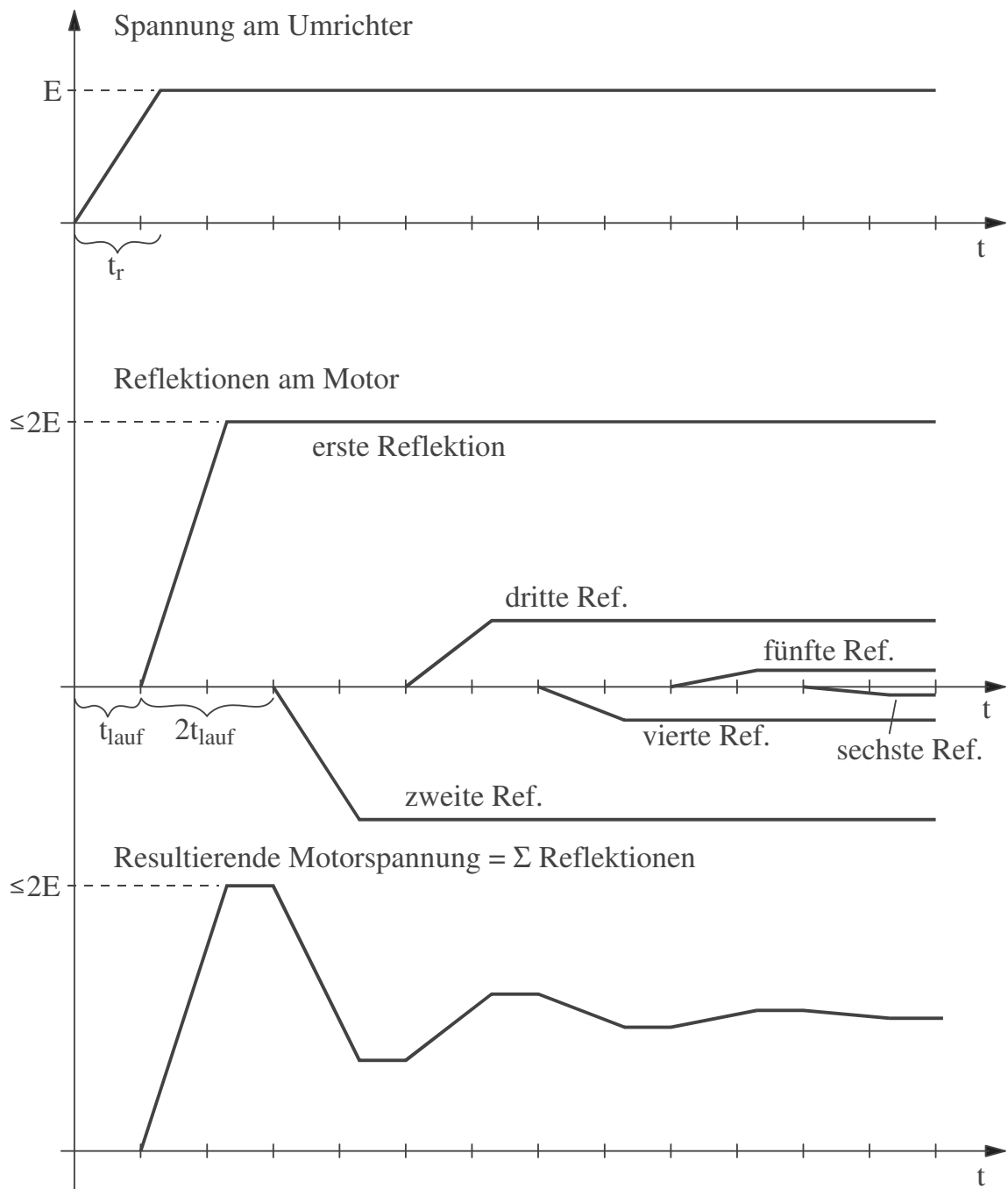


Bild 2.12 Qualitative Spannungsverläufe an beiden Enden eines verlustbehafteten Kabels bei voller Reflexion.

2.4 Lösungsansatz für sinusförmige Ausgangsspannungen bei minimiertem Filteraufwand

2.4.1 Möglichkeiten zur Vermeidung hoher Spannungssteilheiten

Im Abschnitt 2.3.2 wurden diverse Störungen beschrieben, die durch an den Wechselrichterausgängen auftretende hohe Spannungssteilheiten verursacht werden.

Die Spannungssteilheit zwischen zwei Wechselrichter-Ausgänge (DM) oder einem Wechselrichter-Ausgang und einer Zwischenkreisschiene (DM+CM) sollte gewisse Grenzen nicht übersteigen (z. B. $0,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ laut [Fin1, Pie2]), um Störungen zu vermeiden.

Hierfür werden im Folgenden verschiedene Abhilfemaßnahmen erläutert und im Bild 2.13 zusammengefasst.

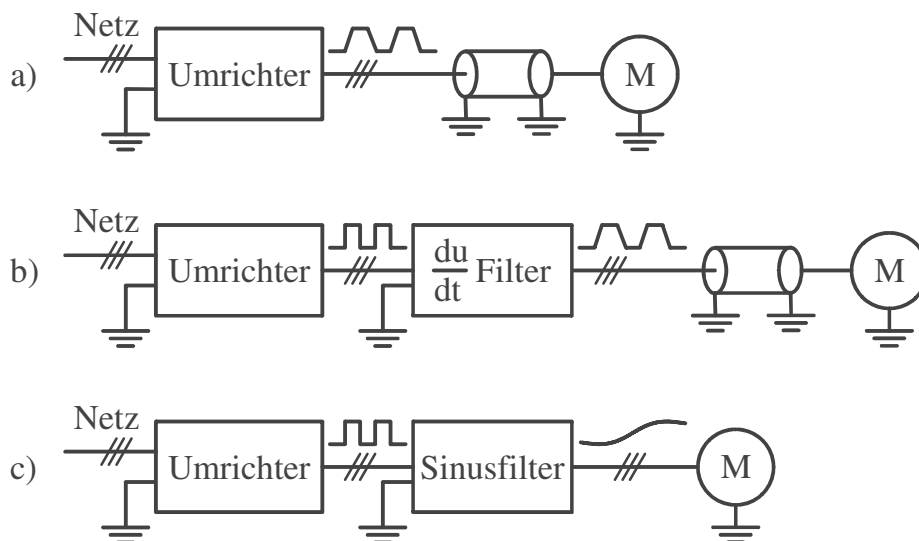


Bild 2.13

- a) Verringerung der Schaltgeschwindigkeit
- b) du/dt Filter
- c) Sinusfilter (Schirmung des Kabels entfällt)

2.4.1.1 Verringerung der Schaltgeschwindigkeit

Mit Hilfe der Ansteuerschaltung (Gate Drive) jedes Leistungstransistors kann die Schaltgeschwindigkeit beeinflusst werden. Die einfachste Methode besteht in der Einstellung der Gate-Widerstände. Eine Erhöhung des ohmschen Widerstands bewirkt eine Verlangsamung der Ladung/Entladung der Eingangskapazität im Leistungshalbleiter und damit eine niedrige Schaltgeschwindigkeit.

Wie aus dem Bild 2.6 zu erkennen, ist der große Nachteil des langsamen Schaltens die Vergrößerung der Fläche unter der Leistungskurve, also die Erhöhung der Schaltenergie.

Ein zweiter Nachteil liegt in der schlechteren Auflösung für die PWM. Das Schalten nimmt viel Zeit in Anspruch innerhalb einer Schaltperiode, beispielsweise das 10-fache einer normalen Kommutierung. Folglich wird eine Ansteuerung mit kleinen oder großen Tastgrade nicht mehr möglich.

Falls die Spannungsteilheiten nur in kleiner Maße verringert werden sollen, also ohne großen Gate-Widerstand, sind sie immer noch vom Laststrom abhängig. Es bleibt nur die Anwendung komplizierterer Gate-Treiber-Konzepte für die Begrenzung auf vorgegebenen du/dt [Par1, Dör1].

Gegen die oben genannten Nachteile gibt es noch die Alternative, eine niedrigere Schaltfrequenz zu verwenden. Das bringt jedoch eine Verschlechterung der Dynamik mit längerer Totzeit im Regelkreis mit sich, und vor allem eine größere Verzerrung des Motorstromes mit entsprechenden Pendelmomenten in der Maschine.

2.4.1.2 du/dt Filter

Durch Filterung der Spannungsflanken mittels eines passiven Tiefpassfilters (L-C) kann eine Verringerung der Spannungsteilheiten am Motorkabel bei schnellem Schalten der Transistoren erzielt werden.

Das du/dt Filter begrenzt nur die Spannungssprünge, der ursprüngliche pulsförmige Verlauf bleibt jedoch bestehen. Die Eckfrequenz des Filters muss über der Schaltfrequenz liegen.

Ein Nachteil des Filters ist, dass die Eckfrequenz niedrig genug für die anwendungsbezogene Kabellänge (Reflexion) aber hoch genug für eine Vermeidung von Resonanzen mit Harmonischen der Wechselrichter-Schaltfrequenz ausgelegt werden muss.

Ein weiterer Nachteil ist die Verlustleistung im Filter.

Kabellängen bis ca. 100 m sind mit einer solchen Lösung realisierbar [Jue1].

2.4.1.3 Sinusfilter

Ein Sinusfilter wird ebenfalls unmittelbar an den Ausgängen des Pulswechselrichters angeschlossen, besitzt jedoch eine Eckfrequenz, die unter der Schaltfrequenz des Wechselrichters liegt. Damit werden alle schaltfrequente Harmonischen bedämpft und entstehen sinusförmige Ausgangsspannungen mit Motorfrequenz.

Die sinusförmigen Ausgangsspannungen verursachen keinerlei Störungen. Das Motorkabel darf beliebig lang sein, ohne Reflexionen oder kapazitive Ströme zu erwarten. Falls das Filter auch Frequenzen in MHz-Bereich gut bedämpft, kann sogar ein kostengünstigeres und leichteres ungeschirmtes Motorkabel eingesetzt werden, weil die Intensität der elektromagnetischen Strahlung durch die Filterung hochfrequenter Spektralanteile verringert wird. Außerdem werden Motorgeräusche und Wirbelstromverluste vermieden.

Idealerweise sollten schaltfrequente DM- und CM-Anteile unterdrückt werden. Das Filter wird getrennt dimensioniert für die Bedämpfung jedes Anteils, wobei die einzelnen L und C Komponenten für DM und CM teilweise kombiniert werden können.

Es gibt auch kommerzielle Filter die nur den DM-Anteil bedämpfen [Dat1]. Durch die fehlende EMV-Entstörung muss das Motorkabel aber noch geschirmt sein.

Bei der Dimensionierung des Filters muss darauf geachtet werden, dass die Eckfrequenz zwar für eine ausreichende Dämpfung der schaltfrequenten Harmonischen (z.B. ab 5 kHz) genug niedrig ausgewählt wird, aber die niedrige Motorfrequenzen (z. B. bis 100 Hz) mit eventuellen Harmonischen nicht getroffen werden. Bei einer zu niedrigen Eckfrequenz können Resonanzstellen angeregt werden. Ferner werden Gewicht und Kosten drastisch zunehmen.

Filter-Nachteile wie Blindstrom bei Leerlauf und Verluste vor allem in den mit Motorstrom durchflossenen Spulen sind ebenfalls vorhanden.

2.4.2 Lösung: Neuartiger Pulsumrichter mit hoher Schaltfrequenz und Sinusfilter

Obwohl ein Sinusfilter diverse Störprobleme vermeidet und die Motorlebensdauer durch geringere Belastung der Isolierung erhöhen kann, wird sein Einsatz aus Größen-, Gewichts- und Kostengründen wenn möglich vermieden. Dafür ist die niedrige Eckfrequenz verantwortlich, mit der das Filter ausgelegt werden muss.

Wie bereits erwähnt, liegen die Eckfrequenzen der DM- und CM-Filterkennlinien in einem Bereich zwischen Motorfrequenz und Schaltfrequenz des Wechselrichters. Mit einer Erhöhung der Schaltfrequenz kann die Filter-Eckfrequenz f_0 ebenfalls nach oben verschoben werden, was die Kapazität C und Induktivität L laut (2-15) verringert. Bei gleicher Strom- und Spannungsbeanspruchung ist das Volumen von Kondensator und Spule in grober Annäherung proportional zu C bzw. L . Damit sinkt das gesamte Filtervolumen und -gewicht etwa proportional zu der Zunahme von f_0 , obwohl in der Realität das Filter durch die Kombinationen von L und C für Wirkung auf DM und CM etwas komplexer als ein einfaches LC-Glied wird.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-15)$$

Die Erhöhung der Schaltfrequenz bringt weitere Vorteile mit sich, wie den größeren Spielraum für die Einstellung der Filter-Eckfrequenz und die Verwendung kompakterer Kondensatoren und Spulen. Zum einen dürfen Bauelemente mit großen Toleranzen verwendet werden, und zum anderen können Spulen mit hochpermeablem Material, wie Ferrit, kompakter ausgeführt werden.

Die Frage ist, wie die Schaltfrequenz erhöht werden kann, ohne dass durch eine Steigerung der Schaltverluste im Wechselrichter das System unwirtschaftlich wird.

In der vorliegenden Arbeit wird eine Lösung für dieses Problem untersucht, nämlich den Einsatz von Transistoren auf Siliziumkarbid (SiC) -Basis in einem neuartigen Umrichter. Aufgrund der niedrigen Schaltverluste von SiC-Halbleitern wird eine hohe Schaltfrequenz von 125 kHz möglich.

Die einzelnen Teile und das gesamte System mit Netzfilter, SiC-Umrichter und Sinusfilter werden in den nächsten Kapiteln beschrieben.

Kapitel 3

Siliziumkarbid - Leistungshalbleiter

3.1 Halbleitermaterial Siliziumkarbid

Seit der 50er Jahren werden Halbleiter, z.B. in Form von Dioden und Transistoren, für die Steuerung und Verstärkung elektrischer Ströme in Schaltkreisen verwendet. Aufgrund des höheren Bandabstandes und die damit bessere Stabilität bei höheren Temperaturen verdrängte das Halbleiterelement Silizium (Si) nach ein paar Jahren das Germanium (Ge) als Trägermaterial für die meisten Bauelemente [Flo1].

Seit dieser Zeit wird intensiv an der Verbesserung der Reinheit des Siliziums, den Herstellungsprozessen, der Dotierung und Erfindung neuer Strukturen gearbeitet. Mit den großen Fortschritten der letzten Jahrzehnte ist das Potenzial des Siliziums in Leistungshalbleitern bis an die physikalischen Grenzen ausgeschöpft.

Die Suche nach besseren Leistungshalbleitern, nämlich Halbleitern mit niedrigerem Durchlasswiderstand bei höherer Sperrspannung und minimaler Schaltverlustleistung, erfordert die Berücksichtigung anderer Halbleitermaterialien. Hierzu stellt Siliziumkarbid eine besonders attraktive Möglichkeit dar, weil seine physikalischen Eigenschaften eine deutliche Verbesserung heutiger Leistungshalbleiterbauelemente versprechen.

3.1.1 Eigenschaften des Siliziumkarbides

3.1.1.1 Vergleichbare Halbleiter

In der Tabelle 3.1 werden die für die Leistungselektronik relevante Eigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien komparativ dargestellt [Ste1, Sch1, Moh1, Ben1].

Eigenschaft	Einheit	Si	4H SiC	GaAs	Diamant (C)
Bandabstand E_g	eV	1,12	3,26	1,43	5,5
Intrinsische Ladungsträgerkonzentration n_i	$1/\text{cm}^3$	$1,4 \cdot 10^{10}$	$5 \cdot 10^{-9}$	$1,8 \cdot 10^6$	10^{-22}
Elektronenbeweglichkeit μ_n	$\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$	1400	1000	8500	2200
Kritische elektrische Feldstärke E_c	MV/cm	0,3	2,8	0,4	10
Dotierung (1000 V Step junction) N_d	$1/\text{cm}^3$	$1,3 \cdot 10^{14}$	$1,1 \cdot 10^{16}$	$5,7 \cdot 10^{14}$	$1,5 \cdot 10^{17}$
Relative Dielektrizitätskonstante ϵ_r		11,8	9,7	13,1	5,5
Wärmeleitfähigkeit λ	W/(cm \cdot °K)	1,5	3,5	0,5	20
Schmelzpunkt o.ä.	°C	1415	ca. 3000 Sublim.	1238	>1500 Phasen- umwand.

Tabelle 3.1 Vergleich von Eigenschaften verschiedener Halbleiter bei Raumtemperatur, sofern nicht anders angegeben.

Silizium ist der Halbleiter, aus dem heute die größten Einkristalle bei höchster Reinheit hergestellt werden können.

Siliziumkarbid wird bei Erhöhung der Temperatur nicht schmelzen, sondern sublimieren. Dies erschwert die Herstellung von Kristallen. Ein in einem geschlossenen Gefäß entstandenes Gas wird an der Decke des Gefäßes kristallisiert und damit Trägermaterial gewonnen. Das Material weist Defekte auf, womit nur ein Anteil genutzt werden kann. Infolgedessen ist die Herstellung von SiC-Substraten teurer als Si. Der hohe Bandabstand von SiC ermöglicht den Betrieb bei hohen Temperaturen, so wie eine höhere Sperrspannung bei kleinerem

Durchlasswiderstand. Darüber hinaus weist SiC eine höhere Strahlungs- und Druckfestigkeit als Si vor [Ber1].

Der Halbleiter GaAs als Ausgangsmaterial für Leistungshalbleiterbauelemente ist seit den 80er Jahren parallel zu SiC erforscht worden. Er stellt eine Alternative zu Si und SiC dar. Er besitzt Vorteile gegenüber Si, vor Allem in der höheren Elektronenbeweglichkeit, was der Durchlasswiderstand verringert. Schaltverluste können ebenfalls gegenüber Si reduziert werden, wegen der kleinere Sperrverzögerungsladung Q_{rr} . Nachteilig sind aber die Instabilität der Sperrschichten, niedrigere Wärmeleitfähigkeit als Si, niedrige mechanische Beanspruchbarkeit (ungeeignet für wiederholte thermische Zyklen) und das Fehlen an materialeigenen Oxid-Schichten [Ben1]. Kommerzielle GaAs Dioden (600V, 20A) sind vorhanden, jedoch durch den Herstellungsprozess teurer als vergleichbare aus Si.

Diamant ist das Material mit dem größten Potenzial für die Leistungselektronik. Seine kritische elektrische Feldstärke, mögliche Dotierung, Wärmeleitfähigkeit und thermische Belastbarkeit ($>1000^{\circ}\text{C}$) sind unübertrefflich. Es muss aber in der Verarbeitung des Materials noch viel geforscht werden. Es gibt keine Methoden, Einkristalle herzustellen, sondern nur Polykristalline Schichten [Moh1]. Aktuell gibt es weltweit Interesse für das Thema, vor allem in Japan, wo es seit 2003 ein staatlich gefördertes Forschungsprojekt gibt, um nutzbare Halbleiterbauelemente auf Diamantbasis zu entwickeln [Int1].

Diamant, sowie andere in der Tabelle 3.1 nicht erwähnte Halbleiter wie Gallium-Nitrid (GaN) und Zink-Selenid (ZnSe) werden hier aufgrund der aktuellen Schwierigkeiten im Herstellungsprozess nicht weiter betrachtet.

In den letzten Jahren wurden wichtige Fortschritte in der Verbesserung der Herstellung von Siliziumkarbid-Halbleitern erzielt und die ersten kommerziellen Leistungsdioden auf den Markt gebracht. Aufgrund der besseren Eigenschaften erregt SiC Aufmerksamkeit als Leistungshalbleiterbauelement, während GaAs in den Hintergrund gerät.

3.1.1.2 Struktur des Siliziumkarbides

Siliziumkarbid ist eine halbleitende chemische Verbindung von Silizium (Si) und Kohlenstoff (C), die auf der Erde extrem selten vorkommt und daher künstlich geschaffen wird. Es gibt mehr als 190 verschiedene Kristallgitter, sog. Polytypen, in denen sich Si und C zu SiC verbinden. Von technischer Bedeutung sind heutzutage fast ausschließlich die hexagonalen Polytypen 4H- und 6H-SiC, deren Struktur senkrecht zu Wachstumsrichtung (c-Achse) liegt [Sch1]. Der Polytyp 4H

(Bild 3.1) wird für heutige Bauelemente verwendet, weil er die höchste Elektronenbeweglichkeit in der c-Achse besitzt. Die folgenden Aussagen und Daten beziehen sich auf diesen Typ.

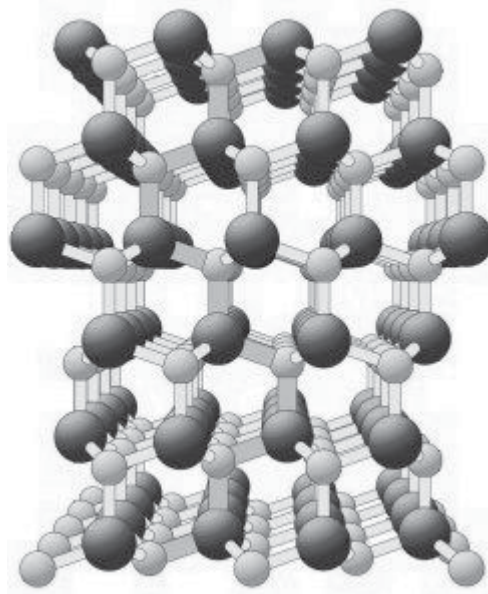


Bild 3.1 Gitterstruktur eines 4H-SiC Polytyps. Quelle: Lehrstuhl für Angewandte Physik, Universität Erlangen.

Aus der Sicht der angewandten Leistungselektronik sind maßgebend nur drei Variablen von großer Bedeutung: Maximale Temperatur, maximale Sperrspannung und Durchlasswiderstand (Schaltverluste ergeben sich aus der inneren Kapazitäten in einem unipolaren Halbleiter, siehe 4.4.1.1).

3.1.1.3 Temperatur

SiC ist ein Halbleiter mit hohem Bandabstand (Tabelle 3.1). Der Bandabstand ist die nötige Energie, um ein Elektron vom Valenz- zum Leitungsband zu bewegen. Durch den größeren Bandabstand ist eine höhere thermische Energie nötig, um Ladungsträger frei zu setzen. Das kann an dem enormen Unterschied der intrinsischen Ladungsträgerkonzentration (Halbleiter ohne Dotierung und ohne externe Spannung) zwischen SiC und Si bei Raumtemperatur erkannt werden (Tabelle 3.1). Die Temperatur für eine intrinsische Ladungsträgerkonzentration von $10^{13}/\text{cm}^3$ ist 135°C für Si, während für SiC bei ca. 800°C liegt [Ste1]. Somit kann SiC eine deutlich höhere Temperatur als Si vertragen.

Die bessere Wärmeleitfähigkeit vom SiC ermöglicht eine bessere Wärmeabführung des Chips und damit eine noch höhere Leistung im Halbleiter.

Um diese positiven Eigenschaften zu Nutze zu machen ist es jedoch nötig, dass die Wärmeübertragung und -beständigkeit durch das Gehäuse gewährleistet wird. Da die aktuelle Gehäusetechnik für Si-Halbleiter nicht über 200°C ausgelegt ist, kann mit dieser Technik das Temperaturpotenzial des SiC nicht ausgenutzt werden [Sch2]. Darüber hinaus sinkt die Wärmeleitfähigkeit des SiC bei sehr hohen Temperaturen.

3.1.1.4 Durchlasswiderstand

In einem Leistungshalbleiter ist die Durchbruchspannung eines pn-Überganges umgekehrt proportional zu der Dotierung. Deshalb werden hohe Sperrspannungen erreicht, indem mindestens eine gering dotierte Schicht (z.B. "n⁻"), bekannt als Driftzone, verwendet wird. Im gesperrten Zustand nimmt diese Schicht die Spannung auf. Bei unipolaren Leistungshalbleitern wird die Diffusion von Minoritätsträgern vernachlässigt und es bleibt nur der Beitrag der Driftzone zum Widerstand. Da unipolare Bauelemente in der vorliegenden Anwendung verwendet werden, wird in der folgenden Analyse nur die Driftzone berücksichtigt.

Die Stromdichte j senkrecht zur Fläche A eines Materials ist definiert wie folgt:

$$j = \frac{i}{A} = \frac{\frac{dQ}{dt}}{A} = \frac{\frac{dQ}{dx} \cdot dx}{A \cdot dt} \quad (3-1)$$

Q ist die Ladung, die sich auf die variable Länge x verteilt.

Es kann der einfacher Fall angenommen werden, dass die Ladung sich gleichmäßig auf die feste Länge X verteilt. In einem n-dotierten Halbleiter ist die Ladung Q gleich der Anzahl der freien Elektronen a_x multipliziert mit der Elementarladung q (3-2). v ist die Geschwindigkeit der Gesamtladung entlang der negativen Stromrichtung und V das Volumen des Materials.

$$j = \frac{\frac{q \cdot a_x \cdot X}{A} \cdot v}{dt} = q \frac{a_x}{V} v \quad (3-2)$$

a_x/V ist die Majoritätsträgerdichte n des n-dotierten Halbleiters, die gleich der Dotierungsdichte ist, weil die viel kleinere Minoritätsträgerdichte vernachlässigbar ist. Die Driftgeschwindigkeit v kann bei n-dotierter Driftzone als

die Elektronenbeweglichkeit multipliziert mit dem externen elektrischen Feld E , dargestellt werden:

$$j = qn\mu_n E \quad (3-3)$$

Für den Durchlasswiderstand wird nur die Spannung auf der Driftzone berücksichtigt. Sie ist bei unipolaren (majority carrier) Halbleitern im wesentlichen auch gleich der Durchlassspannung (Diffusionsspannung entfällt).

$$u = u_{Drift} \quad (3-4)$$

In einem schwach n-dotierte Halbleiter (Driftzone) der Länge X_H ist das externe elektrische Feld E konstant. Die Potentialdifferenz $\Delta\phi$ an den Halbleiteranschlüssen bildet die Driftspannung (3-5):

$$u_{Drift} = \Delta\phi = \phi_{X_H} - \phi_0 = \int_0^{X_H} E dx = EX_H \quad (3-5)$$

Aus (3-3) und (3-5) ergibt sich:

$$R = \frac{u}{i} = \frac{u}{jA_H} = \frac{EX_H}{qn\mu_n EA_H} \quad (3-6)$$

R ist der Durchlasswiderstand. Wie bei einem ohmschen Element ist er proportional zur Länge des Halbleiters X_H und umgekehrt proportional zu seiner senkrechten Fläche A_H . Außerdem ist R umgekehrt proportional zur Ladungsträgerdichte n (Dotierungskonzentration) und zur Elektronenbeweglichkeit μ_n (3-7).

$$R = \frac{X_H}{qn\mu_n A_H} \quad (3-7)$$

3.1.1.5 Sperrspannung und Kompromiss mit dem Durchlasswiderstand

Die Durchbruchspannung eines Halbleiters hängt vom Bandabstand ab. Der Durchbruch erfolgt, wenn freie Elektronen bei hohem elektrischem Feld soviel

kinetische Energie gewinnen, dass sie auf andere Elektronen stoßen und diese von seiner kovalenten Bindung befreien können. Die befreiten Elektronen gewinnen wieder kinetische Energie aus einem externen elektrischen Feld und können weitere Elektronen befreien. Dieser Effekt heißt Stoßionisation und verursacht eine Kettenreaktion, was zu einer Lawinendurchbruch und einer Zerstörung des Halbleiters führt.

Durch den großen Bandabstand vom SiC im Vergleich zu Si ist ein höheres elektrisches Feld nötig, um Elektronen zu befreien. Um zum Durchbruch zu kommen, muss ein bestimmtes elektrisches Feld in einem genügen großen Raum des Halbleiters vorhanden sein, was wiederum von der Dotierung abhängig ist. Zur Vereinfachung kann eine kritische elektrische Feldstärke E_c ermittelt werden, die nirgends im Halbleiter überschritten werden darf, damit der Durchbruch vermieden wird. E_c entspricht beim SiC dem 10-fachen wie beim Si (Tabelle 3.1). Eine andere Möglichkeit des Durchbruches ist der thermische Durchbruch. Aufgrund des großen Bandabstandes in SiC ist die intrinsische Ladungsträgerkonzentration viel niedriger als in Si. Somit tritt in SiC ein thermischer Durchbruch erst bei deutlich höheren Temperaturen als in Si auf.

Zum Verständnis der Beziehung zwischen Durchbruchspannung und Durchlasswiderstand wird im Folgenden die Bildung des elektrischen Feldes E und des Potenziales ϕ bei gegebener Raumladungsdichte ρ (Dotierung) und Halbleiterlänge $x = X_H$ in einem vereinfachten allgemeinen Halbleiter mit abruptem pn-Übergang dargestellt. Für unipolare Halbleiter kann die n-Schicht allein berücksichtigt werden, gelten jedoch die unten aufgeführten Zusammenhänge ebenfalls.

$$\begin{aligned}
 &0 < x < X_H \\
 &E(x) = \frac{q}{\epsilon} \int_0^x \rho(x) dx \\
 &\phi(x) = - \int_0^x E(x) dx
 \end{aligned}
 \tag{3-8}$$

Beim Anlegen einer Sperrspannung an einem pn-Übergang bilden sich das elektrische Feld und das Potenzial in einem Halbleiter mit gleichmäßig und gleich dotierten p und n Schichten laut (3-8). Im Bild 3.2 werden diese Variablen auf die Länge des Halbleiters graphisch dargestellt. ϕ wird in der Regel an der Kathode als Null definiert.

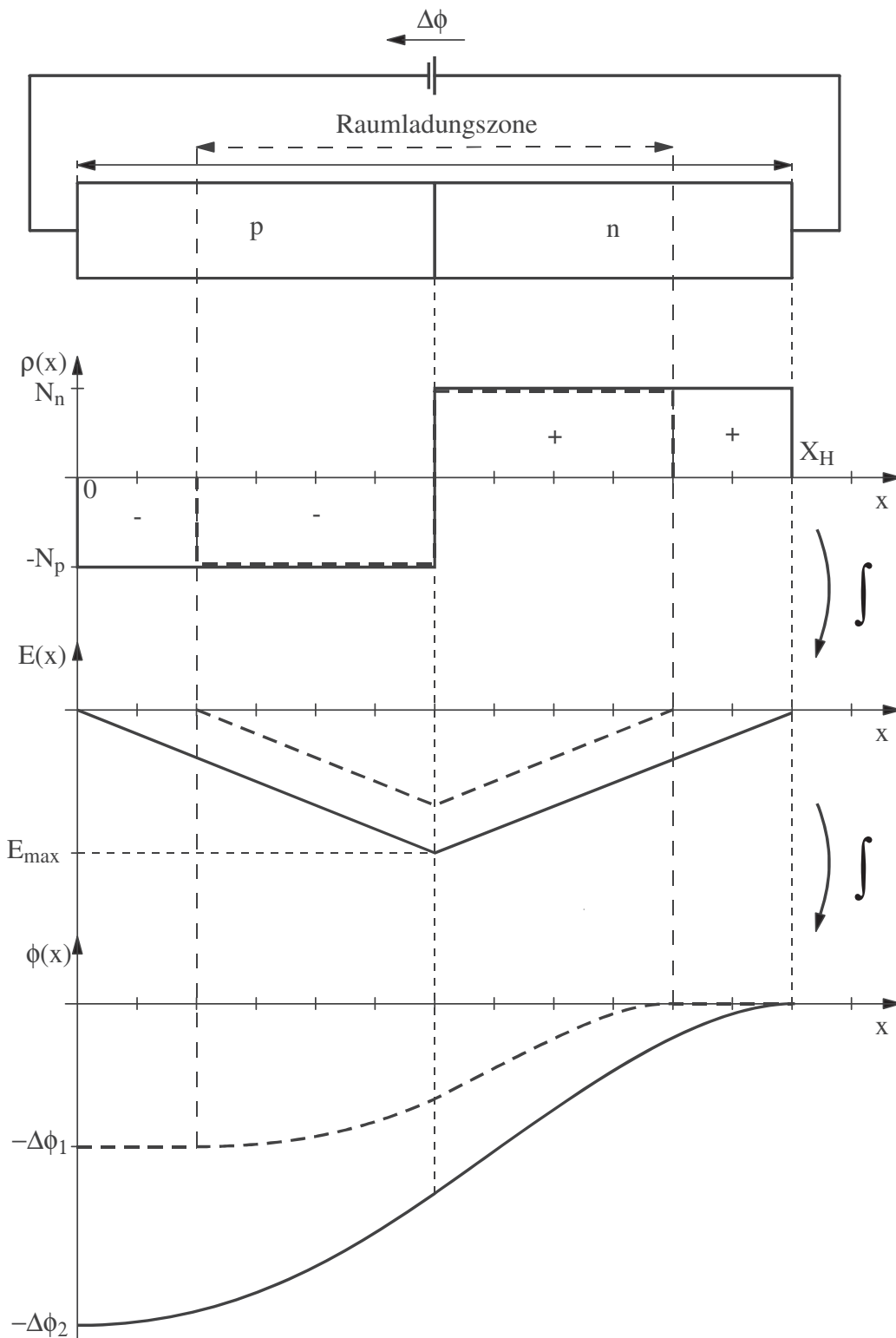


Bild 3.2 Verteilung von Raumladungsdichte $\rho(x)$, elektrisches Feld $E(x)$ und Potenzial $\phi(x)$ in einem Halbleiter mit pn-Übergang bei maximaler (durchgezogen) und ca. halber (gestrichelt) Sperrspannung.

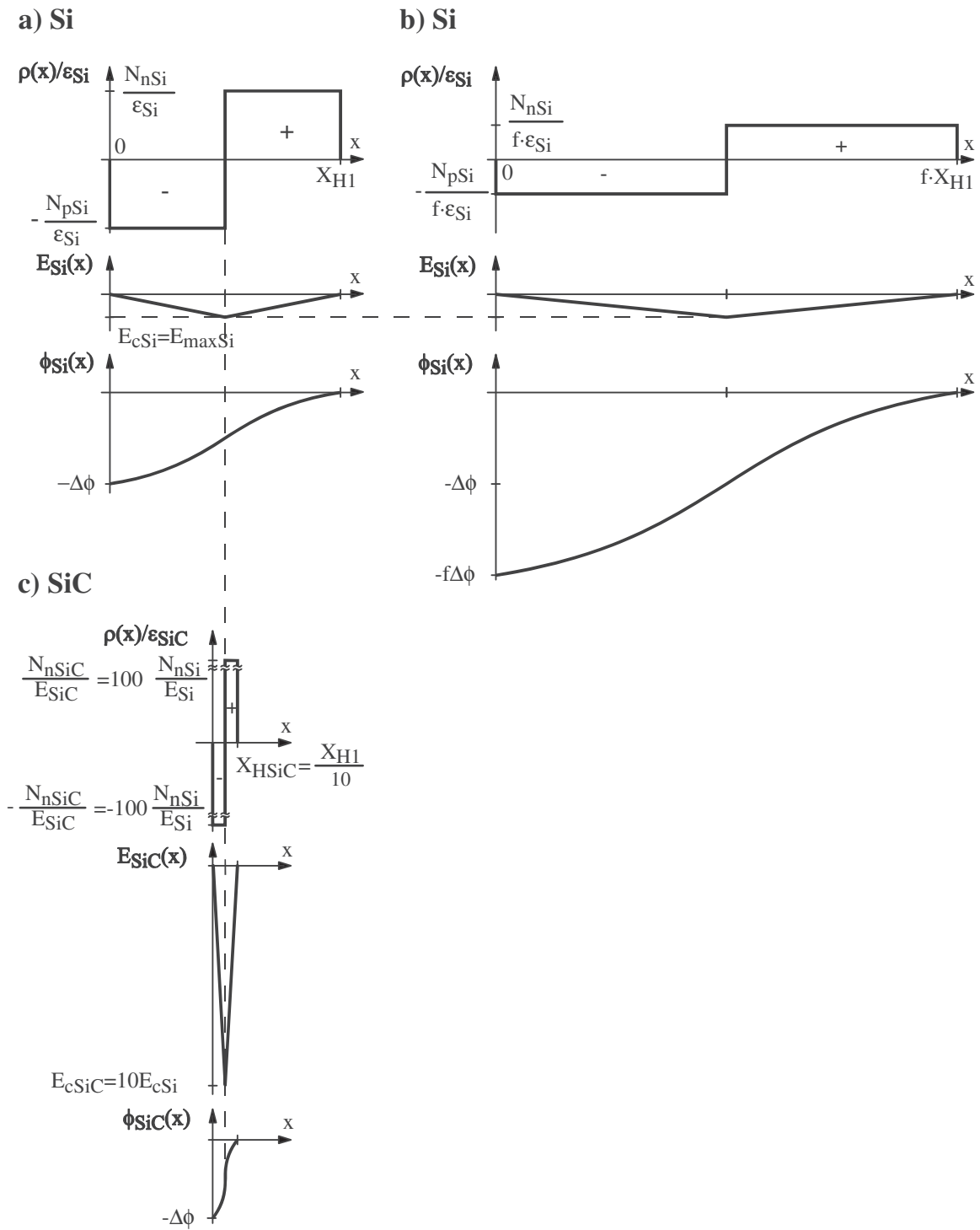


Bild 3.3

- a) Si Halbleiter
- b) längere Si Halbleiter für höhere Sperrspannung
- c) SiC Halbleiter für Sperrspannung wie a)

Die maximale elektrische Feldstärke E_{\max} wird erreicht, wenn die Raumladungszone die gesamte Länge X_H deckt. Für eine optimale Ausnutzung kann N so groß gewählt werden, dass E_{\max} die kritische elektrische Feldstärke E_c erreicht.

Wenn $E_{\max} = E_c$, aber die Durchbruchspannung höher sein soll, muss X_H verlängert werden. Im Bild 3.3 a) und b) wird eine Verlängerung von X_H um den Faktor f vorgenommen.

Im Bild 3.3 b) wächst die Fläche unter E um den Faktor f gegenüber a). Somit ist die Durchbruchspannung im b) f -fach höher.

Damit E_{\max} gleich bleibt, muss die Dotierung um den Faktor f verringert werden, während die Länge X_H um f verlängert wird. Aus (3-7) ergibt sich der Kompromiss

$$R \sim f^2 \quad \Rightarrow \quad R \sim U_{BD}^2 \quad (3-9)$$

für unipolare Halbleiter (Z.B. MOSFETs oder JFETs). U_{BD} ist dabei die Durchbruchspannung. Bei bipolaren Halbleitern verursachen in die Driftzone injizierte Ladungsträger eine zusätzliche Stromkomponente, was die gemessene Durchlasswiderstand auf $R \sim U_{BD}$ deutlich verringert.

Der großer Vorteil vom SiC liegt daran, dass seine E_c ca. 10-fach höher als Si ist. Das Bild 3.3 c) (SiC) zeigt die neue Feldverteilung und Dotierung bei gleicher Durchbruchspannung wie im Bild 3.3 a) (Si). Aufgrund des 10-fachen E_c reduziert sich die Länge X_H um den Faktor 10 und erhöht sich die Steigung dE/dx um den Faktor 100, während ϵ_{SiC} ein Faktor 0,8 gegenüber Si aufweist.

Aus (3-7) und (3-8) ergibt sich das Verhältnis SiC/Si der Durchlasswiderstände in (3-10) bei gleicher Durchbruchspannung. Die Ladungsträgerdichte n entspricht der Konzentration von Donatoren N_n bzw. Akzeptoren N_p (Dotierung), die in diesem Beispiel gleich sind.

$$\frac{R_{SiC}}{R_{Si}} = \frac{\mu_{nSi}}{\mu_{nSiC}} \cdot \frac{n_{Si}}{n_{SiC}} \cdot \frac{X_{SiC}}{X_{Si}} = \frac{1400}{1000} \cdot \frac{1}{100 \cdot 0,8} \cdot \frac{1}{10} \quad (3-10)$$

$$R_{SiC} = \frac{R_{Si}}{571}$$

Aus (3-10) ist der Durchlasswiderstand im SiC theoretisch ca. 570 mal kleiner als im Si bei gleicher Durchbruchspannung. Dieser Faktor kann tatsächlich zwischen

100 und 2000 variieren, da die kritische elektrische Feldstärke von der Qualität des SiC-Gitters abhängig ist [Bal1]. In (3-10) wurde grob das 10-fache für $E_{c(\text{SiC})}$ gegenüber $E_{c(\text{Si})}$ angenommen.

Das gleiche Ergebnis kann aus dem Verhältnis der Gütefaktoren "Baliga Figure of Merit" (3-11) [Bal2] des SiC und Si entnommen werden.

$$BFOM = \varepsilon \cdot \mu_n \cdot E_c^3 \quad (3-11)$$

Ebenso können proportional zur Länge X_H höhere Durchbruchspannungen in SiC erreicht werden, ohne dass der Durchlasswiderstand über den von Silizium steigt. Damit sind die Silizium-Grenzen für die Herstellung hochsperrender unipolarer Halbleiter durch den Einsatz von SiC gesprengt.

3.1.1.6 Festigkeit gegen kosmische Strahlung

Ein anderer Aspekt, in dem SiC Si übertrifft, ist die Festigkeit gegen kosmische Strahlung.

Die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalls von Halbleiterbauelementen nimmt mit der Höhe über dem Meer, der Größe der Halbleiterfläche und der angelegten Sperrspannung zu. Halbleiterbauelemente hoher Leistung erfüllen diese Bedingungen, was zu Ausfällen von Bauelementen und gar gesamten Anlagen führen kann. Als Beispiel sind elektrische Bahnen auf Hochebenen und Umrichter hoher Leistung für Tagebau (z.B. auf der Atacama Wüste in Chile) betroffen [Pon1, Pon2].

Wie im Bild 3.4 zu sehen, weist SiC eine deutlich höhere Festigkeit gegenüber Si auf [Fri1]. Der Grund dafür ist wieder der höhere Bandabstand von Siliziumkarbid [Dod1].

3.1.1.7 Unipolare vs. bipolare SiC-Leistungshalbleiter

In unipolaren Halbleitern (Schottky-Dioden, JFETs, MOSFETs, usw.) sind die Majoritätsträger für den Stromfluss maßgebend. Meist gibt es Dotierung entweder mit Akzeptoren oder Donatoren im Strompfad.

In bipolaren Halbleitern (PiN-Dioden, Bipolar-Transistoren, IGBTs, usw.) sind pn-Übergänge im Strompfad vorhanden. Diffusion und Minoritätsträger spielen eine wesentliche Rolle beim Stromfluss.

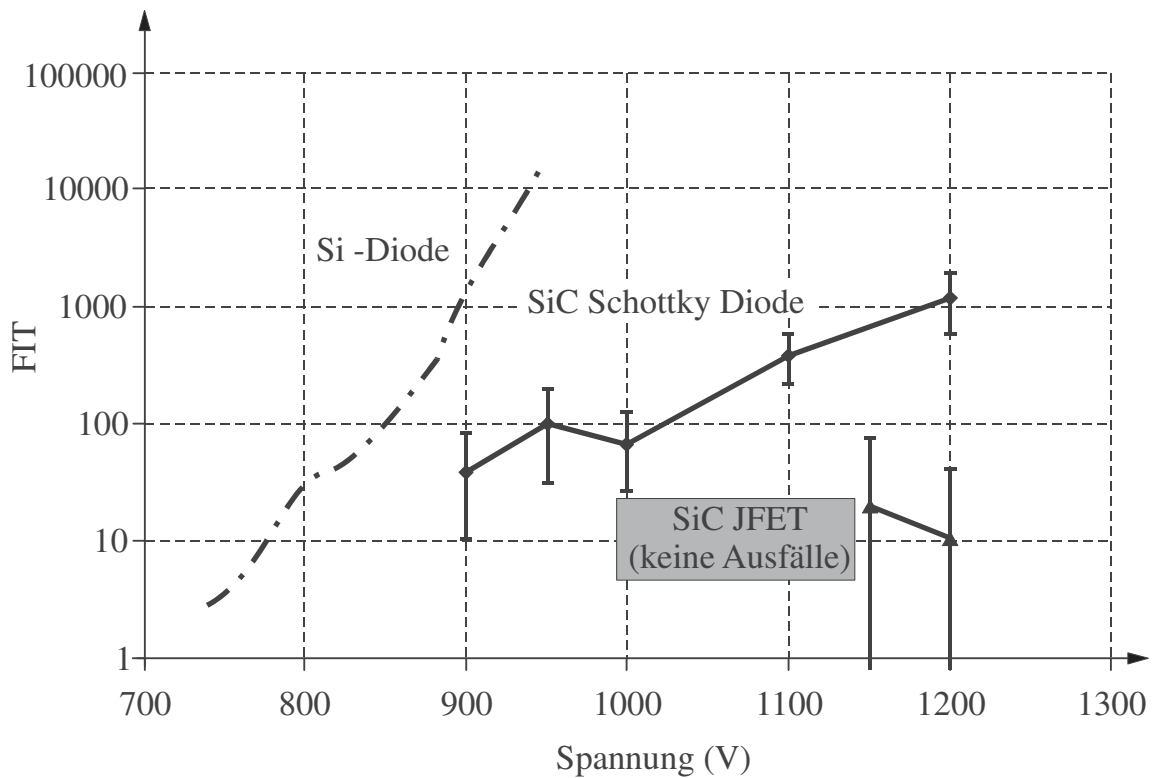


Bild 3.4 Vergleich der Ausfallraten von Si- und SiC-Bauelemente.
 FIT (Failure In Time): Ausfälle pro Bauelement in 10^9 Std.

		Unipolar		Bipolar	
		Si	SiC	Si	SiC
Diffusionsspannung	FET	entfällt	entfällt	ca. 1 V	ca. 3 V
	Schottky-Diode	ca. 0,5 V	ca. 0,9 V		
Durchlasswiderstand (Driftzone)		$\sim U_{BD}^2$		$\sim U_{BD}$	
Temperaturkoeffizient		positiv	positiv (MOSFET teilw. neg)	negativ	negativ
Mögliche Sperrspannung	FET	800 V	> 14 kV	10 kV	ca. 40 kV
	Schottky-Diode	200 V	> 5 kV		
Recovery Ladung		entfällt	entfällt	groß	klein

Tabelle 3.2 Eigenschaften uni- und bipolarer SiC-Halbleiter.

Aufgrund der Auslegung der Zwischenkreisspannung für ca. 1000 V in Antriebsumrichtern mit Drehstrom-Einspeisung werden Silizium-Leistungshalbleiter nur in bipolarer Form eingesetzt (meist IGBTs). Nach (3-9) wächst der Durchlasswiderstand in unipolaren Bauelementen überproportional mit der Durchbruchspannung. Das gilt zwar auch für Siliziumkarbid, aber der Durchlasswiderstand in SiC ist um einen Faktor kleiner als in Si, so dass uni- und bipolare Halbleiter in Frage kommen.

Anhand der Tabelle 3.2 können die Varianten Unipolar und Bipolar bei Si und SiC verglichen werden.

Zur Tabelle 3.2:

- a) Die Diffusionsspannung bipolarer Halbleiter ist höher als von unipolaren.
- b) Der Durchlasswiderstand von SiC-Halbleitern für Niederspannungsumrichter ist sehr gering. Unterschiede zwischen uni- und bipolar werden erst bei höheren U_{BD} ersichtlich.
- c) Aufgrund ihres positiven Temperaturkoeffizientes können unipolare Halbleiter in der Regel parallel geschaltet werden. Das ist für die immer noch kleinen SiC-Chips ein wichtiger Punkt.
- d) Sperrspannungen von SiC-Halbleitern für Niederspannungsumrichter sind sowohl mit unipolaren als mit bipolaren Bauelementen möglich.
- e) Reine unipolare Halbleiter haben keine Sperrverzögerungsladung und sind damit sehr schaltverlustarm.

Somit ist offensichtlich, dass die beste Wahl für einen Antriebsumrichter in der unipolaren SiC-Technik liegt.

3.1.2 SiC-Wafers - Stand der Technik

SiC ist seit vielen Dekaden bekannt, dennoch war das Material nur in schlechter Qualität verfügbar. In den letzten 10 Jahren wurden sehr große Fortschritte im Kristallwachstumsprozess erzielt.

3.1.2.1 Materialdefekte

Außer dem aufwändigen Sublimationsprozess für die Gewinnung von SiC-Substraten, ist ebenfalls das Auftreten von Defekten im Material während des

Züchtungsprozesses problematisch. Es gibt verschiedene Arten von Materialdefekten.

Die unerwünschtesten Defekte sind die Micropipes. Diese Defekte wachsen durch den Kristall und vernichten die Sperrfähigkeit des Bereiches wo sie auftreten. Im Bild 3.5 sind Micropipes nach dem Ätzen mit flüssigem Kaliumhydroxid sichtbar gemacht [Ste1].

Aus dem Wafer werden die Chips aussortiert, die Micropipes enthalten. Je kleiner die Chipfläche, desto mehr defektfreies Material steht zur Verfügung. Deswegen werden üblicherweise kleine SiC-Chips hergestellt, die dann parallelgeschaltet werden.

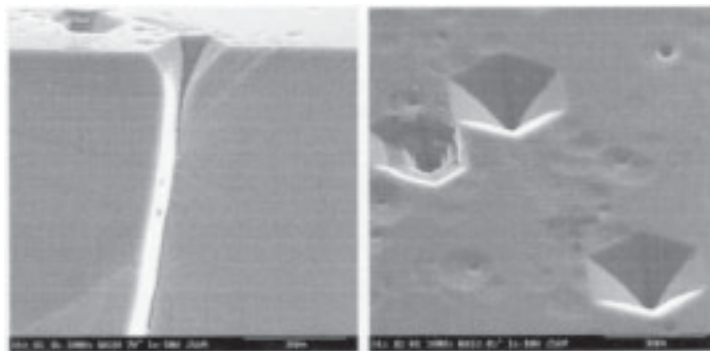


Bild 3.5 Micropipes in SiC. Links: Schnittansicht. Rechts: Ansicht von oben. [Ste1].

Außerdem gibt es andere Arten von Defekten, wie "dislocations" (screw, basal plane, usw.) und "polytype inclusions", welche in höherer Menge als Micropipes vorkommen und die Eigenschaften des Halbleiters verändern [Bak1].

3.1.2.2 Wafer

Entwicklungen der Materialqualität in den letzten Jahren führen zu einer drastischen Reduzierung der Micropipedichte, so dass heute (Jahr 2007) Wafers mit einer mittleren Micropipedichte von nur $0,8 \text{ cm}^{-2}$ kommerziell erhältlich sind. Im Jahr 2001 war die Micropipedichte 100 cm^{-2} (siehe Bild 3.6) [Mil1].

Von der Firma Cree gibt es seit kurzem käufliche 100 mm (ca. 4") 4H-N-SiC Wafer. Das Erreichen dieses Durchmessers ist ein wichtiger Meilenstein für die Preissenkung von SiC-Halbleitern, da die vorhandene Ausstattung für die Verarbeitung von Silizium teilweise für SiC verwendet werden kann [Bak1].

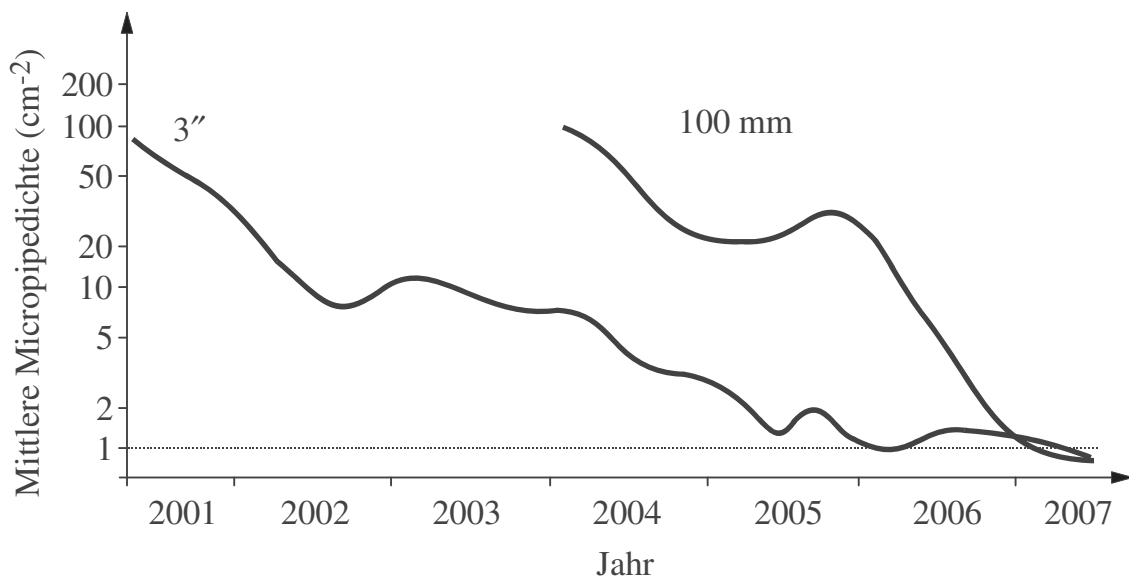


Bild 3.6 Mittlere Micropipedichte in 4H-SiC Wafers von 3" und 100 mm Durchmesser.

Darüber hinaus werden von Cree auch "Zero Micropipe" (ZMP) Wafers angeboten, die keine Micropipes enthalten. Für Epitaxialschichten wird die Defektdichte reduziert und Strukturen für 10 kV-Baulemente können realisiert werden.

Es werden für das Jahr 2009 oder 2010 150 mm (ca. 6") Wafers und eine weitere Reduzierung des Materialpreises um 25 % erwartet [Mil1].

3.2 SiC-Leistungsbaulemente

Im Folgenden wird der aktuelle Stand von SiC-Leistungsbaulementen vorgestellt. Dem SiC-JFET ist ein eigenes Kapitel gewidmet, da mit diesem Transistor die Vorteile des Siliziumkarbides ausgenutzt werden können und in die vorliegende Arbeit eingesetzt wurde.

3.2.1 Übersicht

3.2.1.1 Stand der Forschung

In den letzten 10 Jahren sind verschiedene SiC-Leistungsbaulemente bei immer höheren Sperrspannungen zu Forschungszwecken hergestellt worden. Diese Bauelemente besitzen in der Regel kleine Chips und die Gehäusetechnik ist nicht optimiert. Daher haben sie eine kleine Stromtragfähigkeit. Darunter zählen folgende SiC-Bauelemente:

- SBD Schottky Dioden bis 4,9 kV [Mcg1].
- JBS Dioden bis 3,7 kV [Asa1]. Diese Schottky-Dioden haben weniger Sperrstrom bei höheren Temperaturen.
- PiN Dioden bis 19,7 kV [Lin1, Sug1]. Die 10-fache elektrische Feldstärke von SiC gegenüber Si lässt ca. 10-fach dünnere Halbleiter verwenden. Damit wird die Sperrverzögerungsladung verringert.
- MOSFET mit DMOS Struktur bis 10 kV [Ryu1].
- VJFET bis 14 kV [Li1].
- BJT bipolare Transistoren bis 1,8 kV [Ryu2].
- GTO Thyristoren bis 4,5 kV [Ela1]. Durch die dünnere Epitaxialschicht (wie in SiC-PiN-Dioden) als in Si wird das Schalten schneller und verlustärmer. Der SiC-GTOs besitzt ein Gate, das in Bezug auf die Anode angesteuert wird.

3.2.1.2 Stand der Produktentwicklung

Im Folgenden werden Bauelemente aufgelistet, die entweder bereits als Produkte vorhanden sind, oder sich in einem fortgeschrittenen Entwicklungsstadium befinden, so dass die Produktion nur von einer genügenden Nachfrage abhängig ist. Mit diesen Bauelementen ist es möglich, leistungselektronische Schaltungen zu entwickeln.

a) SiC-Schottky Barrier Diode (SBD):

Als voll kommerzielles Produkt sind SBDs Chips der Firma Cree bis 1200 V und 50 A. Bauelemente für 1200 V und 20 A sind im Gehäuse TO247-3 vorhanden (Bild 3.7-1).

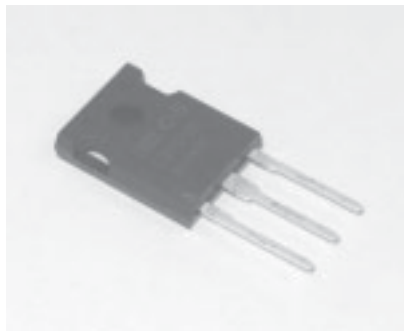
Von der Firma Infineon sind Dioden für 600 V und 16 A kommerziell vorhanden (Bild 3.7-2). Nicht kommerziell bis 1700 V von der Firma

SiCED (Bild 3.7-3: SiC-Dioden mit Si-IGBTs in einem geöffneten Sixpack-Modul).

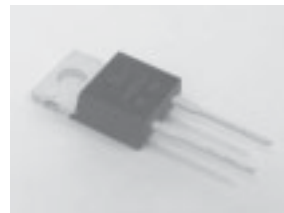
b) Si-CoolMOS mit SiC-Freilaufdiode:

Es handelt sich um einen Si-CoolMOS bis 800V mit einer SiC-Schottky als Freilaufdiode. Halbbrücke-Module wurden für Ströme bis 107 A hergestellt (Bild 3.8). Laut Hersteller sind Schaltfrequenzen bis 500 kHz möglich [Bon1]. Sie wurden im Jahr 2004 von der Firma Advanced Power Technology entwickelt, und heute von Microsemi übernommen.

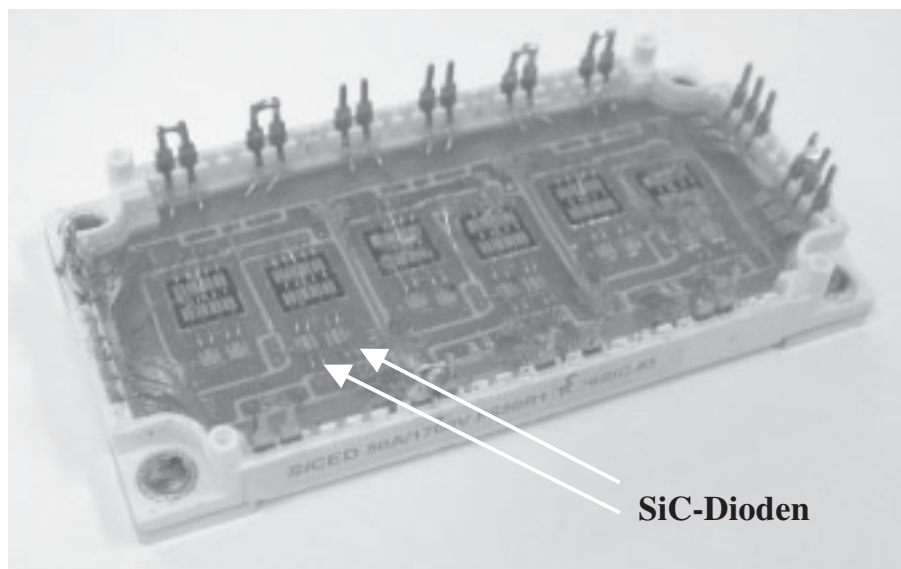
Für antriebstechnische Anwendungen bietet eine Sperrspannung von 800 V nicht genügend Spielraum für Überspannungen am Zwischenkreis. Daher wird dieses Bauelement nicht weiter berücksichtigt.



(1) Cree



(2) Infineon



(3) SiCED

Bild 3.7 Verschiedene SiC-Schottky Dioden.

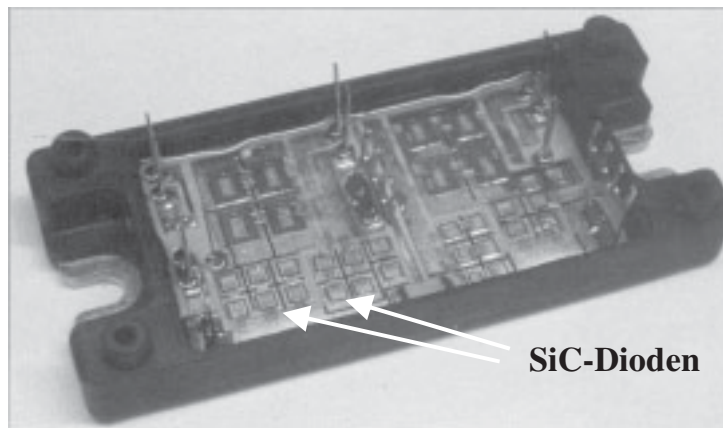


Bild 3.8 Modul mit Si-CoolMOS und SiC-Freilaufdioden.

c) Si-IGBT mit SiC-Freilaufdiode:

Produktentwicklung zur Reduzierung der Schaltverluste durch Beseitigung vom Recovery-Strom. Die Firma Cree entwickelt solche Bauelemente unter dem Namen "CoPack" (Bild 3.9-1).

Die Firma Siemens bietet bereits einen Antriebsstromrichter mit dieser Technik für 690 V Netzspannung und mit 16 kHz Schaltfrequenz. Es handelt sich um das Power-Modul PM250 der Frequenzumrichterreihe Sinamics G120 für eine Leistung bis 37 kW [Wei1].

d) SiC-JFET:

Verticale JFETs als Entwicklung der Firma SiCED sind in Modulen (Bild 3.10) und kleineren Gehäusen (Bild3.9-2) für 1500 V und ca. 10 A vorhanden.

e) SiC-MOSFET:

Bauelemente für 1800 V und ca. 10 A von der Firma SiCED (Bild3.9-3).

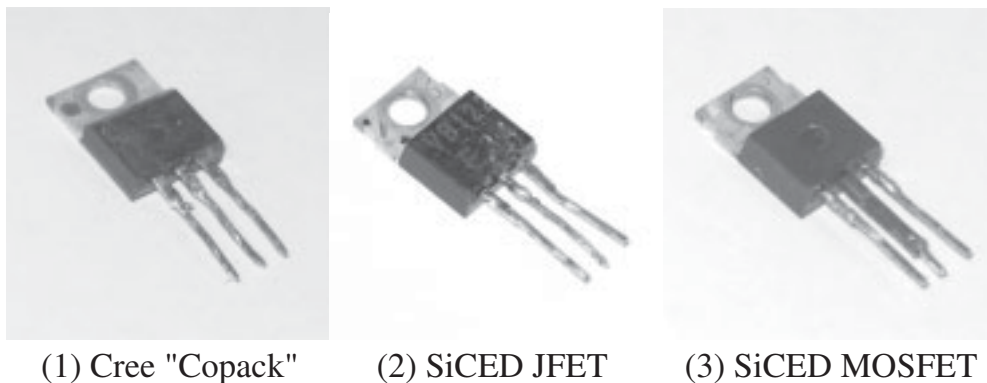


Bild 3.9 Verschiedene Schalter mit SiC.

f) Kaskode:

Hochsperrender SiC-JFET und typischerweise 50 V Si-MOSFET in Reihe (ausführlich im Kapitel 3.2.4) um das Normally-On Verhalten des JFETs zu umgehen. Es wird bei der Firma SiCED entwickelt und in SEMITOP™ (Semikron) (siehe Bild 3.10) oder ISOPLUSi4™ (IXYS) Gehäusen verpackt. Spannung und Strom ist durch den JFET bedingt.

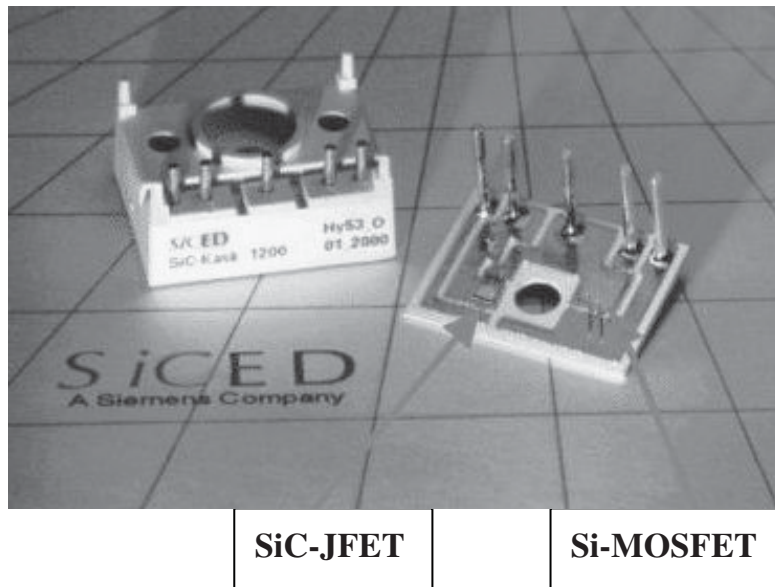


Bild 3.10 Modul mit Kaskodenschaltung. Quelle: SiCED.

3.2.2 SiC-Diode

3.2.2.1 SiC-Schottky-Diode

Für die vorliegende Anwendung müssen schaltbare Leistungshalbleiter für mindestens 1000 V ausgelegt sein. In diesem Spannungsbereich werden üblicherweise bipolare Dioden aus Silizium eingesetzt. Aufgrund (3-9) sind unipolare Si-Dioden nur bis ca. 200 V erhältlich.

Möchte man Si- durch SiC-Dioden ersetzen, gelten andere Spannungsgrenzen. Wegen der höheren kritischen elektrischen Feldstärke in SiC sind unipolare Dioden bis zu mehreren kV realisierbar. Die Grenze, ab der bipolare SiC-Dioden wirtschaftlicher werden, liegt erst bei 5 kV. Der reduzierte Durchlasswiderstand in bipolaren SiC-Dioden hoher Durchbruchspannung kompensiert die hohe Diffusionsspannung vollständig [Hef1, Lin1].

Für den Spannungsbereich um 1000 V werden hier SiC-Schottky-Dioden untersucht. Sie besitzen folgende Eigenschaften:

- Kein Recovery-Strom, da keine Rekombination von Überschussladungsträger in unipolaren Bauelementen.
- Schaltverhalten wie eine spannungsgesteuerte Kapazität. Nur kapazitiver Rückstrom ohne Abhängigkeit vom Laststrom, Temperatur oder di/dt .
- Schnelleres Schalten als Si-Diode möglich.
- Positiver Temperaturkoeffizient.

Der große Vorteil einer Schottky Diode ist das Fehlen von Recovery-Strom, was zu einer fast vollständigen Beseitigung der Schaltverlustleistung in der Diode führt. Darüber hinaus werden die durch die Rückstromspitze verursachten elektromagnetischen Störungen reduziert [Hef1].

Anhand der Messungen in den Bilder 3.11 und 3.12 kann das Abschaltverhalten von Si-pn- und SiC-Schottky-Dioden verglichen werden. Beide Dioden sind für 1700 V Durchbruchspannung und 50 A Nennstrom ausgelegt. Die Si-Diode ist Bestandteil des EUPEC-Sixpacks BSM50GD170DL und die SiC-Diode des SiCED-Sixpacks FS50R17KF6SiC (Bild 3.7-3).

Die Ergebnisse der Messungen von Abschaltverlustenergie in der Si- und der SiC-Diode in Abhängigkeit vom Laststrom I_L (Durchlassstrom vor dem Abschalten) und Gehäusetemperatur T_c (knapp Sperrschichttemperatur) sind in den Bildern 3.13 und 3.14 zu sehen. Die Abschaltverlustenergie der SiC-Diode ist immer kleiner als 0,1 mJ, also in allen Fällen vernachlässigbar. Bei der Si-Diode können die Abhängigkeiten der Verlustenergie bzw. Sperrverzögerungsladung von der Temperatur und Laststrom deutlich erkannt werden.

Das Bild 3.15 zeigt eine logarithmische Darstellung der Abschaltverlustenergie beider Dioden in Funktion der Temperatur. Die Verlustenergie der SiC-Diode ist so niedrig, dass ihre Darstellung nur durch die Messungenauigkeit bestimmt wird. Der positive Temperaturkoeffizient kann mit Hilfe der gemessenen Durchlasskennlinie einer kleineren SiC-Schottky-Diode im Bild 3.16 bewiesen werden [Pöh1]. Damit können auch räumlich entfernte Dioden parallel geschaltet werden, ohne Gefahr von thermischer Instabilität ("runaway").

Nachteilig ist der hohe Sperrstrom einer Schottky Diode, der aber durch eine geeignete Halbleiterstruktur, wie die "Junction Barrier Schottky" (JBS) [Hel1] oder die "Trench Schottky Barrier Schottky" (TSBS) [Pat1], reduziert werden kann.

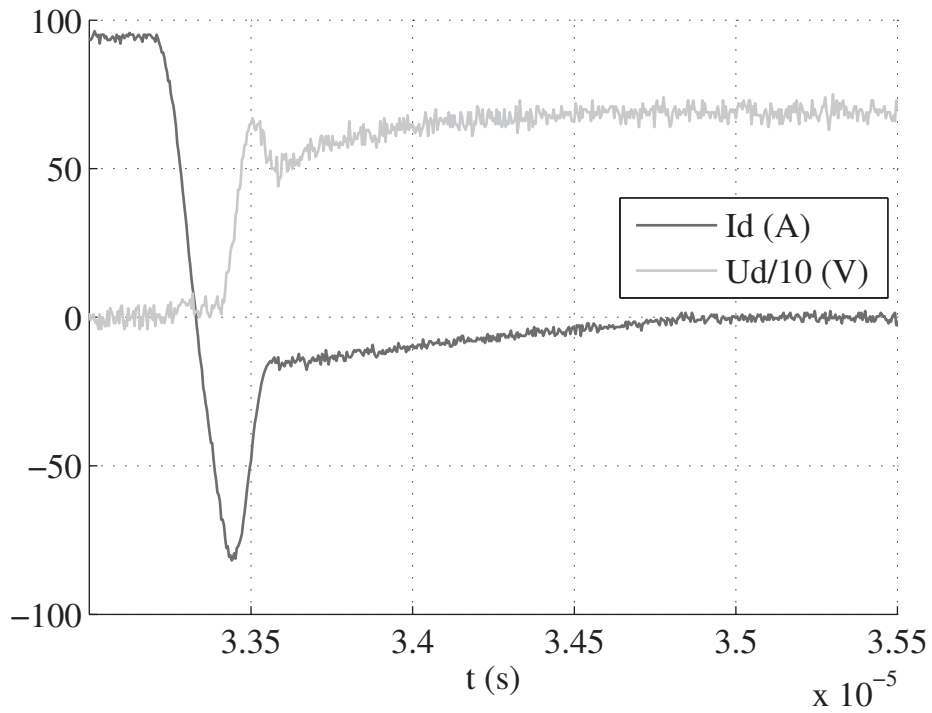


Bild 3.11 Abschalten einer Si-Diode. $T_c = 125 \text{ }^\circ\text{C}$; $I_L = 95 \text{ A}$; $U_{Zk} = 700 \text{ V}$.

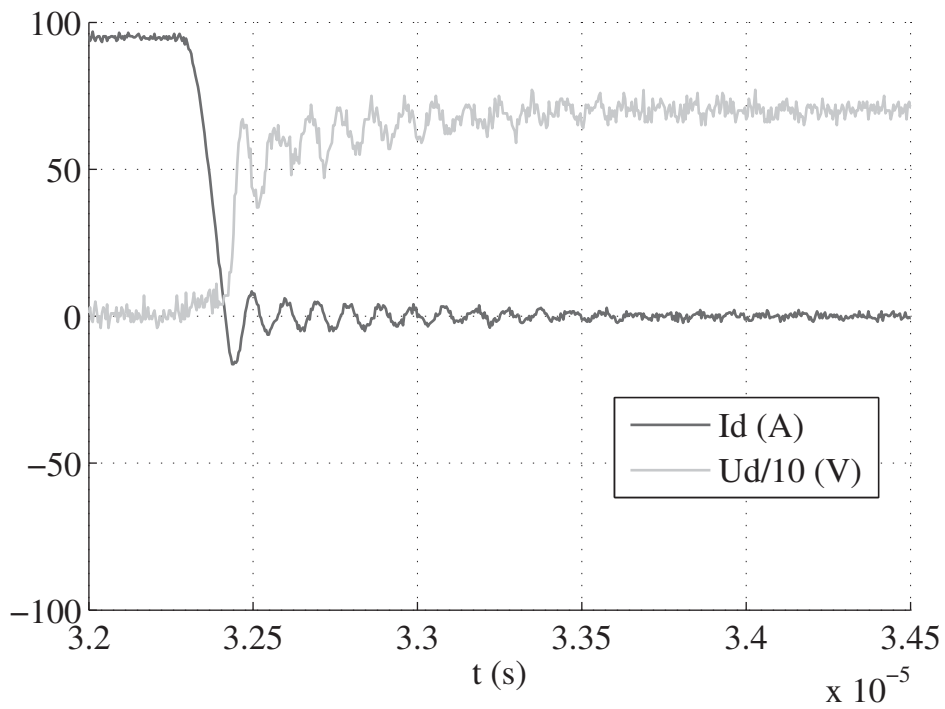


Bild 3.12 Abschalten einer SiC-Diode. $T_c = 125 \text{ }^\circ\text{C}$; $I_L = 95 \text{ A}$; $U_{Zk} = 700 \text{ V}$.

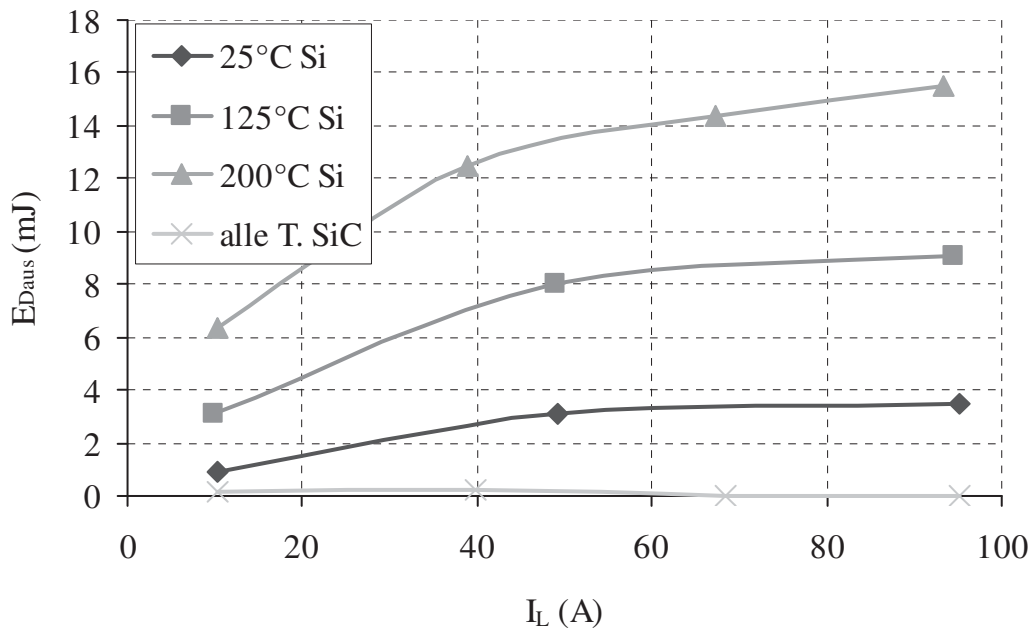


Bild 3.13 Abschaltverlustenergie von Si- und SiC-Dioden. $U_{Zk} = 700$ V; $di/dt = 1000$ A/ μ s.

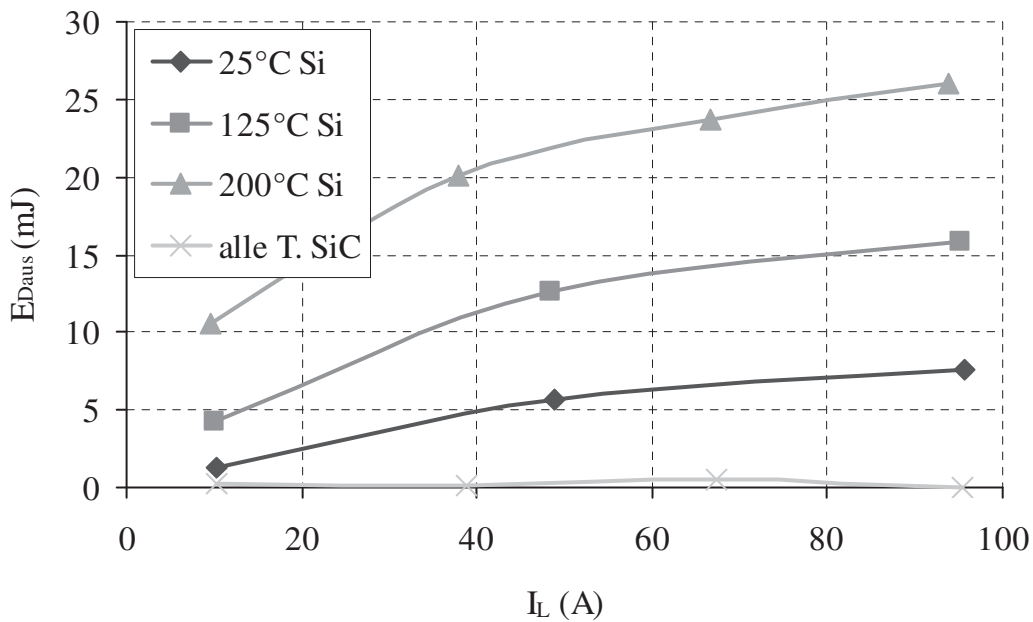


Bild 3.14 Abschaltverlustenergie von Si- und SiC-Dioden. $U_{Zk} = 1300$ V; $di/dt = 1000$ A/ μ s.

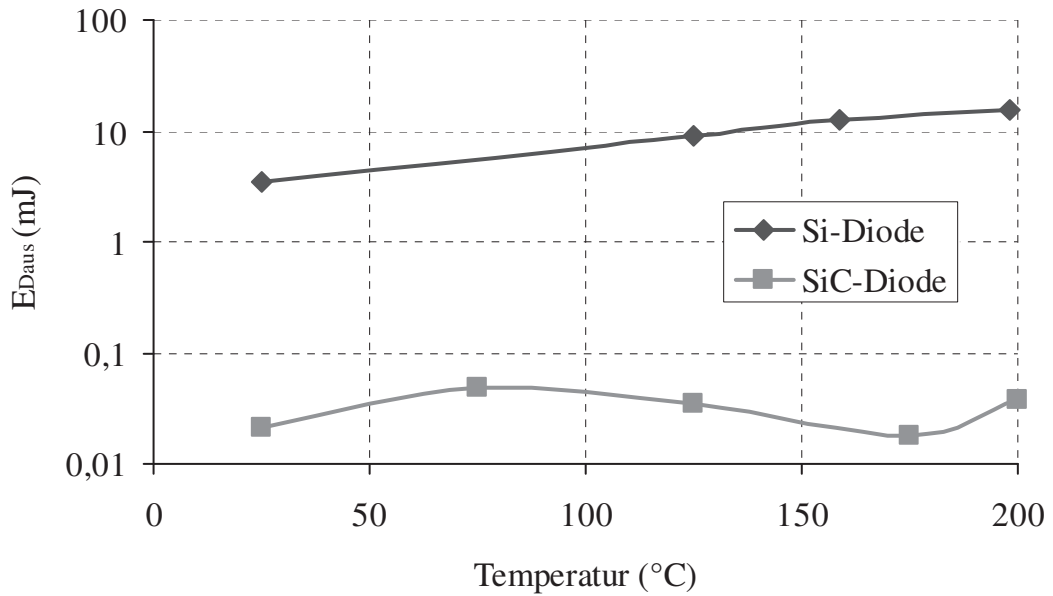


Bild 3.15 Abschaltverlustenergie von Si- und SiC-Dioden in Funktion der Chiptemperatur. $U_{Zk} = 700V$; $di/dt = 1000 A/\mu s$.

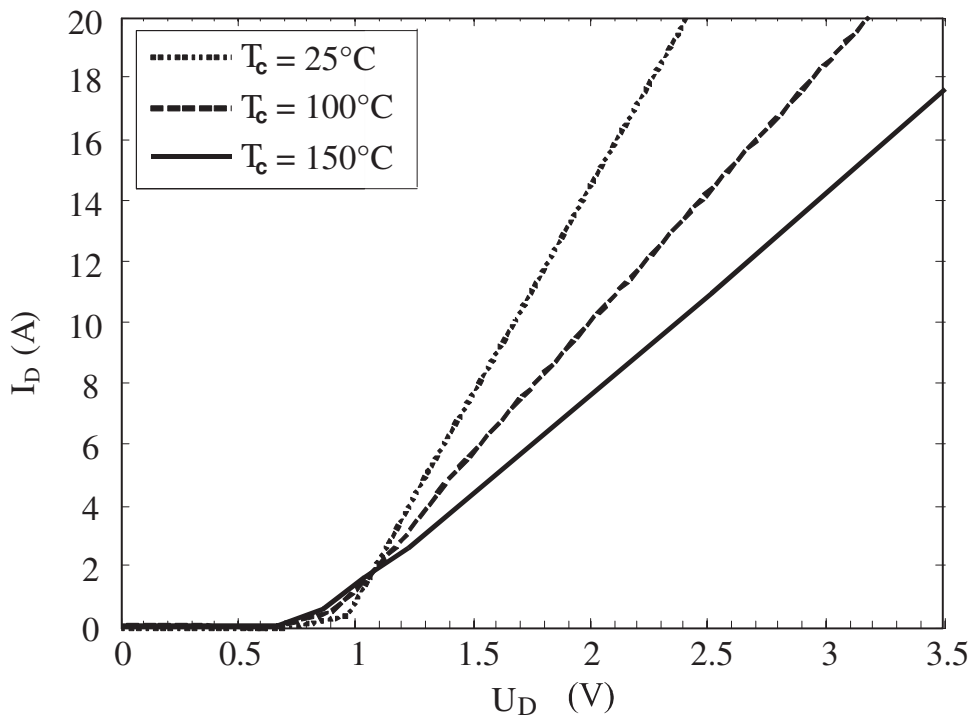


Bild 3.16 Durchlasskennlinie einer SiC-Schottky-Diode.

3.2.2.2 Si-IGBT mit SiC-Schottky als Freilaufdiode

In leistungselektronischen Schaltungen sind in der Regel den Leistungsschaltern (Transistoren) Freilaufdioden antiparallel geschaltet. In einer Halbbrücke mit induktiver Last kommutiert der Strom zwischen einer Diode und einem Transistor. Mittels SiC-Schottky-Dioden lassen sich nicht nur die Schaltverluste der Dioden, sondern auch die der Transistoren, verringern.

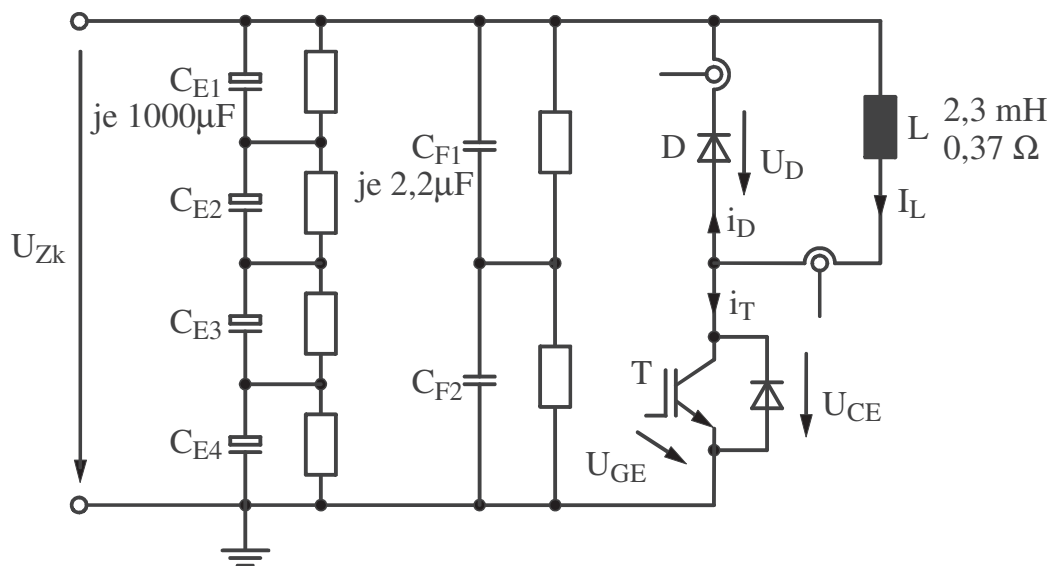


Bild 3.17 Testschaltung mit Si-IGBT T und SiC-Schottky-Diode D.

Das Bild 3.17 zeigt die Testschaltung für die Messung von Schaltverlusten. Dieselbe Schaltung wurde für die Untersuchung der Dioden im vorherigen Abschnitt verwendet.

Die Spannungen U_{CE} und U_{Zk} werden mit Hochspannungstastköpfen und die Ströme i_D und I_L mit Pearson Wandlern gemessen.

Unter dem Leistungshalbleitermodul befindet es sich eine Heizplatte. Mit einem Thermoelement zwischen Modul und Heizplatte wird die Temperatur gemessen und die Heizleistung geregelt. Im Chip kann zwar die Temperatur nicht direkt gemessen werden, aber der Temperaturabfall des Chips gegenüber dem Gehäuse entspricht wenigen Grad. Daher kann hier die Gehäusetemperatur T_c als einem ähnlichen Wert wie die Sperrschichttemperatur angenommen werden.

Die Zwischenkreisspannung U_{Zk} wird von einem einstellbaren Hochspannungsnetzteil zur Verfügung gestellt.

Es wird das Doppelpulsverfahren angewendet: Der IGBT T wird mit einem Einschaltimpuls einstellbarer Länge eingeschaltet. Folglich wird der Laststrom I_L bis zur gewünschten Höhe ansteigen. Dann wird der IGBT ausgeschaltet und wieder kurz ein- und ausgeschaltet. Somit kommutiert der Strom vom IGBT T in die Diode D und umgekehrt bei ca. konstantem Laststrom I_L (siehe die mit Pfeilen gezeigten Schaltvorgänge im Bild 3.18).

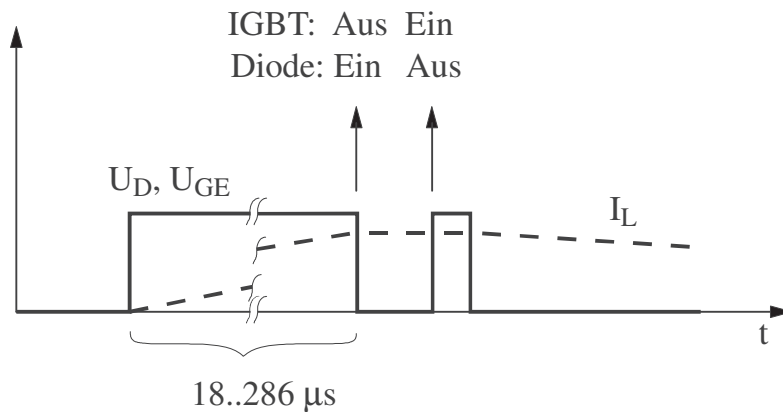


Bild 3.18 Doppelpulsverfahren zur Messung von Schaltverlusten.

Messungen des Spannungs- und Stromverlaufs in dem IGBT sind für Si- und SiC-Freilaufdioden jeweils in den Bildern 3.19 und 3.20 bei gleicher Skalierung zu sehen. Die Messungen erfolgen unter den gleichen Bedingungen wie die Diodenmessungen in den Bildern 3.11 und 3.12.

Die Stromspitze im Bild 3.19 ist nichts anderes als der Recovery-Strom der Diode zuzüglich des konstanten Laststromes. Daher ist die Reduzierung des Recovery-Stromes auch für den IGBT von großer Bedeutung.

Beim Ausschalten des IGBTs sind keine Unterschiede zwischen Si- und SiC-Dioden festzustellen.

Bei den Kommutierungsvorgängen wird Schaltverlustenergie in Wärme umgesetzt:

- Das Einschalten des IGBTs verursacht das Ausschalten der Diode: Die Verlustenergien sind jeweils $E_{T\text{ein}}$ und $E_{D\text{aus}}$.
- Das Ausschalten des IGBTs verursacht das Einschalten der Diode: Die Verlustenergien sind jeweils $E_{T\text{aus}}$ und $E_{D\text{ein}}$.

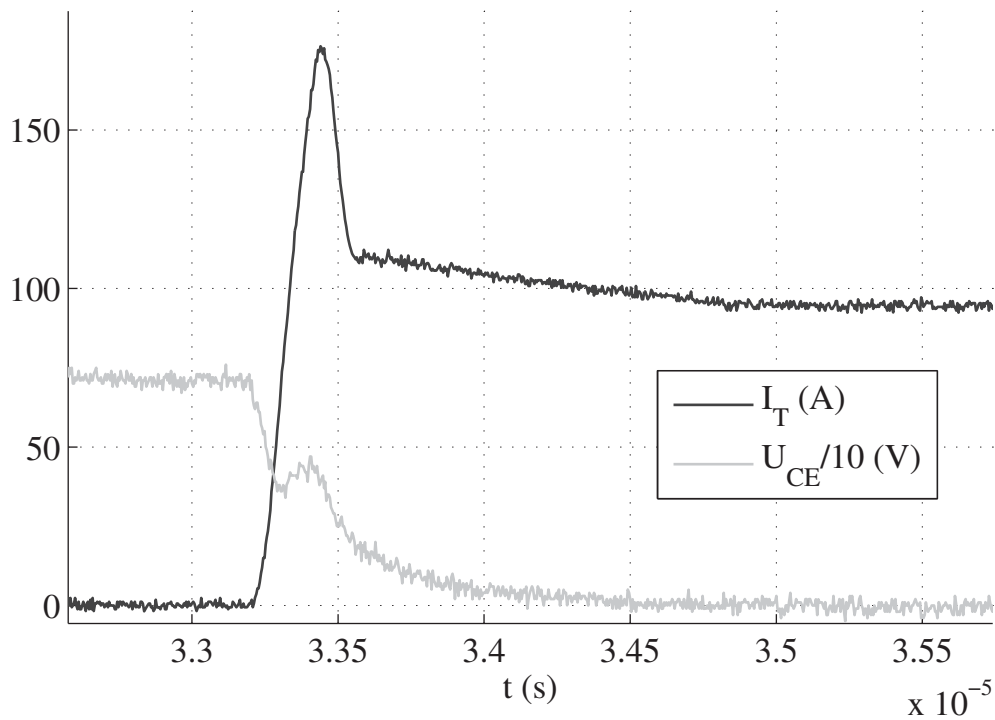


Bild 3.19 Einschalten eines IGBTs mit Si-Freilaufdiode. $T_c = 125^\circ\text{C}$; $I_L = 95\text{A}$; $U_{Zk} = 700\text{V}$.

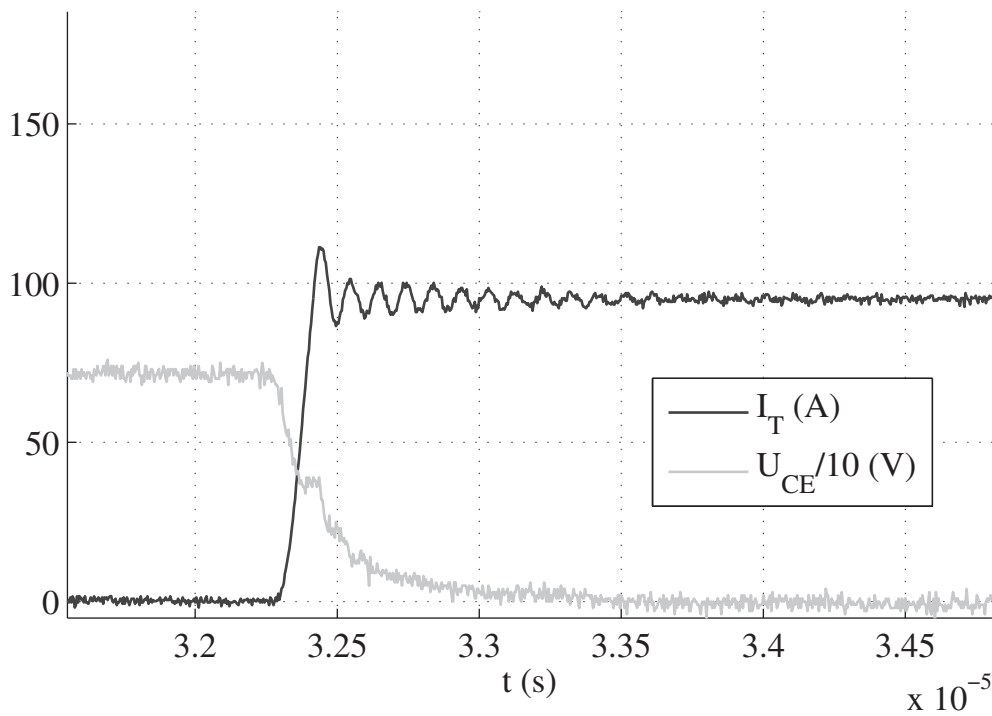


Bild 3.20 Einschalten eines IGBTs mit SiC-Freilaufdiode. $T_c = 125^\circ\text{C}$; $I_L = 95\text{A}$; $U_{Zk} = 700\text{V}$.

Die Wirkung neuer Bauelemente muss mit der Berücksichtigung aller Verluste analysiert werden. Die gesamte Schaltverlustenergie E_{HB} der Halbbrücke innerhalb einer Schaltperiode setzt sich wie in (3-12) zusammen.

$$E_{HB} = E_{Tein} + E_{Daus} + E_{Taus} + E_{Dein} \quad (3-12)$$

E_{Daus}

Die Ausschaltverlustenergie der Diode E_{Daus} wurde bereits in 3.2.2.1 dargestellt.

E_{Dein}

Sowohl für Si- als auch SiC-Dioden kann die Einschaltverlustenergie E_{Dein} durchaus vernachlässigt werden.

E_{Tein}

Da I_L während eines Schaltvorgangs konstant bleibt, spiegelt sich i_D in i_T umgekehrt wider (siehe Schaltung im Bild 3.17). Die großen Unterschiede des Abschaltstromes der SiC-Diode gegenüber der Si-Diode wirken sich dann auf die Einschaltverlustenergie E_{Tein} des IGBTs aus, wie die Messergebnisse in den Bildern 3.21, 3.22 und 3.23 zeigen.

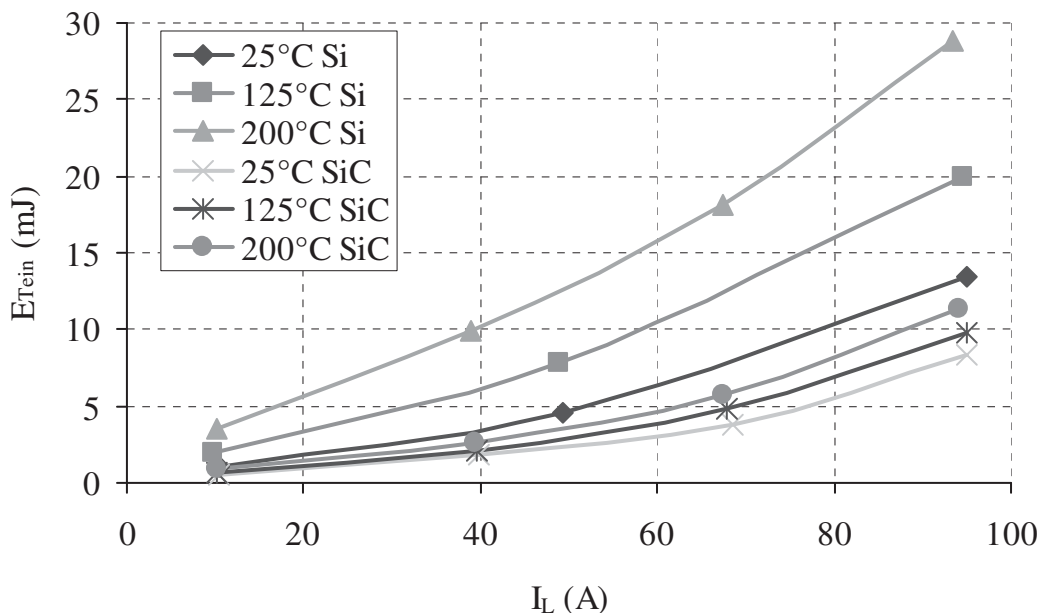


Bild 3.21 Einschaltverlustenergie vom IGBT bei Si- und SiC-Freilaufdiode.
 $U_{Zk} = 700 \text{ V}$; $di/dt = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$.

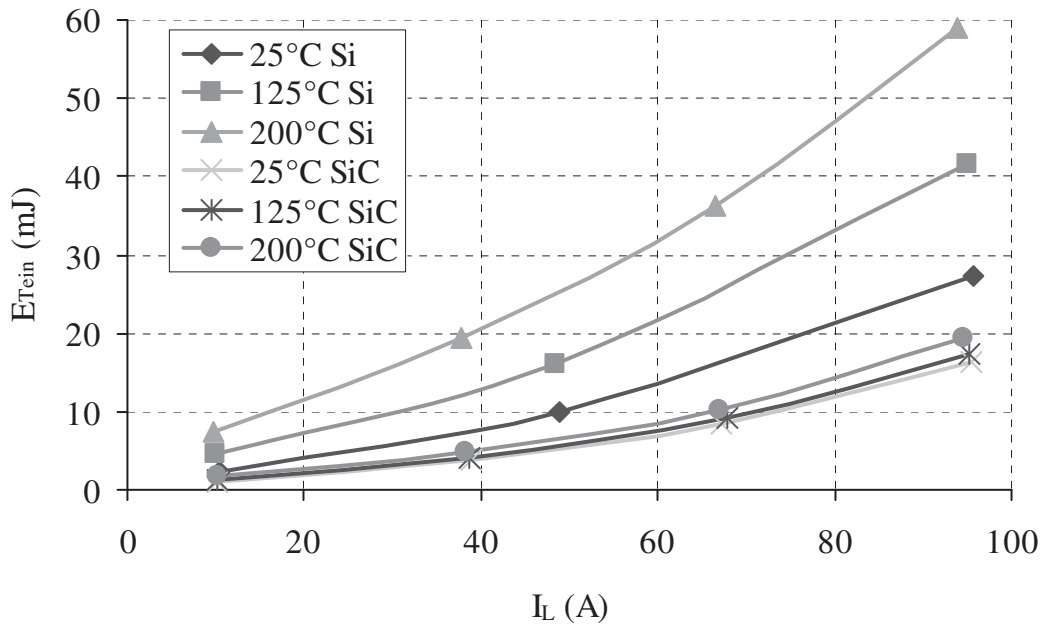


Bild 3.22 Einschaltverlustenergie vom IGBT bei Si- und SiC-Freilaufdiode.
 $U_{zk} = 1300 \text{ V}$; $di/dt = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$.

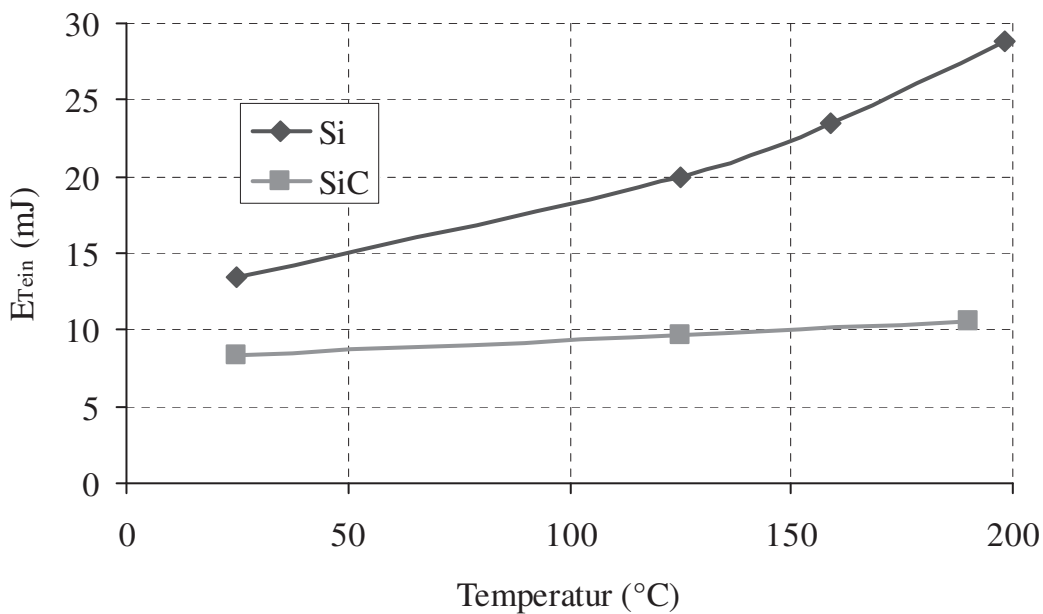


Bild 3.23 Einschaltverlustenergie vom IGBT bei Si- und SiC-Freilaufdiode in Funktion der Chiptemperatur. $U_{zk} = 700 \text{ V}$; $di/dt = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$.

E_{Taus}

Das Einschaltverhalten der Dioden erfolgt unabhängig von der Temperatur und dem Halbleitermaterial. Deswegen ist beim Ausschalten des IGBTs kein Unterschied zwischen den Messkurven im Bild 3.24 zu sehen. Dies gilt für alle Zwischenkreisspannungen.

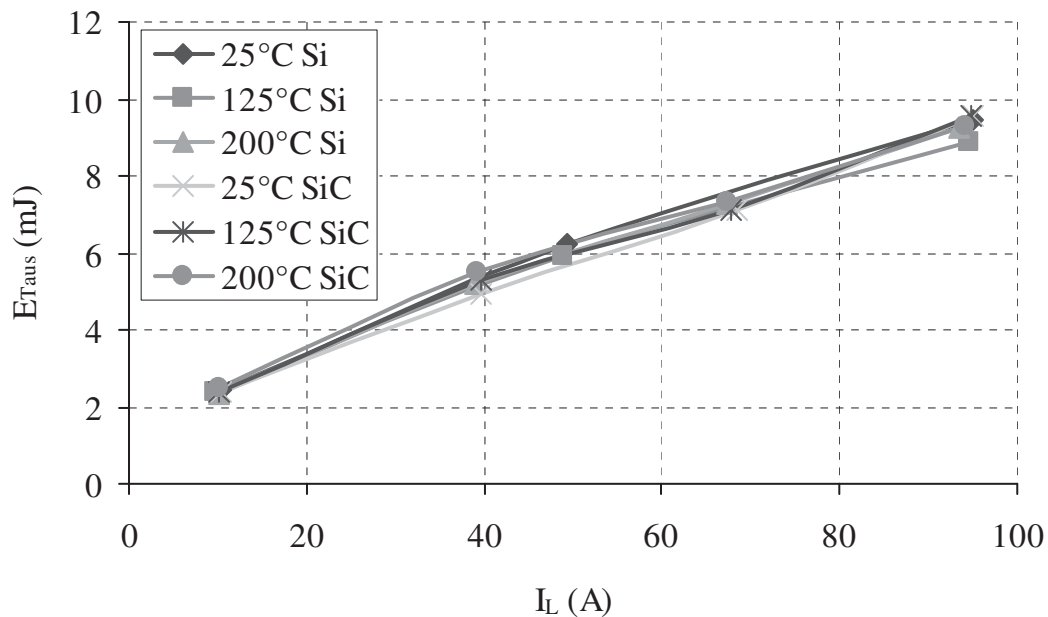


Bild 3.24 Ausschaltverlustenergie vom IGBT bei Si- und SiC-Freilaufdiode.
 $U_{\text{zk}} = 700 \text{ V}$; $di/dt = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$.

Die Gesamtverlustenergie wird aus den vorherigen Messpunkten und (3-12) berechnet. Die Ergebnisse in den Bildern 3.25 und 3.26 zeigen, dass mit dem Tausch von Si- durch SiC-Dioden eine Energieeinsparung von 50 % im Gesamtsystem bei der üblichen Halbleitertemperatur von 125 °C erzielt wird. In einem hybriden Modul mit Si-IGBTs darf jedoch die noch höhere Betriebstemperatur von Siliziumkarbid nicht in Anspruch genommen werden.

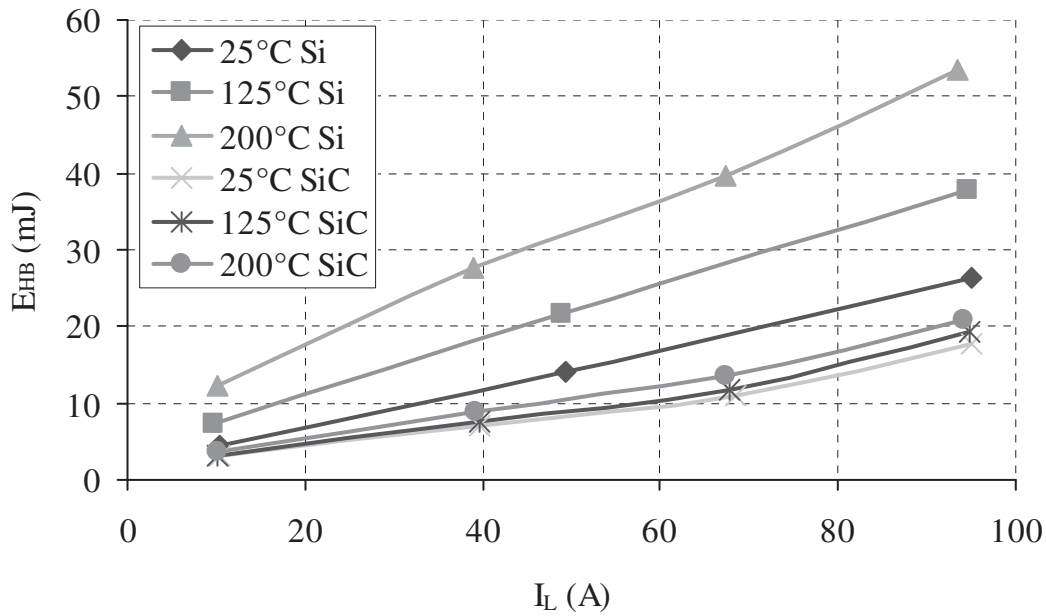


Bild 3.25 Gesamte Verlustenergie einer Halbbrücke innerhalb eines Schaltperiodes. $U_{zk} = 700 \text{ V}$; $di/dt = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$.

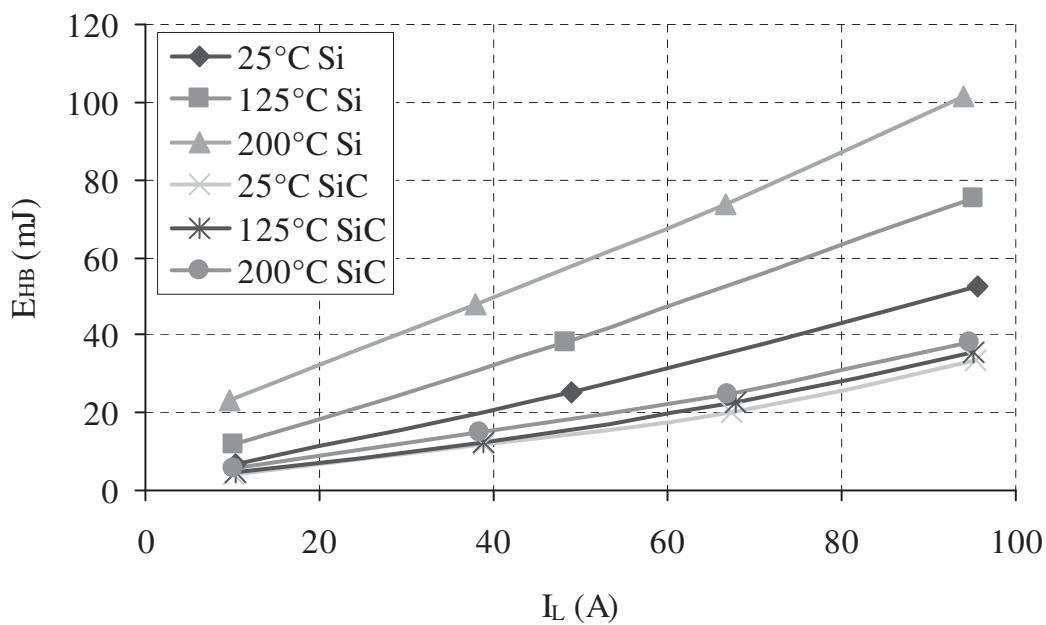


Bild 3.26 Gesamte Verlustenergie einer Halbbrücke innerhalb eines Schaltperiodes. $U_{zk} = 1300 \text{ V}$; $di/dt = 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$.

3.2.3 SiC-MOSFET

Wie bereits erwähnt, lassen sich hochsperrende unipolare Leistungshalbleiter mit Siliziumkarbid realisieren. Auch wenn die Herstellung von selbstleitenden SiC-JFETs einfacher ist, besteht an SiC-MOSFETs großes Interesse, da ein direkter Tausch von üblichen Bauelementen wie Si-IGBTs damit möglich wäre. Der Vorteil eines MOSFETs gegenüber einem JFET ist das Normally-Off Verhalten und die üblichen Gate-Ansteuerspannungen von -5 V bis 20 V.

Jedoch ergeben sich beim SiC-MOSFET eine Reihe von Nachteilen oder Schwierigkeiten in der Herstellung:

Das elektrische Feld E_{ox} in der isolierenden Oxid-Schicht (SiO_2) am Gate ist höher als im Halbleiter, da sie aus dem Verhältnis der Permeabilitäten zwischen Oxid und Halbleiter gegeben ist (3-13) [Ste1].

$$E_{ox} = E_s \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_s} \quad (3-13)$$

In SiC ist das elektrische Feld ca. 10 mal höher als in Si, was zu einem auf Dauer zu hohen elektrischen Feld im Oxid führt. Beispielsweise, wenn in SiC 2,4 MV/cm vorhanden sind, liegen 6 MV/cm im SiO_2 .

Eine Möglichkeit zur Lösung dieses Problem ist die Verwendung der ACCUFET-Struktur. Diese Struktur hat eine dünne n^+ -Schicht unter dem Gate-Oxid, welche zusammen mit der p-Schicht des MOSFETs die Oxidschicht vor Drain-Source Spannungen schirmt [Bal1].

Das nächste Problem ist ein bis zu 100 fach höherer Kanalwiderstand in 4H-SiC als in Si-MOSFETs [Ste1]. Diesbezüglich werden bessere Ergebnisse mit der SiC Gitterstruktur 6H erzielt. Der Grund für den hohen Kanalwiderstand ist das Auftreten von Defekten in der Grenzschicht SiC/ SiO_2 . Dieses Problem kann mit neuen Oxidwachstumstechniken gemildert und ein kleiner Gesamtwiderstand erreicht werden [Jam1].

Nachteilig kann auch der negative Temperaturkoeffizient sein, welcher im Bild 3.28 erkennbar ist. Der Widerstand setzt sich aus Kanal- und Driftwiderstand zusammen. Der Kanal hat einen negativen Temperaturkoeffizient, während die Driftzone sich wie ein ohmscher Widerstand, also mit positivem

Temperaturkoeffizient, verhält. In Si-MOSFETs ist der Kanalanteil am Gesamtwiderstand nur ca. 5 %, während er im SiC-MOSFETs, aufgrund der kürzeren Driftschicht und des höheren Kanalwiderstands, bei über 50 % liegt.

Theoretisch kann in Zukunft mit der Verwendung der "Super-Junction" Struktur (SiC-CoolMOS) extrem niedrige Durchlasswiderstände bei sehr hohen Sperrspannungen erreicht werden [Bak1].

Es wurde eine Halbbrücke aus SiC-MOSFETs mit induktiver Last aufgebaut und untersucht (siehe Bild 3.27) [Pöh1]. Der Laststrom fließt entweder durch den SiC-MOSFET T1 in Vorwärtsrichtung oder durch den SiC-MOSFET T2 in Rückwärtsrichtung. Die Zwischenkreisspannung beträgt 600 V. Die Daten beider SiC-MOSFETs sind: Sperrspannung 1800 V; Nennstrom 10 A; Ausgangskapazität 200 pF; aktive Chipfläche 4,5 mm²; Gate-Schwellenspannung 3 - 4 V.

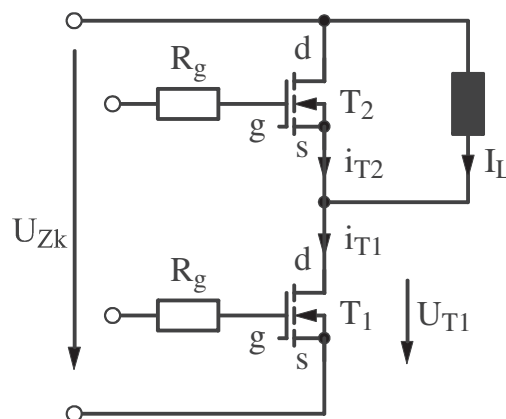


Bild 3.27 Testschaltung mit SiC-MOSFETs.

Das Bild 3.28 zeigt die ermittelte Vorwärtskennlinie des SiC-MOSFETs.

Das Bild 3.29 zeigt die Rückwärtskennlinie des SiC-MOSFETs. Bei eingeschaltetem Kanal kann der 3V Spannungsabfall der pn-Body-Diode vermieden werden

Ein- und Ausschalten des Transistors T1 werden jeweils in den Bildern 3.30 und 3.31 gezeigt.

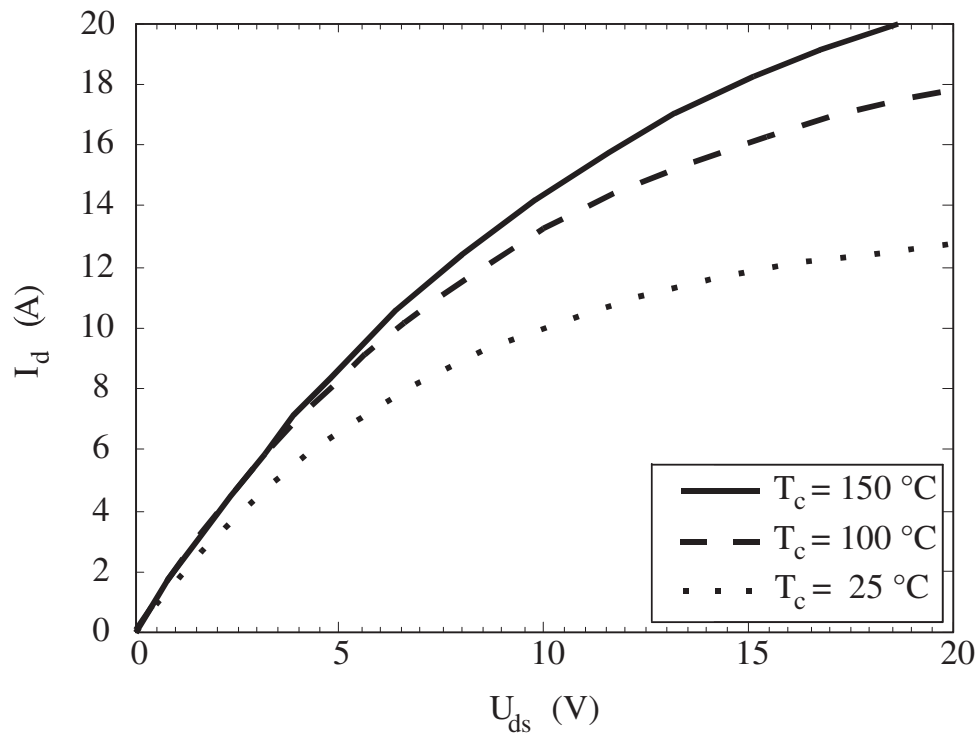


Bild 3.28 Vorwärtskennlinie des SiC-MOSFETs. $U_{gs} = 18\text{ V}$. I_d : Drainstrom, U_{ds} : Drain-Source Spannung, U_{gs} : Gate-Source Spannung.

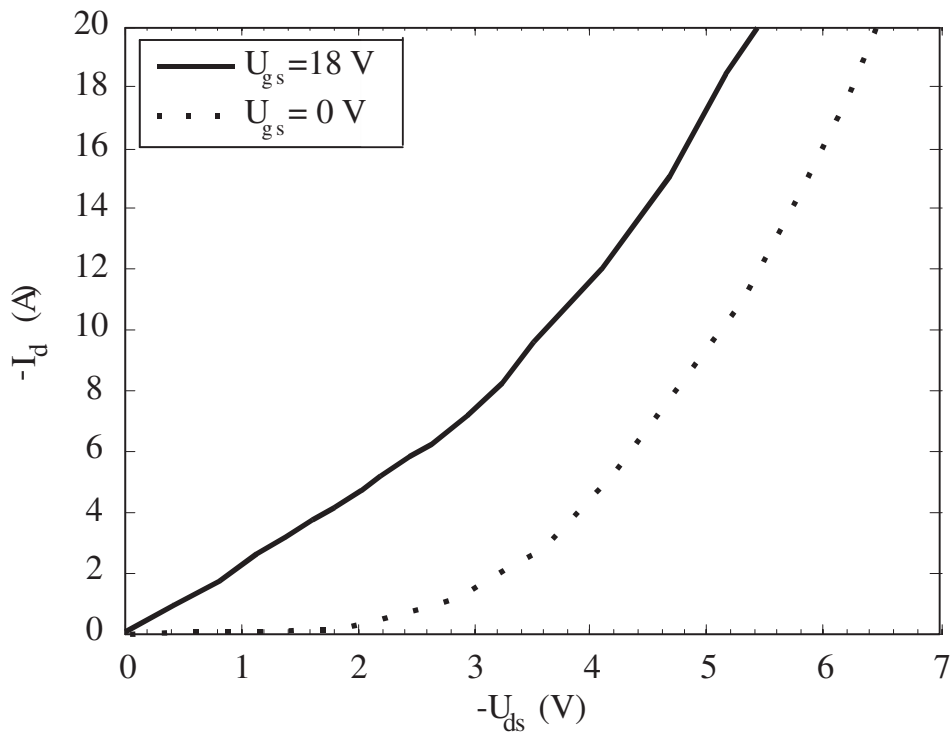


Bild 3.29 Rückwärtskennlinie des SiC-MOSFETs. $T_c = 150\text{ °C}$. I_d : Drainstrom, U_{ds} : Drain-Source Spannung, U_{gs} : Gate-Source Spannung.

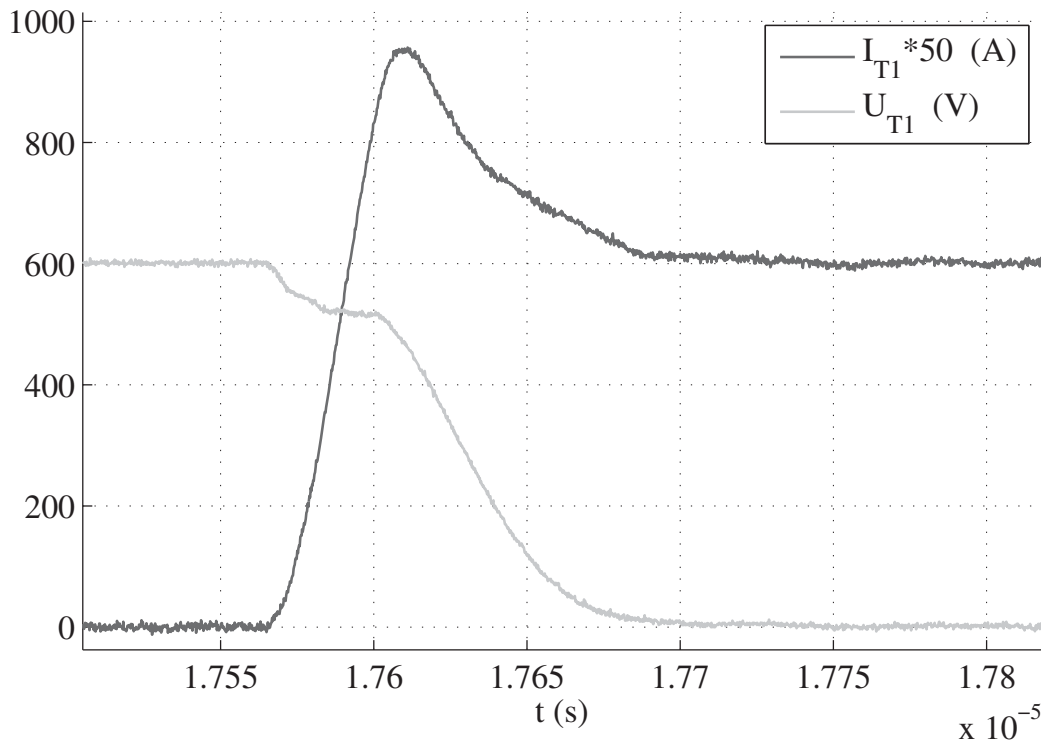


Bild 3.30 Einschalten des SiC-MOSFETs. $I_L = 12$ A; $U_{Zk} = 600$ V; $R_g = 33 \Omega$. $T_c = 150$ °C. U_{T1} : Drain-Source Spannung vom T1, I_{T1} : Drainstrom vom T1, R_g : Gate-Vorwiderstand.

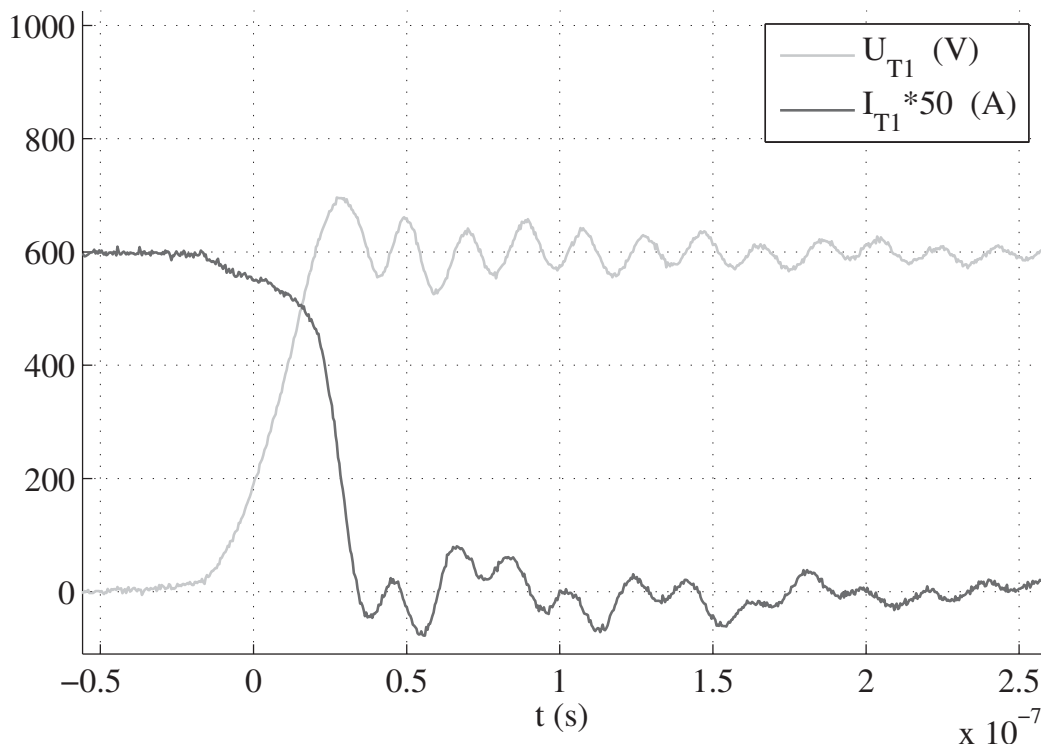


Bild 3.31 Ausschalten des SiC-MOSFETs. $I_L = 12$ A; $U_{Zk} = 600$ V; $R_g = 33 \Omega$. $T_c = 150$ °C.

Die Überhöhung des Einschaltstromes im Transistor T1 (Bild 3.30) deutet teilweise einen Recovery-Strom der Body-Diode im T2 an. Mit zunehmender Temperatur wird diese Stromspitze höher und breiter. Ein kurzzeitiger Stromfluss durch die pn-Body-Diode des T2 ist hier nicht vermeidbar, da die Verriegelungszeit nicht unter 100 ns eingestellt werden darf. Auf diese Problematik wird im Kapitel 4 für den Fall eines SiC-JFETs näher eingegangen.

Die Schaltverlustenergien jedes Transistors beim Ein- und Ausschalten in Abhängigkeit vom Laststrom I_L werden im Bild 3.32 vorgestellt. Die gesamte Schaltverlustenergie der Halbbrücke ergibt sich aus der Summe der vier Kurven. Die Messungen wurden bei einer Chiptemperatur von 150 °C durchgeführt.

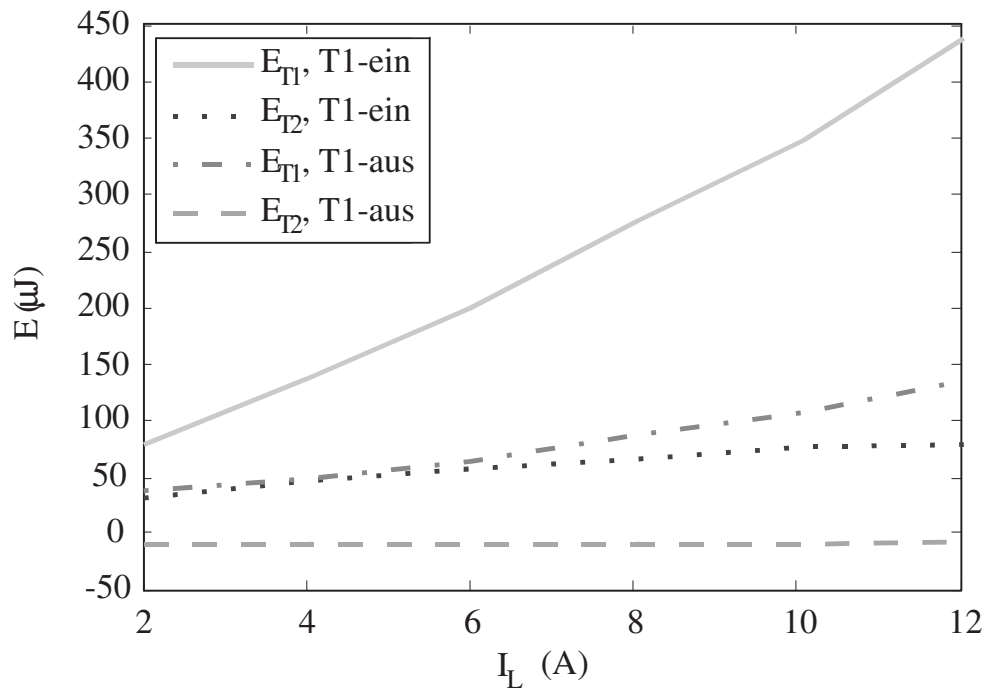


Bild 3.32 Schaltverlustenergien der SiC-MOSFETs T_1 und T_2 . $U_{Zk} = 600 \text{ V}$; $R_g = 33 \Omega$. $T_c = 150 \text{ }^\circ\text{C}$.

3.2.4 Kaskode

Ein Kaskodenschalter, auch "Baliga-pair" genannt, ist eine Reihenschaltung von einem SiC-JFET (J) und einem Si-MOSFET (M), wie das Bild 3.33 zeigt.

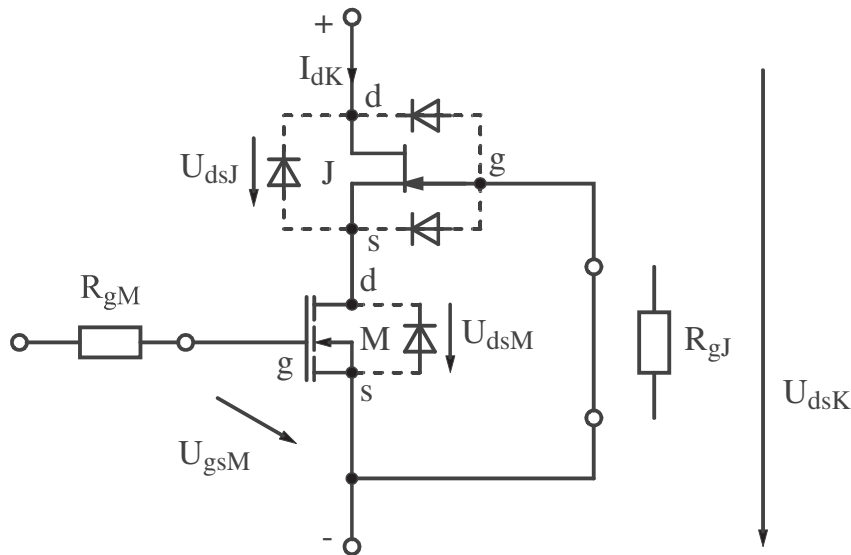


Bild 3.33 Schaltung einer Kaskode.

In einem SiC-JFET können die Eigenschaften von SiC gegenüber Si ausgenutzt werden. Er besitzt eine einfache und robuste Struktur, mit der sich hohe Sperrspannungen und kleine Durchlasswiderstände bei positivem Temperaturkoeffizient realisieren lassen. Dieser Transistor ist aber selbstleitend und benötigt teilweise hohe negative Spannungen am Gate (Pinch-Off-Spannung) für den Sperrzustand. Dieses Problem kann umgangen werden, indem ein Niederspannungs-Si-MOSFET (in der Regel 50 V Sperrspannung) die nötige Gate-Spannung dem JFET zur Verfügung stellt. Der MOSFET, und damit die gesamte Kaskode, wird mit einer üblichen Ansteuerschaltung angesteuert. Der MOSFET trägt minimal zum Durchlasswiderstand, da ein Chip großer Fläche verwendet wird. Beide Transistoren verfügen über interne pn-Body-Dioden vom Source zum Drain, was den Anschluss von externen Freilaufdioden überflüssig macht. Die Kosten für den Si-MOSFET liegen weit unter den Kosten des SiC-JFETs.

Die Schaltgeschwindigkeit kann mit den Widerständen R_{gM} und R_{gJ} gesteuert werden [Pol1]. Es wird aber normalerweise $R_{gJ} = 0 \Omega$ verwendet, ansonsten ist der Schaltvorgang zu langsam und verlustbehaftet.

Die hier gemessenen Kaskoden sind im Gehäuse "Semitop 1" (Bild 3.10) verpackt und in eine Halbbrücke eingesetzt. Ähnlich zur MOSFET-Halbbrücke (Bild 3.27) werden hier die Kaskoden T1 für Vorwärtsstrom und T2 für Rückwärtsstrom definiert. Die Zwischenkreisspannung beträgt 600 V. Die Daten beider Kaskoden sind: > 1000 V Sperrspannung; Nennstrom ca. 10 A; Chipfläche SiC-JFET $2 \times 4,2 \text{ mm}^2$ parallelgeschaltet, MOSFET "Optimos®" (Infineon) mit $8 \text{ m}\Omega$ Durchlasswiderstand.

Der Kanal des SiC-JFETs und des Si-MOSFETs hat einen positiven Temperaturkoeffizient. Dies wird mit der gemessenen Vorwärtskennlinie im Bild 3.34 verifiziert.

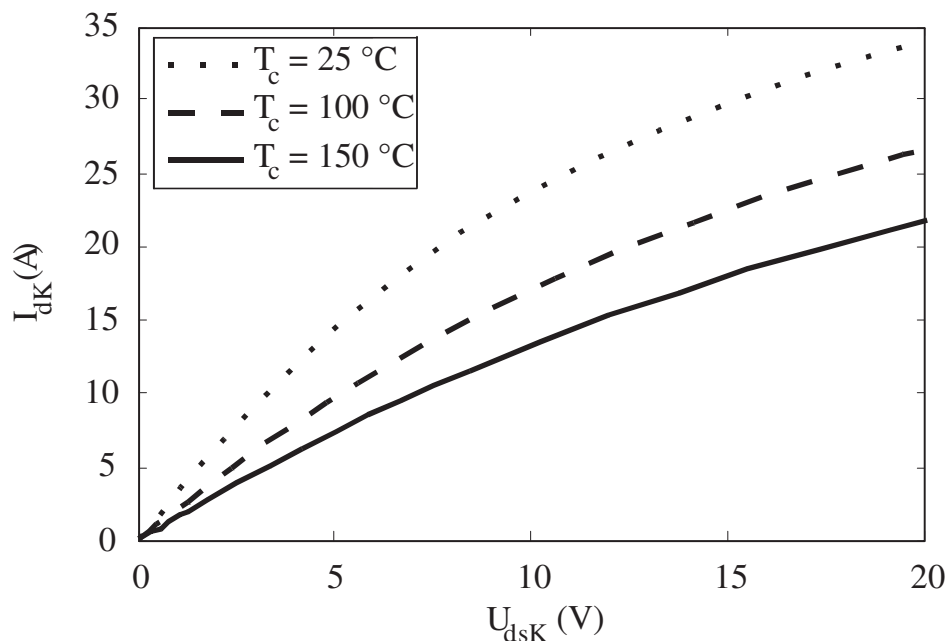


Bild 3.34 Vorwärtskennlinie der Kaskode. $U_{gsM} = 18 \text{ V}$.

Die Rückwärtskennlinien in den Bildern 3.35 und 3.36 zeigen ein bei Si-Schaltern nicht übliches Verhalten. Die unterschiedlichen Temperaturkoeffizienten und Stromsteigungen sind hier vom Strompfad abhängig. Bei $U_{gsM} = 0 \text{ V}$ kann der Rückwärtsstrom im MOSFET nur durch seine Body-Diode fließen, da sein Kanal gesperrt ist. Über der Si-Schwelle von $U_{dsM} = \text{ca. } -0,5 \text{ V}$ fließt Strom durch diese Body-Diode und den Kanal des selbstleitenden JFETs. Über der SiC-Schwelle von $U_{dsJ} = \text{ca. } -3 \text{ V}$ fließt der Strom überwiegend durch die Gate-Drain pn-Body-Diode des JFETs (siehe Bild 3.35) Im nützlichen Strombereich bis ca. 15 A bleibt der Temperaturkoeffizient aber immer positiv.

Bei $U_{gsM} = 18 \text{ V}$ leitet der Kanal des MOSFETs rückwärts, womit mehr Strom als nur mit der MOSFET-Body-Diode fließen kann (siehe Bild 3.36).

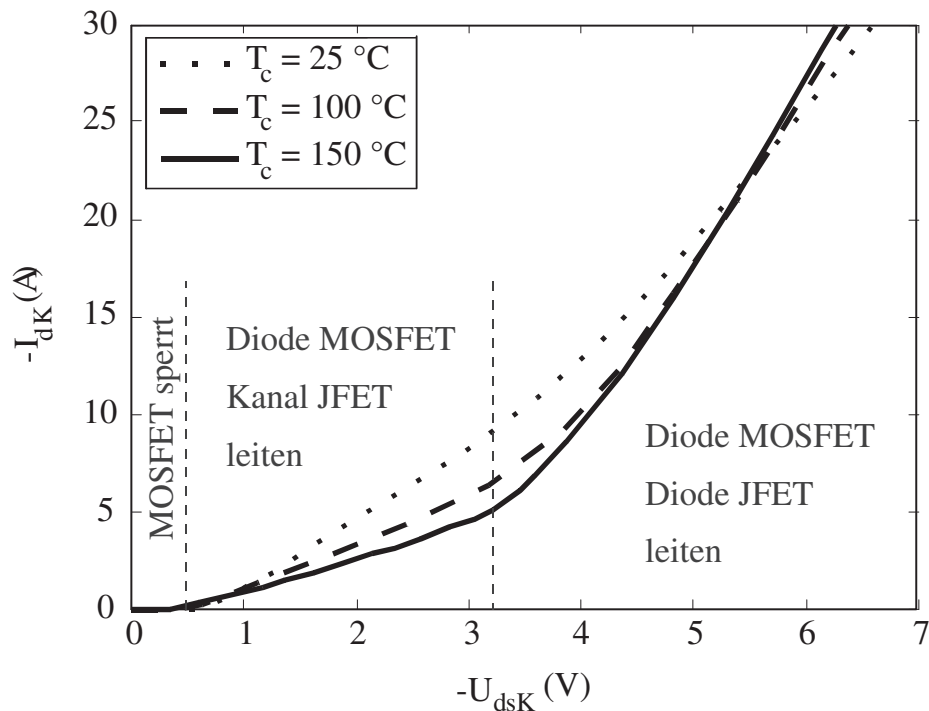


Bild 3.35 Rückwärtskennlinien der Kaskode für verschiedene Temperaturen. $U_{gsM} = 0 \text{ V}$.

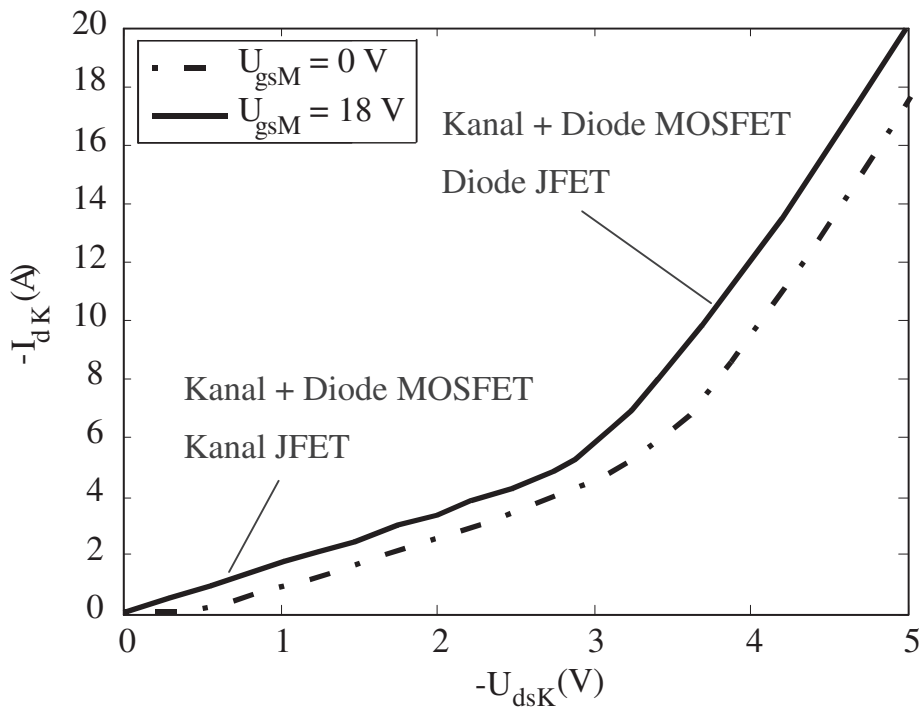


Bild 3.36 Rückwärtskennlinien der Kaskode bei ein- und ausgeschaltetem MOSFET. $T_c = 150 \text{ °C}$.

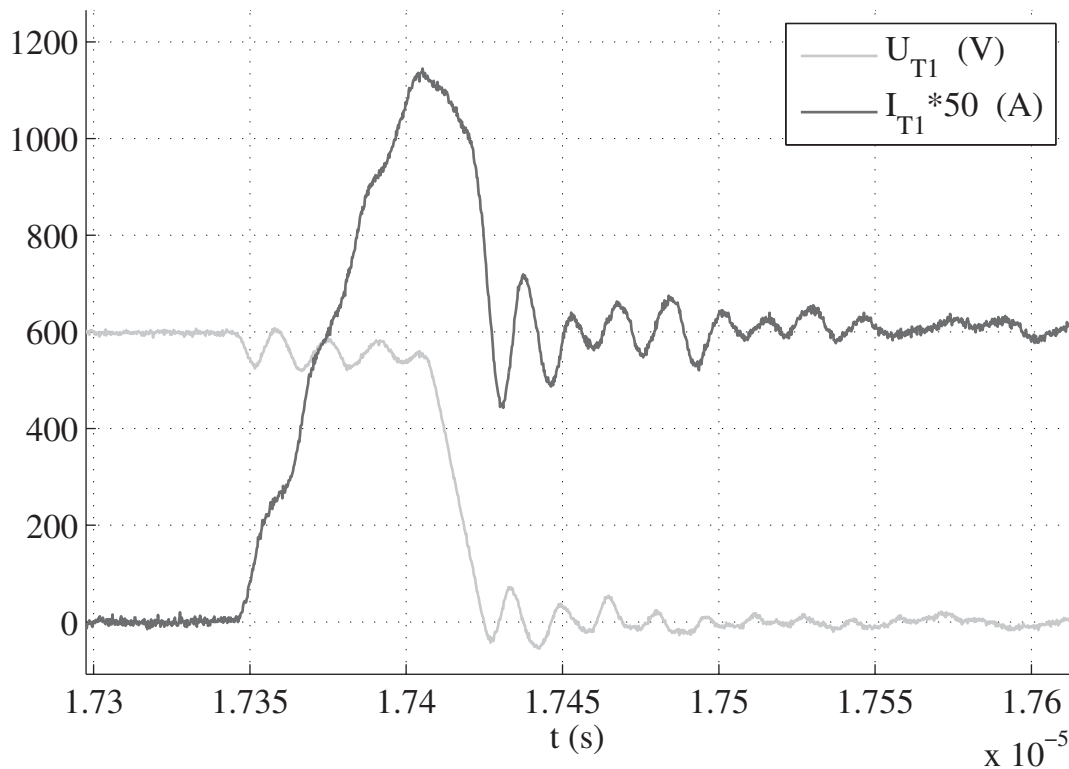


Bild 3.37 Einschalten der Kaskode T1. $I_L = 12 \text{ A}$; $U_{Zk} = 600 \text{ V}$; $R_g = 47 \Omega$.
 $T_c = 150 \text{ }^\circ\text{C}$.

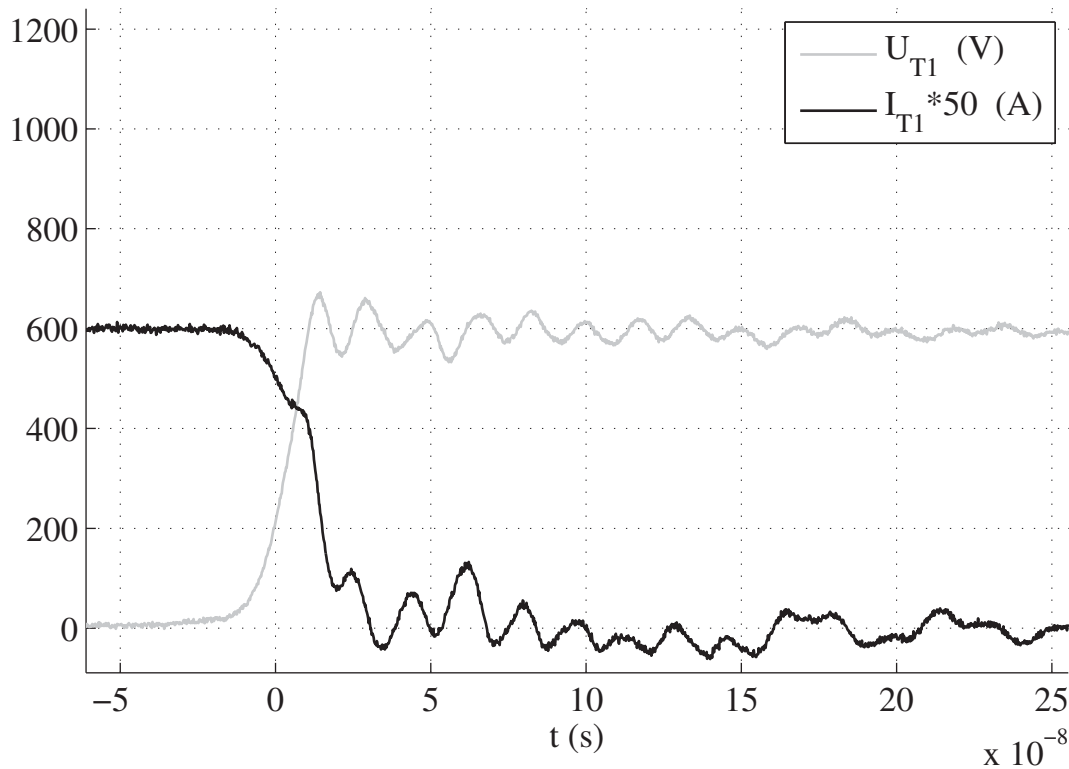


Bild 3.38 Ausschalten der Kaskode T1. $I_L = 12 \text{ A}$; $U_{Zk} = 600 \text{ V}$; $R_g = 47 \Omega$.
 $T_c = 150 \text{ }^\circ\text{C}$.

Die Bilder 3.37 und 3.38 zeigen jeweils Ein- und Ausschaltverläufe der Kaskode T1. Nachteilig ist die Tatsache, dass auch bei einer niederinduktiven Zwischenkreisverschaltung Schwingungen auftreten. Der Gatewiderstand R_{gM} ist mit 47Ω nicht klein gewählt, um zusätzliche Schwingungen zu vermeiden. Durch beide Chips in einem Gehäuse entstehen parasitäre LC-Glieder.

Aufgrund des Recovery-Stromes im T2 ist ein deutlicher Überstrom in T1 zu sehen (Bild 3.37). In einer Kaskode ist immer ein Recovery-Strom vorhanden, da der Rückwärtsstrom zumindest teilweise über die Body-Diode des MOSFETs fließt, auch wenn eine positive Spannung am Gate liegt. Deswegen wurde kein Einfluss der Verriegelungszeit auf das Schaltverhalten festgestellt. Die minimale Verriegelungszeit beträgt ca. 150 ns, also mehr als beim SiC-MOSFET und SiC-JFET.

Wegen der großen Chipfläche ist die Ausgangskapazität des MOSFETs viel größer als die des JFETs. Die inneren Gesamtkapazitäten der Kaskode sind im Bild 3.39 mit durchgezogenen Linien dargestellt. Die gestrichelten Linien entsprechen die Eingangs- (C_{iss}), Ausgangs- (C_{oss}) und Rückwirkungskapazität (C_{rss}) des MOSFETs. Die Kapazität der Kaskode ist also von den großen MOSFET-Kapazitäten stark abhängig, was das Schaltverhalten gegenüber einem SiC-JFET verlangsamt.

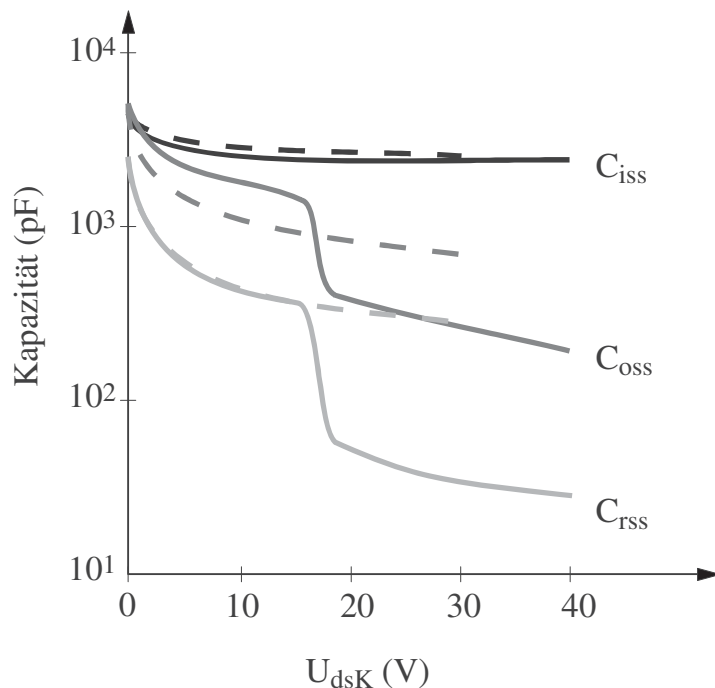


Bild 3.39 Interne Kapazitäten der gesamten Kaskode (durchgezogene Kurven) und des MOSFETs (gestrichelte Kurven). Quelle: SiCED.

Somit besitzt der Kaskode im Durchlass so gute Eigenschaften wie der SiC-JFET, ist jedoch sein Schaltverhalten langsamer und verlustreicher.

Das Bild 3.40 zeigt die gemessenen Ein- und Ausschaltverlustenergien beider Kaskoden der Halbbrücke bei der üblichen Chiptemperatur von 150 °C.

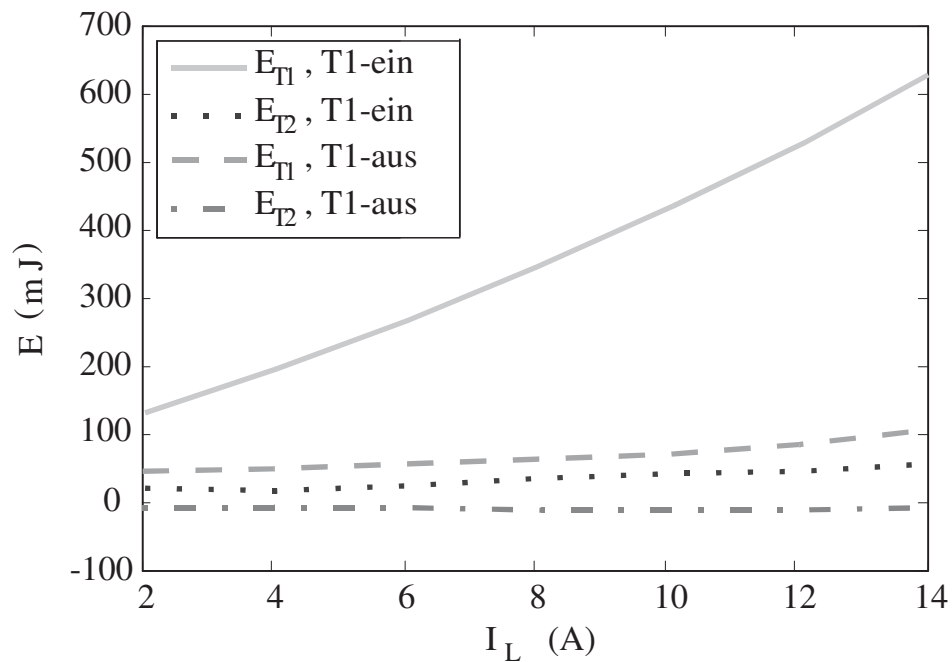


Bild 3.40 Schaltverlustenergien der Kaskoden T_1 und T_2 . $U_{Zk} = 600$ V;
 $R_g = 47 \Omega$. $T_c = 150$ °C.

Darüber hinaus kann das Temperaturpotenzial des SiC-JFETs durch den hybriden Aufbau nicht ausgenutzt werden.

Kapitel 4

Der SiC-JFET

Im vorangegangenen Kapitel wurden die Vorteile des Siliziumkarbides gegenüber Silizium dargestellt und einige SiC-Bauelemente erläutert. Aufgrund der besonderen Eigenschaften von SiC und der Qualität der verfügbaren Trägermaterialien erschwert sich die Herstellung von SiC-Transistoren und Si-Bauelemente können nicht direkt durch solche aus SiC ersetzt werden.

Als SiC-Transistoren kommen der SiC-MOSFET, die Kaskode und der SiC-JFET in Frage.

Der SiC-MOSFET hat einen negativen Temperaturkoeffizient und weist Probleme in der und um die Oxidschicht auf, was unter anderem den Durchlasswiderstand erhöht.

Die Kaskode hat eine große vom Si-MOSFET bedingte intrinsische Kapazität, die das Schalten verlangsamt. Außerdem ist das Schalten schwingungsbehaftet. Nachteilig ist auch der Rückstrom durch die Si-Bodydiode des MOSFETs, der Sperrverzögerungsladungen unabhängig von der Verriegelungszeit enthält. Ferner ist die Temperaturbeständigkeit durch den Si-MOSFET limitiert.

In der vorliegenden Arbeit wird ein SiC-JFET (silicon carbide junction field effect transistor) verwendet. In diesem Transistor sind die oben genannten Nachteile nicht vorhanden. Mit seiner einfachen Struktur können die positiven Eigenschaften vom SiC zu Nutze gemacht werden. Als selbstleitendes Bauelement mit speziellen Gate-Spannungen erfordert er jedoch eine besondere Ansteuerung. Diese und das Bauelement selbst werden im Folgenden analysiert.

4.1 Struktur und Eigenschaften

Prinzipiell ist ein JFET ein Halbleiter mit einem n- oder p-dotierten Kanal von Drain bis Source. Im Falle eines n-Kanals wird dieser teilweise mit p-Schichten umgeben, die das Gate bilden. Dies entspricht der Struktur einer Zelle. Viele Zellen werden parallelgeschaltet, um einen Bauelement zu bilden. Ohne externe Spannungen verhält sich der unipolare Kanal wie ein ohmscher Widerstand (Bild 4.1-a). Damit ist der JFET selbstleitend (normally-on) und hat einen positiven Temperaturkoeffizienten.

Mit einer externen negativen Spannung am Gate gegenüber Source entstehen Raumladungszonen in und um die p-Schichten. Wenn die Source-Gate-Spannung u_{sg} die Schwelle „Pinch-off-Spannung“ U_{po} erreicht, treffen sich die Raumladungszonen und der Kanal wird abgeschnürt. Der Transistor sperrt (Bild 4.1-b).

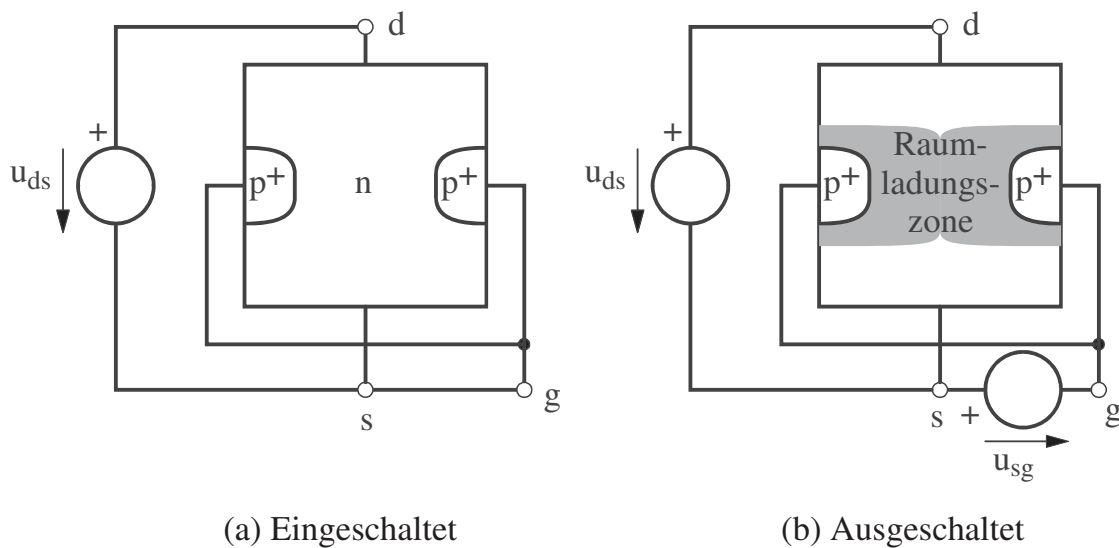


Bild 4.1 Allgemeine Darstellung eines JFETs.

Das Bild 4.2 zeigt die Struktur einer halben Zelle des verwendeten 4H-SiC-VJFETs. Mittels dieser Struktur wurde das Verhältnis der Durchlass- und Schaltverluste abgeglichen. Die Miller-Kapazität (C_{dg}) und der ohmsche Kontaktwiderstand vom Gate wurden reduziert, um die Schaltgeschwindigkeit zu erhöhen [Han1, Han2, Fri2]. Dank der p-Schicht am Source entsteht eine Body-Diode zwischen Source und Drain.

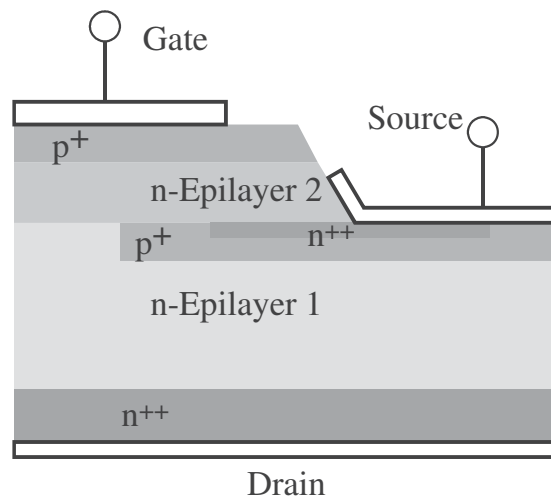


Bild 4.2 Struktur des verwendeten SiC-JFETs.

Wie aus der Tabelle 4.1 zu entnehmen, ist der Durchlasswiderstand im hier eingesetzten Typ B höher als die der anderen Struktur vom Typ A, jedoch werden die Schaltverluste im Typ B wesentlich verringert. Zum besseren Vergleich ist die sperrspannungs- und materialabhängige Höhe jedes Chips in dem spezifischen Widerstand bereits einbezogen.

U_{BD} (V)	unipolarer Si-Transistor ($m\Omega cm^2$)	SiC-VJFET Typ A ($m\Omega cm^2$)	SiC-VJFET Typ B ($m\Omega cm^2$)
600	30 (CoolMOS™)	8	20
1200	> 400	12	22
1800	nicht verfügbar	14	24

Tabelle 4.1 Spezifischer Durchlasswiderstand verschiedener unipolarer Transistoren mit vorgegebener Chiphöhe.

Eine wichtige Eigenschaft von SiC-Halbleitern ist die hohe Temperaturbeständigkeit. Theoretisch kann SiC eine Temperatur von ca. 600 °C tolerieren, während Si Halbleiter mit einer Sperrschichttemperatur bis 175 °C zuverlässig betrieben werden können. Eine Chip-Arbeitstemperatur von mindestens 400 °C ist für einen SiC-JFET im Tiefsetzstellerbetrieb bewiesen und seine statische Kennlinie bis 450 °C gemessen [Fun1]. Für solche Messungen wurden die Chips in temperaturstabilen Gehäusen verpackt. Bei einer Temperatur von 450 °C erhöht sich aber der Durchlasswiderstand mindestens 5-fach und sinkt der maximale Drainstrom ("Sättigungsstrom" in manchen Literaturstellen) ca. auf

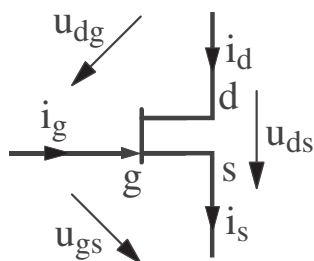
ein Achtel im Bezug auf 25 °C. Der Einfluss der Temperatur auf das Durchlass- und Schaltverhalten des eingesetzten SiC-JFETs ist aus den Abschnitten 4.3.3 und 4.4.4 zu entnehmen.

Aufgrund des positiven Temperaturkoeffizienten und der Temperaturbeständigkeit vom SiC weist der SiC-JFET eine Kurzschlussfestigkeit bis in den ms-Bereich auf [Fri2]. Dagegen kann ein Si-IGBT bei ähnlicher Nennspannung und -strom nur bis ca. 10 µs lang ein Kurzschluss aushalten. Damit ist die Ausfallsicherheit vor Kurzschlussfolgen bei SiC-JFETs höher als bei vergleichbaren Si-Transistoren.

Die Daten der verwendeten SiC-JFETs (Bild 4.3) sind in der Tabelle 4.2 zusammengefasst.

Durchbruchspannung U_{BD}	1000 V – 1500 V
Durchlasswiderstand R_{on}	0,29 Ω bis 0,43 Ω
Maximaler Drainstrom I_{sat}	> 25 A
Pinch-off Spannung U_{po} (Sperrspannung 900 V)	19,5 V bis 36,8 V
Chipfläche	2 x 4,2 mm ²
Thermischer Widerstand j-c R_{thjc}	< 1,2 °K/W (gesamt)
Gehäuse	Semikron Semitop 1 [®] . Siehe Bild 4.3-b

Tabelle 4.2 Daten der verwendeten SiC-JFETs



(a)



(b)

Bild 4.3 (a): Schaltzeichen des JFETs. (b): Gehäuse des verwendeten SiC-JFETs.

4.2 Ansteuerung

4.2.1 Problemstellung

Der Nachteil eines SiC-JFETs ist der hohe Ansteuerungsaufwand. Zunächst muss der Gate Treiber immer eine ausreichende negative Spannung für u_{gs} liefern können (negativer als die Pinch-Off Spannung U_{po}), um der Ausschaltzustand des Transistors zu gewährleisten. Problematisch ist, dass

- jeder der verwendeten SiC-JFETs, obwohl alle aus dem gleichen Herstellungsprozess, unterschiedliche U_{po} vorweisen. Die Versorgungsspannung muss einzeln für jeden Gate Treiber eingestellt werden.
- U_{po} meist unter -20 V liegt, sogar teilweise unter -30 V , was die Verwendung von MOSFET-Treibern mit negativen Spannungen erschwert.
- U_{po} und die negative Gate-Durchbruchspannung U_{gBD} nur einige Volts voneinander entfernt liegen und Temperaturabhängig sind (siehe Bild 4.4).

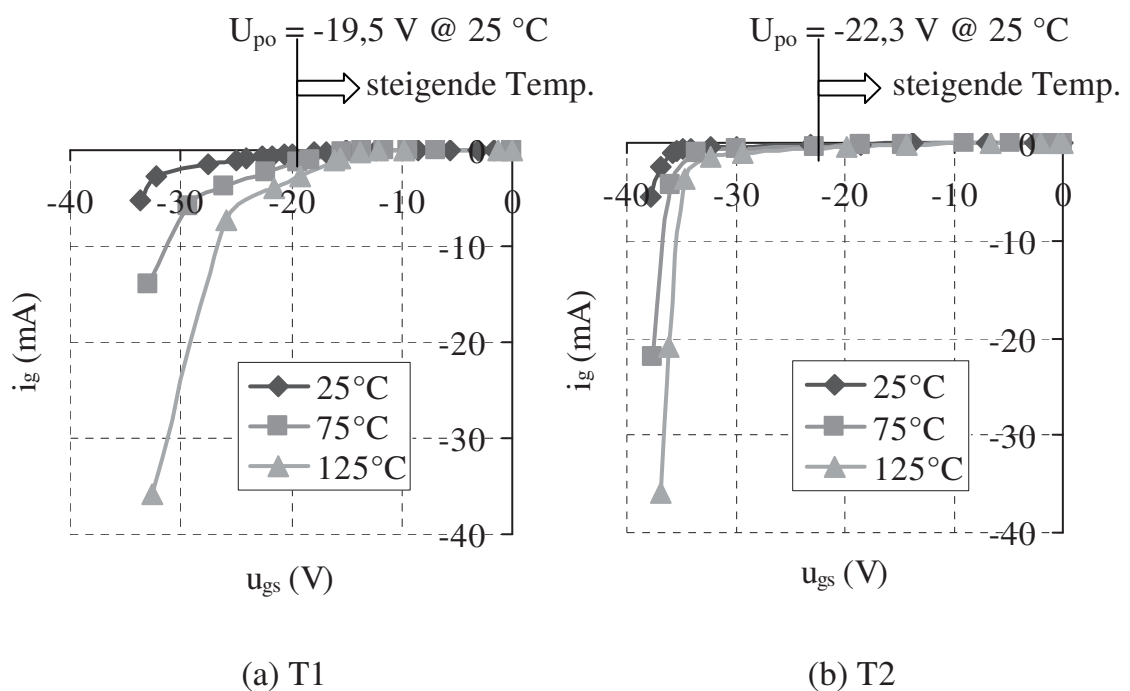


Bild 4.4 Negative Gate Kennlinien von zwei SiC-JFETs gleicher Art.

Wie aus den Messungen der Gate Kennlinien im Bild 4.4 zu erkennen ist, gibt es nur ein kleines Spannungsfenster zwischen U_{gBD} bei der maximalen Chiptemperatur und U_{po} bei Raumtemperatur für die Einstellung der u_{gs} zum Ausschalten. Ferner haben diese Bauelemente stark unterschiedliche U_{gBD} .

Anders als in MOSFETs ist die Messung solche Kennlinien unkompliziert, da der Strom stationär durch das JFET-Gate fließen kann.

Die positive Gate-Kennlinie ist dagegen sehr ähnlich bei allen SiC-JFET und vom pn-Übergang zwischen Gate und Source bestimmt (siehe Bild 4.5).

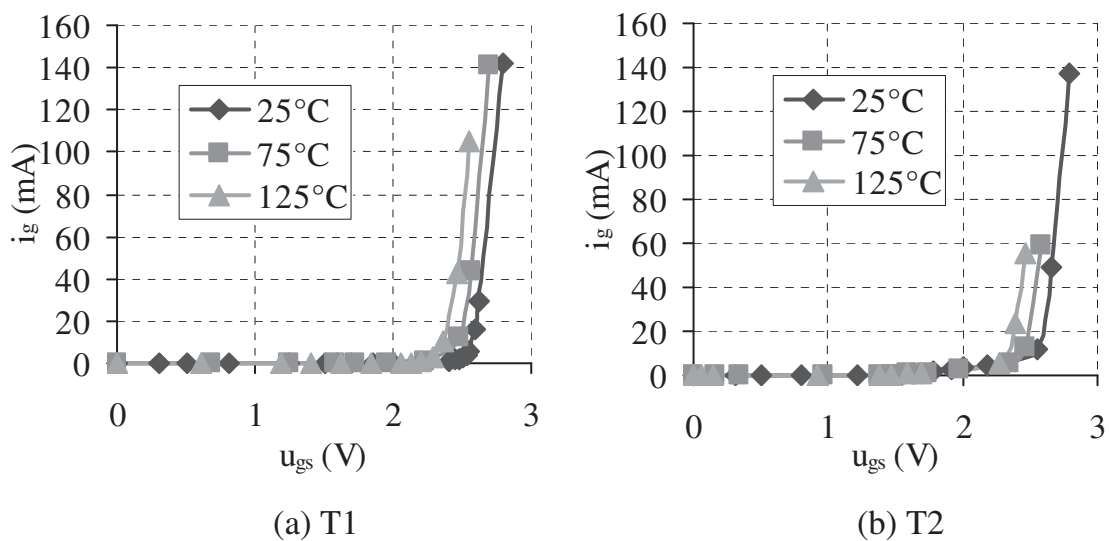


Bild 4.5 Positive Gate Kennlinie der SiC-JFETs.

Eine weitere Anforderung an die Ansteuerung ist die gewünschte hohe Schaltgeschwindigkeit der SiC-JFETs. Als Folge:

- Es wird ein hoher und schneller Gatestrom aus dem Gate Treiber benötigt.
- Aufgrund des verlustarmen schnellen Schaltens kann die Schaltfrequenz erhöht werden. Um dabei einen geringen Fehler des PWM-Signals und kleine Verriegelungszeiten einzuhalten, müssen die Laufzeiten und vor allem die Zeitschwankungen in den Gate Treibern auf nur wenige Nanosekunden verringert werden.
- Gleichzeitig muss die Potentialisolierung des Ansteuersignals und der Spannungsversorgung hohe Spannungssteilheiten vertragen und eine geringe Koppelkapazität aufweisen.

Mit SiC-JFETs ist es möglich verlustarme Schaltvorgänge zu erzielen, indem die Stromsteilheit $|di_d/dt|$ und die Spannungssteilheit $|du_{ds}/dt|$ erhöht werden.

Dank des Fehlens eines Recovery-Stroms kann di_d/dt beliebig erhöht werden. Sie wird nur von parasitären Induktivitäten im Strompfad und von der Ansteuerung begrenzt.

Die Erhöhung von ldu_{ds}/dt wird von den Eigenschaften der Potentialisolierung des Gate Treibers begrenzt. Eine zu hohe Spannungssteilheit verursacht Verschiebungsströme, die durch Koppelkapazitäten fließen und die Isolierung beschädigen oder die Elektronik stören. Typischerweise können Probleme bei Steilheiten über 20 kV/us auftreten [Ore1].

4.2.2 Auswahl eines Gate Treibers

Aufgrund der oben genannten Anforderungen an die Ansteuerung musste ein neuer Gate Treiber entwickelt werden.

Eine Möglichkeit ist ein konventioneller Spannungstreiber, der die Gate-Source Spannung an die voreingestellte Versorgungsspannung U_{supp} schaltet. Aus dem Gate-Widerstand und der Eingangskapazität entsteht eine Zeitkonstante. Der Gatestrom i_g , wichtig für die Ladung der Miller-Kapazität, ist von der Gate-Source Spannung u_{gs} laut (4-1) abhängig.

$$i_g(t) = \frac{U_{supp} - u_{gs}(t)}{R_g} \quad (4-1)$$

Eine andere Möglichkeit ist die Entwicklung eines Stromtreibers mittels Stromspiegel. Damit kann die Eingangskapazität des JFETs mit einem gesteuerten Strom umgeladen werden. Nach eingehender Untersuchung ist aber festzustellen, dass auch mit einem Stromtreiber nicht beliebig hohe Spannungssteilheiten erreicht werden können, da die Ladung der Miller-Kapazität vom Drainstrom abhängig ist. Siehe Abschnitt 4.4.3.

Die zwei Optionen Spannungstreiber und Stromtreiber werden in Tabelle 4.3 verglichen. Die beste Wahl für die vorliegende Anwendung ist der Spannungstreiber.

Konzepte zur Regelung von du_{ds}/dt und di_d/dt und zur aktiven Steuerung des Schaltens [Par1, Dör1, Mus1, Idi1, Hel2, Tak1] kommen nicht in Frage, da die Steilheiten ohnehin vom Laststrom abhängig sind und die Dynamik der Treiber nicht hoch genug für SiC-JFETs ist.

	Vorteile	Nachteile
Spannungstreiber	u_{gs} begrenzt durch U_{supp}	keine Regelung von du_{ds}/dt und di_d/dt
	kommerzieller MOSFET Treiber mit schnellem und hohem Gatestrom vorhanden	
	bekannt und viel Erfahrung	
	Schutzfunktionen bekannt	
Stromtreiber	i_g beliebig einstellbar	gefährliche Spannungen können in u_{gs} auftreten
	Regelung von du_{ds}/dt und di_d/dt möglich (innerhalb der vom Drainstrom abhängigen Grenze)	komplexe Schaltung und Schutzfunktionen
		hohe Spannungsversorgung
		du_{ds}/dt und di_d/dt können trotz großer i_g nicht beliebig erhöht werden
		diskrete Schaltung, langsamer und verlustreicher als Spannungstreiber

Tabelle 4.3 Vergleich von Spannungs- und Stromtreiber

4.2.3 Beschreibung des Gate Treibers

4.2.3.1 Überblick

Für die Ansteuerung des SiC-JFETs wurde ein Spannungstreiber entwickelt, der die Anforderungen erfüllt und im Blockdiagramm des Bildes 4.6 dargestellt wird. Der kompakte Aufbau kann im Bild 4.7 betrachtet werden. Die einzelnen Komponenten sind nachfolgend beschrieben.

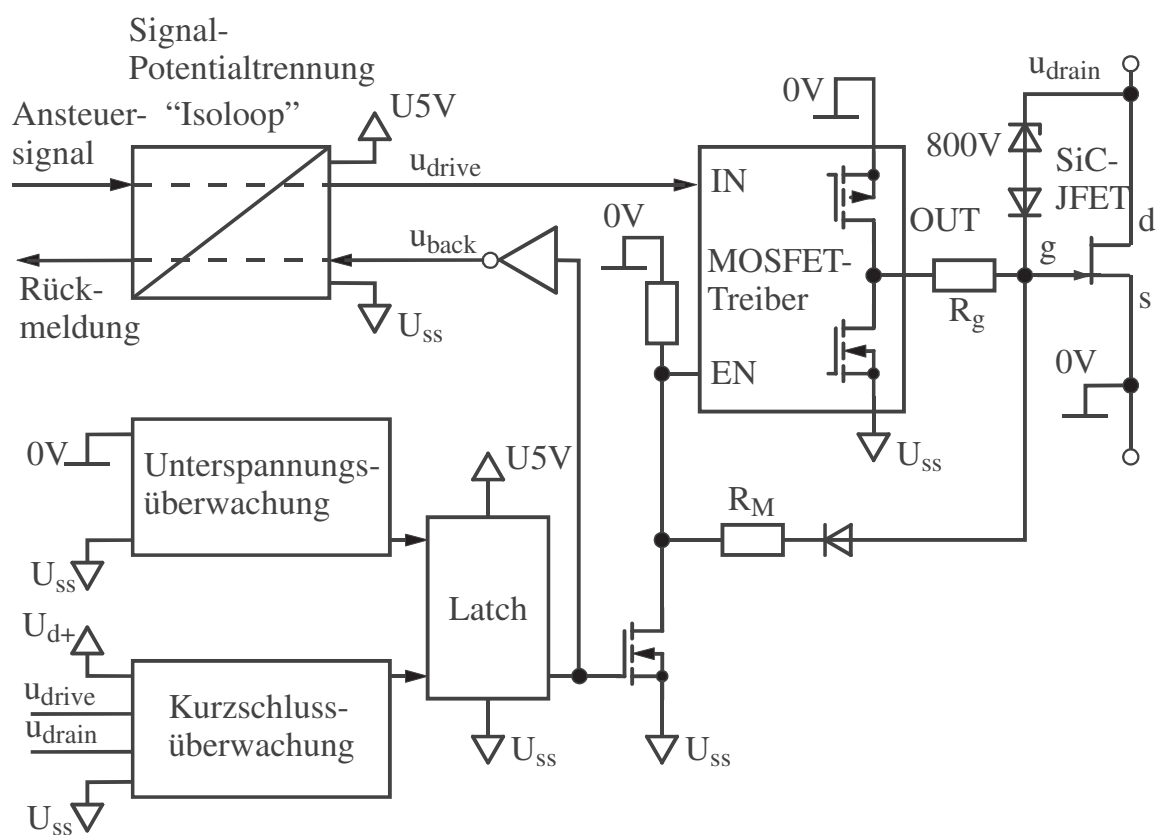


Bild 4.6 Blockdiagramm des Gate Treibers.

4.2.3.2 Versorgungsspannungen

Der Gate Treiber benötigt mehrere Versorgungsspannungen. Die verschiedenen Potentiale sind in der Tabelle 4.4 erläutert.

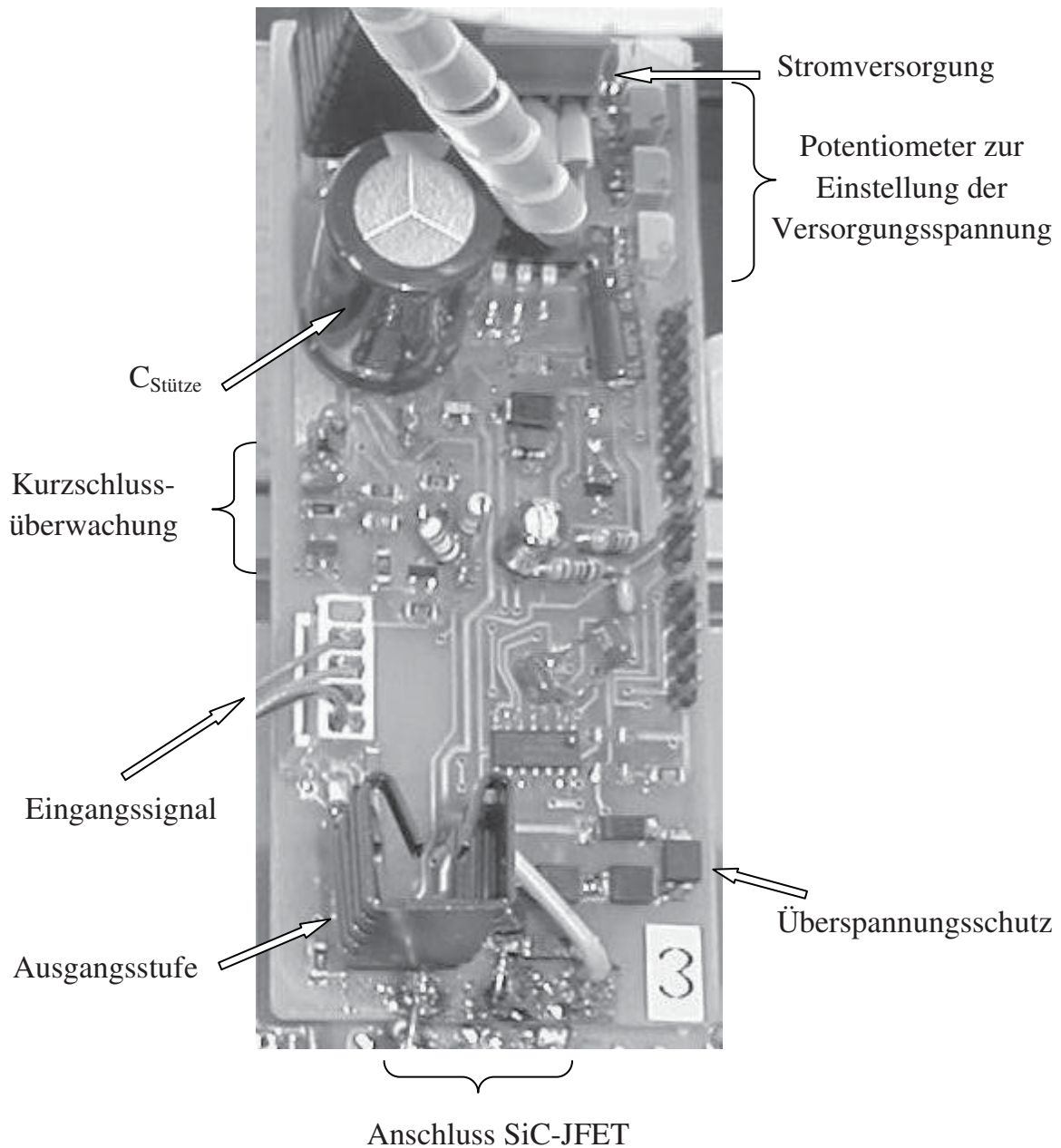


Bild 4.7 Foto des Gate Treibers.

Alle diese Spannungen werden innerhalb der Ansteuerschaltung mittels Spannungsregler aus höheren Eingangsspannungen erzeugt. U_{ss} und U_{d+} sind für jeden Treiber einstellbar. Mit in der Zukunft zu erwartende homogene U_{po} für SiC-JFETs kann der Aufwand der Spannungseinstellung von U_{ss} entfallen.

Eine positive Spannung für u_{gs} entfällt, da die Grenze der SiC-pn-Übergänge bei 2,5 V liegt. Vom Gate zu Drain gibt es einen pn-Übergang, der bereits bei

positiver u_{gs} und negative u_{ds} (negativer i_d) überlastet wäre. Daher wird die Einschaltspannung für u_{gs} auf 0 V gesetzt. Außerdem ist die Reduzierung von R_{on} mit Hilfe positiver u_{gs} nur marginal [Ore2, Rou1].

Name	Spannungsbereich gegenüber 0V	Beschreibung
0V	Bezugspotential 0 V	An SiC-JFET Source. entspricht u_{gs} beim Einschalten.
U_{ss}	-1,25 V .. -32 V	Negative einstellbare Spannung. entspricht u_{gs} beim Ausschalten.
U_{d+}	1,25 V .. 20 V	Nur für Referenzspannung der Kurzschlussüberwachung.
U5V	5 V gegenüber U_{ss}	Für digitale ICs.

Tabelle 4.4 Versorgungsspannungen des Gate Treibers.

Die Versorgung der Spannungsregler wird von DC/DC Wandlern außerhalb der Ansteuerschaltung realisiert. In diesen Wandlern erfolgt die Potentialtrennung (2 kV Isolationsspannung). Da die Koppelkapazität solcher Wandler nicht beliebig klein sein kann (ca. 80 pF) und schnelle Potentialsprünge auf der Leistungsseite erfolgen, ist eine Filterung von ungewünschten Gleichtaktströmen nötig. Dies wird aber problemlos mit stromkompensierten Drosseln auf den Leitungen zwischen Wandlern und Ansteuerschaltungen erledigt. Diese Leitungen transportieren Gleichstrom (in Gegentakt) und können daher beliebig lang sein. Die Drosseln sind mit Ferrit-Ringkerne vom Typ N30 aufgebaut.

Es existieren weitere Konzepte von Gate Treibern, um die ungewünschte Einstellung von U_{ss} zu umgehen.

Eines davon ist die Verwendung einer Zenerdiode zwischen U_{ss} und JFET-Source statt eine Verbindung von 0V mit Source [Reb1]. Diese Methode hat eine Reihe von Nachteilen, wie die schlechte Referenzspannung, die diskreten Zenerspannungen, die Untauglichkeit für lange Ausschaltzeiten, usw. Es ist darum nur als einfache Möglichkeit für Testzwecken denkbar.

Es gibt ein anderes Konzept, das die Einstellung von U_{ss} für verschiedene SiC-JFETs überflüssig macht. Es wird eine Ausgangsstufe verwendet, die den Gatestrom begrenzt. Beim Ausschalten des JFETs stellt sich u_{gs} dann automatisch auf ca. U_{gBD} . Damit wird die Kanalsperre gewährleistet [Min1, Hel3, Rou1]. Aufgrund der langen Laufzeiten dieser Ansteuerschaltung bis ca. 160 ns [Li2]

(diskreter Aufbau, Ladung von Kapazitäten, usw.) wird sie nicht in die vorliegende Anwendung eingesetzt. Die Laufzeiten des in diesem Kapitel beschriebenen Gate Treibers sind nur einen Bruchteil davon (siehe Abschnitt 4.2.3.4). Ferner benötigt die hier entwickelte Ansteuerschaltung ca. ein Drittel des Energieverbrauchs.

4.2.3.3 Potentialtrennung des Ansteuersignals

Die Potentialtrennung des Ansteuersignals muss die PWM-Pulse sicher und mit minimaler Laufzeit und Zeitschwankung übertragen, um die Zeitgenauigkeit und die hier kurzen Verriegelungszeiten (ab 10 ns) einzuhalten. Gleichzeitig muss genügend Isolation vorhanden sein.

Die Koppelkapazität muss so klein wie möglich sein, um Gleichtaktströme und Störungen der PWM-Elektronik, aufgrund der Spannungssteilheiten der Leistungsseite, zu vermeiden. Anders als die Potentialtrennung der Versorgungsspannungen dürfen hier keine langen Leitungen mit zusätzlichen parasitären Induktivitäten und Kapazitäten verlegt werden, auch keine CM-Filter verwendet werden, da Ansteuersignale mit schnellen Flanken übertragen werden.

Diverse Optionen zur Potentialtrennung werden folgend erläutert:

- Der Optokoppler. Dieser Potentialtrennung konventioneller Umrichter scheidet aufgrund seiner langen und temperaturabhängig schwankenden Laufzeiten aus.
- Hochvolts-ICs mit einer pn-Übergang zwischen Primär und Sekundärseite. Dies ist keine galvanische Trennung, was nachteilig wirkt. Die Laufzeit von 200 ns aus vorgestellten Ansteuerschaltungen ist zu lang [Per1, Nov1].
- Kernloser planarer Transformator zur Pulsübertragung.

In [Mün1] ergibt sich eine Laufzeit von 20 ns zusammen mit der Sender- und Empfänger-Schaltung. Isolation von bis 10 kV und 50 kV/ μ s. Umgebungstemperatur bis 175 °C. 18 pF Kopplungskapazität. Die integrierten IGBT-Treiber der Reihe EICE von Eupec/Infineon verwenden diese Technik, aber mit einer gesamten Laufzeit von 600 ns [Str1].

Mit einem ähnlichen Entwurf bietet die Firma Analog Devices Isolatoren vom Typ "iCoupler" mit Isolation von 2,5 kV und 25 kV/ μ s, und eine Laufzeit von 18 ns mit 6 ns Schwankung [Kli1].

- Externe Ferrit-Transformatoren werden nicht berücksichtigt, da die Verzögerung zu groß ist. Beispielsweise 500 ns in einem kompletten Treiber [Zell].

- Der neue Isolationskoppler "ISO721" der Firma Texas Instruments bietet eine Kapazitive Potentialtrennung mit Hilfe eine 8 μm starke SiO_2 Barriere zwischen Primär und Sekundärseite. Isolationsspannung über 1 kV, 50 kV/ μs , < 17 ns Laufzeit, 0,5 ns Schwankung und 1 pF Kopplungskapazität. Einkanalige Ausführung [Ele1, Int2].
- * Das "IsoLoop" der Firma NVE verwendet ein magnetoresistives Prinzip [Fin2, Int3]. Die Primärseite besteht aus einer planaren Spule. Darunter liegen magnetisch-steuerbare Widerstände auf der Sekundärseite. Mittels einer Wheastone-Bridge wird die von Eingangspulsen verursachte Änderung des Magnetfeldes um die Spule gemessen. Das Signal wird anschliessend verstärkt. Die komplette Schaltung ist in einem kleinen SMD-Gehäuse integriert.
Die Isolation beträgt 2,5 kV und 30 kV/ μs . Laufzeit von 15 ns und Schwankung von 4 ns. 2 pF Koppelkapazität. Umgebungstemperatur bis über 100 °C. Mehrkanalig in beiden Übertragungsrichtungen in einem Gehäuse vorhanden.

Die letztgenannte Variante "IsoLoop" wurde gründlich untersucht und in die vorliegende Anwendung eingesetzt. Ihre galvanische Potentialtrennung zeichnet sich durch sehr kleine Koppelkapazität und Laufzeit aus. Sie dient zur Potentialtrennung des Ansteuersignals u_{drive} und des Rückmeldungssignales u_{back} .

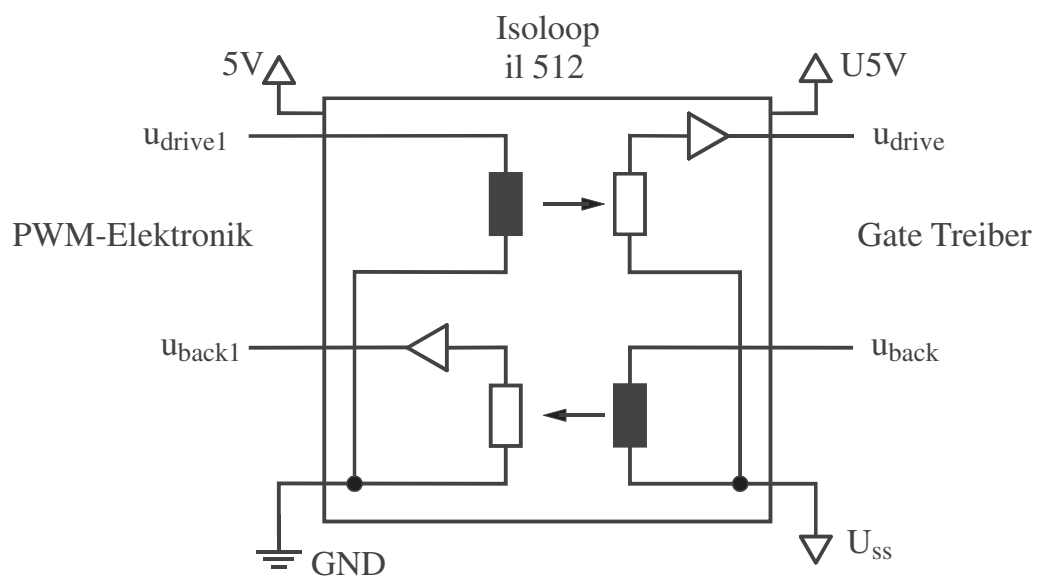


Bild 4.8 Diagramm der Potentialtrennung der Signale.

Es wird ein zweikanaliger Isolator pro Gate Treiber verwendet (Bild 4.8). Das Rückmeldungssignal hat eine Spannung von 5 V gegenüber U_{ss} solange der Treiber versorgt wird und kein Fehler auftritt. Nach einem Fehlerzustand, wie Unterspannung oder Kurzschluss, wird zur Elektronik über die Potentialtrennung einen Puls gesendet.

Die Untersuchung der Festigkeit gegenüber externen Magnetfeldern ergab 65 Gauß für eine Störung des Ausgangssignals des eingesetzten IsoLoop il512 bei 50 Hz (Messung im Bild 4.9). Dieser Feldstärke kann beispielsweise von einer 1 cm entfernte Leitung mit 325 A erzeugt werden. Solche Ströme sind im Umrichter nicht vorhanden. Darum kann die magnetische Festigkeit als genügend betrachtet werden. Aus weiteren Messungen mit konstanten magnetischen Feldern ergab sich, dass der Isolator erst bei mindestens 260 Gauß gestört wurde.

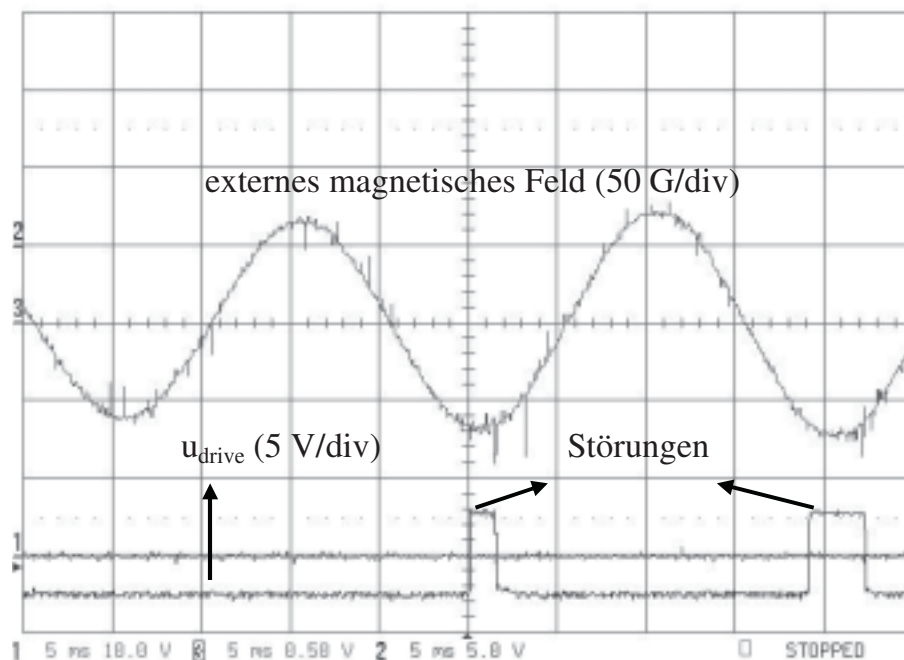


Bild 4.9 Festigkeitsprüfung der Potentialtrennung vor einem externen magnetischen Feld.

4.2.3.4 Ausgangsstufe

Um der JFET schnell schalten zu können, muss ein möglichst hoher Strom mit kurzer Anstiegszeit dem Gate zugeführt werden. Das Ansteuersignal u_{drive} soll auf

die richtige Spannung verstärkt und gepuffert werden. Zu diesem Zweck werden Schaltungen mit Transistoren als Ausgangsstufe verwendet. Die besten Ergebnisse bezüglich Stromhöhe und –schnelligkeit werden von integrierten Treibern erzielt. Hier wurde der MOSFET Treiber IXDD430 als die beste Option gefunden und eingesetzt. Die Tabelle 4.5 zeigt seine wichtigsten Eigenschaften. Das Diagramm im Bild 4.6 zeigt seinen Anschluss in der Ansteuerschaltung und mit den Versorgungsspannungen. Obwohl dieser Treiber für MOSFETs gedacht ist, kann er mit einer hohen Versorgungsspannung bis ca. 35 V verwendet werden, was unabdingbar für die Ansteuerung der SiC-JFETs ist.

Versorgungsspannung	bis 35 V laut Datenblatt (über 30 V wurden teilweise Störungen festgestellt)
Ausgangswiderstand	high 0,3 Ω ; low 0,2 Ω
Gatestromspitze \hat{I}_g	30 A
Maximale Arbeitstemperatur	125 °C
Ausgangsspannungen	Rail to rail

Tabelle 4.5 Eigenschaften der Ausgangsstufe IXDD430.

Die Gatestromspitze \hat{I}_g tritt im Umschaltzeitpunkt des Gate Treibers auf, wenn der Umladevorgang der JFET-Eingangskapazität C_{iss} startet. Ab diesem Zeitpunkt ($t = 0$) wird C_{iss} aufgeladen oder entladen. Es entsteht eine R-C Schaltung, wie im Bild 4.10. Aus (4-1) kann in (4-2) der minimale Gatewiderstand R_{gmin} berechnet werden, woraus sich ca. 1 Ω ergibt.

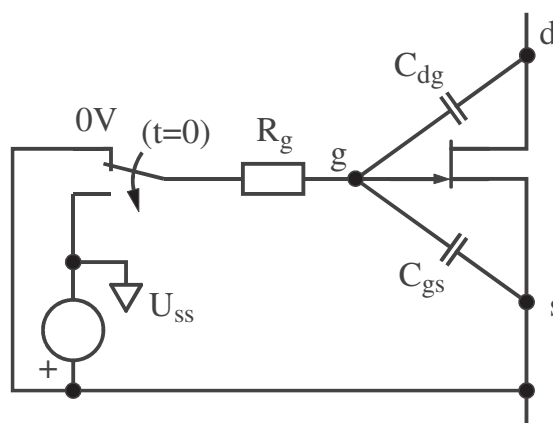


Bild 4.10 Ersatzschaltbild im Augenblick der Umschaltung des Gate Treibers zu U_{ss} .

$$R_{g \min} = \frac{U_{ss}}{\hat{I}_g} \quad (4-2)$$

Im Falle des Ansprechens der Unterspannungs- oder Kurzschlussüberwachung wird die Ausgangsstufe deaktiviert und der SiC-JFET mit einem externen MOSFET ausgeschaltet.

Die Messung im Bild 4.11 zeigt die übliche Laufzeit des Ansteuersignals aus der PWM-Elektronik über die Potentialtrennung bis zum Gatestrom. Hier zeigt sich der große Vorteil des Bausteins IXDD430, dessen Laufzeit von 35 ns sehr kurz ist. Andere Treiber zeigen immer längere Laufzeiten [Int4].

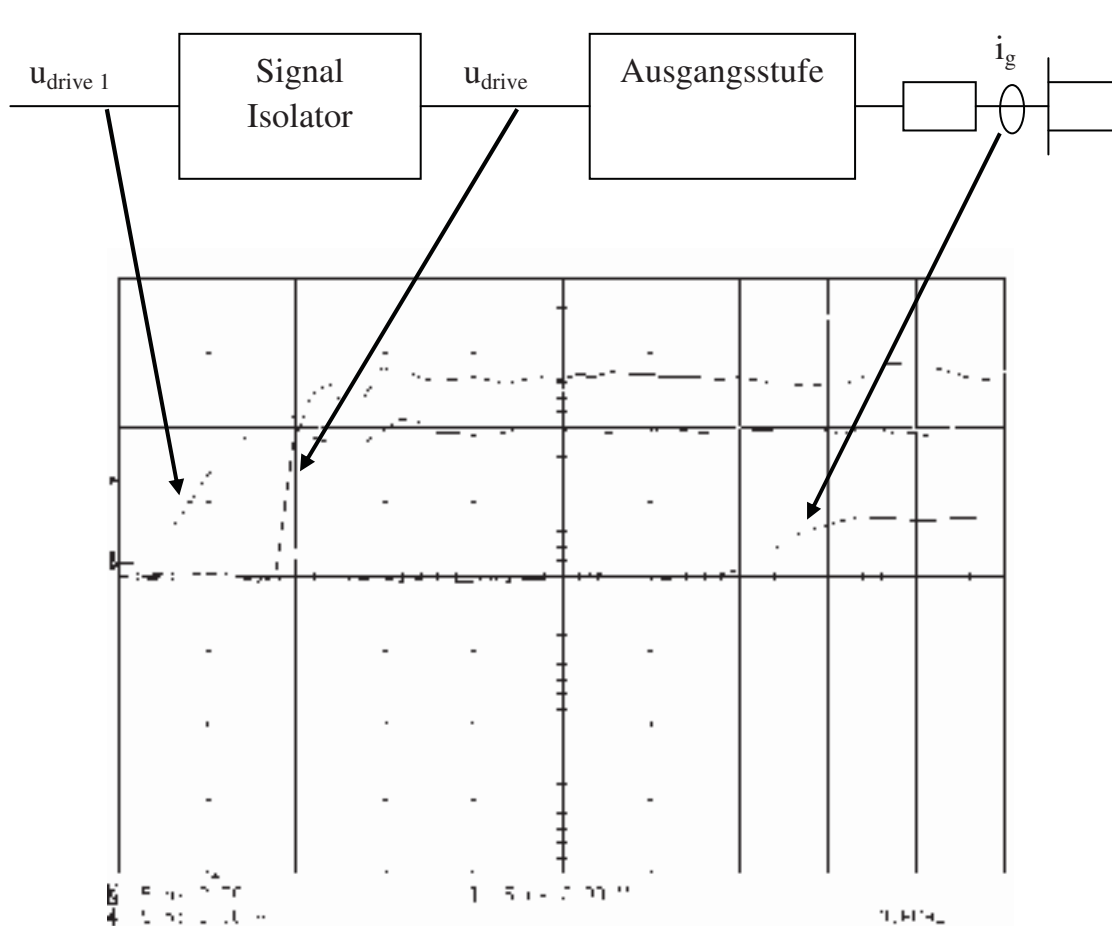


Bild 4.11 Typische Laufzeit der Ansteuerschaltung. 5 ns/div.

4.2.3.5 Überspannungsschutz

Falls im Zwischenkreis ausnahmsweise Überspannungen auftreten, beispielsweise infolge von Schwingungen an der Lastseite oder großen $|di_d/dt|$ auf der parasitären Induktivitäten des Zwischenkreispfades, werden diese mit Hilfe einer Schaltung begrenzt.

Wie im Bild 4.6 zu sehen, gibt es einen konventionellen Überspannungsschutz mittels Transildioden zwischen Drain und Gate. Dabei sind 4 Transildioden je 200 V in Reihe für einen Schutz vor Spannungen über 800 V. Im Falle einer Überspannung wird der ausgeschaltete JFET mit dem Strom durch die Transildioden wieder angesteuert. Dieser Strom fließt ebenfalls zur U_{ss} über die Ausgangsstufe. Mit dem leicht eingeschalteten JFET wird die Überspannung vermieden. Diese ist die schnellste Methode zur Überspannungsbegrenzung, wodurch es sich für die äußerst schnellen Kommutierungen von SiC-JFETs eignet (z.B. 25 ns von 0 zu 800 V im Bild 4.13).

Ein solcher Überspannungsschutz wurde in der Ansteuerschaltung integriert. Zu Prüfzwecken wurde der Strompfad um einen Leiter verlängert, um die parasitäre Induktivität zu erhöhen und Überspannungen aus der $|di_d/dt|$ zu erzwingen. In der Messung vom Bild 4.13 wird der SiC-JFET T1 (mit der Halbbrücke vom Bild 4.12 und bei 700 V Transildiodenreihe) ausgeschaltet. Vor dem Ausschalten führt der JFET T1 den induktiven Laststrom von Drain zu Source. Die Messung wurde bei dem kritischen Fall $R_g = 0 \Omega$ durchgeführt. Eine Überspannung in u_{ds1} aus dem abfallenden i_{d1} wird trotzdem zuverlässig vermieden.

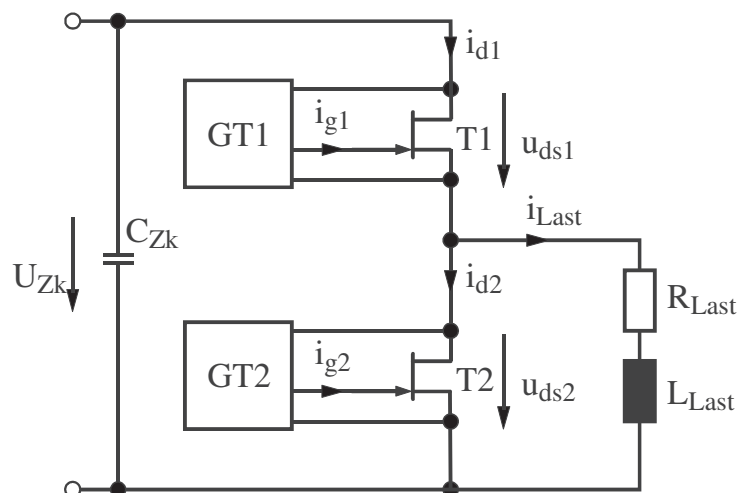


Bild 4.12 Halbbrücke mit SiC-JFETs.

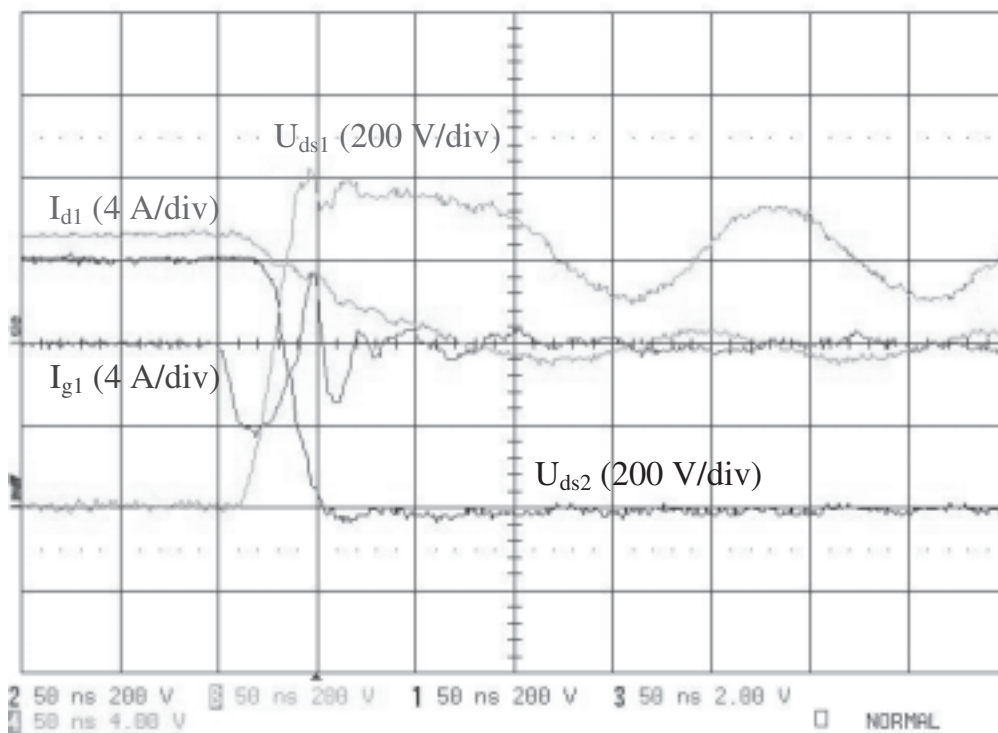


Bild 4.13 Test des Überspannungsschutzes. 50 ns/div. $U_{Zk} = 600$ V.
 $R_{Last} = 39 \Omega$. $L_{Last} = 3$ mH. $R_{g1} = 0 \Omega$. $R_{g2} = 0 \Omega$.

4.2.3.6 Kurzschlussüberwachung

In einer konventionellen Kurzschlussüberwachung für IGBTs wird die Durchlassspannung u_{ds} gemessen. Sobald sie bei eingeschaltetem IGBT eine voreingestellte Referenzspannung überschreitet, wird ein Kurzschluss gemeldet. Diese Schaltung lässt sich nicht ohne weiteres auf JFETs anwenden, weil

- für die Messung der u_{ds} eine positive Versorgungsspannung nötig ist, welche sonst in der JFET-Ansteuerschaltung nicht vorhanden ist,
- die Referenzspannung unabhängig von den unterschiedlichen U_{ss} sein muss.

Für das erste Problem wird eine Versorgungsspannung (U_{d+}) mit einer festen positiven Spannung gegenüber dem Source verwendet. Um das zweite Problem zu umgehen, wurde eine modifizierte Kurzschlussüberwachung entwickelt (siehe Bild 4.14).

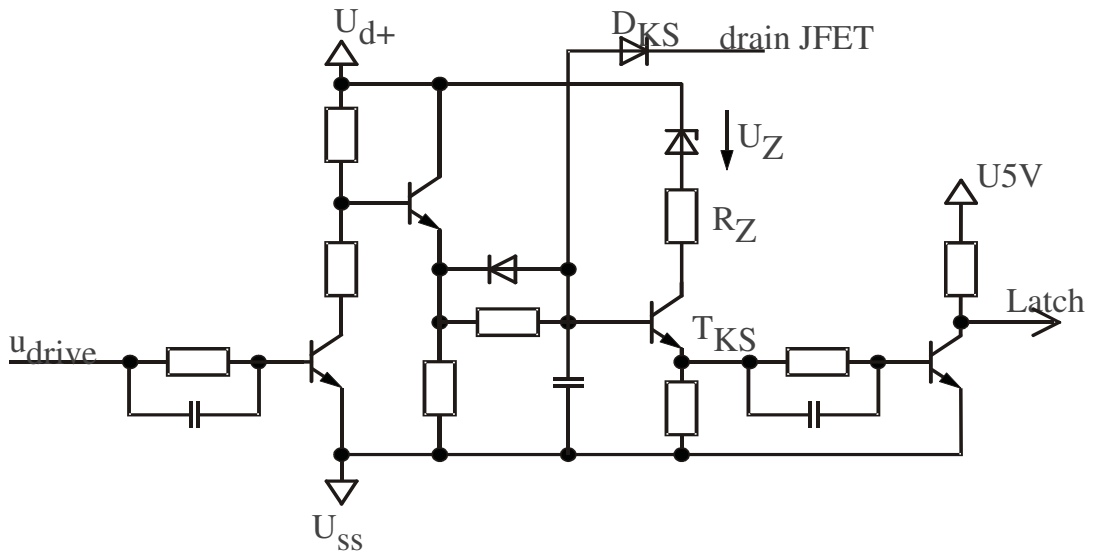
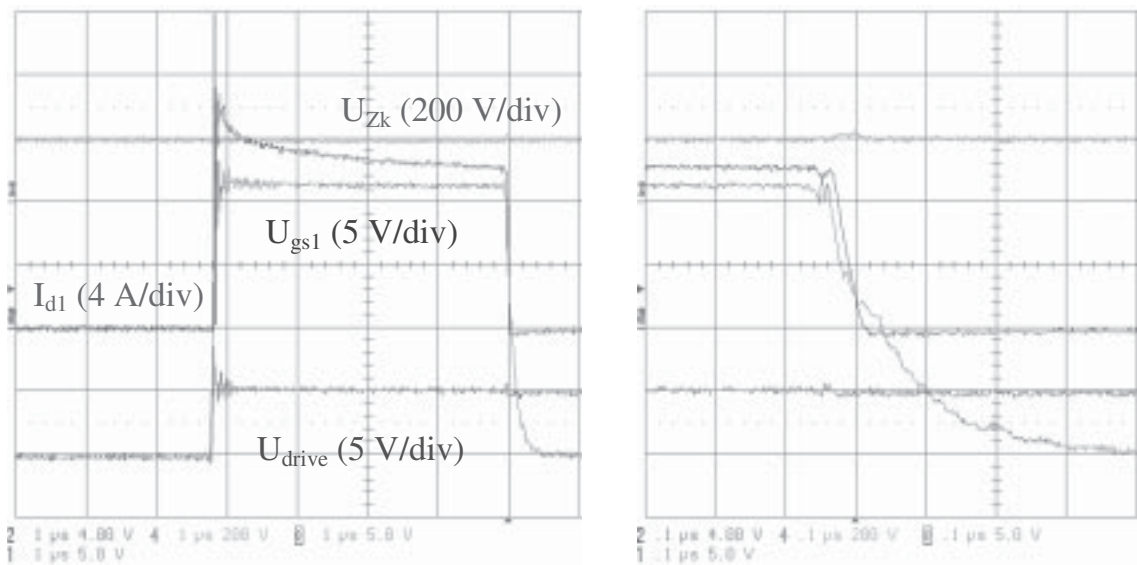


Bild 4.14 Schaltung der Kurzschlussüberwachung.



(a) 1 μ s/div

(b) 0,1 μ s/div

Bild 4.15 Kurzschlussversuch (a) und Zoom vom Ausschalten (b). $U_{ss} = -20$ V. $R_{g1}, R_{g2} = 0$ Ω . $U_{Zk} = 600$ V. Raumtemperatur.

$$U_{\text{Ref}} = U_{d+} - U_Z - 0,7V - 0,7V \quad (4-3)$$

Mit der Durchbruchspannung der Zenerdiode als einzige Variable wird die Referenzspannung laut (4-3) festgelegt. Die Kurzschlussüberwachung sendet einen High-Puls zum Latch, wenn der JFET eingeschaltet ist und die Höhe von u_{ds} nah an der Referenzspannung kommt. Es ergibt sich immer eine kleine Abweichung wegen des Spannungsabfalls am R_Z . Die Spannungsabfälle an der Diode D_{KS} und am Emitter-Basis des Transistors T_{KS} sind mit je 0,7 V bereits in (4-3) berücksichtigt.

Das Bild 4.15 zeigt einen Kurzschlussversuch. Die Testschaltung entspricht der Halbbrücke vom Bild 4.12, jedoch mit kurzgeschlossener Last. Der Kurzschluss entsteht zu dem Zeitpunkt, wenn der JFET T1 eingeschaltet wird. Die Kurzschlussüberwachung reagiert und T1 wird in weniger als 5 μs ausgeschaltet (Bild 4.15-a). Mit genügend großem Widerstand R_M (z.B. 82 Ω . Siehe Bild 4.6) erfolgt ein langsames Ausschalten, um keine Überspannungen am T1 zu verursachen (Bild 4.15-b).

4.2.3.7 Unterspannungsüberwachung

Selbstleitende Transistoren bedürfen nicht nur eine Pulssperre und eine Rückmeldung im Fehlerfall, sondern auch eine Pufferung der Versorgungsspannung, um eine Unterschreitung der Pinch-Off Spannung und damit einen Kurzschluss des Zwischenkreises zu vermeiden.

Daher wird mit einer Schaltung die negative Versorgungsspannung U_{ss} überwacht. Das Bild 4.16 zeigt dazu die entwickelte Schaltung der Unterspannungsüberwachung.

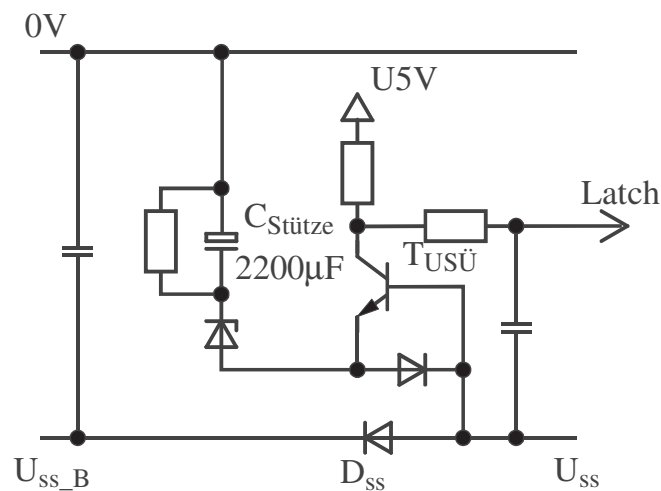


Bild 4.16 Schaltung der Unterspannungsüberwachung.

Die Spannung U_{ss_B} soll 1 V negativer als die gewünschte U_{ss} mittels Spannungsregler eingestellt werden. Wenn die Versorgung ausfällt, wird U_{ss} nicht mehr aus U_{ss_B} versorgt, sondern aus dem Pufferkondensator $C_{Stütze}$. Der Strom fließt somit durch die Basis und den Emitter des Transistors $T_{USÜ}$, welcher gesättigt wird. Der Latch bekommt einen negativen Puls als Fehlermeldung. Die Meldung wird zu der Auswerteelektronik (Umrichterschutz) außerhalb des Gate Treibers übertragen, wonach das dreiphasige Netz vom Umrichter getrennt wird und ein Entladewiderstand am Zwischenkreis geschaltet wird. $C_{Stütze}$ ist so ausgelegt, dass er $|U_{ss}|$ über $|U_{po}|$ so lange hält, bis der Zwischenkreiskondensator größtenteils entladen ist. Wichtig ist auch, dass die verwendete und im nächsten Kapitel beschriebene Umrichtertopologie einen sehr kleinen Zwischenkreiskondensator und in diesem Fall auch kleine Netzfilterkondensatoren hat, womit die Entladung schnell erfolgen kann.

Der große Pufferkondensator $C_{Stütze}$ ist das größte Bauelement in der Ansteuerschaltung (leicht zu erkennen im Bild 4.7).

4.3 Durchlassverhalten

Für die Berechnung der Durchlassverluste in der SiC-JFET-Halbbrücke vom Bild 4.12 sind nur die Vorwärtskennlinie des JFETs T1 und die Rückwärtskennlinie des JFETs T2 maßgebend, da der Drainstrom nur in positive Richtung durch T1 und in negative Richtung durch T2 fließen kann.

4.3.1 Vorwärtskennlinie

Die gemessene Vorwärtskennlinie im Bild 4.17 zeigt den positiven Temperaturkoeffizient des Durchlasswiderstandes und des Sättigungsstromes. Wie im Bild 4.18 zu sehen, bringt eine Erhöhung der Gatespannung keine Verringerung des Durchlasswiderstands und hat nur geringen Einfluss auf den maximalen Drainstrom, der ohnehin außerhalb des Arbeitsbereiches liegt.

4.3.2 Rückwärtskennlinie

Die gemessene Rückwärtskennlinie des SiC-JFETs ist im Bild 4.19 zu sehen. Der Kanal des JFETs wird auch bei negativer Stromrichtung eingeschaltet.

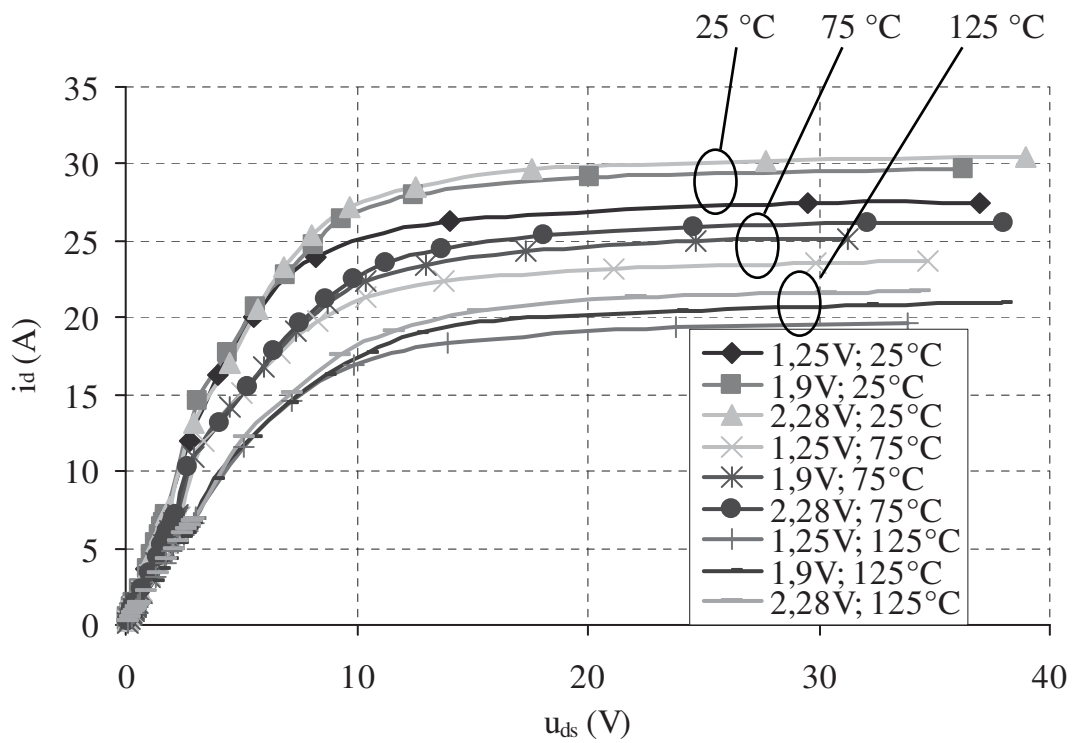


Bild 4.17 Vorwärtskennlinie des SiC-JFETs bei verschiedenen Gatespannungen und Chiptemperaturen.

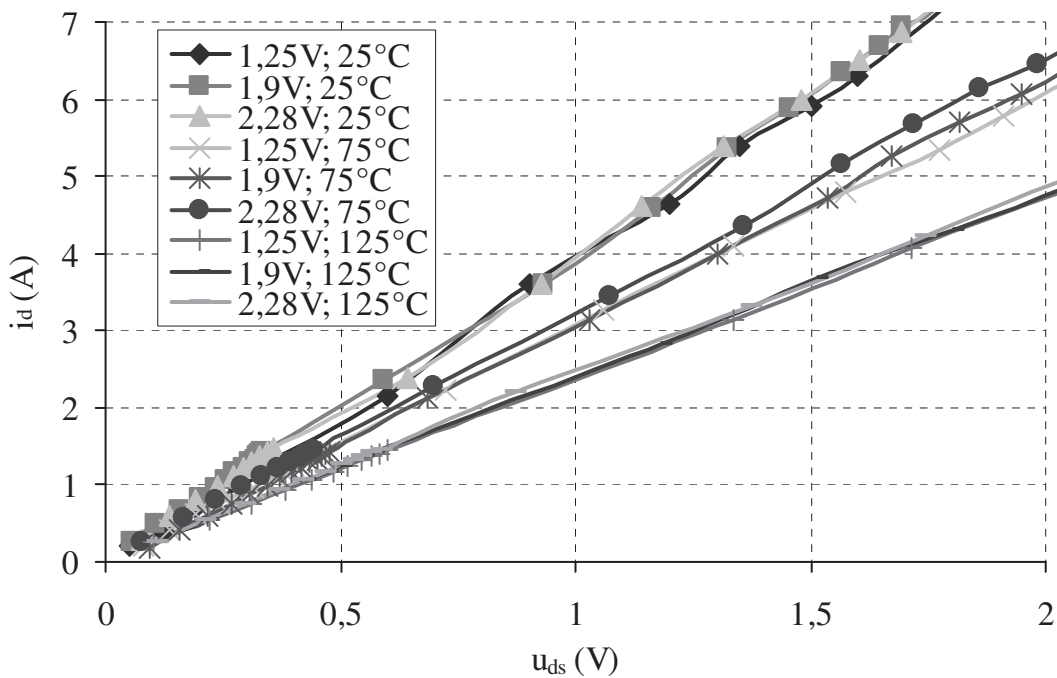


Bild 4.18 Zoom der Vorwärtskennlinie des SiC-JFETs bei verschiedenen Gatespannungen und Chiptemperaturen.

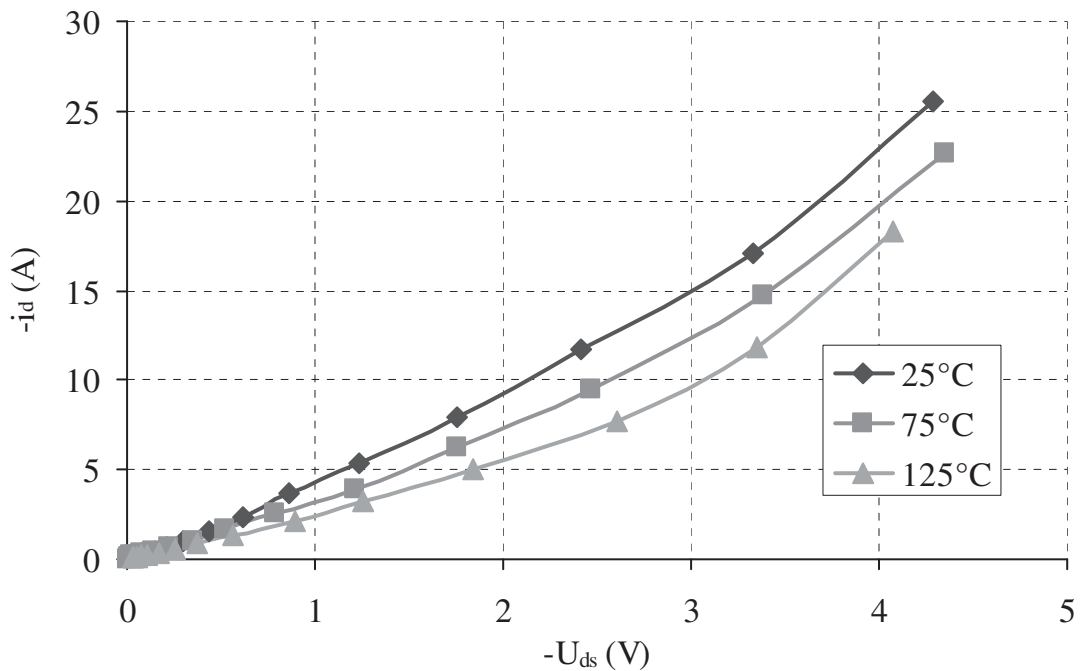


Bild 4.19 Rückwärtskennlinie des SiC-JFETs. $u_{gs} = 1,25$ V.

Im Bild 4.19 beträgt die Gate-Source Spannung 1,25 V, womit der Kanal des JFETs leiten kann. Wenn die inverse Durchlassspannung über die Schwellenspannung des SiC pn-Überganges steigt, fängt auch die interne bipolare SiC-Body-Diode des JFETs an zu leiten, wie es sich aus der höheren Steilheit der Kennlinie ab ca. 3 V ersehen lässt.

Ebenso wie bei der Vorwärtskennlinie ist hier der positive Temperaturkoeffizient zu erkennen.

4.3.3 Durchlassverluste

Aus den gemessenen Durchlasskennlinien kann die Durchlassverlustleistung in Abhängigkeit vom Drainstrom i_d berechnet werden, wie im Bild 4.20 für $i_d > 0$ und im Bild 4.21 für $i_d < 0$ gezeigt wird.

Aufgrund der zum Kanal parallelen Body-Diode ist die Verlustleistung bei Rückwärtsstrom im höheren Strombereich niedriger als beim Vorwärtsstrom.

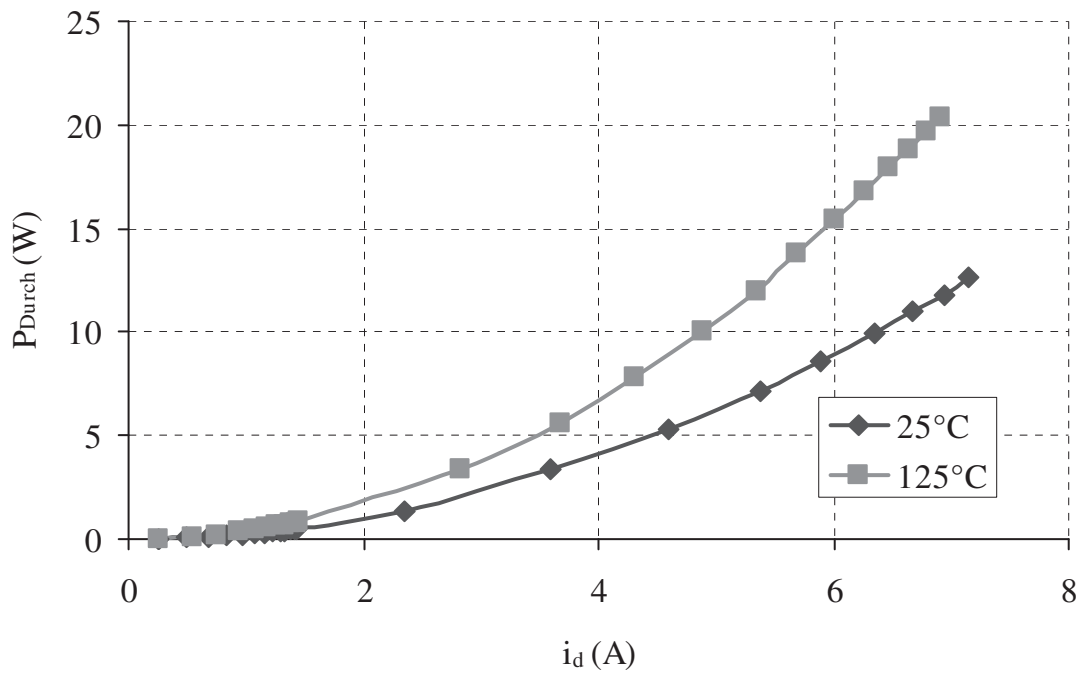


Bild 4.20 Durchlassverlustleistung des SiC-JFETs in Abhängigkeit vom Vorwärtsstrom.

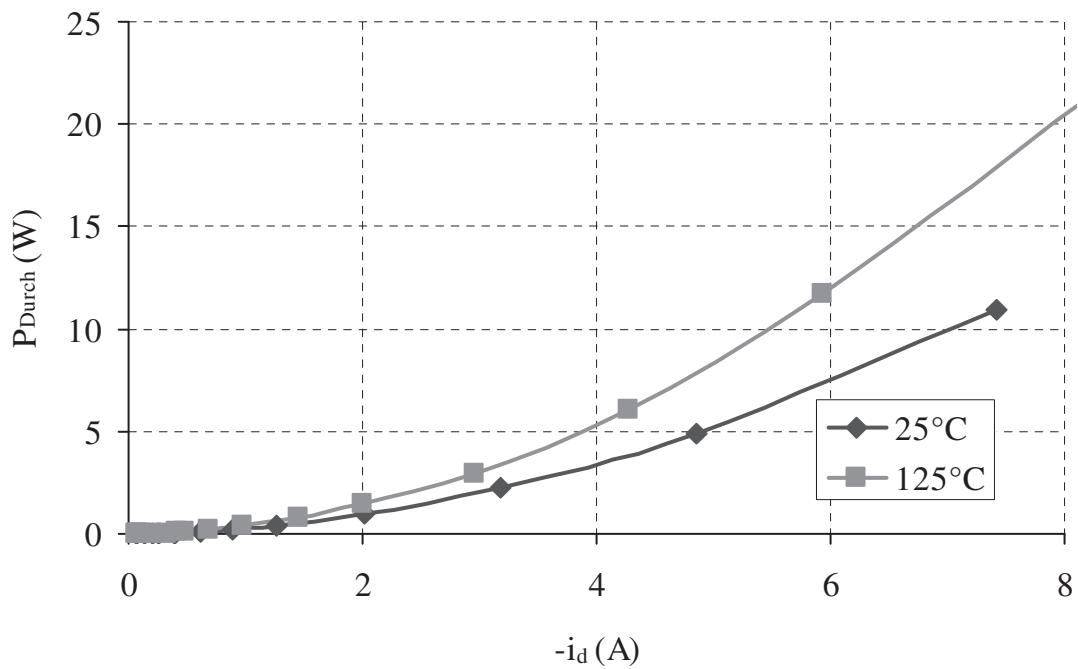


Bild 4.21 Durchlassverlustleistung des SiC-JFETs in Abhängigkeit vom Rückwärtsstrom (eingeschalteter Kanal).

4.4 Schaltverhalten

4.4.1 Allgemeines

4.4.1.1 Theoretische Zusammenhänge

Die Halbbrücke im Bild 4.22 wird als Testschaltung für Schaltversuche verwendet. Zum besseren Verständnis des Schaltverhaltens werden neben jedem idealen JFET die internen Sperrschichtkapazitäten als Kondensatoren und die pn-Übergänge als Dioden dargestellt.

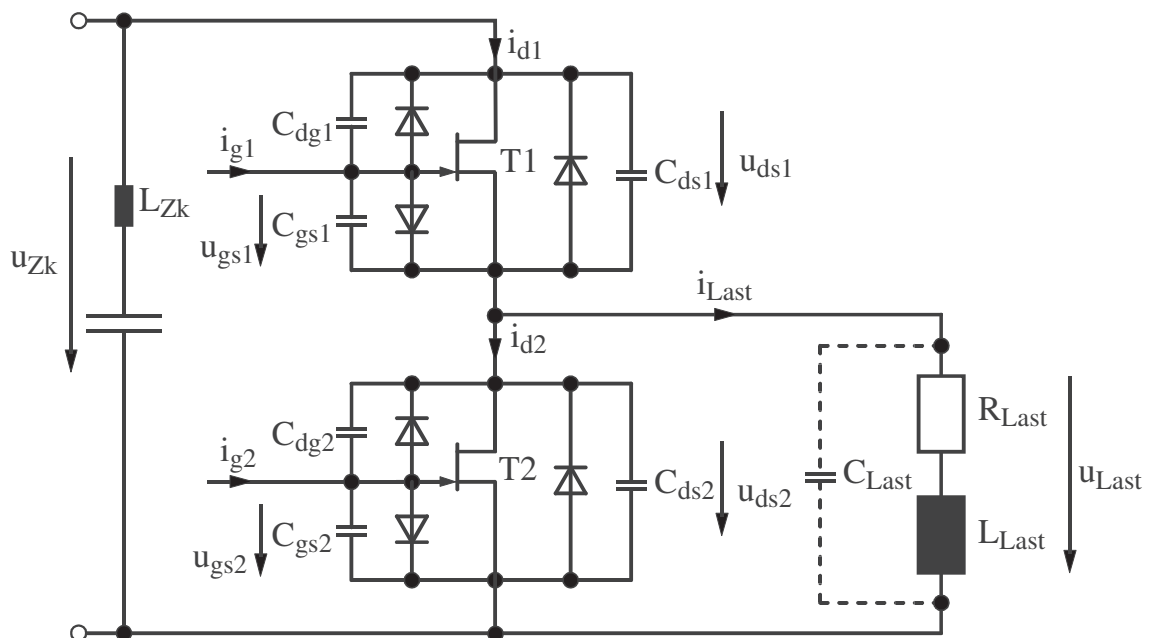


Bild 4.22 Halbbrücke mit Darstellung der Sperrschicht-Kapazitäten und -Dioden.

Die Halbbrücke erzeugt eine pulsformige Spannung u_{Last} , indem die Transistoren T1 und T2 abwechseln ein- und ausgeschaltet werden.

Das Ein- und das Ausschalten der Transistoren können mit den angenäherten Verläufen nach dem Bild 4.23 dargestellt werden.

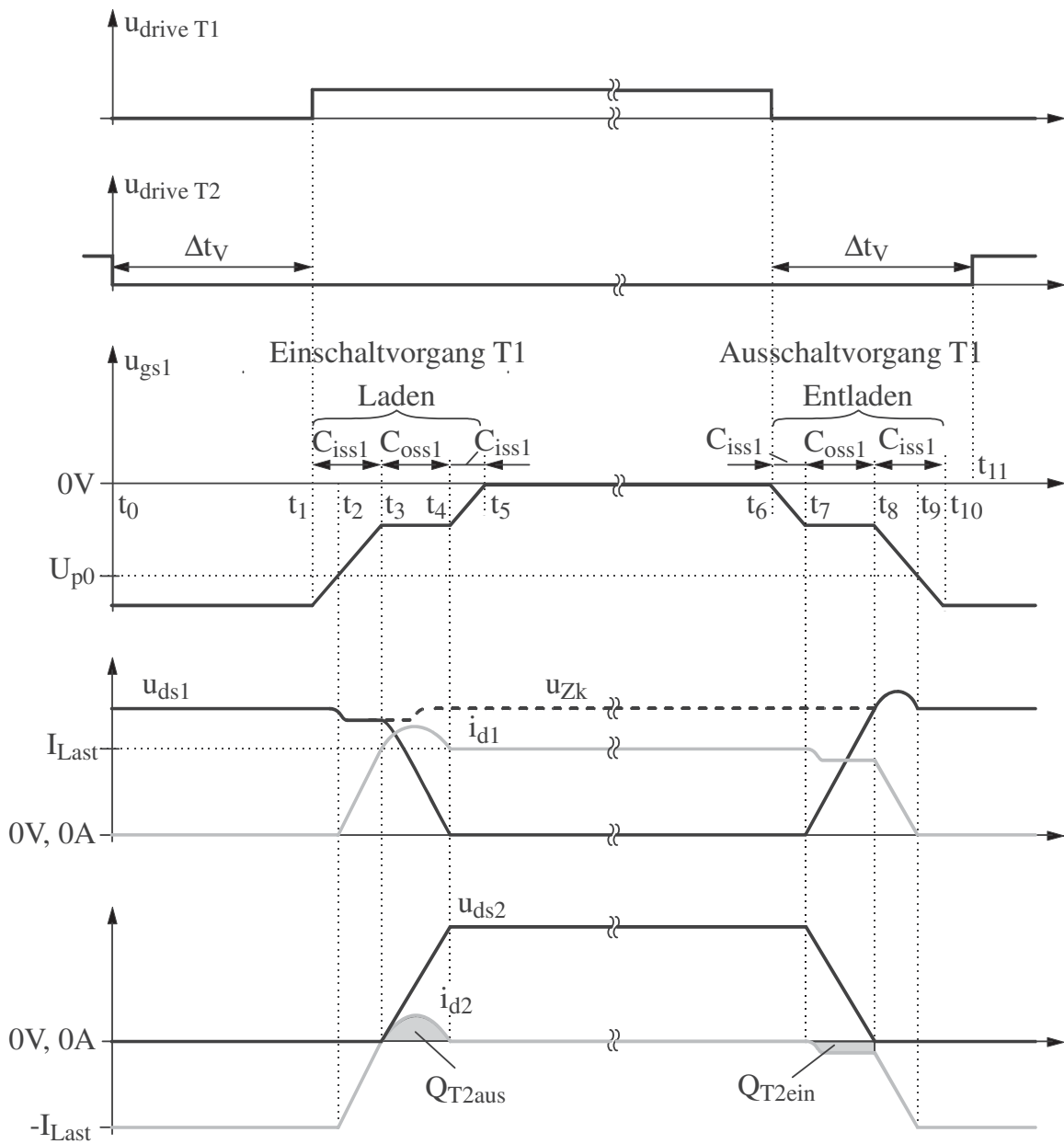


Bild 4.23 Ideelle Ein- und Ausschalten der Transistoren T1 und T2.

Aufgrund des festen Anschlusses der Last an die untere Zwischenkreisschiene kann der Laststrom i_{Last} nur positiv oder null sein (Zwei-Quadranten-Steller). Der Strom i_{d1} ist dementsprechend positiv oder null und die Kommutierung erfolgt nach dem Bild 4.23. Der Strom i_{d2} ist jedoch negativ oder null, womit er ungesteuert durch die Bodydiode oder den Kanal des T2 fließen kann. Somit wird das Schalten in der Halbbrücke nur durch T1 gesteuert. Die Spannungs- und Stromverläufe des Transistors T2 entstehen aus den Verläufen des Transistors T1, laut (4-4) und (4-5).

$$i_{d2} = i_{d1} - i_{Last} \quad (4-4)$$

$$u_{ds2} = u_{zk} - u_{ds1} \quad (4-5)$$

In (4-6) und (4-7) werden die Eingangs- und Ausgangskapazität, jeweils C_{iss} und C_{oss} , für alle Transistoren definiert.

$$C_{issX} = C_{gsX} + C_{dgX} \quad \text{mit } X = 1; 2 \quad (4-6)$$

$$C_{ossX} = C_{dgX} + C_{dsX} \quad \text{mit } X = 1; 2 \quad (4-7)$$

Einschalten von T1:

t1 bis t3: C_{iss1} wird aus den Gatestrom i_{g1} geladen. Ab *t2* überschreitet u_{gs1} die Pinch-Off Spannung U_{po} und i_{d1} kann ansteigen.

t3 bis t4: In *t3* erreicht i_{d1} den Laststrom. Die Bodydiode des T2 leitet nicht mehr. u_{ds2} kann steigen und u_{ds1} absinken. Der Strom i_{g1} fließt dann über C_{dg1} von Gate zum Drain und von dort durch den Kanal zum Source. Damit C_{oss2} geladen werden kann, muss ein Strom durchfließen, der als positiver i_{d2} gemessen wird. Die Fläche unter diesem Strom entspricht der Ladung Q_{T2aus} , welche in C_{oss2} gespeichert wurde und, falls vorhanden, plus einer Komponente der Sperrverzögerungsladung. Gemäß (4-4) spiegelt sich dieser Strom in i_{d1} als Stromspitze wider.

Ab t4: T1 verlässt der linearen Bereich und geht in die Sättigung über.

Ausschalten von T1:

t6 bis t7: C_{iss1} entlädt sich mittels i_{g1} .

t7 bis t8: C_{oss1} lädt sich. Für die Ladung der großen Miller-Kapazität C_{dg1} fließt ein Teil vom i_{d1} durch diese Kapazität und weiter zum Gate Treiber als i_{g1} . Deswegen ist die Anstiegsgeschwindigkeit du_{ds}/dt von der Höhe des Laststromes abhängig.

In T2 verursacht die Entladung von C_{oss2} eine negative Strom i_{d2} . Die freigegebene Ladung Q_{T2ein} sollte im Idealfall gleich Q_{T2aus} sein, jedoch ist Q_{T2ein} in Realität kleiner, da in T2 Verluste entstehen und auch mit Sperrverzögerungsladungen zu rechnen ist, wie im Abschnitt 4.4.2 gezeigt wird.

t8 bis t9: i_{d1} sinkt ab und verursacht eine Überhöhung der Spannung am u_{ds1} , aufgrund von parasitären Induktivitäten im Zwischenkreisfad.

Ab t9: T1 geht in den Sperrbereich über. Das Gate vom T2 wird in der Regel kurz später eingeschaltet, was eine Verringerung der Durchlassverluste mit sich bringt, da den Laststrom nicht mehr durch die SiC-Bodydiode sondern durch den Kanal des T2 fließt.

Um zu vermeiden, dass ein Transistor vor dem Abschluss des Ausschaltvorganges des anderen Transistors eingeschaltet wird, verwendet man eine Totzeit oder Verriegelungszeit Δt_V (siehe Bild 4.23). Wie im Abschnitt 4.4.4 gezeigt wird, ist eine kurze Δt_V beim SiC-JFET von Vorteil.

4.4.1.2 Messtechnik

Die schnellen Schaltvorgänge erfordern Messinstrumente mit ausreichender Bandbreite und Messbereiche von mehr als 1 kV und 30 A.

Für die Auswahl der Mindestbandbreite der Messinstrumente wird die Annäherung verwendet, dass die Verzögerung (oder auch die Zeitkonstante) eines Messsystems kleiner als die Anstiegszeit der zu messende Größe sein muss. In einem Tiefpassfilter erster Ordnung kann die Bandbreite (Eckfrequenz f_0) aus der Zeitkonstante τ entnommen werden (4-8).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (4-8)$$

Zur Strommessung auf der Leistungsseite ist eine Bandbreite von 20 MHz ausreichend. Aus (4-8) ergibt sich ein τ von 7,3 ns, was unter der schnellsten Anstiegszeiten liegt (15 ns). Spannungen können problemlos mit breitbandigen 400 MHz Hochspannungstasköpfe gemessen werden.

Für das Strommessprinzip werden verschiedene Möglichkeiten [Eng1] in Betracht gezogen:

Rogowskispulen eignen sich nicht wegen ihrer Abmessungen, geringe Amplitudengenauigkeit und kleine Bandbreite.

Breitbandshunts (meist in koaxialer Ausführung) weisen zwar eine große Bandbreite und Genauigkeit vor, haben aber keine galvanische Trennung für gleichzeitige Messungen an verschiedenen Potentialen mit einem Oszilloskop.

Impulsstromwandler haben eine gute Bandbreite und Genauigkeit bei den hier auftretenden Stromamplituden. Als Nachteil kann kein Gleichstromanteil gemessen werden, was jedoch für einzelne Schaltversuche verzichtbar ist.

Kompensierte Hallensensorwandler besitzen unterschiedliche Bandbreiten und Genauigkeiten, je nach Ausführung. Als großer Vorteil können auch Gleichströme gemessen werden.

Für Schaltversuche werden sowohl Impulsstromwandler (Pearson Wandler 20 MHz bei > 100 A), als auch Hallsensorwandler (als Strommesszange 20 MHz bei 13 A peak) eingesetzt.

Für Messungen von Gateströmen wird ein Impulsstromwandler (200 MHz bei > 10 A) eingesetzt.

4.4.2 Einschalten von T1

Die Strom- und Spannungsverläufe beim Einschalten von T1 sind im Bild 4.24 zu sehen.

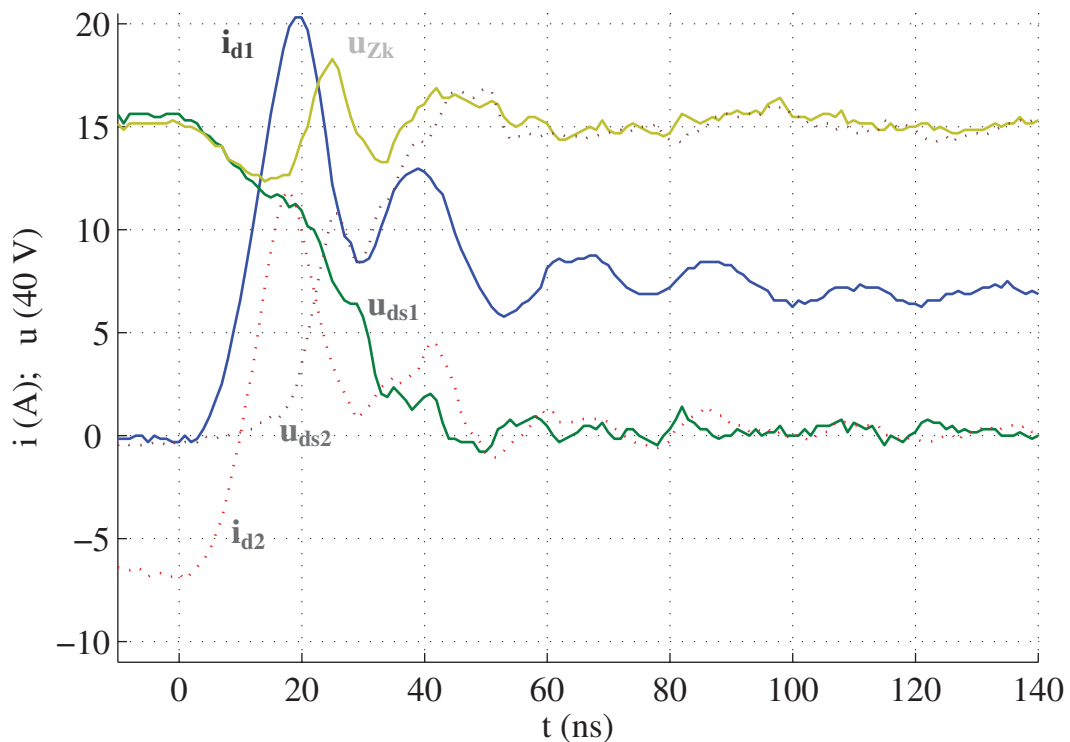


Bild 4.24 Einschalten von T1. $I_{\text{Last}} = 6,8$ A. Temp. 125 °C. $U_{\text{Zk}} = 600$ V.
 $R_{g1,2} = 0$ Ω .

Auf den ersten Blick fallen vor allem die Stromspitzen in i_{d1} und i_{d2} auf. Da der Schaltvorgang sehr schnell ist, entsprechen diese Spitzen hauptsächlich kapazitiven Lade- und Entladevorgängen. Es wird berechnet, welcher Anteil der Stromspitze auf verlustbehafteten Recoverystrom zurückzuführen ist. Die Eingangs-, Ausgangs- und Gehäuse-Kapazitäten der eingesetzten SiC-JFETs, sowie die Kapazität der Last, werden gemessen. Für den bei hohen Spannungen

nicht messbaren Bereich der Kapazitäten werden Approximationskennlinien erstellt. Ein Simulationsmodell der Halbbrücke unter Berücksichtigung parasitärer Elemente wird entworfen und zur Verifikation mit Schaltversuchen verglichen [Ack1]. Aus den Spannungsverläufen und den ermittelten spannungsabhängigen Kapazitäten werden die Ladungen für jede Kapazität berechnet. Die berechneten Ladungen der C_{oss2} (Q_{oss2}) und der Lastkapazität C_{Last} (Q_{Last}) werden von der gemessenen Ladung Q_{total2} (Fläche zwischen i_{d1} und I_{Last} wie im Bild 4.25) abgezogen. Daraus ergibt sich die Sperrverzögerungsladung ΔQ_{rec2} der Bodydiode des JFETs T2 (siehe Tabelle 4.6). Die kleinen Gehäuse-Heizplatte- und Erde-Kapazitäten wurden vernachlässigt.

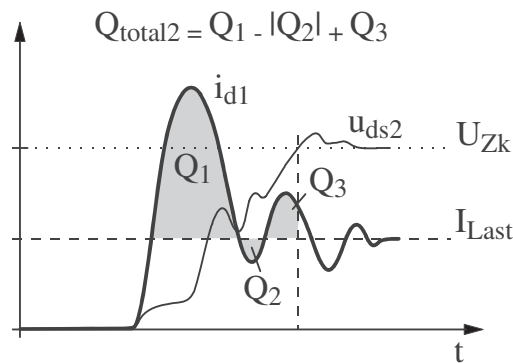


Bild 4.25 Allgemeine Darstellung zur Bestimmung der Ladung Q_{total2} .

Chiptemperatur	I_{Last} (A)	Q_{total2} (nC)	Q_{oss2} (nC)	Q_{Last} (nC)	ΔQ_{rec2} (nC)
25 °C	0,72	123	111	8,3	3,7
	2,83	108	94,7	6,9	6,4
	4,63	96,7	77,9	5,5	13,3
125 °C	0,69	127	102	7,2	17,8
	2,68	116	84,2	5,7	26,1
	4,36	114	71,2	4,2	38,6

Tabelle 4.6 Ermittlung der Sperrverzögerungsladung ΔQ_{rec2} der Bodydiode des JFETs T2.

Die Messungen wurden bei verschiedenen Temperaturen durchgeführt. Wie aus der Tabelle 4.6 zu entnehmen ist, gibt es einen kleinen Anteil der Gesamtladung an Sperrverzögerungsladung, welche Temperatur- und Laststromabhängig ist.

Für die Messungen zur Bestimmung der Ladungen wird T2 niemals am Gate eingeschaltet, damit der Laststrom nur durch die Bodydiode fließen kann. Daraus erhält man aus der Tabelle 4.6 die höchste Sperrverzögerungsladung (ungünstigster Fall).

In Normalfall muss T2 vorher eingeschaltet gewesen sein und es gibt nur eine kleine Verriegelungszeit. Daraus ergibt sich eine kleinere Sperrverzögerungsladung. Bei der mit normalen Verriegelungszeiten gesteuerten Halbbrücke ist der Recoverystrom so klein, dass die Parallelschaltung einer SiC Schottky Diode zum T2 keine Auswirkung auf die Schaltverluste hat [Wan1].

Die Schaltverlustenergie der Halbbrücke beim Einschalten von T1 (und Ausschalten von T2) ist im Bild 4.26 zu sehen.

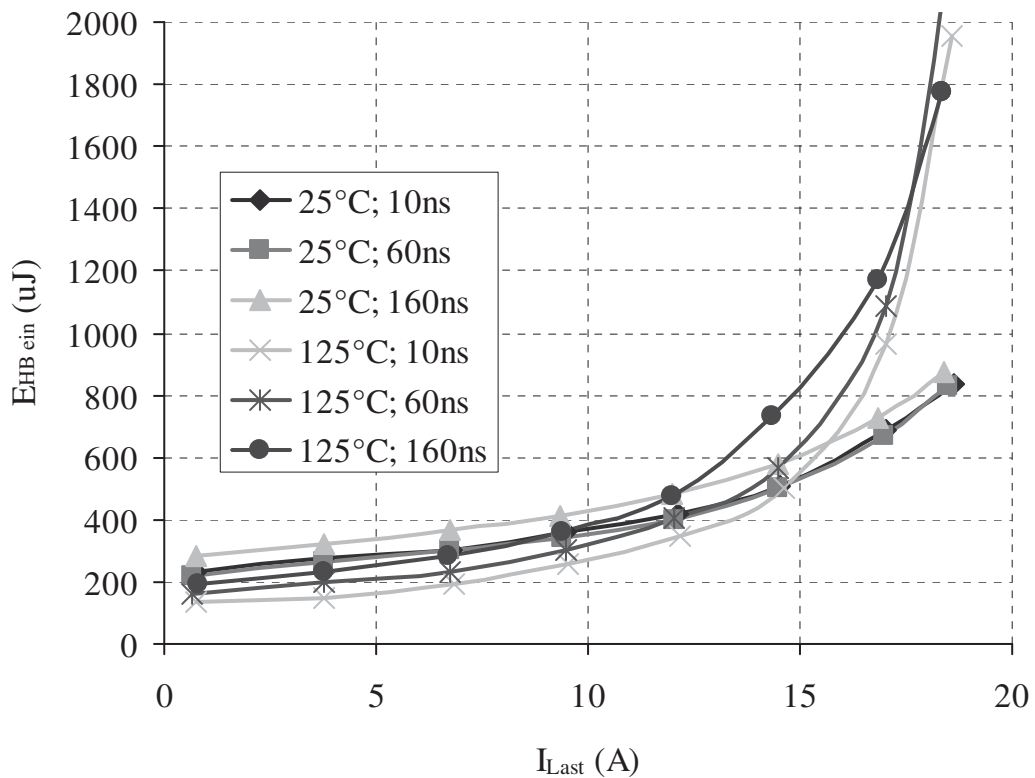


Bild 4.26 Schaltverlustenergie der Halbbrücke beim Einschalten von T1 als Funktion von Laststrom, Temperatur und Verriegelungszeit. $U_{Zk} = 600$ V.

Es gibt eine überproportionale Erhöhung der Verluste bei hohem Strom und insbesondere bei hoher Temperatur. Der Grund dafür ist, dass der Strom i_{g1} zum Drain durch C_{dg1} und dann zum Source durch den Kanal fließen muss (Zeit zwischen t_3 und t_4 im Bild 4.23). Wenn der Laststrom, der auch durch den Kanal

von T1 fließt, zu hoch ist, erreicht der Kanalstrom den temperaturabhängigen maximalen Drainstrom und i_{g1} wird begrenzt. Dies verringert die Steilheit von u_{ds1} , was der Schaltvorgang verlustreicher macht.

Im interessanten Laststrombereich von 0 bis 15 A sind die Verluste bei der maximalen gemessenen Temperatur von 125 °C und der minimalen Verriegelungszeit von 10 ns am kleinsten. Die hohe Temperatur vermeidet eine ungewünschte Wiederaufsteuerung des T2 (Näheres siehe Abschnitt 4.4.3). Mit einer kleineren Verriegelungszeit wird die Zeit des Stromflusses durch die interne Bodydiode im T2 minimiert, was eine Verringerung der Sperrverzögerungsladung mit sich bringt.

4.4.3 Ausschalten von T1

Hier ist ebenfalls die Schaltgeschwindigkeit vom Laststrom abhängig. Bei kleinen Lastströmen steigt die Schaltzeit erheblich, was eine Erhöhung der Schaltverluste verursacht. Der Grund dafür ist, dass die Ladung der Millerkapazität C_{dg1} mit Laststrom erfolgt. Wenn der Laststrom zu klein ist, wird der Gatestrom automatisch begrenzt und die Ladung von C_{dg1} verlangsamt sich.

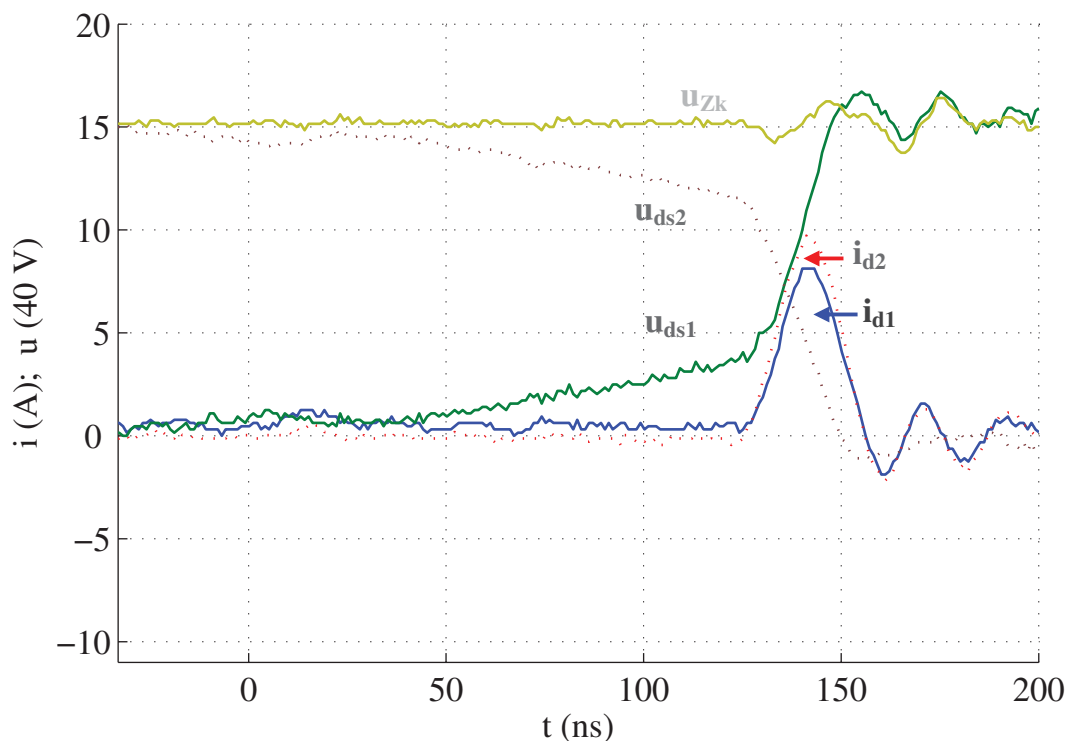


Bild 4.27 Ausschalten von T1. $I_{Last} = 0,8$ A. Temp. 125 °C. $U_{Zk} = 600$ V.
 $R_{g1,2} = 0 \Omega$. $\Delta t_V = 160$ ns.

Dieses Problem wird in der Messung vom Bild 4.27 ersichtlich. Aufgrund des Laststromes von nur 0,8 A ist die Anstiegsgeschwindigkeit du_{ds1}/dt klein. Trotz einer für SiC-JFETs relativ langen Verriegelungszeit von 160 ns ist die Kommutierung noch nicht abgeschlossen, wenn T2 eingeschaltet wird. Folglich entsteht ein kurzer Kurzschlussstrom durch T1 und T2, der die Ausgangskapazität des T1 schnell lädt. Durch den Kurzschlussstrom entstehen Verluste, die sich aber mit dem verlustarmen kurzen Abschalten gut kompensieren. Aus diesem Gleichgewicht resultiert ein geringer Einfluss der Verriegelungszeit auf die Schaltverluste. Insofern kann hier, wie beim Einschalten, eine kleine Verriegelungszeit ausgewählt werden. Siehe Grafik der Verluste im Bild 4.28

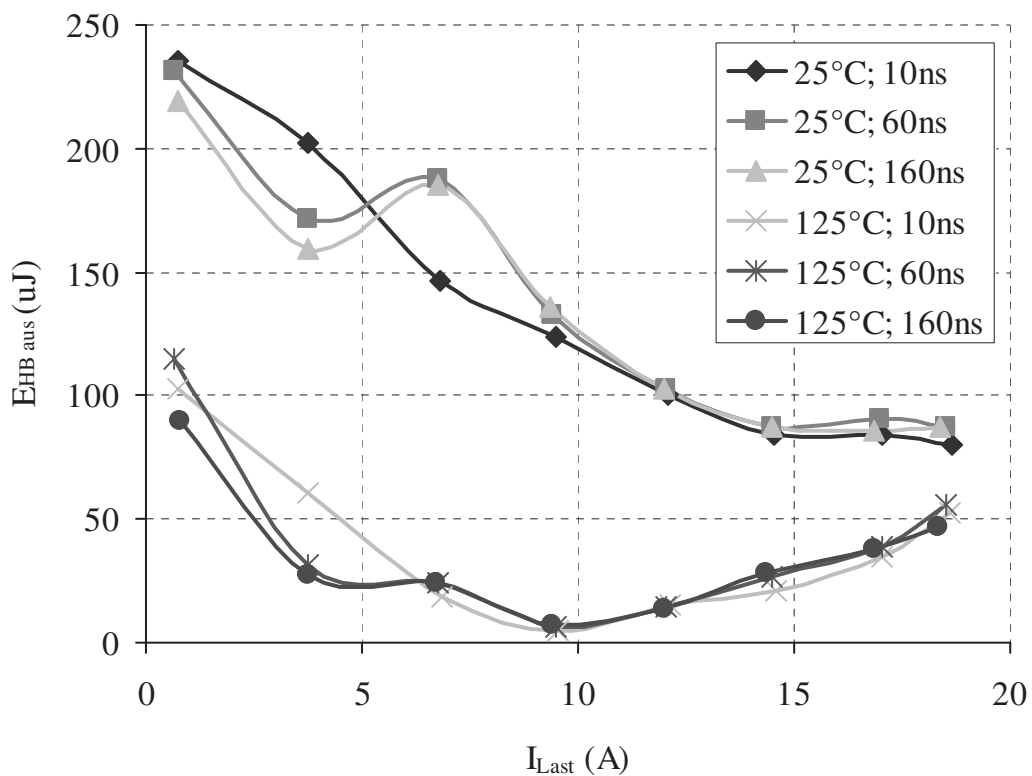


Bild 4.28 Schaltverlustenergie der Halbbrücke beim Ausschalten von T1 als Funktion von Laststrom, Temperatur und Verriegelungszeit. $U_{Zk} = 600$ V.

Das Ausschalten mit einem höheren Laststrom ist vergleichbar schnell wie das Einschalten, wie im Bild 4.29 zu erkennen ist.

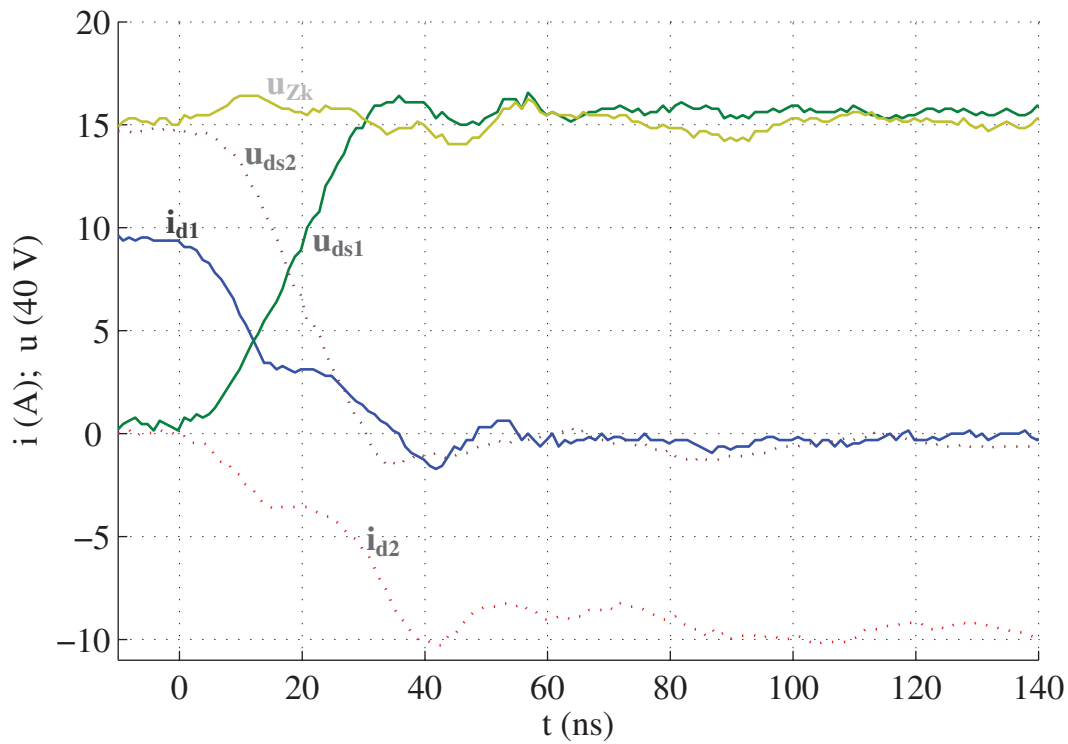


Bild 4.29 Ausschalten von T1. $I_{Last} = 9,4$ A. Temp. 125 °C. $U_{Zk} = 600$ V.
 $R_{g1,2} = 0 \Omega$. $\Delta t_V = 160$ ns.

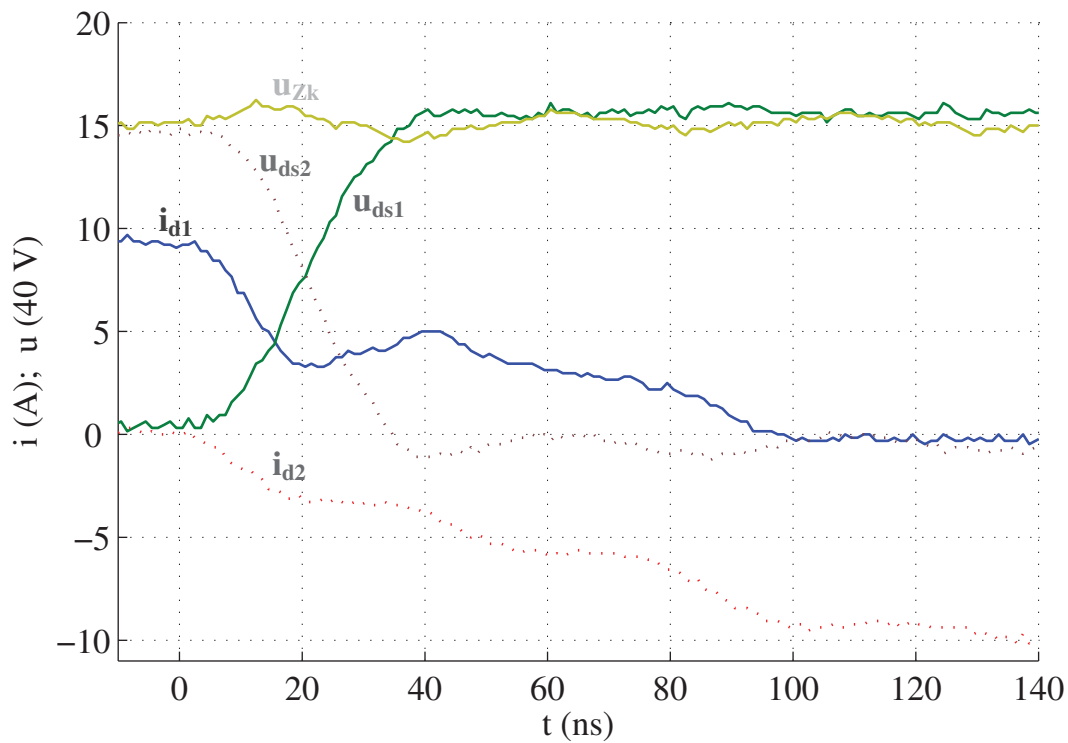


Bild 4.30 Ausschalten von T1. $I_{Last} = 9,4$ A. Temp. 25 °C. $U_{Zk} = 600$ V.
 $R_{g1,2} = 0 \Omega$. $\Delta t_V = 160$ ns.

Wenn die Chiptemperatur niedrig ist, entsteht ein Ausschaltverlauf wie im Bild 4.30. Hier ist ein nach dem Ausschalten bleibender Strom i_{dl} zu sehen. Dieser Stromteil verursacht hohe Verluste und ist aus eine Wiederaufsteuerung des JFETs T1 zurückzuführen. Ein Teil der Strom durch C_{dg1} fließt weiter durch C_{gs1} , was eine leichte Erhöhung der u_{gs1} und damit eine Wiederaufsteuerung von T1 bewirkt. Dies erfolgt aber nur bei niedrigen Temperaturen, da die Pinch-Off Spannung negativer ist als bei höheren Temperaturen [Rou1], womit eine Erhöhung von u_{gs1} über diese Schwelle einfacher wird. Da bei hoher Chiptemperatur die Verluste wieder sinken, ist das System thermisch stabil.

4.4.4 Gesamte Schaltverlustenergie

Die gesamte Schaltverlustenergie E_{HB} der Halbbrücke (T1 und T2) innerhalb einer Schaltperiode als Funktion von Laststrom, Temperatur und Verriegelungszeit wird in der Grafik vom Bild 4.31 dargestellt.

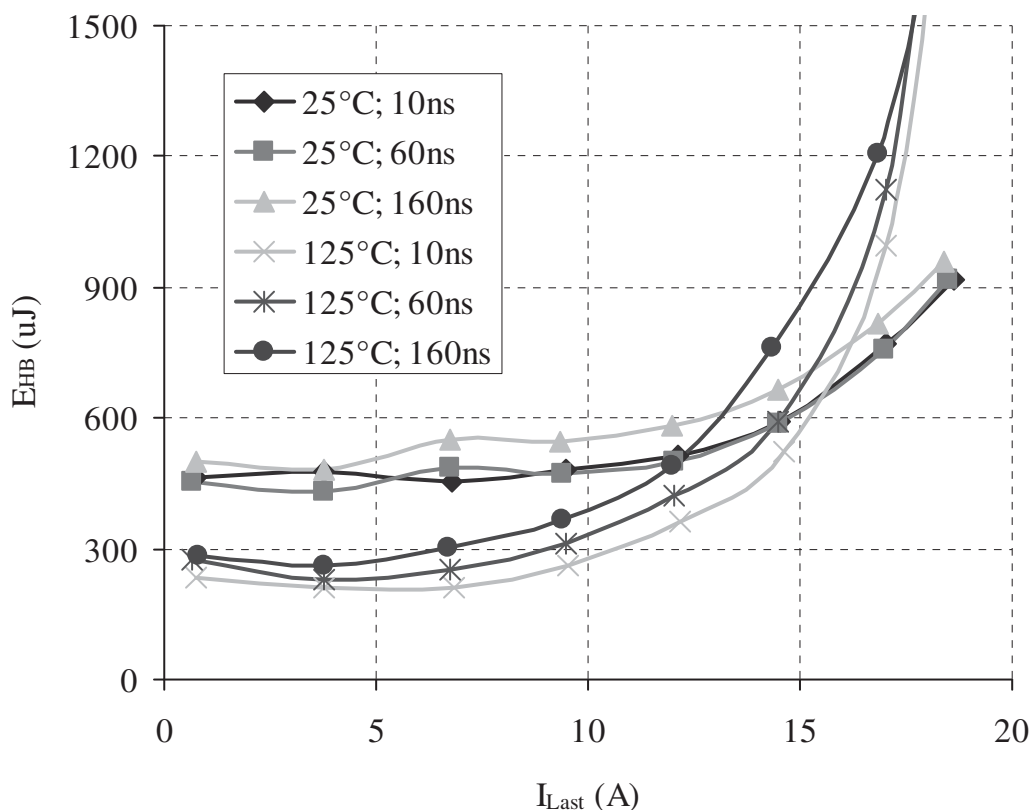


Bild 4.31 Gesamte Schaltverlustenergie der Halbbrücke innerhalb einer Schaltperiode als Funktion von Laststrom, Temperatur und Verriegelungszeit.
 $U_{Zk} = 600$ V.

Das Bild 4.32 zeigt die gesamte Schaltverlustenergie als Funktion der Verriegelungszeit und des Gatewiderstands.

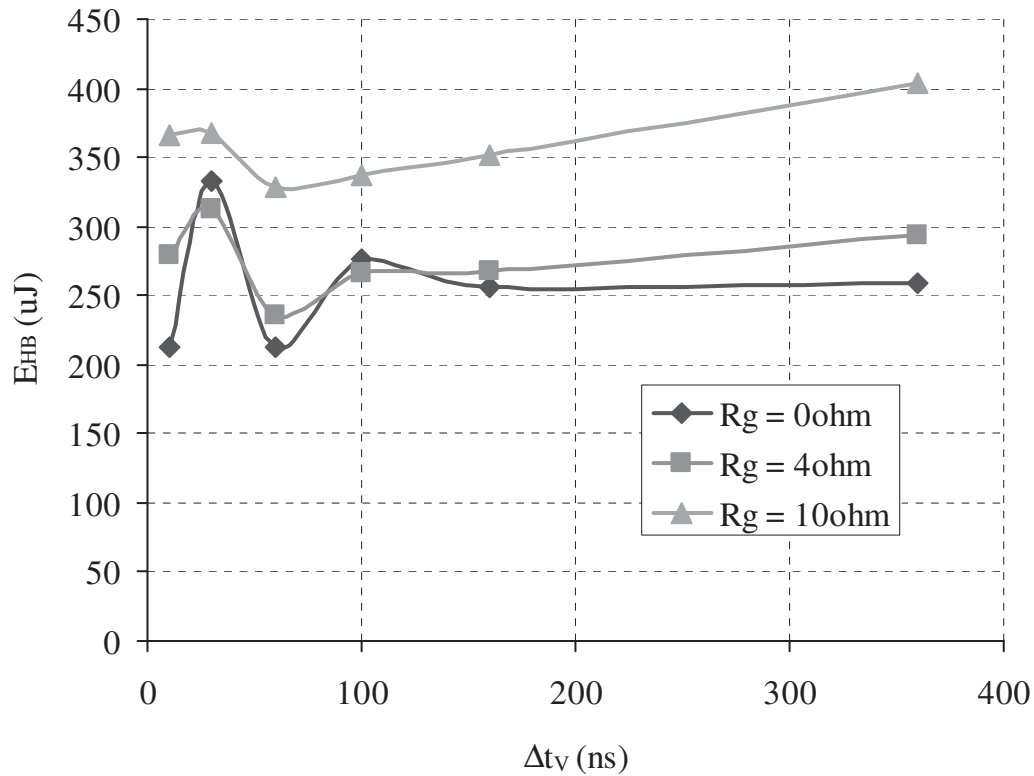


Bild 4.32 Gesamte Schaltverlustenergie der Halbbrücke innerhalb einer Schaltperiode als Funktion von der Verriegelungszeit und dem Gatewiderstand. Temperatur 125 °C. $U_{Zk} = 600$ V.

Die Ergebnisse zeigen, dass die beste Auswahl eine kurze Verriegelungszeit, sowie ein kleiner Gatewiderstand ist. Um einen vernünftigen Sicherheitsabstand zu wahren, sollte die Verriegelungszeit nicht kleiner als 20 ns und der Gatewiderstand nicht kleiner als ca. 2 Ω sein.

4.5 Auslegung eines SiC-JFET-Antriebsstromrichters

Die SiC-JFETs werden in einen Wechselrichter für elektrische Antriebe eingesetzt, nämlich in einen Spannungszwischenkreiswechselrichter mit hochfrequenter Pulsweitenmodulation und sechs Transistoren. Die Zwischenkreisspannung weist einen sechspulsigen Verlauf zwischen 490 V und 565 V. Näheres zur Umrichtertopologie findet sich im Kapitel 5.

Mit der bekannten höchstmöglichen Verlustleistung eines JFETs kann die Amplitude des Stromes für den ungünstigsten Fall (niedrige Motorfrequenz, ca. konstanter Motorstrom) ermittelt werden. Als Annäherung wird diese Stromamplitude auch für eine höhere Motorfrequenz bei der maximalen Ausgangsspannung des Umrichters angenommen, um eine übertragbare Mindestleistung in einfacher Weise zu berechnen. Die tatsächliche Leistung, die der Umrichter im Nennpunkt übertragen kann, ist jedoch immer höher als diese Annäherung. Der Grund dafür ist, dass in Nennpunkt nicht mehr die getaktete Stromamplitude durch einen Leistungsschalter fließt, sondern ein getakteter Wechselstrom durch alle Transistoren fließt, was die Verlustleistung der Halbleiter verringert und eine entsprechende Erhöhung des Stromes möglich macht.

Für die Auslegung von Wechselrichtern mit konstanter Zwischenkreisspannung aus bekannten Motordaten sind genauere Berechnungen vorhanden [Nic1, Kon1, Pie2].

Im Folgenden wird die angenäherte Mindestleistung des Wechselrichters berechnet:

Die höchstmögliche Verlustleistung eines JFETs ist durch die thermischen Widerstände gegeben.

R_{thjc} ist im Datenblatt als 1,2 °K/W angegeben.

R_{thca} wird auf 1 °K/W für jedes SiC-JFET-Modul mit Kühlkörper geschätzt. Tatsächlich gibt es einen relativ großen selbstgekühlten Kühlkörper für den Wechselrichter. Der Anteil von R_{thch} (Wärmeleitpaste) ist klein im Vergleich mit R_{thca} [Nic1].

Bei einer maximalen Chiptemperatur von 150 °C ergibt sich aus (4-9) eine maximale Verlustleistung P_{max} pro JFET von 56,8 W.

$$P_{\max} = \frac{\Delta T_{ja \max}}{R_{th \, jc} + R_{th \, ca}}$$

$$P_{\max} = \frac{125^{\circ}K}{1,2 \frac{^{\circ}K}{W} + 1 \frac{^{\circ}K}{W}} \quad (4-9)$$

$$P_{\max} = 56,8W \quad \text{pro JFET}$$

Der ungünstigste Fall kommt dann zustande, wenn die elektrische Maschine stillsteht oder eine sehr niedrige Drehzahl hat, und dabei mit Nenndrehmoment arbeitet. Wenn in diesem Fall durch einen Motorstrang die Amplitude \hat{i}_{Motor} des Stromes fließt (durch die anderen Stränge jeweils $\hat{i}_{\text{Motor}}/2$), ergibt sich die maximale Belastung für die Bauelemente der Halbbrücke, die \hat{i}_{Motor} liefern.

Im Stillstand soll die Grundschiwingung der Motorspannung nahe Null sein, was einem konstantem Aussteuergrad von ca. 50 % entspricht. Da durch den JFET Strom in beide Richtungen fließen kann, wird die Durchlasskennlinie mit den höchsten Verlusten für die Suche des ungünstigsten Falles ausgewählt. Die Kennlinie für positiven Drainstrom im Bild 4.20 zeigt mehr Verluste als die für negativen Drainstrom im Bild 4.21. Aus diesem Grund wird die Kennlinie für positiven Drainstrom verwendet.

Mit Hilfe der Grafik im Bild 4.33 kann der Strom \hat{i}_{Motor} aus der Gesamtverlustleistung P_V eines JFETs ermittelt werden. Der Aussteuergrad beträgt 50 % und nur die positive Durchlasskennlinie wird berücksichtigt. Die Gesamtverluste werden auf eine Zwischenkreisspannung von 540 V umgerechnet, welche dem Mittelwert der schwankenden Zwischenkreisspannung entspricht. Der Laststrom bei der maximal zulässigen Verlustleistung von 56,8 W und einer Schaltfrequenz von 125 kHz entspricht 11 A.

Für die Berechnung der Mindestleistung des Umrichters soll der ermittelte Strom und die maximale Ausgangsspannung in stationärem Zustand verwendet werden. Die Amplitude der verketteten Ausgangsspannung ohne Verzerrung bei Raumzeigermodulation mit der maximalen Aussteuerung ist durch die Untergrenze der schwankenden Zwischenkreisspannung gegeben, nämlich 490 V. Die Ausgang-Mindestleistung $P_{\text{out min}}$ des dreiphasigen Wechselrichters ergibt sich dann aus (4-10).

Wie oben erklärt, ist die tatsächliche Wechselrichterleistung deutlich höher. In diesem Fall kann eine Wechselrichter-Ausgangsleistung von über 5 kVA geschätzt werden.

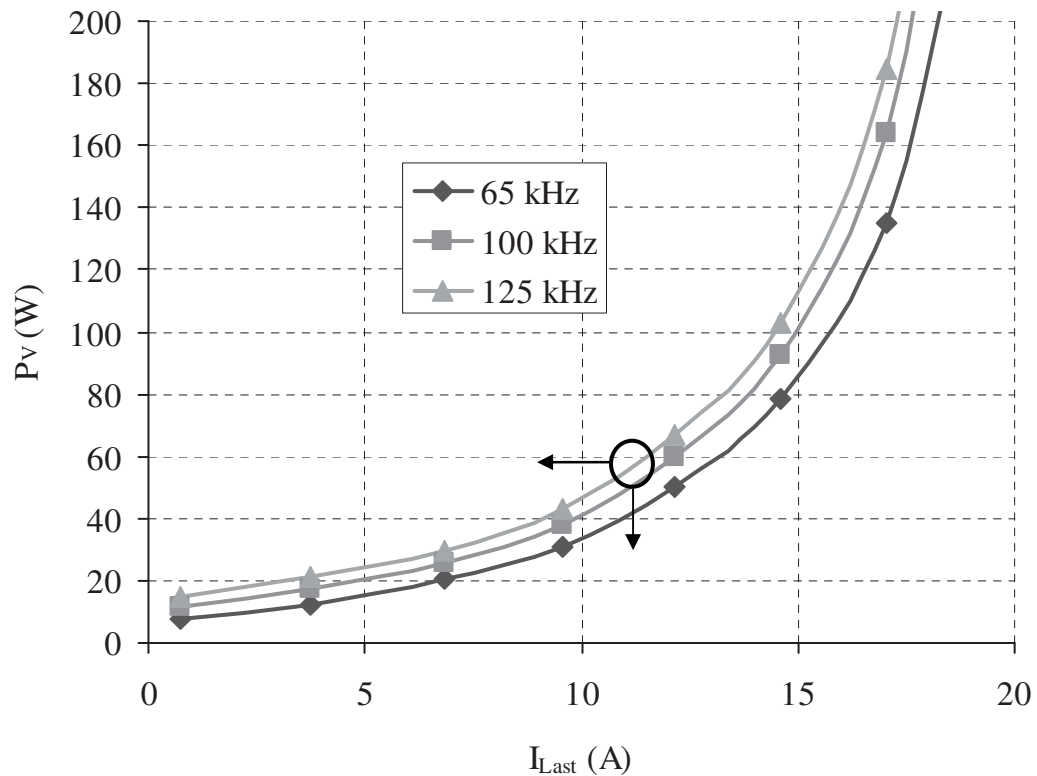


Bild 4.33 Gesamtverlustleistung eines JFETs bei verschiedenen Schaltfrequenzen. $\delta = 50\%$. Temperatur $125\text{ }^\circ\text{C}$. $\Delta t_V = 20\text{ ns}$. $U_{Zk} = 540\text{ V}$.

$$\begin{aligned}
 P_{out\ min} &= \sqrt{3} \cdot i_{motor\ eff} \cdot u_{motor\ eff} \\
 P_{out\ min} &= \sqrt{3} \cdot \frac{11\text{ A}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{490\text{ V}}{\sqrt{2}} \\
 P_{out\ min} &= \sqrt{3} \cdot 7,78\text{ A} \cdot 346\text{ V} \\
 P_{out\ min} &= 4662\text{ VA}
 \end{aligned} \tag{4-10}$$

Die Höhe der Durchlass- und Schaltverlustleistung eines JFETs können mit Hilfe der Grafik im Bild 4.34 verglichen werden. Bei dem interessanten Strombereich um 11 A sind die Durchlassverluste (Aussteuergrad 50 %) etwa gleich wie die Schaltverluste für Schaltfrequenzen zwischen 100 kHz und 125 kHz. Dies zeigt ein gutes Gleichgewicht beider Verlustarten bei hohen Schaltfrequenzen in SiC-JFET-Wechselrichtern. Bei konventionellen IGBT-Wechselrichtern gleicher Leistung muss die Schaltfrequenz ca. 20-fach kleiner sein.

Für den entwickelten Umrichter wurde eine Schaltfrequenz von 125 kHz verwendet, wie im Abschnitt 6.1.1 begründet wird. Mit dieser Schaltfrequenz und mit einem Aussteuergrad von 50 % ergibt sich die Gesamtverlustleistung eines JFETs als Funktion des Laststromes, wie im Bild 4.35 zu sehen.

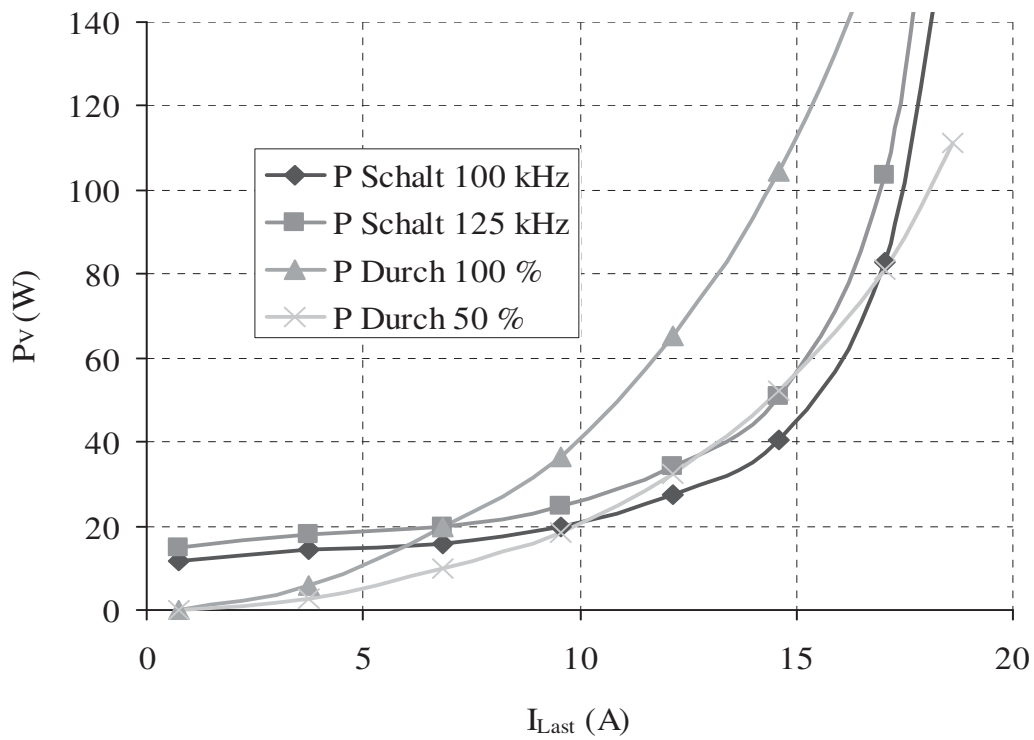


Bild 4.34 Vergleich der Schalt- und Durchlassverlustleistung eines JFETs. Temperatur 125 °C. $\Delta t_V = 20$ ns. $U_{Zk} = 540$ V.

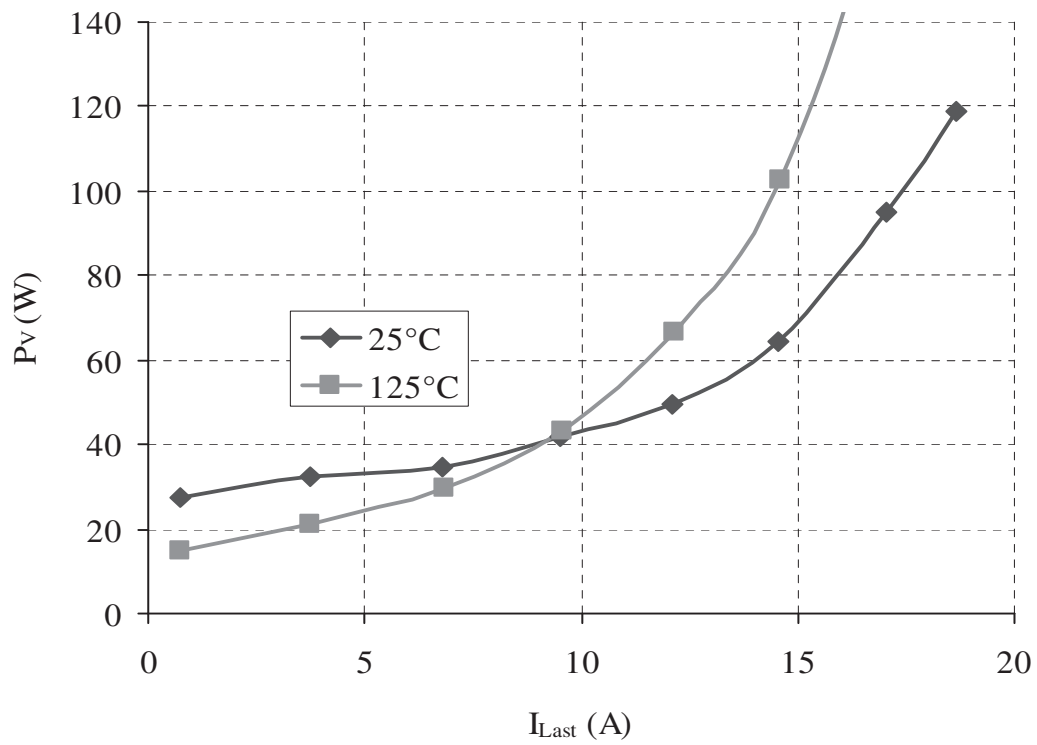


Bild 4.35 Gesamte Verlustleistung eines JFETs im ungünstigsten Fall. $\Delta t_V = 20$ ns. $U_{Zk} = 540$ V. $\delta = 50$ %.

Kapitel 5

Antriebsumrichter mit SiC-JFETs

5.1 Topologie

Es wird die Umrichtertopologie eines "PWM-Wechselrichters mit netzfrequent geschaltetem aktiven Gleichrichter", auch bekannt als "fundamental frequency front end converter" [Göp1] oder "Inverter with line frequency switched rectifier" [Pie3], verwendet. Sie wurde ursprünglich in [Zio1] und [Shi1] vorgestellt. In der vorliegenden Arbeit wurde dieser Spannungszwischenkreisumrichter mit SiC-JFETs und speziellen Netz- und Motorfiltern ergänzt, wie im Bild 5.1 zu sehen.

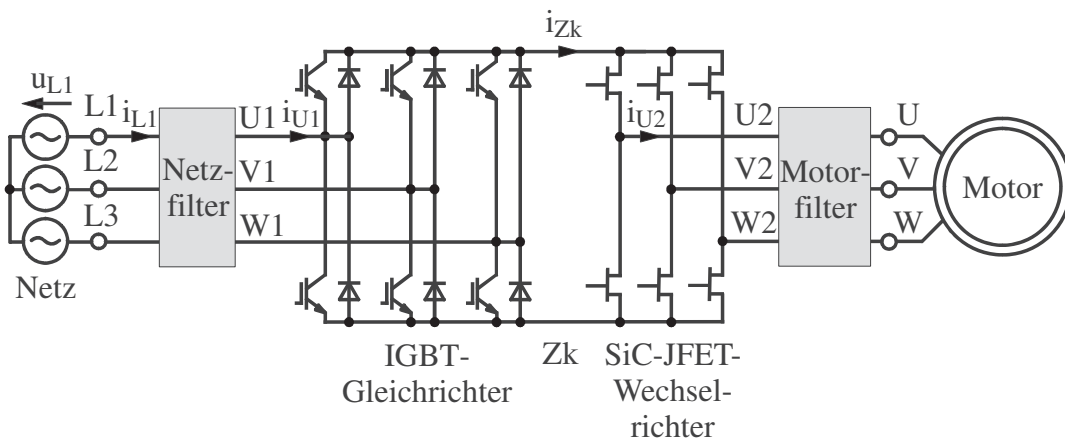


Bild 5.1 Allgemeines Schaltbild des eingesetzten Umrichters.

Die Namen Gleichrichter und Wechselrichter beziehen sich auf den motorischen Betrieb, obwohl der Umrichter voll rückspeisefähig ist. Dank der IGBTs mit antiparallelen Dioden im Gleichrichter und der SiC-JFETs mit Bodydioden im Wechselrichter ist die Bidirektionalität des Stromes in den Zwischenkreisschienen gegeben, und damit die Möglichkeit von motorischem und generatorischem Betrieb.

Während der Wechselrichter mit hoher Schaltfrequenz (125 kHz) geschaltet wird, agiert der Gleichrichter beim motorischen Betrieb wie eine reine dreiphasige Diodenbrücke. Der Zwischenkreiskondensator entfällt, wodurch der hochfrequente Zwischenkreisstrom durch die Gleichrichterioden fließt. Da kein hochfrequenter Strom aus dem induktiven Netz gezogen werden kann, werden dafür X-Kondensatoren (Folienkondensatoren) als Teil des Netzfilters am Eingang des Gleichrichters geschaltet. Im Gegensatz zu den üblicherweise verwendeten Zwischenkreis-Elektrolytkondensatoren wird ein kleineres Volumen (da viel kleinere Kapazität nötig), eine viel niedrigere Impedanz für die hochfrequenten Ströme und eine längere Lebensdauer erreicht.

Im Folgenden sind die Vor- und Nachteile der ausgewählten Topologie für einen SiC-JFET-Umrichter aufgelistet.

Vorteile:

- Rückspeisefähig, im Vergleich zum Umrichter mit Diodenbrücke.
- Kein Zwischenkreis-Elektrolytkondensator. Dadurch kompakterer Umrichter und längere Lebensdauer.
- Ohne zusätzlichen Aufwand können die Kapazitäten des EMV-Netzfilters so ausgelegt werden, dass die hochfrequenten Ströme des Wechselrichters dadurch fließen und gleichzeitig der Betrieb des Gleichrichters gewährleistet wird.
- Die Kapazität ist wesentlich kleiner als die von einem konventionellen AFE-Umrichter (Active-Front-End). Dadurch wird die gespeicherte Energie im Umrichter und Filter viel kleiner, was die Gefahr von Schäden nach einem Kurzschluss im Wechselrichter verringert.

- Im Gegensatz zum AFE-Umrichter wird hier keine Hochsetzstellerdrossel benötigt. Kleineres Volumen, Gewicht und Kosten.
- Sehr verlustarmer Gleichrichter. Keine Schaltverluste zu erwarten, aufgrund natürlicher Kommutierung. Kleine Durchlassverluste im motorischen Betrieb, da antiparallele Gleichrichterioden zu den IGBTs geschaltet werden, welche weniger Durchlassverluste als die IGBT-Freilaufdioden vorweisen [Pie3].
- Einfache Steuerung des Gleichrichters im Vergleich zu AFE. Weniger Komplexität, höhere Zuverlässigkeit.
- Durch die hochfrequente Ausgangsspannung des Wechselrichters kann ein Sinusfilter (Wirkung auf DM und CM [Ore3]) mit kleinem Volumen und niedrige Kosten als Motorfilter verwendet werden. Der Sinusfilter vermeidet die Beschädigung der Isolierung der Motorwicklungen durch du/dt . Außerdem ermöglicht er den Einsatz von beliebig langen und ungeschirmten Motorkabeln.
- Bei einem konventionellen Wechselrichter mit IGBTs und üblichen Schaltfrequenzen unter 10 kHz ist ein solches Filters mit bis zu 400 % der Motorkosten sehr teuer [Ber2], und verlustbehaftet.
- Im Vergleich mit dem AFE und vor allem mit dem Matrixumrichter werden im gesamten Umrichter nur 6 schnellschaltende Transistoren benötigt. Es ist wichtig, eine kleine Anzahl von SiC-JFETs zu verwenden, da der erwartete Preis solcher Transistoren hoch ist.

Nachteile:

- Sechspulsiger Verlauf der Zwischenkreisspannung (Bilder 5.2 und 5.4). Maximale Amplitude der verketteten Wechselrichterspannung durch die abgesenkte Zwischenkreisspannung (Untergrenze 490 V) begrenzt, so dass die Motorspannung die Höhe der Netzspannung nicht erreicht. Mit Übersteuerung kann jedoch die Spannung weiter erhöht werden (Verzerrung des Spannungsspektrums).

- Blockförmiger Verlauf des Netzstromes (Bild 5.3 und 5.4), da netzfrequenzgeschalteter Gleichrichter. Der Einsatz soll in Industrieanlagen erfolgen. Falls $I_N < 16$ A darf der Umrichter, laut Norm IEC 61000-3-2 für niederfrequente Netzstromüberschwingungen, direkt am öffentlichen Niederspannungsnetz nicht angeschlossen werden.

Aus der oberen Auflistung liegt nahe, dass sich die Topologie des PWM-SiC-JFET-Wechselrichters mit netzfrequenz geschaltetem aktiven Gleichrichter für den Einsatz von SiC-JFETs in der Antriebstechnik sehr gut eignet.

Die einzelnen Bestandteile des entwickelten Umrichters werden in den nächsten Abschnitten analysiert. Auf die Filter wird im Kapitel 6 eingegangen.

5.2 Gleichrichter

Bei motorischem Betrieb funktioniert der Gleichrichter wie eine dreiphasige Diodenbrücke. Kann eine Diode aufgrund der Netzspannungen leiten, wird der antiparallele IGBT eingeschaltet.

Diese Block-Ansteuerung der IGBTs (Einschalten 120° einer Netzperiode) wird bei generatorischem Betrieb beibehalten. Zu einem beliebigen Zeitpunkt fließt der Zwischenkreisstrom durch einen der oberen IGBTs ins Netz und durch einen der unteren zurück in den Zwischenkreis. Der Strom fließt somit nur durch zwei Phasen, während die dritte Phase stromlos bleibt. Die Phasen wechseln alle 120° einer Netzperiode ab. Die idealen Verläufe sind in den Bildern 5.2 und 5.3 gezeigt.

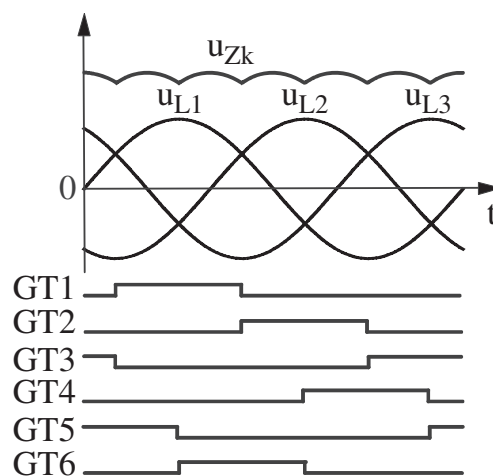


Bild 5.2 Netzstrangspannungen und Ansteuersignale.

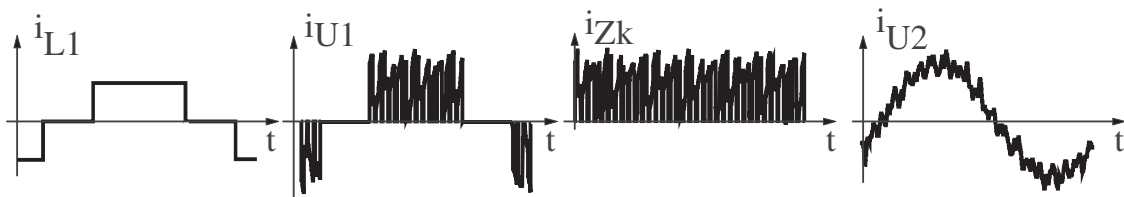


Bild 5.3 Ideale Verläufe des Umrichters.

Die realen Verläufe des Gleichrichters können im Bild 5.4 betrachtet werden. Der Netzstrom i_{L1} ist, wie erwartet, etwa blockförmig und in Phase mit der Strangspannung u_{L1} . Die überlagerte Schwingung auf dem Strom ist kein hochfrequenter Anteil, sondern eine unzureichend gedämpfte Resonanzfrequenz des noch vorläufigen Netzfilters. Die zum Motor konstante Leistungsübertragung kann an der Absenkung des Stromes in den Maxima der Zwischenkreisspannung erkannt werden.

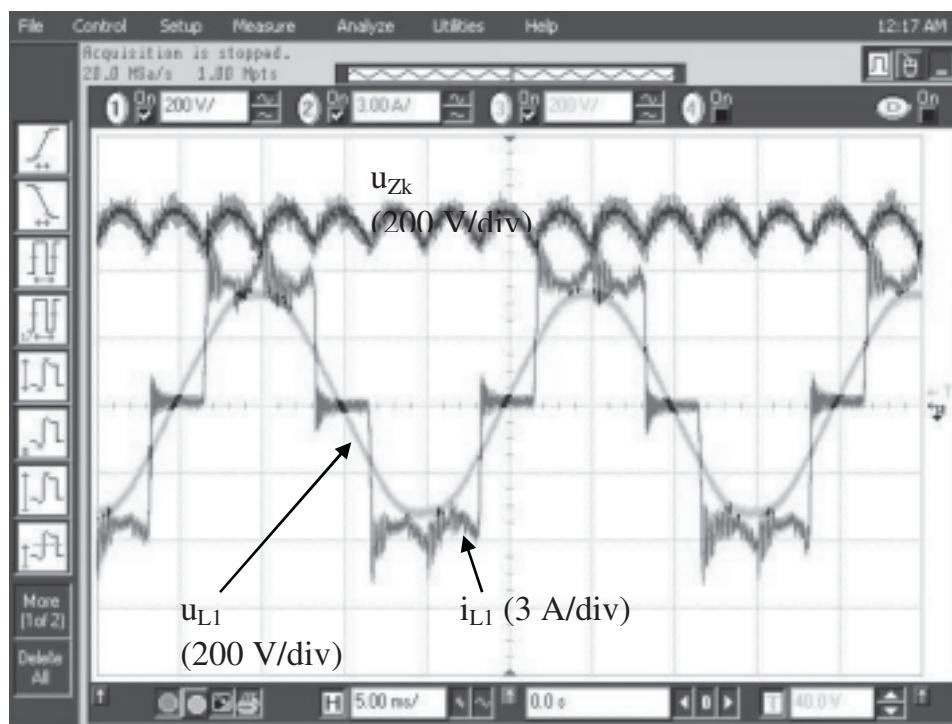


Bild 5.4 Verläufe des Gleichrichters bei motorischem Betrieb. 3 kW.

Das verwendete Leistungsmodul für den Gleichrichter ist ein SK 15 DGDL 126 ET Six-Pack von Semikron [Int5] (Bild 5.5). Die im selben Modul verfügbaren Gleichrichterdiolen wurden zu den IGBTs antiparallel geschaltet.



Bild 5.5 Gleichrichter Six-Pack.

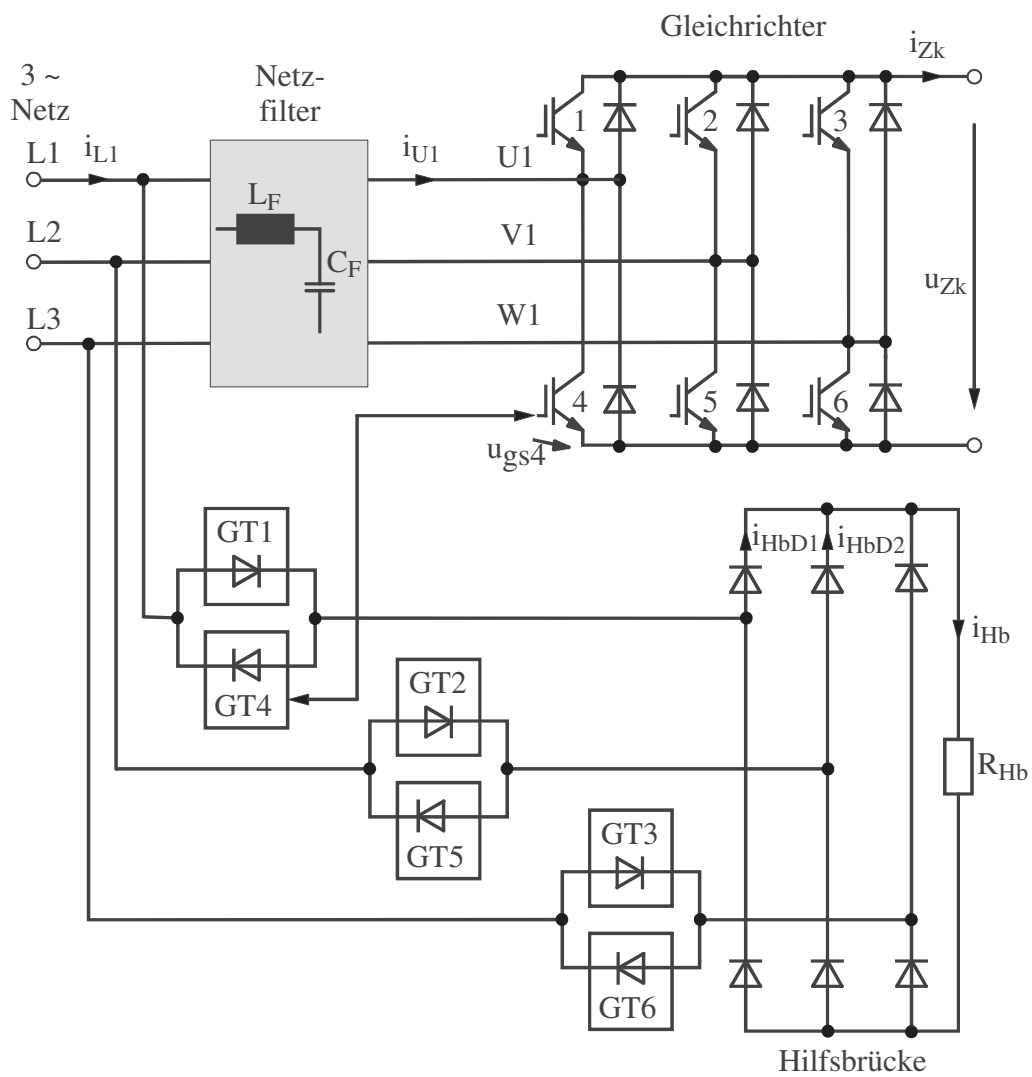


Bild 5.6 Gleichrichter mit Steuerungsprinzip.

Im Gegensatz zu einem AFE- oder Matrix-Umrichter kann hier eine einfache analoge Steuerung des Gleichrichters vorgenommen werden [Pie3]. Das Funktionsprinzip zeigt das Bild 5.6. Eine dreiphasige Dioden-Hilfsbrücke speist den Widerstand R_{Hb} . Durch jede Diode der Hilfsbrücke fließt dann einen blockförmigen Strom, dessen Verlauf mit dem der entsprechenden IGBT-Ansteuerspannung u_{gsX} übereinstimmt. Deswegen werden die Eingangsströme der Hilfsbrücke für die Ansteuerung der IGBTs genutzt, indem diese Ströme durch Optokoppler fließen, die die Ansteuerschaltungen GTX aktivieren (siehe Bild 5.6).

Die Messung im Bild 5.7 zeigt als Beispiel zwei IGBT-Ansteuerspannungen, eine verkettete Spannung und die Zwischenkreisspannung.

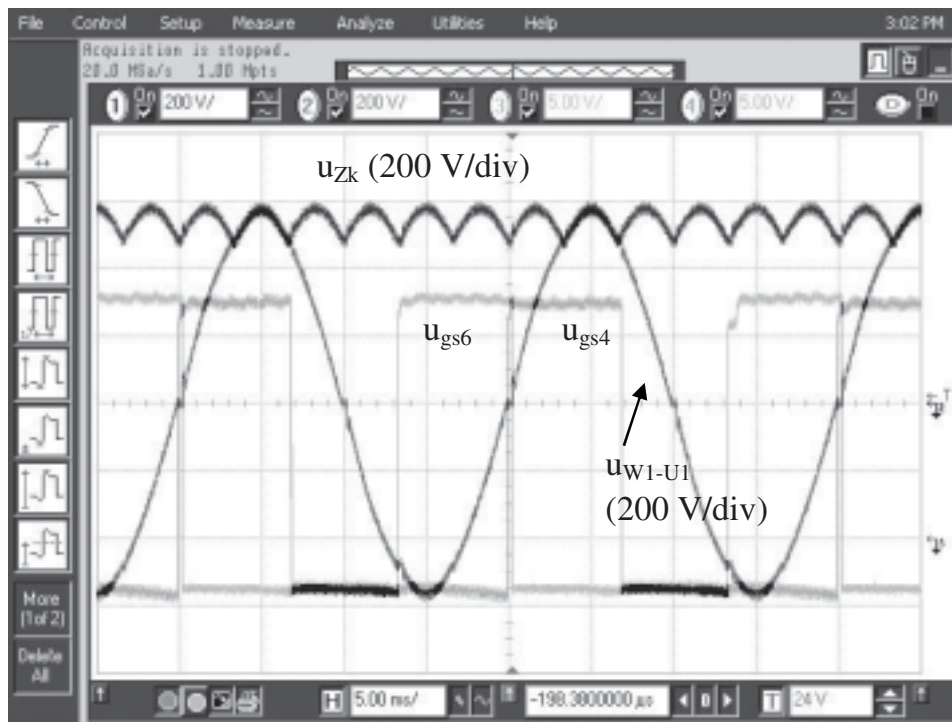


Bild 5.7 Messung von Gleichrichtergrößen.

In einem Gleichrichter mit einer Induktivität auf der Netzseite, z. B. L_F im Bild 5.6, kommutiert der Strom langsam von einer Diode zu der anderen Diode (motorischer Betrieb). Der Strom durch die Induktivität kann nicht so schnell aufgebaut bzw. abgebaut werden, daher leiten während der Kommutierung beide Dioden gleichzeitig (typische Zeit mehrere $10 \mu s$, abhängig von der Induktivität). Die Kapazität C_F ist in der Regel klein und wirkt nicht auf die langsamen

Diodenkommutierungen, da sie nur den schnell geschalteten Strom für den Wechselrichter liefert.

Bei generatorischem Betrieb soll ebenfalls eine plötzliche Unterbrechung des induktiven Netzstromes vermieden werden. Dafür wird eine Überlappung der Einschaltzeit beim Umschalten von zwei IGBTs berücksichtigt. Die Überlappungszeit $\Delta t_{\ddot{U}}$ kann mit Hilfe vom R_{Hb} eingestellt werden (Bild 5.6) [Pie3]. Der Zeitpunkt, an dem die Stromschwelle (I_{opto}) für das Ansprechen der Optokoppler erreicht wird, wird mit Hilfe des Hilfsbrückenstromes i_{Hb} ($= 490 \text{ V} / R_{Hb}$) bestimmt (Bild 5.8). Als Voraussetzung für die Überlappung muss $I_{opto} < i_{Hb}/2$ sein.

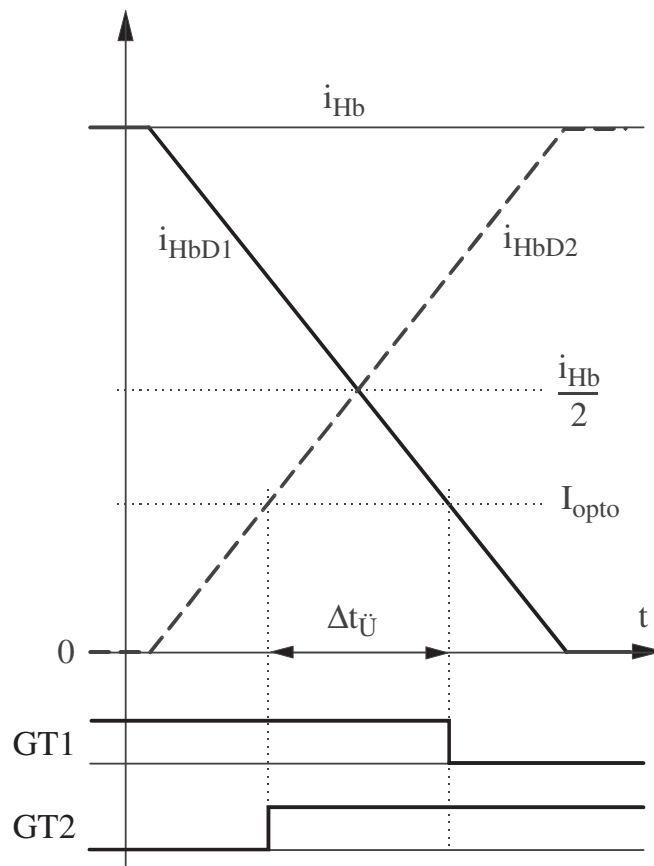


Bild 5.8 Einstellung der Überlappungszeit.

Die Überlappungszeit soll auf die verwendete Netzfilterinduktivität L_F abgestimmt sein. Es wurde ein Optimum bei einer Überlappung von $25 \mu\text{s}$ mit einer L_F von ca. $400 \mu\text{H}$ gefunden.

Ein Gegenbeispiel mit einer zu langen Überlappung von $200 \mu\text{s}$, trotz großer Induktivität, ist im Bild 5.9 zu sehen. Auf der anderen Seite ergibt sich ebenfalls

eine Stromspitze bei einer zu kleinen L_F von $12,5 \mu\text{H}$, wie im Bild 5.10 gezeigt. Die Stromspitzen beider Beispiele entsprechen einem fast kurzschlussartigen Strom von einer Phase mit eingeschaltetem IGBT in eine andere mit leitender Diode.

Die Hilfsbrücke soll direkt am Netz geschaltet werden und nicht am Eingang des Gleichrichters, um falsches Ein- und Ausschalten der IGBTs, aufgrund von den gestörten Spannungen am U1, V1, W1, zu vermeiden.

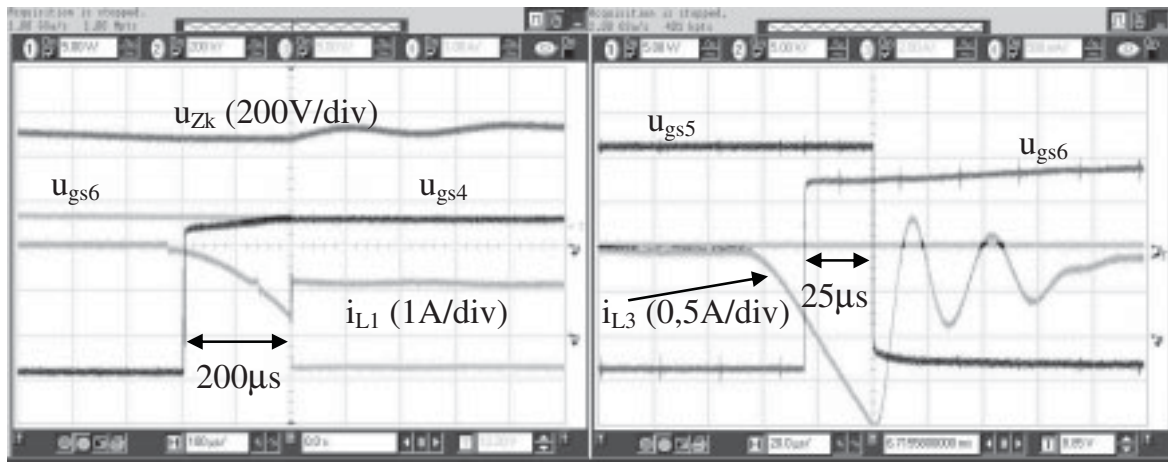


Bild 5.9 Kommutierung mit zu langer Überlappung ($200 \mu\text{s}$).

Bild 5.10 Kommutierung mit zu kleiner Netzfilterinduktivität ($12,5 \mu\text{H}$).

5.3 SiC-JFET-Wechselrichter

5.3.1 Struktur und Aufbau

Der Wechselrichter besitzt die wohlbekannte Topologie einer dreiphasigen Transistorbrücke mit Spannungszwischenkreis (siehe rechte Seite des Bildes 5.1), die mit einer hochfrequenten Pulsweitenmodulation betrieben wird. Die Transistoren sind SiC-JFETs, die Freilaufdioden als Bodydioden enthalten. Alle SiC-JFET Module sind auf einem Kühlkörper befestigt (Bild 5.11). Die Analyse der SiC-JFETs und die Schätzung der Leistung des Wechselrichters sind im Kapitel 4 ausgeführt.



Bild 5.11 Drei SiC-JFETs am Kühlkörper. Darunter die Ansteuerschaltungen.

Aufgrund des schnellen Schaltens von SiC-JFETs (Bilder 5.19 und 5.20) sollte ein niederinduktiver Strompfad zwischen den schaltenden Elementen und den Netzfilterkondensatoren gewährleistet werden. So werden Schwingungen und Überspannungen vermieden und die schnelle Kommutierung wird überhaupt möglich. Ein sehr niederinduktiver Strompfad ist jedoch durch den Gleichrichter nicht realisierbar. Ferner wird die Netzfilterkapazität zum großen Teil nicht am Eingang des Umrichters, sondern am Zwischenkreis, eingesetzt (siehe Kapitel 6). Somit ist der niederinduktive Strompfad nur zwischen SiC-JFETs und dem breitbandigen (Folien-) Zwischenkreiskondensator C_{Zk} ($1 \mu\text{F}$) nötig. Er wurde mittels Leitflächen für die Plus- und Minus-Zwischenkreisschienen realisiert (siehe Bild 5.12).

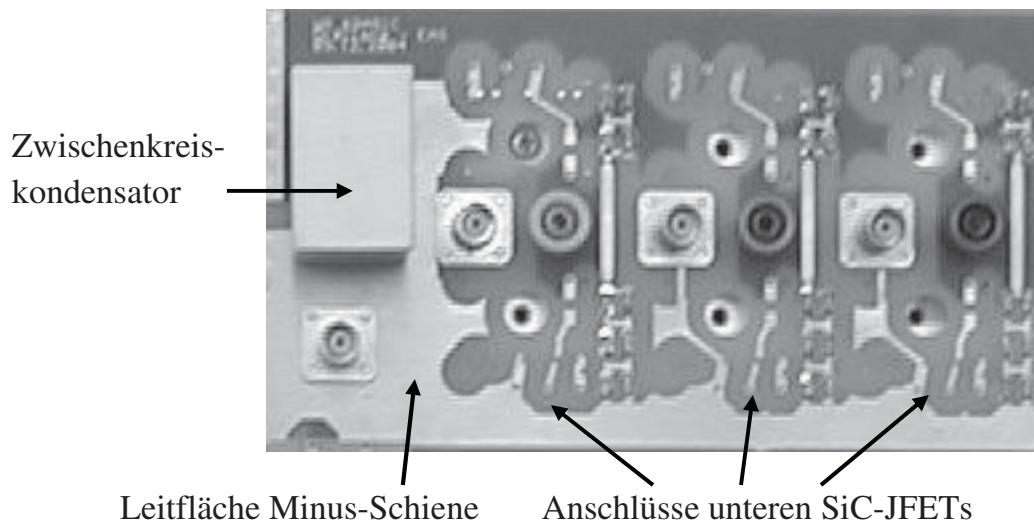


Bild 5.12 Platine für den Zwischenkreis und den Wechselrichter.

Der Schutz des Umrichters spielt eine wesentliche Rolle. Die Gefahr eines Zwischenkreis Kurzschlusses bei einem Ausfall der Versorgungsspannung muss vermieden werden. Im entwickelten Wechselrichter besteht ein umfangreicher Schutz nicht nur aus dem Grund, dass JFETs selbstleitend sind, sondern auch, dass nur wenige Muster von SiC-JFETs zur Verfügung stehen und davon nicht alle (wegen zu hoher U_{po}) einsetzbar sind.

Die Schutzfunktionen für jeden einzelnen SiC-JFET sind in die Gate Treiber integriert, wie bereits im Kapitel 4.2.3 ausführlich beschrieben.

Wie im Diagramm vom Bild 5.13 zu sehen, kontrolliert die Schaltung "Umrichterschutz" den Schutz des gesamten Umrichters. Neben der Zustandsmeldung u_{backX} jedes Gate Treibers (GTX) sind noch der Zustand der Zwischenkreisspannung, des Netzstromes, der Kühlkörpertemperatur und des Netzschützes als Eingangssignale vorhanden. Wenn ein Fehler auftritt, werden die Ansteuersignale u_{drive} gesperrt, das Netz mittels Netzschütz getrennt und die Zwischenkreiskapazität mit Hilfe eines Netzschütz-Hilfskontaktes und eines Entladewiderstandes R_{Zk} (1,5 k Ω) entladen.

Bei Unterspannung der Versorgung eines Gate Treibers wird der Pufferkondensator $C_{Stütze}$ eine Zeit > 100 ms die Ansteuerschaltung weiter versorgen, ohne dass die negative Versorgungsspannung U_{ss} mehr als ca. 3 V verliert. Diese Zeit genügt für die Trennung des Netzes, das Schalten des Entladewiderstandes R_{Zk} (mechanische Zeit < 40 ms) und die Entladung des Zwischenkreiskondensators (Zeitkonstante $2 \mu\text{F} \cdot 1,5 \text{ k}\Omega = 3$ ms). Dank der kleinen Zwischenkreiskapazität der verwendeten Topologie ist eine solche Schutzfunktion möglich.

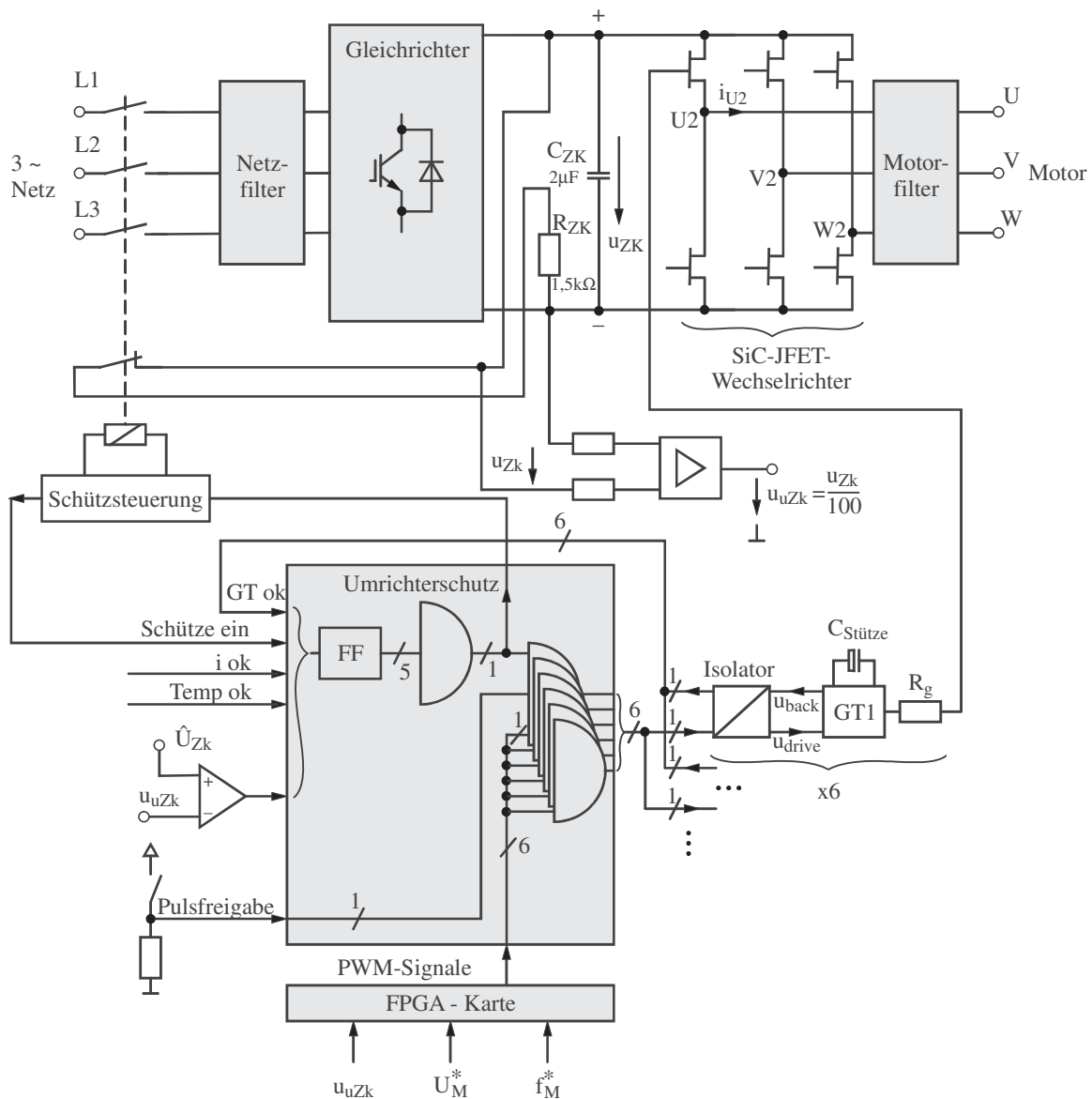


Bild 5.13 Steuerung und Schutz des Umrichters.

Die Entladung des Zwischenkreises erfolgt in einer so kurzen Zeit, dass kein voluminöser Lastwiderstand R_{Zk} nötig ist. Bei generatorischem Betrieb gibt es keinen weiteren Energiefluss zum Zwischenkreis aus der elektrischen Maschine nach einer Pulssperre, da eine Asynchronmaschine betrieben wird (nur gespeicherte Energie in den Induktivitäten).

5.3.2 Pulsweitenmodulation

Für die Erzeugung der Ausgangsspannungen wird die Raumzeigermodulation (RZM) verwendet. Sie eignet sich bestens für eine digitale Implementierung. Im Vergleich zur Sinus-Dreieck-Modulation kann die RZM einen höheren Modulationsgrad erreichen. Ohne Übersteuerung kann die Amplitude der Grundschwingung der verketteten Ausgangsspannung bis zum Wert der Zwischenkreisspannung betragen [Bra1].

Die drei gewünschten sinusförmigen Strangspannungen werden mit einem rotierenden Soll-Raumzeiger \underline{u}_{RZ} auf dem Raumzeigerdiagramm im Bild 5.14 zusammengefasst. Die Augenblickswerte der Soll-Strangspannungen können durch Projektion auf den drei Achsen U_2 , V_2 , W_2 ermittelt werden (jeweils a, b, c). Wie bereits erklärt, beschränkt die mit 300 Hz schwankende Zwischenkreisspannung den maximalen Betrag des Raumzeigers.

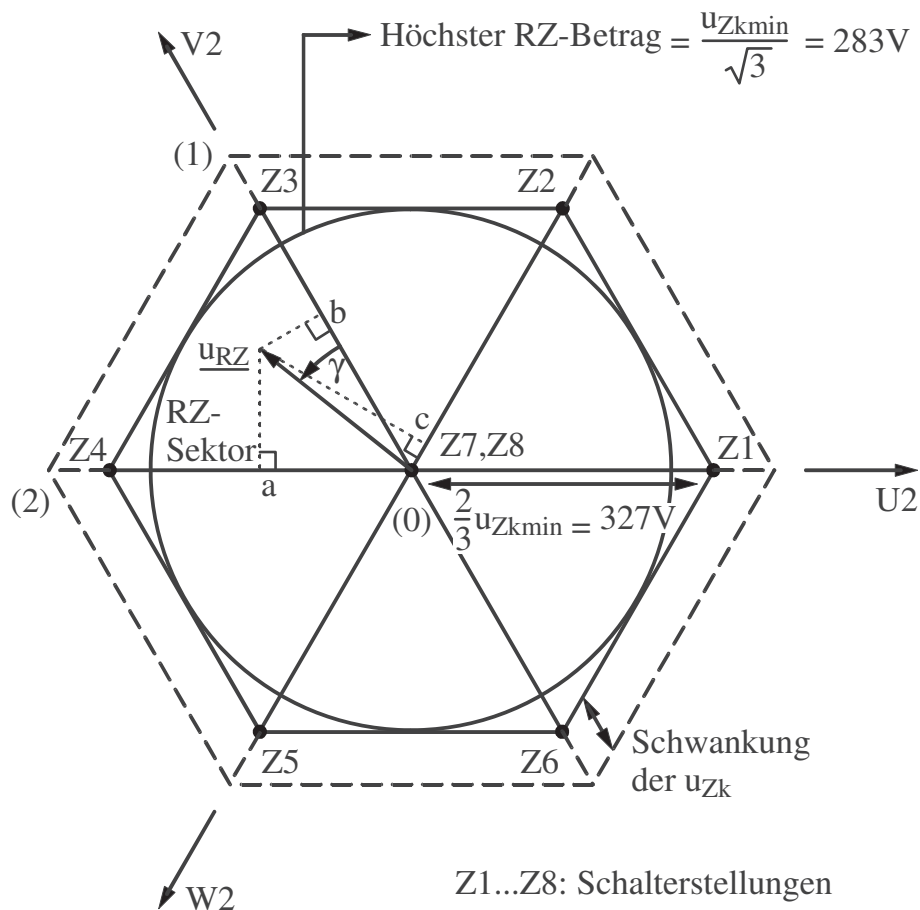


Bild 5.14 Raumzeigerdiagramm.

Der Soll-Raumzeiger \underline{u}_{RZ} wird als Mittelwert der getakteten Schalterstellungen gebildet. Die getaktete Spannung wird durch den Motorfilter geglättet und damit der sinusförmige Sollwert erreicht.

Die Schaltverluste werden minimiert, indem bei jedem Schalterstellungswechsel höchstens nur eine Halbbrücke umschaltet.

Nach jeder Schaltperiode T_s werden die Einschaltzeiten " t_x " der zum Raumzeigersektor gehörenden Schalterstellungen (1), (2) und (0) nach (5-1) neu berechnet. Die Pulsperiode T_p ist gleich eine halbe Schaltperiode. Für weiterführende Literatur sei auf [Jen1] und [Pie1] verwiesen.

$$\begin{aligned} \frac{t_1}{T_p} &= \frac{|u_{RZ}|}{u_{Zk}} \sqrt{3} \sin(60^\circ - \gamma_{RZ}) \\ \frac{t_2}{T_p} &= \frac{|u_{RZ}|}{u_{Zk}} \sqrt{3} \sin(\gamma_{RZ}) \\ \frac{t_0}{T_p} &= 1 - \frac{t_1}{T_p} - \frac{t_2}{T_p} \end{aligned} \quad (5-1)$$

Die Einbeziehung der Zwischenkreisspannung in die Formel (5-1) ermöglicht eine Kompensation ihrer Schwankungen, so dass der Raumzeigerbetrag konstant bleibt.

Die Messung der Zwischenkreisspannung erfolgt mittels einer Messschaltung mit Ausgangssignal $u_{uZk} = u_{Zk}/100$. Dieses Signal wird mit einem Analog-Digital-Umsetzer (800 ns) digitalisiert und für die Berechnung der Einschaltzeiten in einem FPGA benötigt (Bild 5.15). Ferner wird u_{uZk} für die Überwachung der Zwischenkreisspannung verwendet (Bild 5.13).

Die RZM wird in einem programmierbaren Logikbaustein vom Typ "embedded programmable logic device" (FLEX 10K100A) der Firma Altera implementiert [Int6, Int7]. In der Literatur wird teilweise als CPLD [Böh1], jedoch vor allem als FPGA [Wia1] betrachtet. In der vorliegenden Arbeit wird die allgemeine Bezeichnung FPGA verwendet, da der Baustein aufgrund seiner hohen Geschwindigkeit eingesetzt wird.

Im Versuchsaufbau ist eine U/f-Steuerung für die Asynchronmaschine ausreichend, da nicht die Regelung einer elektrischen Maschine sondern die Leistungselektronik mit SiC-Bauelementen untersucht wird. Damit ist die Implementierung der Rechenfunktionen in einem FPGA sinnvoller und übersichtlicher als in einem Digitaler-Signal-Prozessor (DSP) [Wia1].

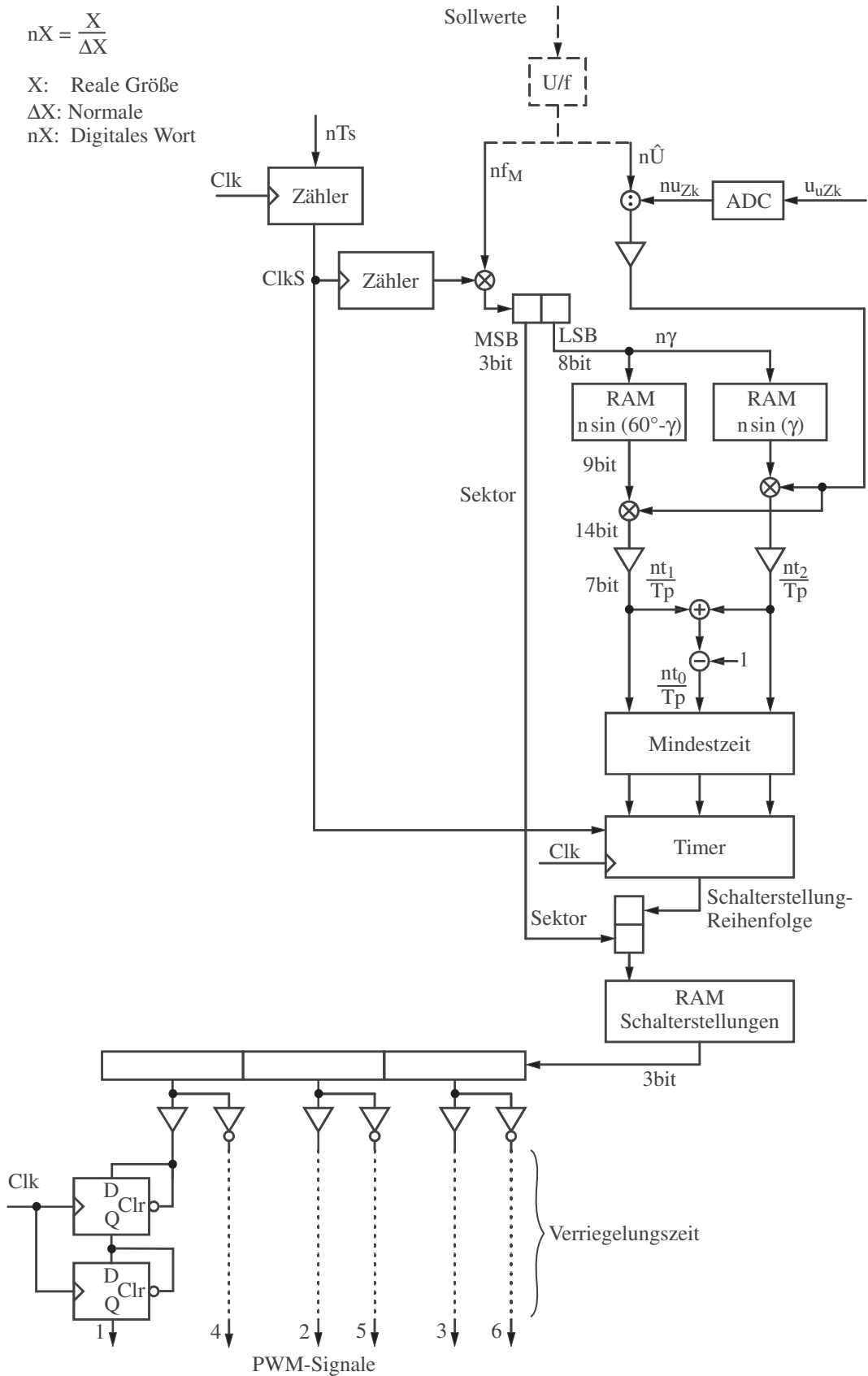


Bild 5.15 Diagramm der Raumveigermodulation auf dem FPGA.

Die programmierte Raumzeigermodulation ist im Diagramm vom Bild 5.15 dargestellt. Die Realgrößen werden quantisiert, indem sie durch passende Normalen dividiert werden [Lin2]. Die Ergebnisse entsprechen den digitalen Wörtern "nX" im Diagramm.

Auf der FPGA-Karte sind andere I/O-Bausteine vorhanden, wie beispielsweise der Analog-Digital-Umsetzer, der das Zwischenkreisspannungssignal liefert.

Bei der Schaltfrequenz von 125 kHz und 8 bit Zeitauflösung für die Einschaltzeiten innerhalb einer Schaltperiode ergibt sich ein Zeitschritt von 31,25 ns. Die Taktfrequenz des Timers und des gesamten Systems im FPGA beträgt 32 MHz. Die Zeitauflösung kann damit nicht weiter erhöht werden (5-2).

$$\frac{1}{125\text{kHz} \cdot 2^8} = 31,25\text{ns} = \frac{1}{32\text{MHz}} \quad (5-2)$$

Bei einem konventionellen Wechselrichter mit einer Schaltfrequenz von ca. 5 - 10 kHz steht ein System-Taktgeber zur Verfügung, dessen Frequenz ein Vielfaches der nötigen Timer-Taktfrequenz betragen kann. Dies ist im vorliegenden Wechselrichter, aufgrund der hohen Schaltfrequenz, nicht möglich, was die Implementierung erheblich erschwert. Es muss hier auf teilweise asynchronen Betrieb innerhalb des Timers unter Beachtung der internen Laufzeiten zurückgegriffen werden. Als Folge können die schmalsten Pulse unterhalb vier Taktperioden nicht erzeugt werden. Für die neue Berechnung der Einschaltzeiten zur Vermeidung von schmalen Pulsen sorgt der Block "Mindestzeit" im Bild 5.15. Diese Problematik von schnellschaltenden Wechselrichtern wird ebenfalls in der Literatur erwähnt [Jen2].

5.3.3 Messungen

Das Bild 5.16 zeigt eine Messung der verketteten Spannung u_{U2-V2} , welche die Schwankung der Zwischenkreisspannung aufweist. Das Bild 5.17 zeigt den Verlauf des Stromes i_{U2} ohne Schwankungen, dank der Kompensation der Einschaltzeiten. Die Bilder 5.18, 5.19 und 5.20 zeigen die Verläufe der Drain-Source Spannung und des Drainstromes eines SiC-JFETs im Wechselrichter.

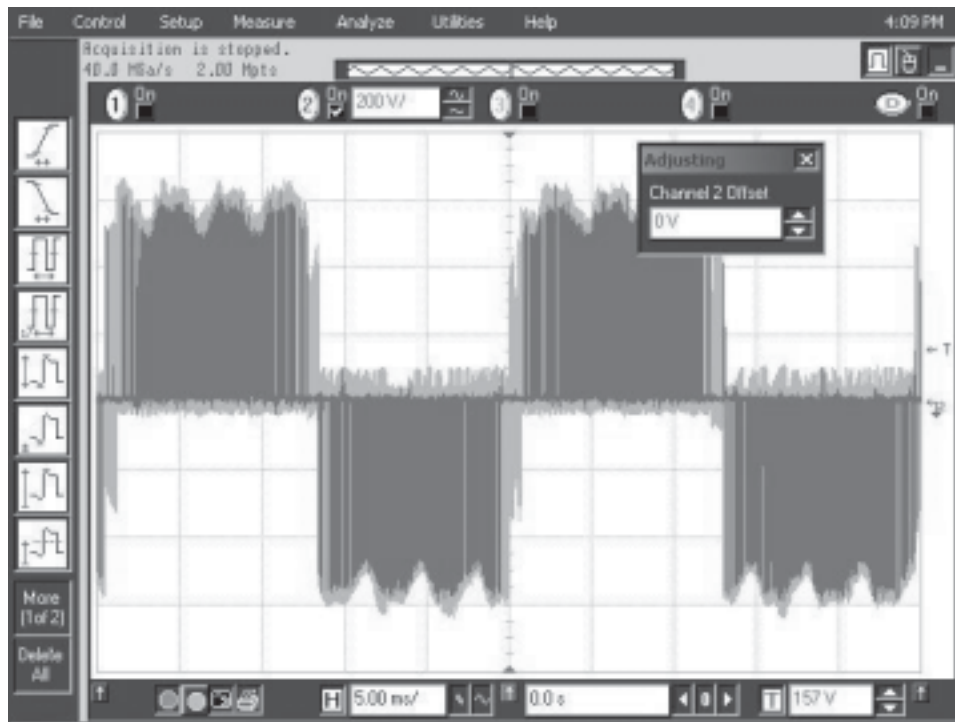


Bild 5.16 Verkettete Spannung u_{U2-V2} . $f_s = 125$ kHz. 200 V/div. 5 ms/div.

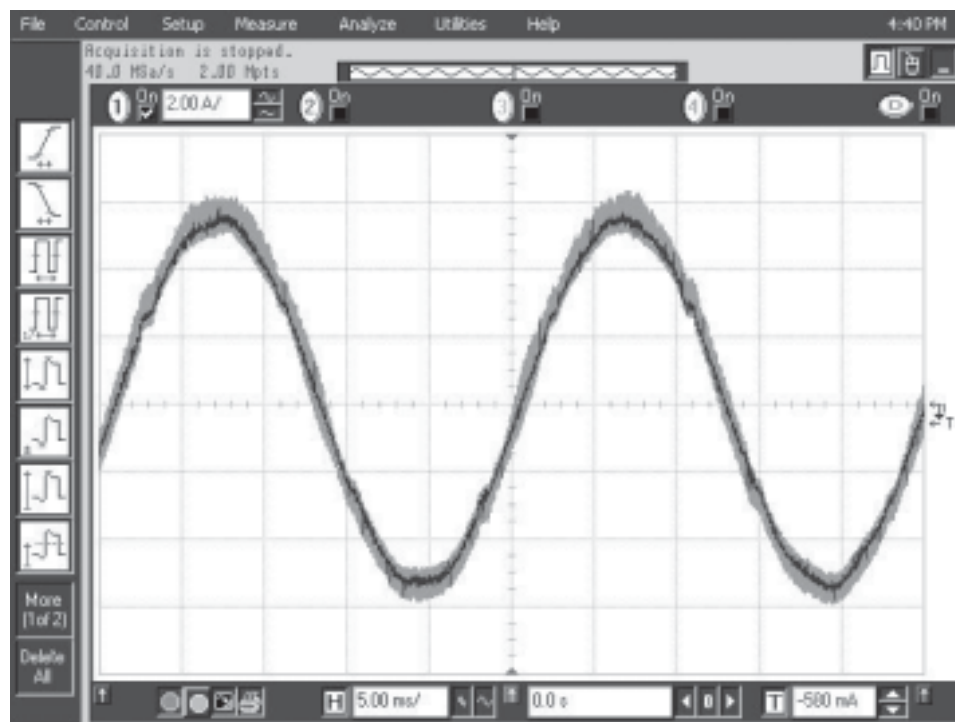


Bild 5.17 Strom i_{U2} . 5 A/div. 5 ms/div.

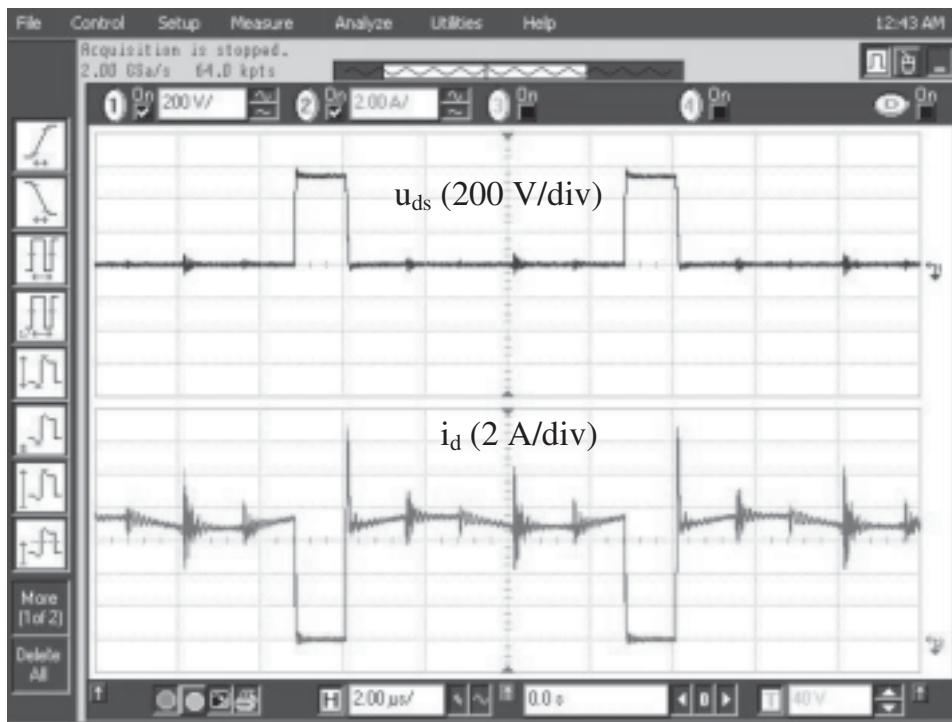


Bild 5.18 Drain-Source Spannung und Drainstrom eines SiC-JFET. 2 μ s/div.

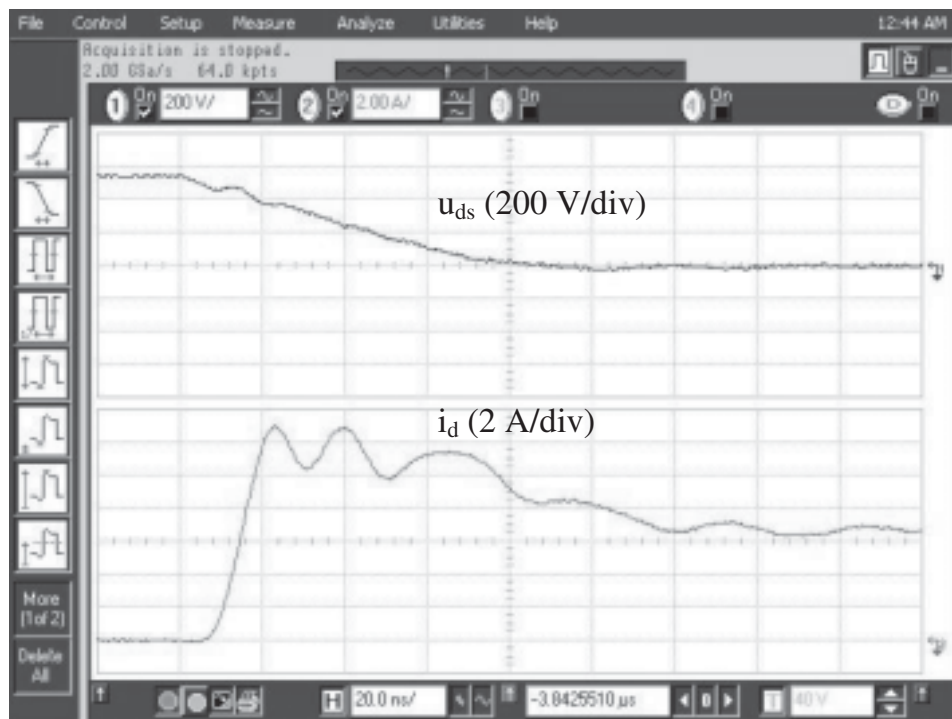


Bild 5.19 Drain-Source Spannung und Drainstrom eines SiC-JFET beim Einschalten. 20 ns/div.

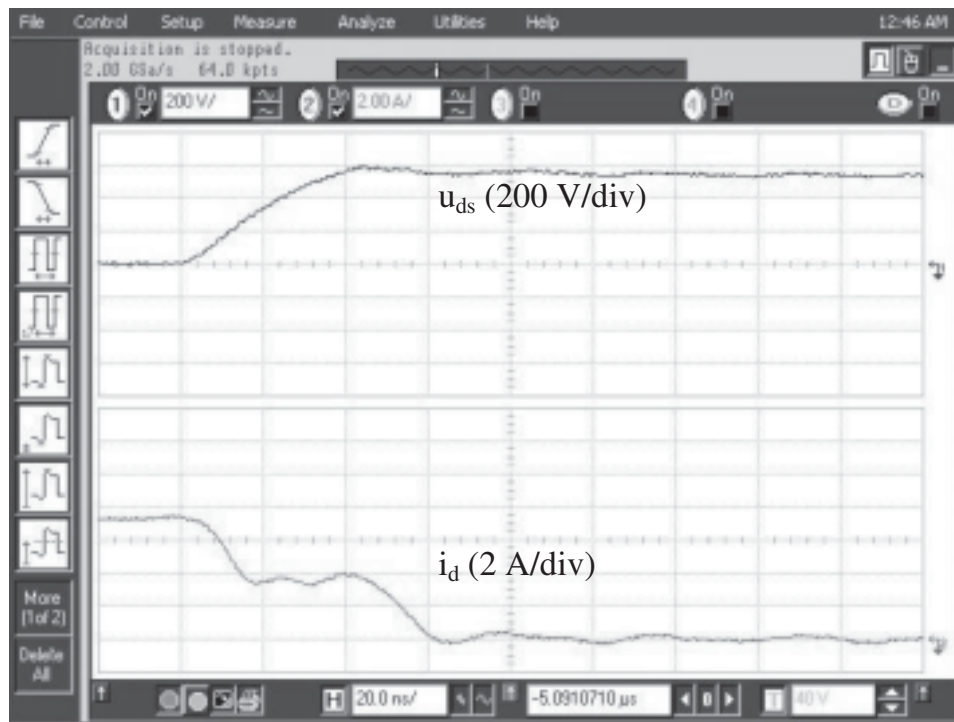


Bild 5.20 Drain-Source Spannung und Drainstrom eines SiC-JFET beim Ausschalten. 20 ns/div.

Kapitel 6

Filter des Umrichters

6.1 Allgemeines

6.1.1 Filteraufwand und Schaltfrequenz

Dank der hohen Schaltfrequenz des Wechselrichters können passive Filter mit reduzierten Volumen, Gewicht und Kosten eingesetzt werden.

Am Beispiel einer Spule mit Ringkern lässt sich erkennen, dass eine proportionale Beziehung zwischen Induktivität und Kernvolumen besteht, wenn die vereinfachte Gleichung (6-1) angenommen wird.

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_m} = N^2 \frac{A\mu}{l} \Rightarrow L \sim A \sim V_L \quad \text{bei konst. } N, l \quad (6-1)$$

N	Windungen
\mathfrak{R}_m	Reluktanz
A	Querschnittsfläche des Ringkerns
l	Mittlere Länge des Ringkerns
V_L	Volumen des Ringkerns

Für die Kapazität lässt sich ebenfalls ein proportionales Verhältnis zum Volumen eines Plattenkondensators aus (6-2) zeigen.

$$C = \frac{A\varepsilon}{d} \Rightarrow C \sim A \sim V_C \quad \text{bei konst. } d \quad (6-2)$$

- A Fläche einer Platte
- d Plattenabstand
- V_C Volumen des Kondensators

Werden eine Kapazität und eine Induktivität in einem Filter zweiter Ordnung (L-C) eingesetzt, ergibt sich die Eckfrequenz f_0 des Filters aus (2-15).

Liegt der zu dämpfende Spektralanteil eine Frequenz n -fach höher, wird die Eckfrequenz f_0' des neuen Filters bei gleicher Bedämpfung des Spektralanteils ebenfalls n -fach höher sein. Damit reduziert sich das Produkt $L'C'$ der neuen passiven Bauelementen gegenüber LC (6-3).

$$f_0' = nf_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LC}{n^2}}} \Rightarrow L'C' = \frac{LC}{n^2} \quad (6-3)$$

Die maximale Volumenreduktion des Filters wird erzielt, wenn Induktivität und Kapazität in gleicher Maße reduziert werden. In diesem Fall reduziert sich das Gesamtvolumen auf $1/n$ (6-4).

$$\text{im Falle } L' = \frac{L}{n}, C' = \frac{C}{n} \Rightarrow V' = V_L' + V_C' = \frac{V_L}{n} + \frac{V_C}{n} = \frac{V}{n} \quad (6-4)$$

- V Gesamtvolumen alt
- V' Gesamtvolumen neu

Eine Kaskadierung von Filtern wird nur dann eingesetzt, wenn der zu dämpfende Spektralanteil stark gedämpft werden soll und daher f_0 zu weit unterhalb seiner Frequenz liegt. In diesem Fall kann ein Kaskadenfilter rechnerisch ein kleines Gesamtvolumen der passiven Bauelemente vorweisen, steigt jedoch in Wirklichkeit die Komplexität bei der Auslegung (Frequenz-Zerstreuung von Resonanzfrequenzen) und wieder das Volumen aufgrund der Verbindung und Platzierung von mehreren Bauelementen. Deswegen sollte versucht werden, die Kaskadierung von Filtern zu vermeiden bzw. die Gliederanzahl zu minimieren.

Aufgrund des reduzierten Filteraufwandes im vorliegenden hochfrequent geschalteten Stromrichter kommt die Verwendung eines Sinusfilters für die Motorspannungen in Frage, welcher in konventionellen Umrichtern wegen der

hohen Kosten vermieden wird. Mit der ausgewählten Topologie lässt sich ebenfalls das Netzfilter reduzieren, da es auch für hochfrequente Ströme ausgelegt wird.

Die EMV-Norm 61800-3 setzt Grenzen für Leitungsgebundene Funkstörspannungen am Netz ab 150 kHz und für elektromagnetische Strahlung ab 30 MHz. Auf der Motorseite gibt es keine Normen für Leitungsgebundene Störungen.

Wenn die Schaltfrequenz f_s des Umrichters unter 150 kHz liegt, müssen die Spektralanteile um diese Frequenz nicht gedämpft werden. Die zweite Harmonische der Schaltfrequenz und ihre Seitenbänder werden umso stärker durch Filterung gedämpft, je höher seine Frequenz ist. Damit sollte die Schaltfrequenz so hoch wie möglich aber immer unter 150 kHz liegen. Eine gute Wahl wird mit einer f_s von 125 kHz erreicht

Es wurde ebenfalls eine mögliche f_s von 65 kHz in Betracht gezogen. Ihre zweite Harmonische (130 kHz) ist dann nicht von der Norm betroffen, was günstig für den Netzfilter ist. Auf der anderen Seite muss die Eckfrequenz des Motorfilters halbiert werden und damit theoretisch sein Volumen auf das doppelte erhöht werden.

Nach einem Vergleich der gesamten Filteraufwände beider Schaltfrequenzen wurde eine Reduktion von ca. 15 % des Volumens bei der Variante mit $f_s = 125$ kHz gegenüber 65 kHz errechnet. Daher wird im Folgenden eine Schaltfrequenz f_s von 125 kHz angewendet.

Um eine realistische Auslegung der Filter zur Einhaltung der EMV-Norm zu erzielen, wird der Motorfilter (Sinusfilter) als Erstes ausgelegt, danach die Ausgangsgrößen wieder gemessen, und anschließend der EMV-Netzfilter im Gesamtsystem dimensioniert [Ked1, Lio1]. In dieser Reihenfolge werden die Filter im vorliegenden Kapitel beschrieben.

6.1.2 Verlustarme Resonanzdämpfung

In einem L-C Filter kann grundsätzlich eine Dämpfung der Resonanzfrequenz direkt erzielt werden, wenn ein Widerstand in Reihe mit der Drossel L oder parallel zum Kondensator C geschaltet wird, wie jeweils (a) und (b) des Bildes 6.1 zeigen (einphasiges Modell).

Der Fall (a) muss außer Betracht bleiben, da der Motorstrom durch die Drossel fließt und in einem Widerstand enorme Verluste verursachen würde.

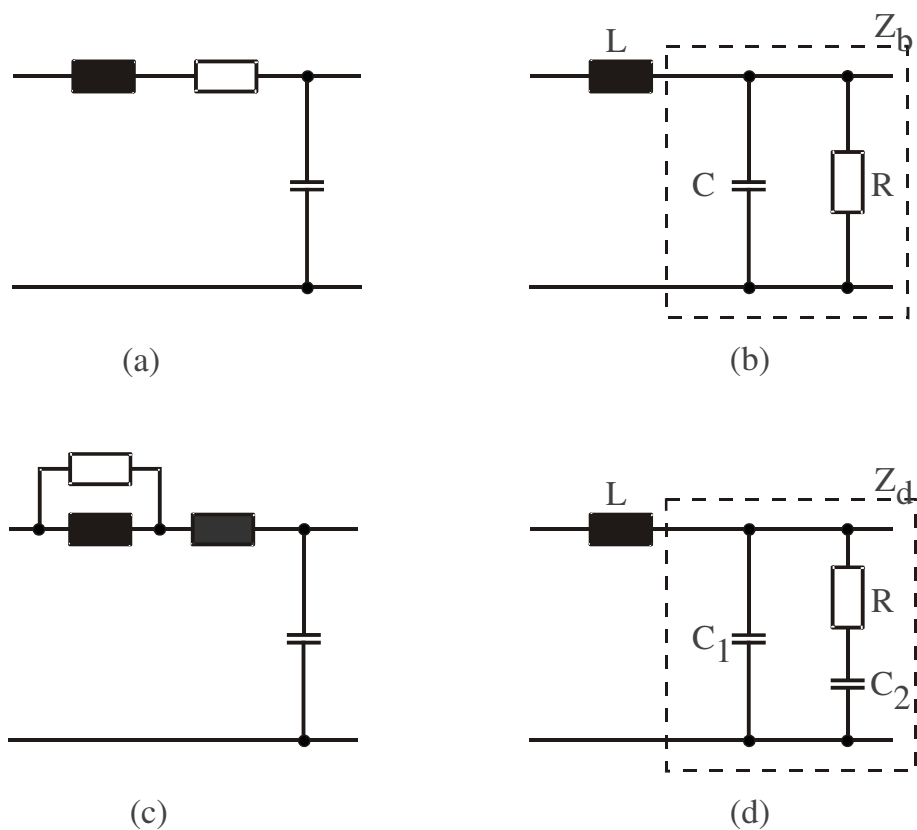


Bild 6.1 Filter mit unterschiedlichen Resonanzdämpfungen.

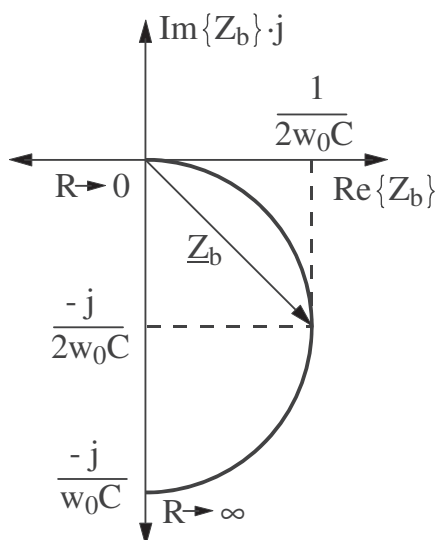


Bild 6.2 Impedanzdiagramm von \underline{Z}_b . $0 < R < \infty$. (Filter (b) aus Bild 6.1).

Im Fall (b) fügt der Widerstand einen Realteil an die Impedanz Z_b , so dass die Gesamtimpedanz des Filters $j\omega L + \underline{Z}_b$ ungleich Null ist. Die gleichzeitige Maximierung der Resonanzdämpfung und die Minimierung der Verlustleistung bei der Resonanzfrequenz ergibt das Widerstandsoptimum (6-5). Der Realteil der Impedanz \underline{Z}_b erreicht damit sein Maximum (\underline{Z}_b im Diagramm vom Bild 6.2). Das Filter (b) verursacht jedoch immer noch hohe Verluste, da am Kondensator fast die vollständige Spannung mit der niedrigen Motorfrequenz liegt. Die Verluste am Widerstand sind zu hoch.

$$\begin{aligned} \text{Wenn } R &= \frac{1}{\omega_0 C} \\ \Rightarrow Z_b(\omega_0) &= \frac{1}{2\omega_0 C} - j \frac{1}{2\omega_0 C} \\ \Rightarrow D &= \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,5 \end{aligned} \quad (6-5)$$

Für eine verlustarme Resonanzdämpfung können die Varianten (c) oder (d) vom Bild 6.1 verwendet werden, wobei (d) ausgewählt wurde, da die Schaltung mit Folienkondensatoren sich einfach, preisgünstig und kompakt aufbauen lässt. Eine Schaltung mit mehreren Drossel (c) wäre dabei aufwendiger. Mit einem Blick auf die Aufteilung der passiven Komponenten lässt sich erkennen, dass bei sehr niedrigen oder sehr hohen Frequenzen die Spannung nicht am Widerstand abfällt, anders als in den Fällen (a) und (b). Der mathematische Ausdruck der Impedanz Z_d wird umfangreicher. Hier werden nur die wichtigsten Zusammenhänge gezeigt.

Das Bild 6.3 zeigt das Impedanzdiagramm von \underline{Z}_d bei der Resonanzkreisfrequenz ω_0 und variablem R.

Die Größen C und a werden aus C_1 und C_2 bestimmt (6-6). Der Faktor a gibt eine Maße für das Verhältnis von C_1 zu C_2 .

$$\begin{aligned} C_1 &= aC \\ C_2 &= (1-a)C \\ 0 &< a < 1 \end{aligned} \quad (6-6)$$

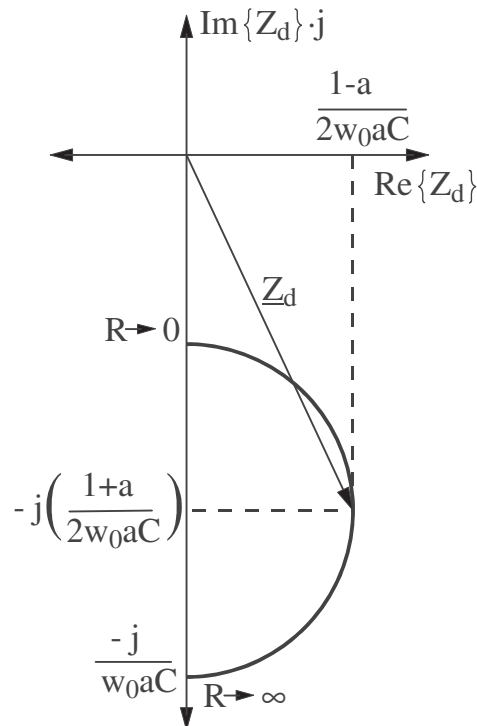


Bild 6.3 Impedanzdiagramm von \underline{Z}_d . $0 < R < \infty$. (Filter (d) aus Bild 6.1).

Das Widerstandsoptimum $R = R_{opt}$, um die höchste Resonanzdämpfung zu erzielen, wird in (6-7) formuliert. Hier gilt wieder, dass \underline{Z}_d den höchsten Realteil bei ω_0 aufweisen soll (Vektor \underline{Z}_d im Diagramm vom Bild 6.3).

$$R = R_{opt} = \frac{1}{(1-a)\omega_0 a C} \quad (6-7)$$

Der Dämpfungsfaktor bei $R = R_{opt}$ berechnet sich nach (6-8).

$$D = \frac{1}{2} \cdot \frac{1-a}{1+a} \quad (6-8)$$

Sowohl C_1 als auch C_2 bestimmen die Resonanzkreisfrequenz. Es wird eine neue äquivalente Ersatzkapazität " $C_{\ddot{a}q}$ " definiert, welche zusammen mit L die neue Resonanzkreisfrequenz liefert (6-9).

$$C_{\ddot{a}q} = \frac{2aC}{1+a}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{\ddot{a}q}}}$$
(6-9)

Wie aus (6-8) und (6-9) zu erkennen, bringt ein kleiner Wert für a (C_2 größer als C_1) etwas mehr Resonanzdämpfung und eine Verringerung von ω_0 . Bei noch größerer C_2 kann aber die Resonanzdämpfung nicht wesentlich verbessert werden, während der Aufwand für C_2 weiter steigt. Für ein gutes Gleichgewicht ist daher nur sinnvoll, ähnliche Werte für C_1 und C_2 zu verwenden. Das Beispiel $C_1 = C_2$ liefert aus (6-8) ein Dämpfungsfaktor $D = 0,1667$. In unserem Fall ist so eine kleine Dämpfung ausreichend, da in der Regel keine Spektralanteile in der Nähe der Resonanzfrequenz liegen. Dies ist ein weiterer Vorteil einer hohen Schaltfrequenz und der Verwendung eines Sinusfilters.

Für die Auslegung kann die Vorgehensweise vom Bild 6.4 verwendet werden. Für den gewünschten Dämpfungsgrad D , die gewünschte Impedanz Z_{Filter} des Filters (gewünschtes Verhältnis zwischen der Induktivität L und der Kapazität $C_{\ddot{a}q}$ des Filters) und die gewünschte Eckfrequenz f_0 können die Bauelemente des Filters berechnet werden. Alle Gleichungen sind oben vorhanden.

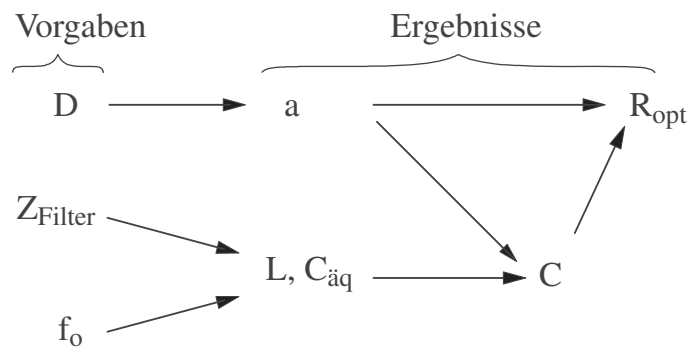


Bild 6.4 Auslegungsschritte eines Filters mit verlustarmer Resonanzdämpfung.

6.2 Motorfilter

6.2.1 Messung der Ausgangsspannung

Zwischen Wechselrichter und Motor wird ein Sinusfilter eingesetzt. Wie in den Abschnitten 2.4.1.3 und 2.4.2 erklärt, liegt die Eckfrequenz f_0 eines Sinusfilters zwischen Motorfrequenz f_m und Schaltfrequenz f_s des Stromrichters. Alle Spektralanteile ab f_0 werden gedämpft, womit nahezu sinusförmige Ausgangsspannungen zu erwarten sind. Die sinusförmigen Spannungsverläufe schonen die Motorisolierung, vermeiden Lagerströme und reduzieren elektromagnetische Störungen.

Für die Auslegung und Realisierung eines Filters ist es nützlich, die Spektralanteile und das Ersatzschaltbild in Gleichtakt (CM) und Gegentakt (DM) zu trennen. Ansonsten wäre eine sehr komplexe Analyse jeder einzelnen Phase nötig (siehe 2.1.2). Es werden getrennte CM- und DM-Filter ausgelegt, welche in der Realisierung wieder in einem gemeinsamen realen Filter zusammengefasst werden.

Das Bild 6.5 zeigt die Schaltung des Umrichters. Für die Motorseite kann der selbstgeführte Wechselrichter mit Spannungsquellen dargestellt werden (Bild 6.6), wobei für die Netzseite zusätzliche nichtlineare Bedingungen für den Stromfluss (z.B. Freilaufdioden) nötig sind. Die Spannungsquellen innerhalb jeder Halbbrücke erzeugen synchrone invertierte Spannungspulse. Die Y-Kondensatoren im Zwischenkreis werden als Bestandteil des Netzfilters betrachtet. Auf der Netzseite fließt der DM-Strom in einem beliebigen Zeitpunkt nur durch zwei Phasen. Die Impedanzen der zwei aktiven Phasen, des Zwischenkreises und eines etwaigen Netzfilters können wie im Bild 6.6 dargestellt werden.

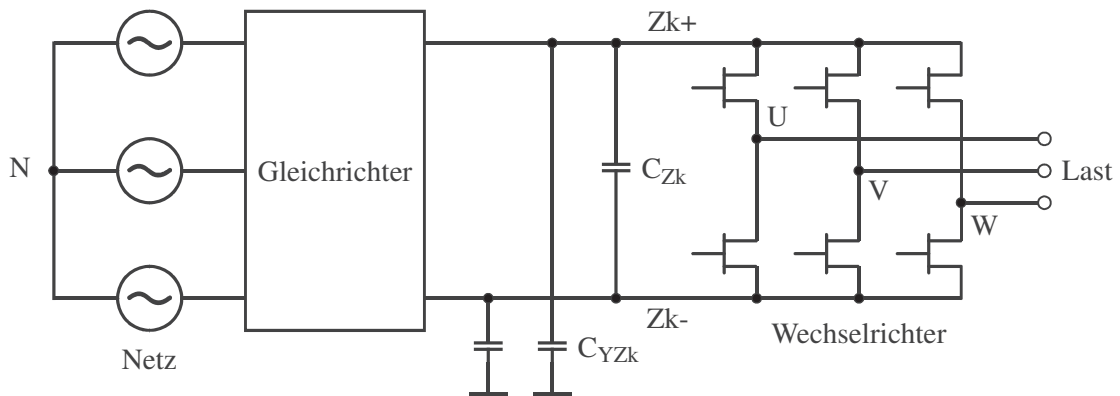


Bild 6.5 Umrichter

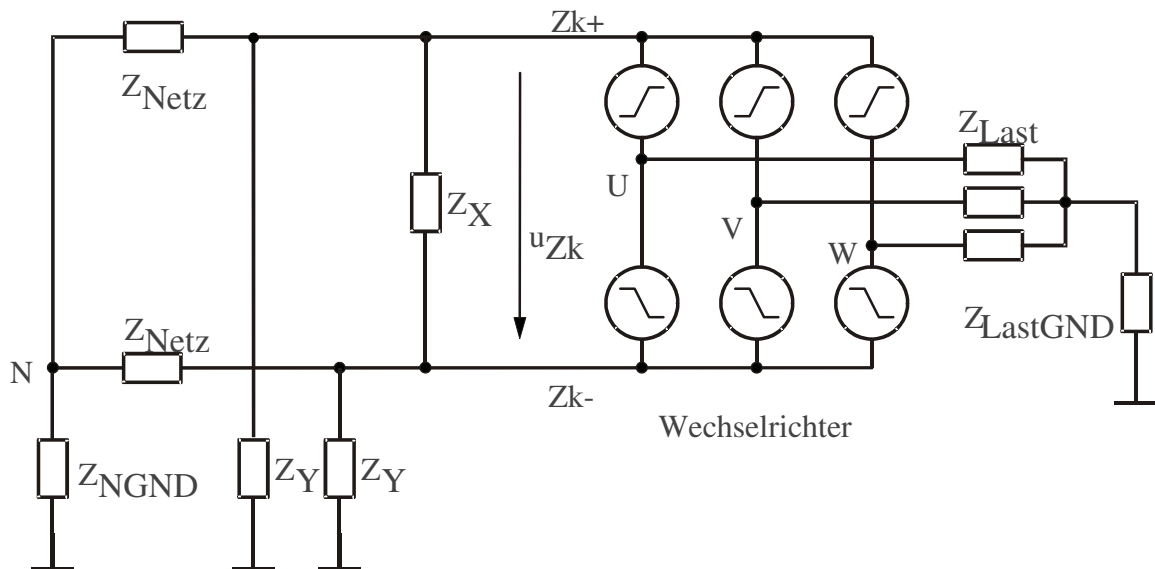


Bild 6.6 Ersatzschaltbild des Umrichters.

Berücksichtigt man eine Halbbrücke des Wechselrichters und nur die hochfrequenten Anteile (ab der Schaltfrequenz), kann das Ersatzschaltbild dieser Halbbrücke weiter vereinfacht werden, wie im Bild 6.7 grafisch dargestellt ist.

Die Spannungsquellen mit Anteilen lediglich von u_{Zk} , wie $u_{Zk}/2$ in (c) oder (e), enthalten nur Harmonische von 300 Hz. Sie werden gelöscht. Die Spannungen u_{U+} und u_{U-} unterscheiden sich um u_{Zk} (b). Die Spannungsquellen in (d) sind dann gleich und können durch eine einzelne Spannungsquelle ersetzt werden, wenn Spannungen und Ströme nur am Wechselrichterausgang zu untersuchen sind. Am Ende kann jede Halbbrücke durch eine Spannungsquelle ersetzt werden, die die Spannung des entsprechenden Wechselrichterausgangs gegenüber einer Zwischenkreisschiene enthält (f).

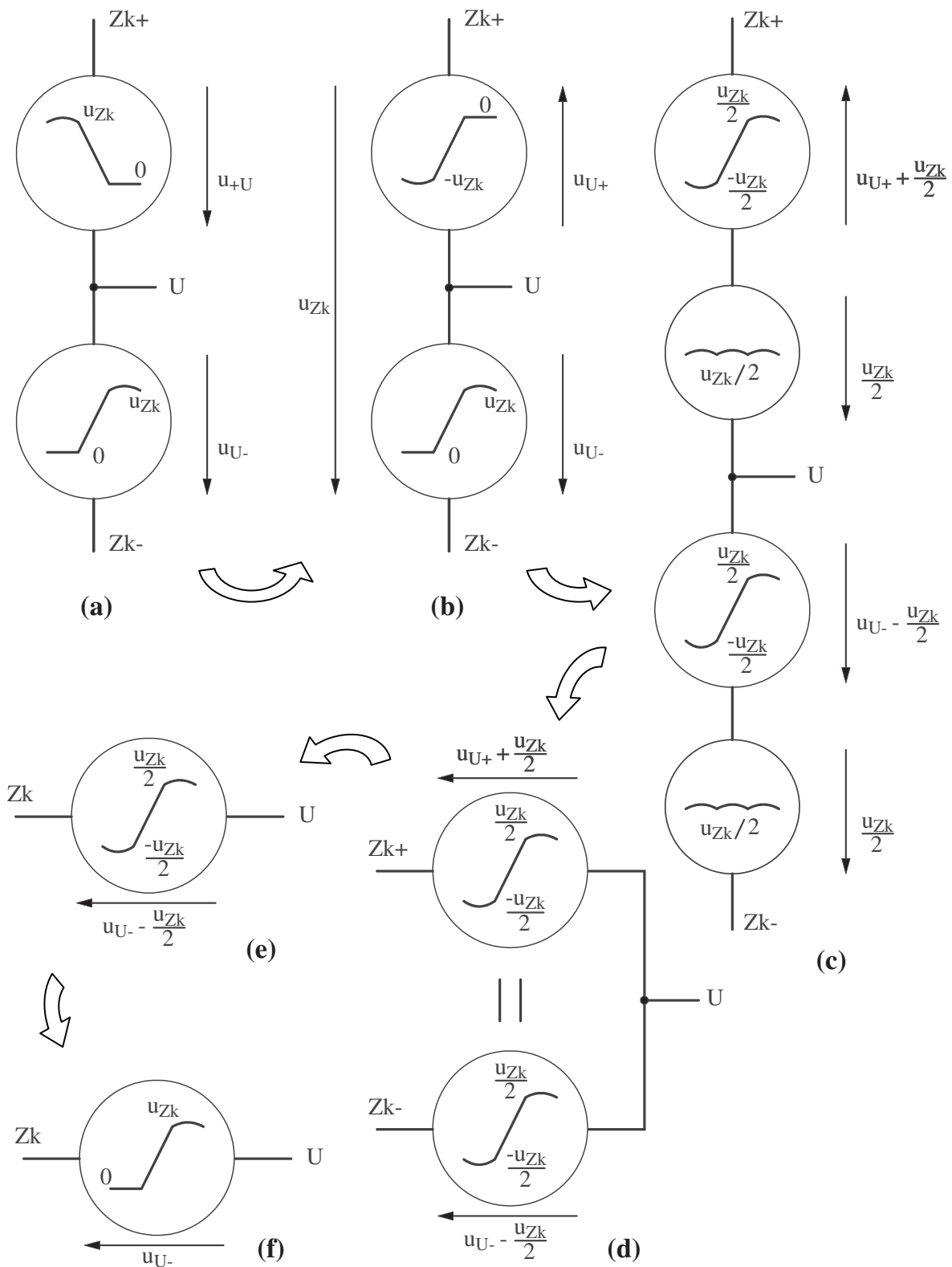


Bild 6.7 Reduktion des Ersatzschaltbildes einer Halbbrücke für Frequenzen ab f_s .

Das resultierende Ersatzschaltbild für die Untersuchung der Ausgangsspannungen des Wechselrichters ist im Bild 6.8 zu sehen.

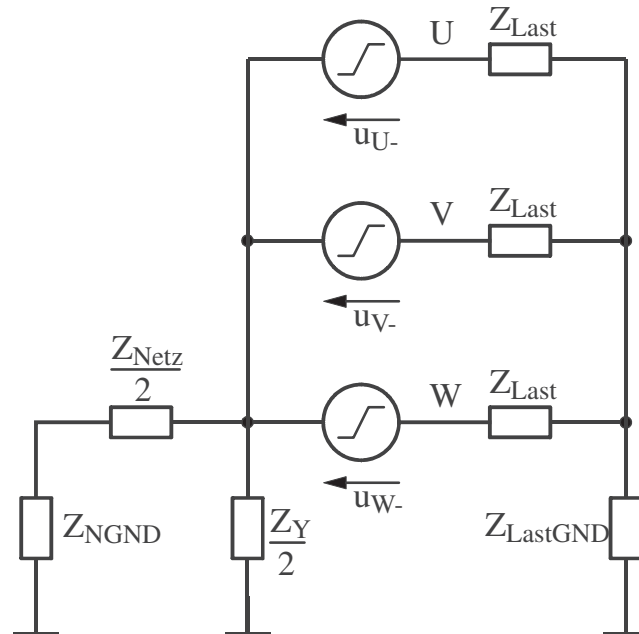


Bild 6.8 Gesamtes Ersatzschaltbild zur Untersuchung der Wechselrichter-Ausgangsspannungen.

Werden nur DM-Anteile in den Spannungsquellen berücksichtigt, kann das dreiphasige Modell (a) oder das äquivalente einphasige (b) vom Bild 6.9 verwendet werden.

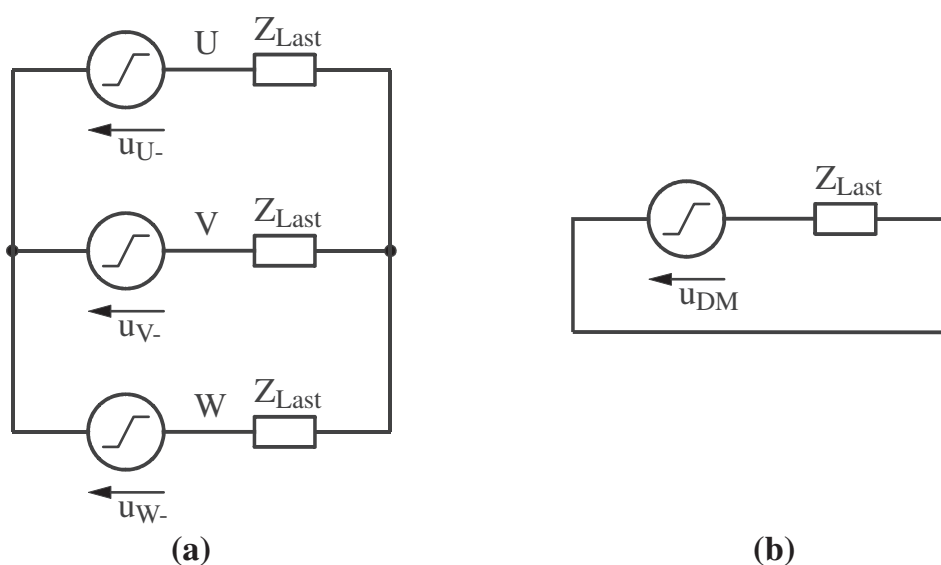


Bild 6.9 (a) dreiphasiges und (b) einphasiges Ersatzschaltbild für DM.

Das Modell für ausschließlich CM-Anteile zeigt das Bild 6.10. Die Common Mode Spannung u_{CM} kann aus (2-3) berechnet werden.

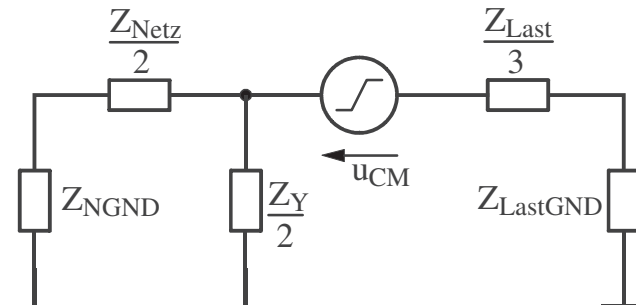


Bild 6.10 Ersatzschaltbild für CM.

Bei üblichen PWM-Arten, wie die hier eingesetzte Raumzeigermodulation, ist die Verteilung in DM und CM der Spektrallinien der Ausgangsspannungen bekannt. Eine Verifikation wird hier durch Messung einer Ausgangsspannung durchgeführt. Aus der obigen Synthese des Umrichters reicht es eine Ausgangsspannung gegenüber einer Zwischenkreisschiene zu messen, um die DM- und CM-Anteile zu ermitteln.

Die Verteilung und Höhe der Spektrallinien bis zur vierten Harmonische der Schaltfrequenz zeigen die Grafiken im Bild 6.11 ([Bra1] und eigene Simulationen). Analytisch werden die Amplituden der Harmonische und Seitenbänder durch Besselfunktionen beschrieben [Ste2]. Die Abszissen stellen den Modulationsgrad dar und die Ordinaten zeigen die relative Höhe der Amplituden der Spektrallinien. Wie leicht aus den Grafiken zu erkennen ist, trägt jede Spektrallinie entweder zu CM (gestrichelte Kennlinien) oder zu DM (Durchgezogenen Kennlinien) bei.

Unterschiedlich zur üblichen RZM ist hier die schwankende Zwischenkreisspannung. Sie wird im Ausgangsspannungssollwert kompensiert, was zu mit 300 Hz schwankenden Pulsbreiten führt. Dies erzeugt zusätzliche Seitenbänder kleiner Amplitude auf den Frequenzen:

$f_{uZk} ; f_{uZk} \pm f_m$ nur DM

$f_s \pm f_{uZk}$ nur CM

wobei

f_{uZk} Harmonische der Zwischenkreisspannung (300 Hz, 600 Hz, usw.)

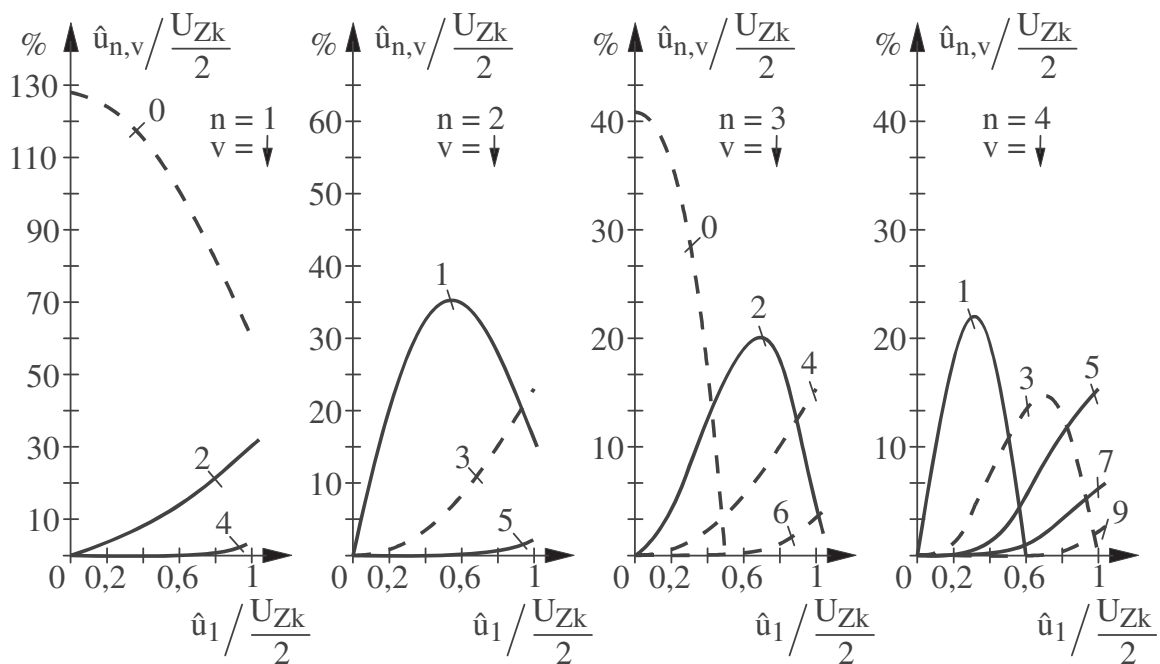


Bild 6.11 Verteilung und Höhe der Spektrallinien der Ausgangsspannung (z.B. u_U). Gestrichelt: CM. Durchgezogen: DM.

$\hat{u}_{n,v}$ Amplitude der Spannung mit Frequenz $n \cdot f_s \pm v \cdot f_m$.

\hat{u}_1 Amplitude der Grundschwingung.

f_s Schaltfrequenz.

f_m Elektrische Motorfrequenz.

U_{Zk} Konstanter Wert zur Darstellung der Zwischenkreisspannung (U_{Zk} ideell = 540 V).

Zur Überprüfung wird eine Ausgangsspannung des Wechselrichters gegenüber der Minus-Schiene gemessen. Die FFT-Funktion eines breitbandigen Oszilloskopes bei 1 M Punkte Speichertiefe und 100 ms Aufnahmezeit ermöglicht eine ausreichende Frequenzauflösung und eine Darstellung bis 5 MHz (Bilder 6.12 und 6.13). Die Messung erfolgt in dBm des Effektivwertes.

$$\begin{aligned} \frac{u_{eff}}{dBm} &= 10 \cdot \log \left(\frac{\frac{u_{eff}^2}{50 \Omega}}{1 mW} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{u_{eff}}{V} \right) + 13 \\ &= 20 \cdot \log \left(\frac{\hat{u}}{V} \right) + 10 \end{aligned} \quad (6-10)$$

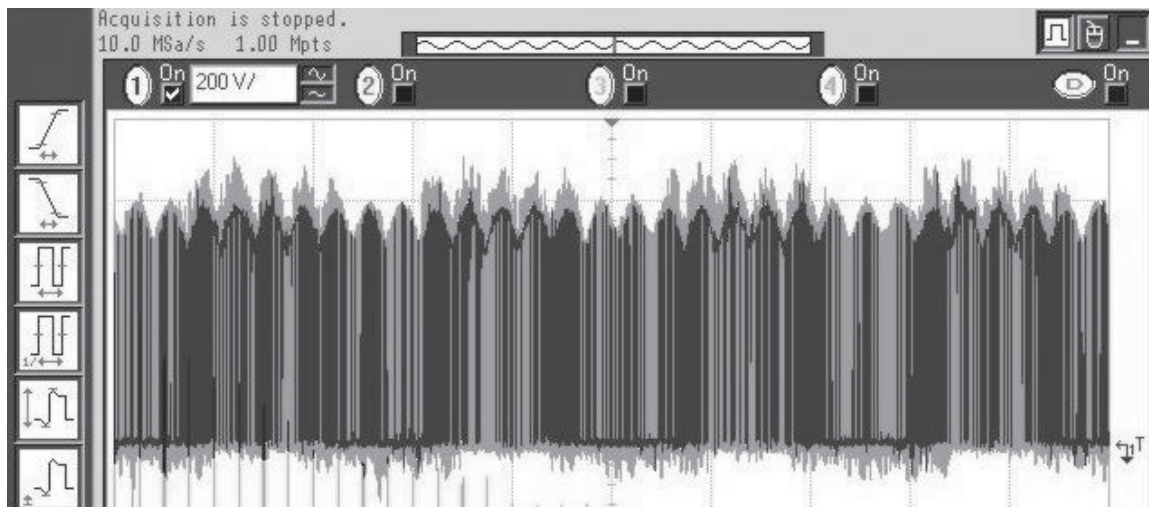


Bild 6.12 Zeitbereich-Messung einer Ausgangsspannung gegenüber Zk- (u_U).
 $M = 0,93$. 10 ms/div. 200 V/div.

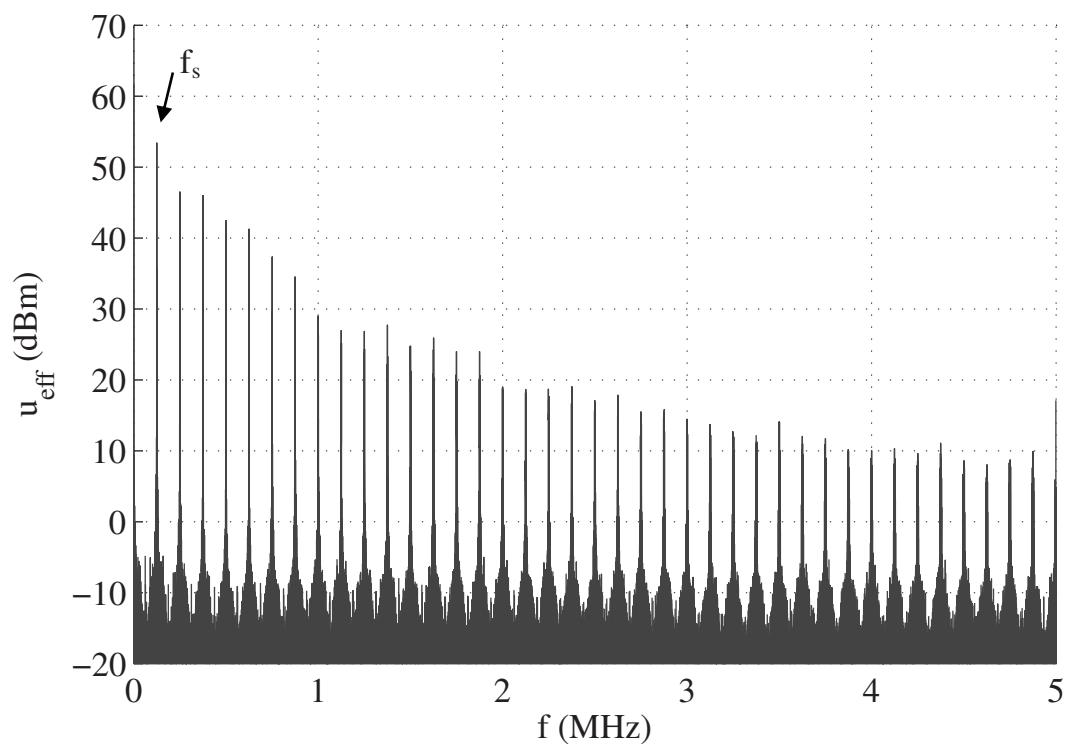
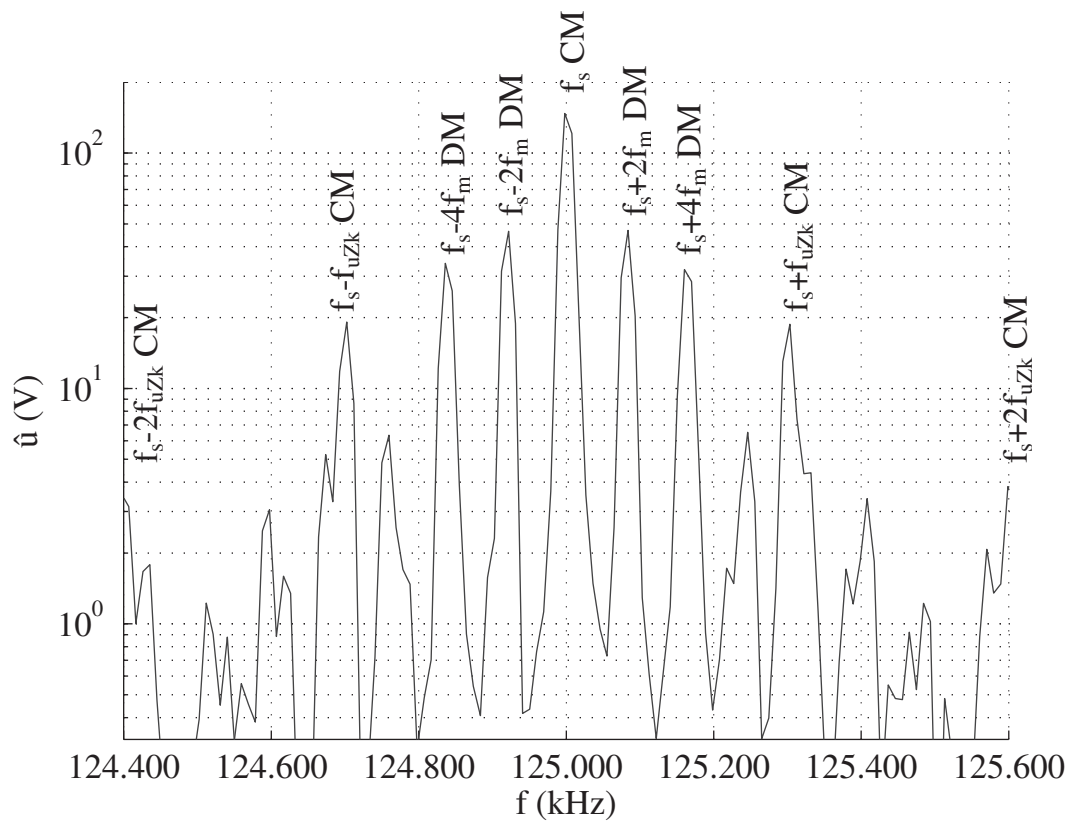
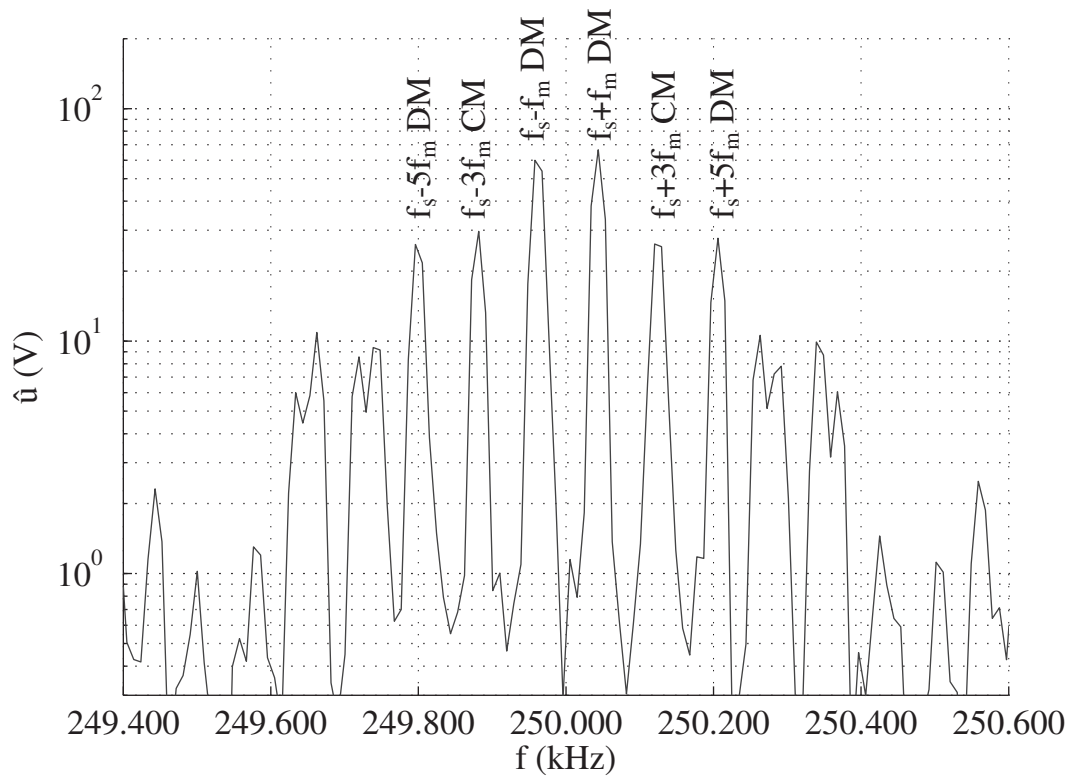


Bild 6.13 FFT-Messung einer Ausgangsspannung gegenüber Zk- (u_U).
 $M = 0,93$.

Bild 6.14 Spektralanteile von u_U um f_s . $M = 0,93$.Bild 6.15 Spektralanteile von u_U um $2f_s$. $M = 0,93$.

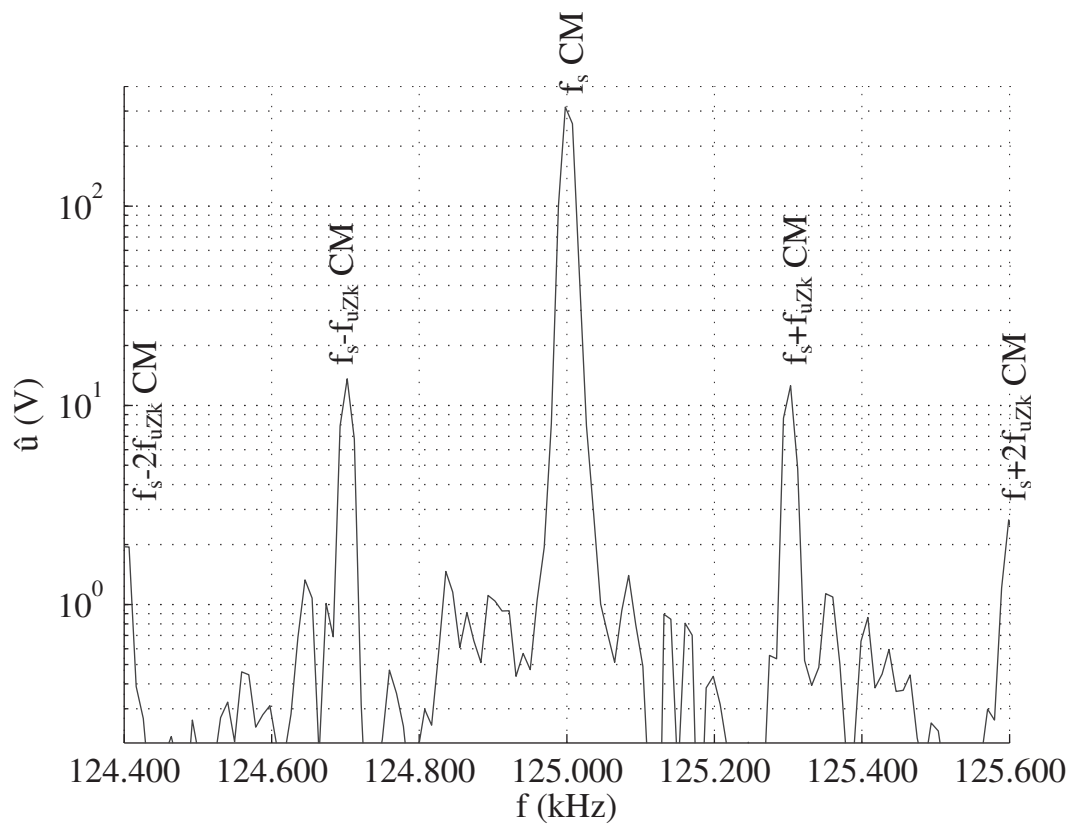


Bild 6.16 Spektralanteile von u_U um f_s . $M = 0,167$.

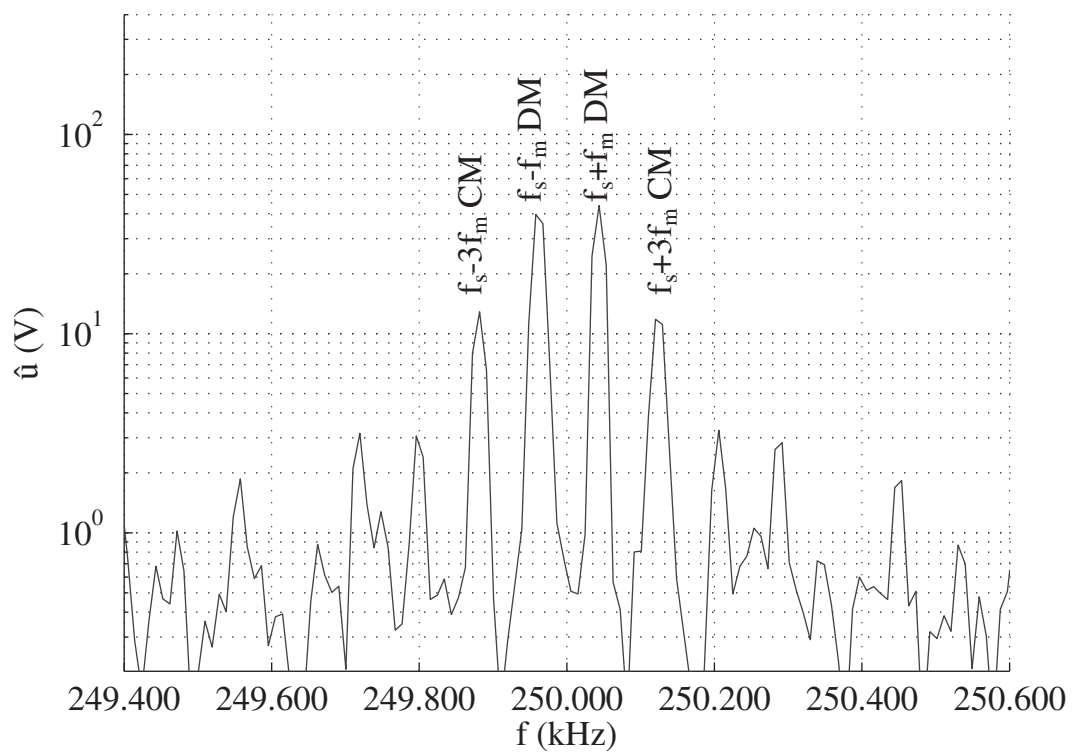


Bild 6.17 Spektralanteile von u_U um $2f_s$. $M = 0,167$.

Für die Auslegung der Filter sind die Harmonischen ab der Schaltfrequenz von Bedeutung. Eine vergrößerte Darstellung des Frequenzbereiches um f_s (Bild 6.14) und um $2f_s$ (Bild 6.15) zeigt die Höhe der Seitenbänder, jetzt auf Spannungsamplituden umgerechnet (6-10). $f_s = 125 \text{ kHz}$. $f_m = 40 \text{ Hz}$. Neben der Messung beim großen Modulationsgrad $M = 0,93$ ist die Messung für einen kleinen $M = 0,167$ in den Bildern 6.16 und 6.17 dargestellt.

Wie über der Messungen der Ausgangsspannung angezeigt wird, gehören die Spektralanteile (unabhängig von M) entweder zu DM oder zu CM. Das erleichtert die getrennte Auslegung von einem DM- und einem CM-Filter. Eine Messung der gesamten Ausgangsspannung bei verschiedenen Modulationsgraden reicht aus, um die Filter zu dimensionieren. Darüber hinaus ist der Einfluss der schwankenden u_{zk} auf das Spektrum vernachlässigbar, da immer mindestens eine der anderen CM-Spektrallinien höher liegt (Bilder 6.14 und 6.16).

6.2.2 Common Mode Filter

Auf der Motorseite liegen keine gesetzlichen Normen bezüglich der Qualität der Spannung vor. Infolgedessen kann hier eine beliebige Grenze für die Verzerrung von Spannungen oder Strömen ausgewählt werden.

Beim CM ist es sinnvoll, anstatt die CM-Spannung, den schädlichen CM-Motorstrom zu begrenzen. Die CM-Impedanzen des gesamten Systems (Bild 6.10) sind teilweise unbekannt und von der Platzierung oder Montage der Elemente abhängig. Eine Begrenzung der Amplitude jedes CM-Stromanteiles auf 100 mA ist ausreichend [Pie2].

Für die Auslegung eines Filters muss der ungünstigste Fall gesucht werden, d.h. die höchsten Harmonischen der Ausgangsspannung. Es muss aber beachtet werden, dass je niedriger die Frequenz ist, desto weniger Filterdämpfung zur Verfügung steht.

Der ungünstigster Fall ist für CM leicht zu finden: Der höchste Spektralanteil der CM-Spannung liegt auf f_s ($n = 1$; $v = 0$ im Bild 6.11). Er wird als einer der ersten Spektrallinien nach f_0 am wenigsten gedämpft. Der Modulationsgrad für den ungünstigsten Fall ist so klein wie möglich zu wählen (siehe Bilder 6.11 und 6.16).

In der implementierten RZM wurde eine so genannte "Mindestzeit" (Bild 5.15) eingeführt. Sie gewährleistet, dass sehr kleine Pulsbreiten nicht vorkommen, da diese nur Schaltverluste verursachen. Wenn der Raumzeiger eine sehr kleine Amplitude hat, wird er dem Nullzeiger gleichgesetzt.

Darüber hinaus wird das ständige Umschalten zwischen den Schalterstellungen Z7 und Z8 (siehe Raumzeigerdiagramm im Bild 5.14) beim Nullzeiger vermieden, um Schaltverluste und CM-Spannung zu verringern. Aus diesem Grund liefert die Spannungsmessung bei $M = 0$ nicht mehr den höchsten CM-Anteil und stimmt mit der theoretischen Analyse des Bildes 6.11 nicht überein. Ein Modulationsgrad von $M = 0,0926$ (Pulsbreiten nicht mehr durch die "Mindestzeit" modifiziert) entspricht dagegen den realen ungünstigsten Fall mit der höchsten CM-Spannung ($\hat{u}_{CM\ n=1;v=0} = 319\text{ V}$). Das Bild 6.18 zeigt das Ausgangsspektrum.

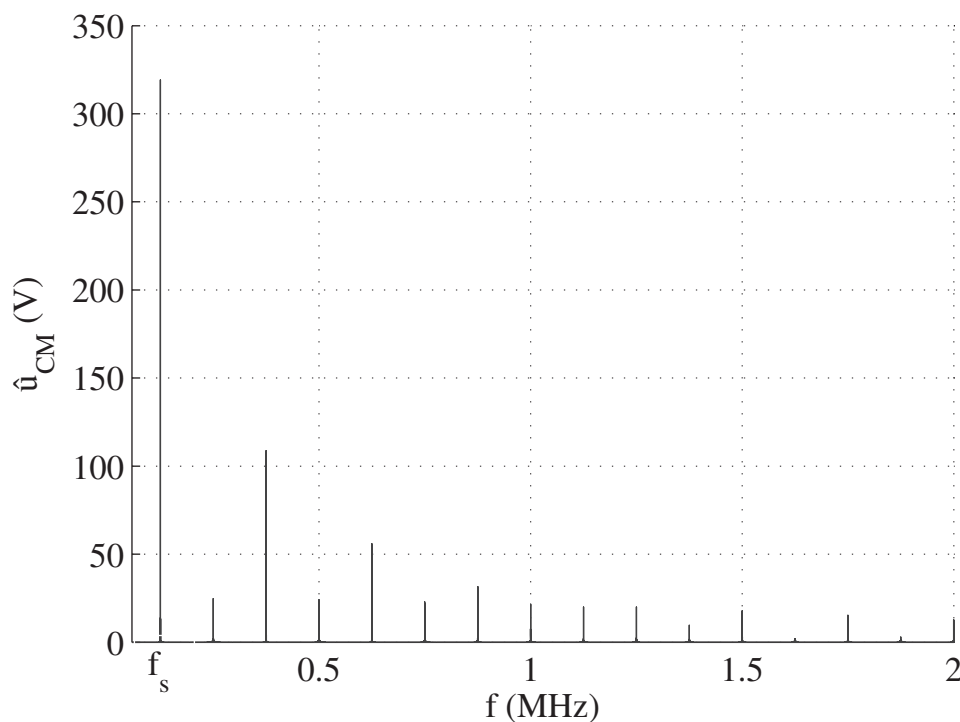


Bild 6.18 Gemessene CM-Spektralanteile von u_{U-} . $M = 0,0926$. Ungünstigster Fall.

Der Wechselrichter agiert als Spannungsquelle. Um den CM-Strom zu ermitteln, muss die Übertragungsfunktion $i_{CM\ \text{Kabel+Motor}}(s) / u_{CM}(s)$ bekannt sein. Sie entspricht der inversen Gleichtaktimpedanz $Z_{CM\ \text{Kabel+Motor}}^{-1}(s)$ zwischen Wechselrichterausgang und Zwischenkreis. $Z_{CM\ \text{Kabel+Motor}}$ besteht hauptsächlich aus der Gleichtaktimpedanz des Motors, jedoch kann die parallel zur großen Motor-Gleichtaktimpedanz liegende Kabelimpedanz nicht vernachlässigt werden (Bild 6.19).

Die Impedanz $Z_Y/2$ (Bild 6.10) der Folienkondensatoren zwischen Zwischenkreisschienen und Masse (Teil des Netzfilters) hat ein gutes Hochfrequenzverhalten und ist so niedrig, dass sie einem Kurzschluss gleichgesetzt werden kann.

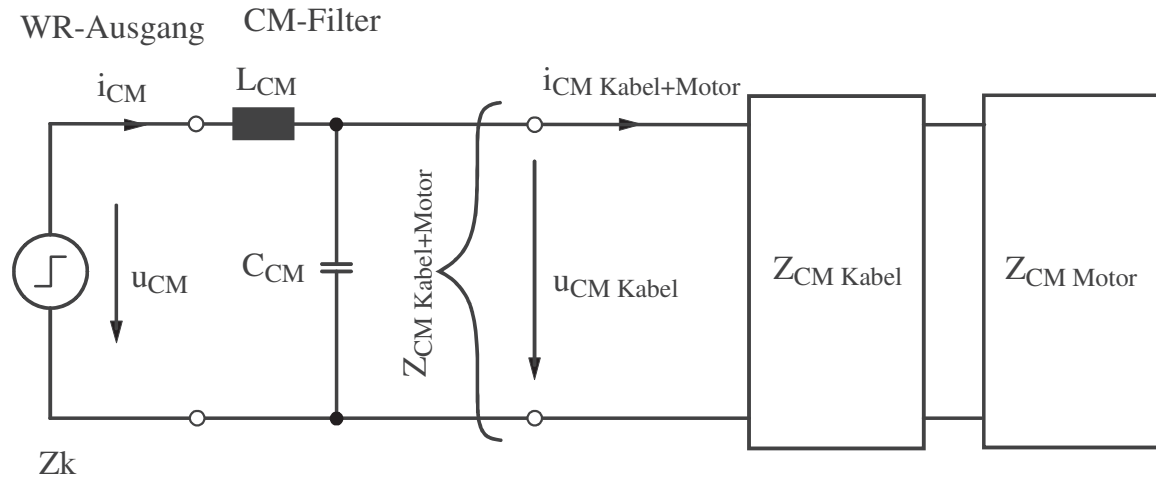


Bild 6.19 Diagramm der Gleichtaktimpedanzen auf der Motorseite.

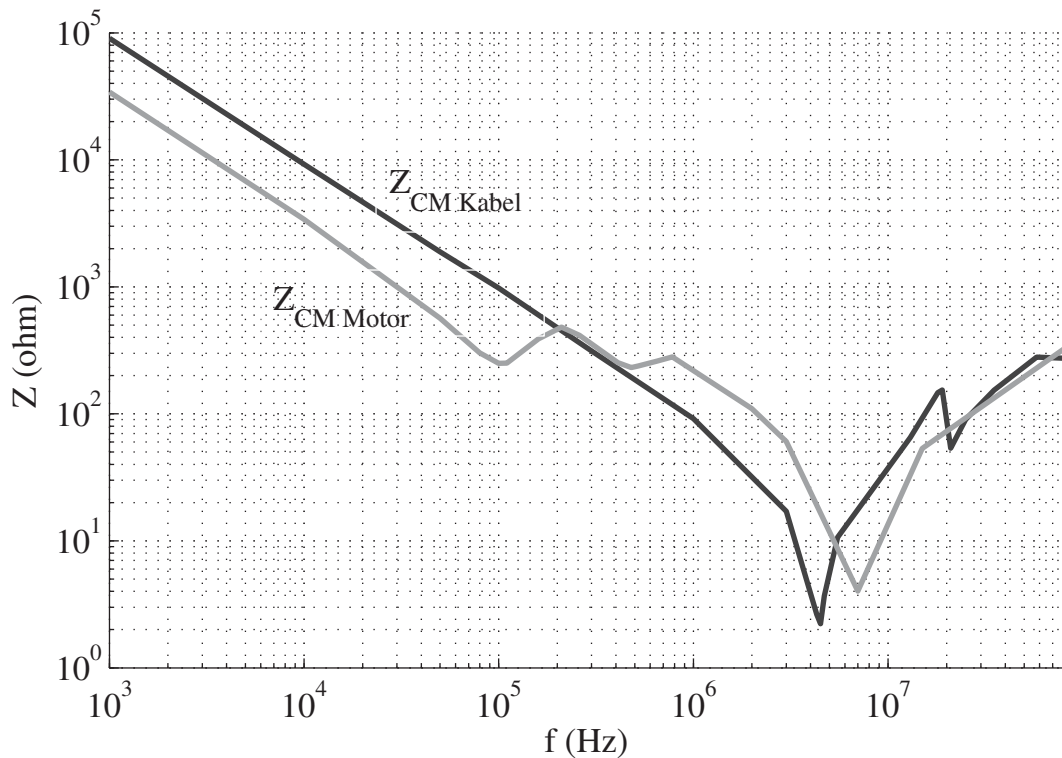


Bild 6.20 Gemessene Gleichtaktimpedanzen des Motors $Z_{CM \text{ Motor}}$ und des Motorkabels $Z_{CM \text{ Kabel}}$.

Die Gleichtaktimpedanzen werden durch Koppelkapazitäten zwischen Motorwicklungen und Masse, bzw. Innenleiter und Schirmung des Motorkabels bestimmt. Sie sind nur mit Hilfe von Messungen zuverlässig abzubilden. Die Gleichtaktimpedanzen von Motor $Z_{CM\ Motor}$ und Motorkabel $Z_{CM\ Kabel}$ wurden getrennt an ihren Eingängen gemessen und sind im Bild 6.20 zu sehen. Wie aus der Grafik zu erkennen, hat die Impedanz des Motorkabels ab 200 kHz einen erheblichen Einfluss.

Für die Filterauslegung müssen die Gleichtaktimpedanzen von Motor und Kabel ins Filtermodell einbezogen werden. Dafür ist ein Modell dieser Impedanzen notwendig. Aus den gemessenen Übertragungen und Resonanzfrequenzen können Ersatzschaltbilder (ESB) erstellt werden.

Die Kabelimpedanz $Z_{CM\ Kabel}$ hat nur eine maßgebliche Resonanzfrequenz, womit ein RLC Glied als Ersatzschaltbild ausreicht (Bild 6.21).

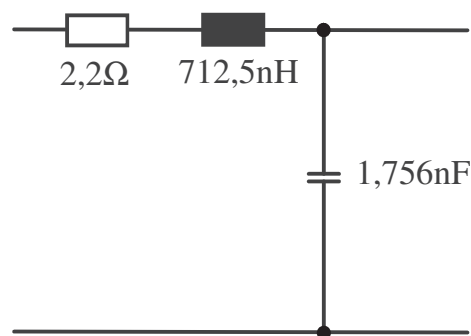


Bild 6.21 Ersatzschaltbild des Motorkabels.

Es gibt eine gute Übereinstimmung zwischen Ersatzschaltbildsimulation und Messung (Bild 6.22).

Die Motorimpedanz $Z_{CM\ Motor}$ weist drei Minima auf. Die ersten zwei (105 kHz und 480 kHz) können durch gedämpfte Resonanzen repräsentiert werden, die dritte (7 MHz) ist wenig gedämpft. Als ESB kann eine Kette von drei RLC-Glieder verwendet werden (Bild 6.23). Das Glied an der Wechselrichterseite ruft die höchste Resonanzfrequenz hervor (Res 3). Die anderen hinteren Glieder bilden die Übertragungsfunktion an der Stelle der gedämpften Resonanzen ab (Res 1 und 2). Das Bild 6.24 zeigt den Vergleich der Messung zur Simulation.

Die gemessenen gedämpften Resonanzfrequenzen sind üblich in der Gleichtaktimpedanz von Asynchronmaschinen [Web1].

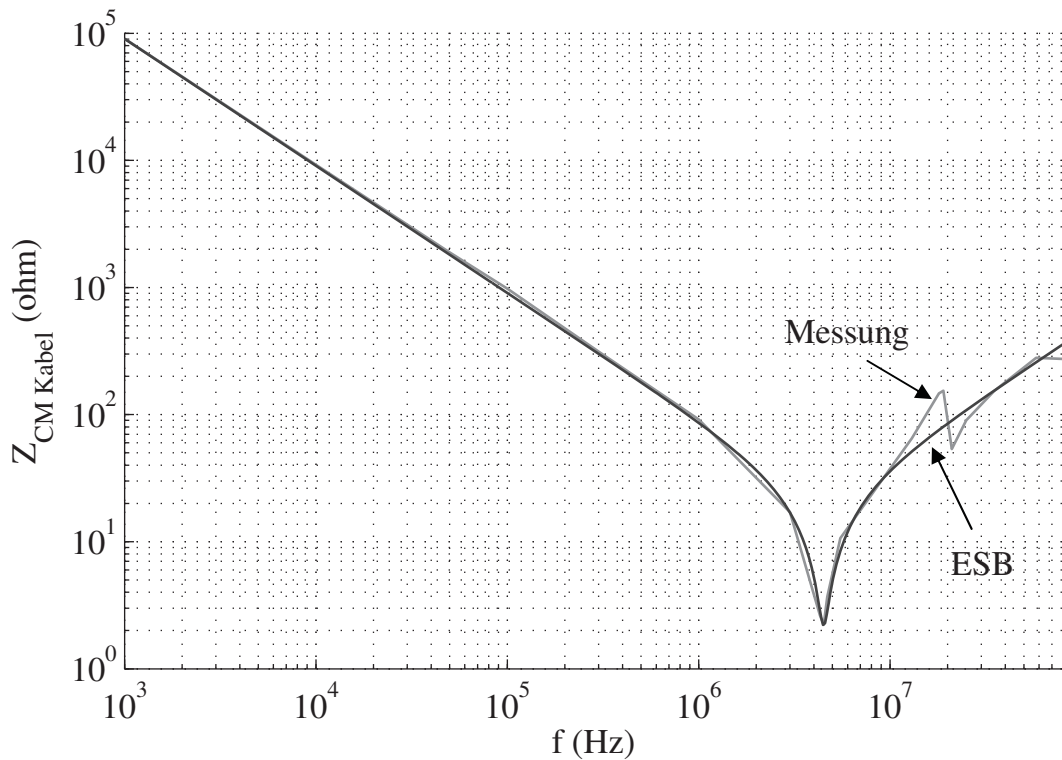


Bild 6.22 Gemessene und simulierte Impedanz des Motorkabels.

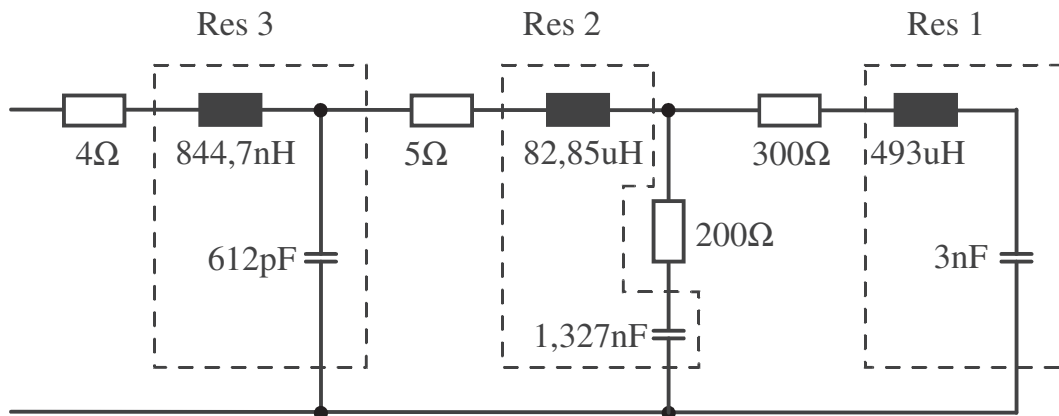


Bild 6.23 Ersatzschaltbild des Motors.

Die gesamte Übertragungsfunktion mit Kabel- und Motorgleichtaktimpedanz ist aufgrund der höheren Ordnung schwierig direkt abzubilden. Ein Anschluss der zwei vorher ermittelten Ersatzschaltbilder ergibt die gesamte angenäherte Gleichtaktimpedanz vom Motor mit Kabel im Bild 6.25. Für die Simulationen der Modelle wurde die Software Simplorer verwendet.

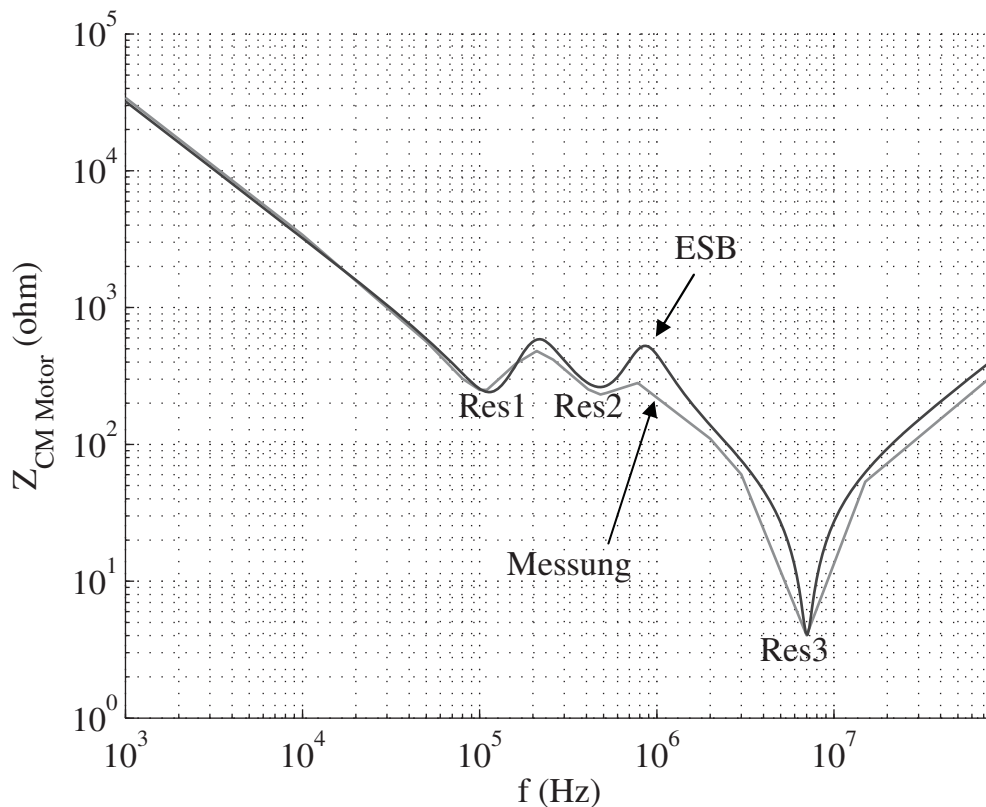


Bild 6.24 Gemessene und simulierte Impedanz des Motors.

Zur Auslegung des CM-Filters wird die oben genannte Grenze von 100 mA auf die Amplitude jeder CM-Stromanteil gesetzt.

Das Filter wird so ausgelegt, dass bereits der CM-Strom $i_{CM \text{ Kabel+Motor}}$ durch das Motorkabel begrenzt wird. Der CM-Motorstrom ist dann noch geringer.

Die zu dämpfende Übertragungsfunktion ist $i_{CM \text{ Kabel+Motor}}(s) / u_{CM}(s)$ (Bild 6.19). Für eine Filterung des Stromes aus einer Spannungsquelle würde zunächst eine Längsinduktivität, wie L_{CM} , ausreichend sein. Ein Sinusfilter erfordert aber sinusförmige Ausgangsspannungen, und deswegen soll nicht nur bei DM, sondern auch bei CM eine angemessen kleine Verzerrungsspannung gewährleistet werden. Darüber hinaus würde ohne eine Filterkapazität die Resonanzfrequenz des Gesamtsystems abhängig von der Last sein und über f_s liegen, mit schweren Folgen. Aus diesen Gründen wird neben der Filterinduktivität L_{CM} eine Filterkapazität C_{CM} vorgesehen.

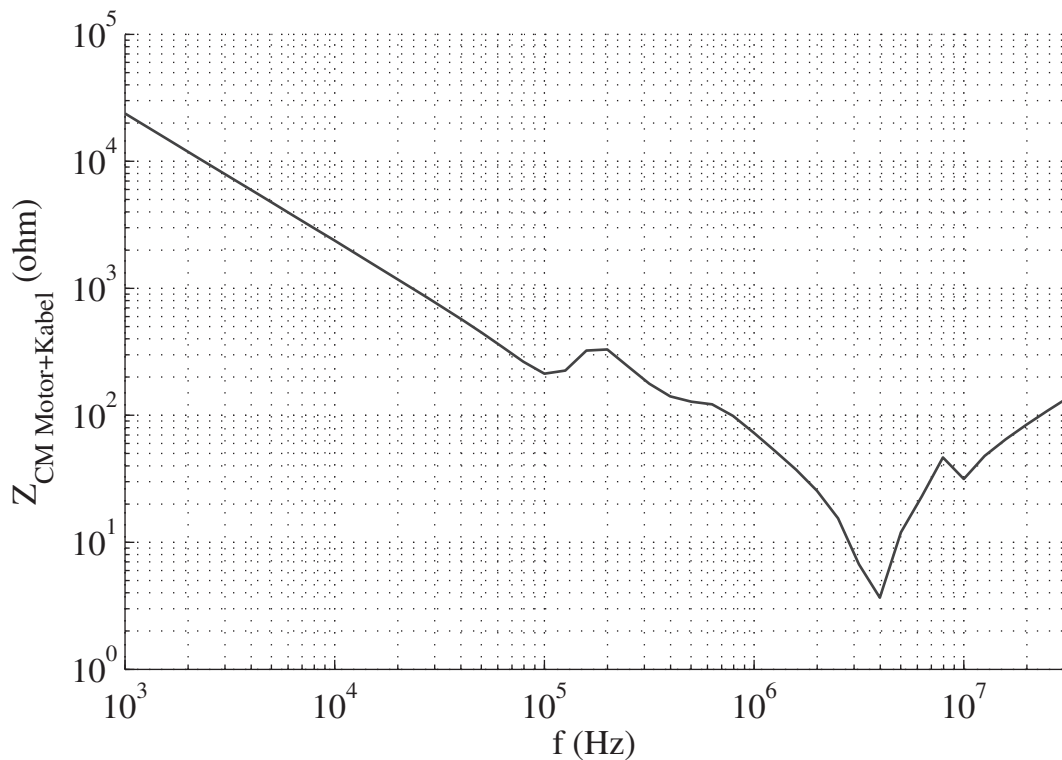


Bild 6.25 Gleichtaktimpedanz des Motors mit Kabel.

Die Grenze des CM-Stromes legt L_{CM} fest. Anfänglich kann berücksichtigt werden, dass keine C_{CM} vorhanden ist und an L_{CM} die volle CM-Spannung liegt. Im ungünstigsten Fall ergibt sich dann ein Wert von 4 mH zur Einhaltung der Stromgrenze. In der Tat liegt aber eine niedrigere Spannung an und vor allem fließt ein großer Teil des Stromes durch C_{CM} in die Quelle zurück. Aus der Übertragungskennlinie $i_{CM \text{ Kabel+Motor}}(s) / u_{CM}(s)$ im Bild 6.26 wird der höchste CM-Anteil (f_s) im ungünstigsten Fall mit einem Faktor $184 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$ gefiltert, was einen $\hat{i}_{CM \text{ Kabel+Motor}}(f_s)$ von 58,7 mA ergibt. Dies bei der tatsächlich eingesetzten Induktivität L_{CM} von nur 3,2 mH.

Nach L_{CM} kann die Kapazität C_{CM} ausgelegt werden. Die Wirkung von größeren Kapazitäten C_{CM} auf den CM-Strom ab f_s ist vernachlässigbar, wie das Bild 6.26 mit gestrichelten Kennlinien zeigt. Im niederfrequenten Bereich ist, wegen der Abwesenheit von Gleichtaktanregungen, mit keinen CM-Strömen zu rechnen. Die Dämpfung der Spannung $u_{CM \text{ Kabel}}$ ab f_s ist jedoch von der Kapazität C_{CM} abhängig. Mit dem ausgewählten C_{CM} von 11,2 nF erreicht man einen Faktor von $40,5 \cdot 10^{-3}$ auf der CM-Spannung in f_s . Im ungünstigsten Fall ($\hat{u}_{CM \text{ n=1;v=0}} = 319 \text{ V}$) ist $\hat{u}_{CM \text{ Kabel}} = 12,9 \text{ V}$. Zudem kommt der ungünstigste Fall in der Praxis kaum vor, da der Motor in stationärem Zustand mit hohen Modulationsgraden betrieben wird.

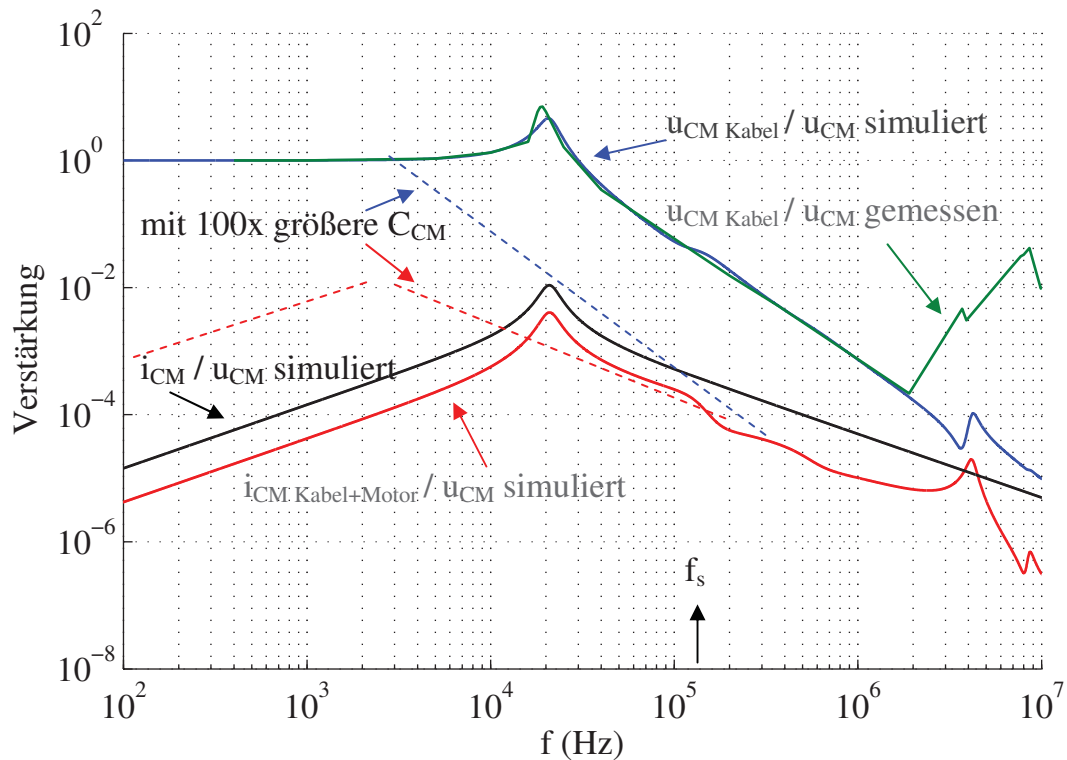


Bild 6.26 Übertragungskennlinien des endgültigen Gleichtaktsystems mit Filter, Kabel und Motor.

Die Spannungen der Zwischenkreisschienen gegenüber Masse (Gehäuse) schwanken mit 300 Hz. Betrachtet man nur die hohen Frequenzen ab f_s , liegen sie aufgrund der Kapazitäten C_{YZk} (Bild 6.5) auf dem gleichen Potential. Damit der CM-Strom wieder in die Spannungsquelle (Wechselrichter) gelangt, werden Filterkondensatoren sowohl direkt zu den Zwischenkreisschienen (C_{YZk+} und C_{YZk-}), als auch zum Gehäuse (C_{YGND}) geschaltet. Durch das Gehäuse hat der hochfrequente Strom einen besseren Pfad. Hier werden auch noch Durchführungskondensatoren (C_{YGNDd}) zwischen Leiter und Gehäuse eingesetzt, um dem Filterstrom einen guten Pfad im Frequenzbereich bis zu Hunderten von MHz zu bieten, was wichtig für die Verringerung der elektromagnetischen Strahlung aus dem Motorkabel ist. Das Schaltbild des CM-Motorfilters ist im Bild 6.27, und als Teil des gesamten Motorfilters im Bild 6.28 zu sehen.

Im Gleichtaktsystem werden die in Stern geschalteten Elemente als parallel betrachtet, daraus ergeben sich die dreifache Kapazität und das Drittel des Widerstandes.

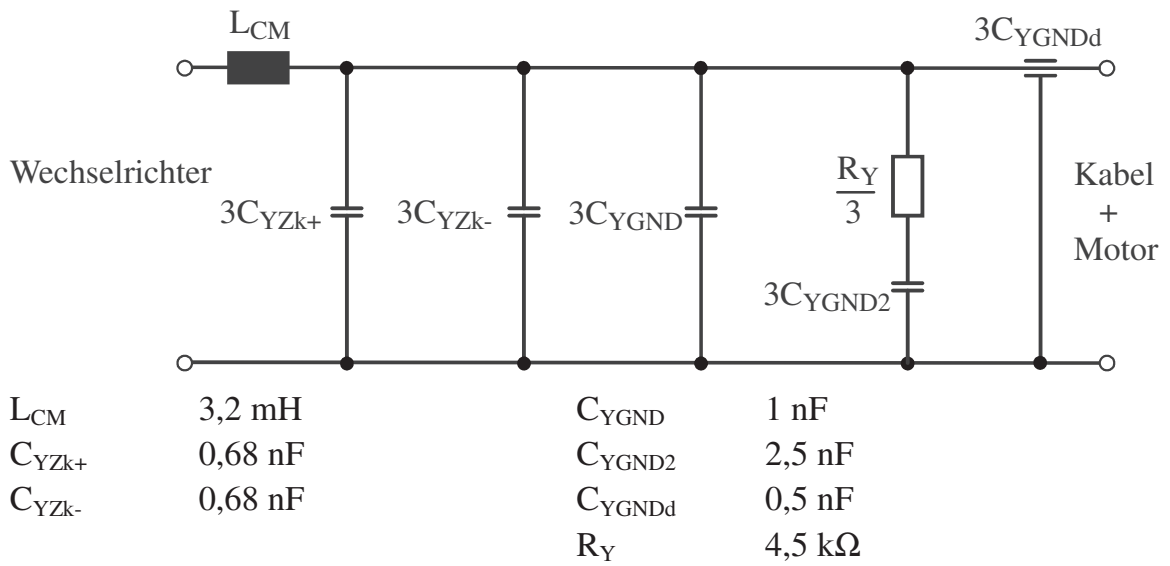


Bild 6.27 Schaltbild des CM-Motorfilters.

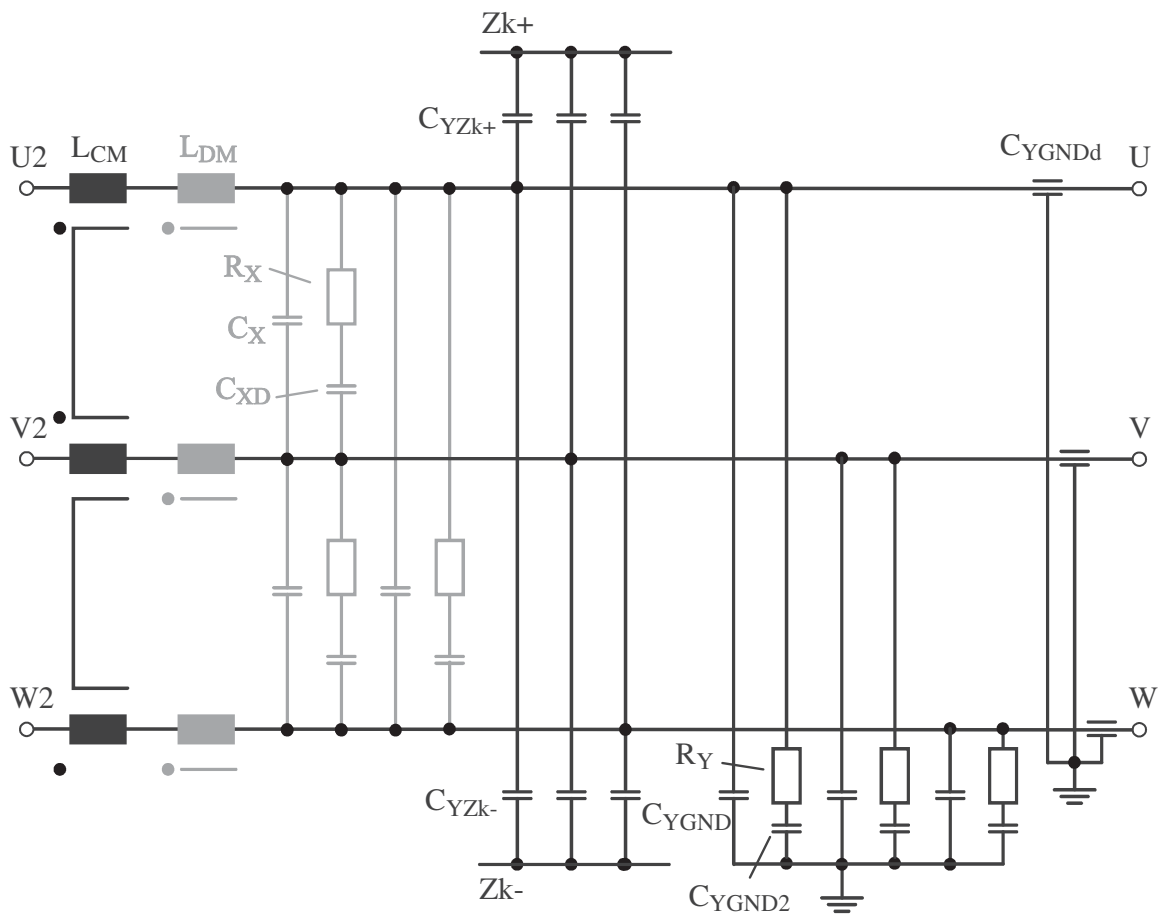


Bild 6.28 Dreiphasiges Schaltbild des gesamten Motorfilters. Grau hinterlegt: Teile ohne Wirkung auf CM.

Wie im Bild 6.26 zu erkennen, ist die Hauptresonanz der Übertragungskennlinien bereits bedämpft. Die Auslegung der Resonanzdämpfung erfolgte laut Abschnitt 6.1.2. Aus den ausgewählten Kondensatoren resultieren ähnliche Werte für C_1 und C_2 (6-11), womit ein akzeptabler Dämpfungsfaktor erreicht wird. Er ist jedoch etwas kleiner als der optimale Wert, da aufgrund von Verlustleistungsreduzierung der verwendete Dämpfungswiderstand R_Y etwas höher gesetzt wird (die Formel (6-8) ist nicht mehr gültig).

$$\begin{aligned} C_1 &= 3C_{YZk+} + 3C_{YZk-} + 3C_{YGND} + 3C_{YGNDd} \\ &= 4,08nF + 3nF + 1,5nF = 8,58nF \end{aligned}$$

$$C_2 = 3C_{YGND2} = 7,5nF$$

$$C = C_1 + C_2 = 16,08nF \quad (6-11)$$

$$a = \frac{C_1}{C} = 0,534$$

$$C_{\ddot{a}q} = \frac{2Ca}{1+a} = 11,19nF$$

Aufgrund der Lastimpedanz liegt die tatsächliche Resonanzfrequenz $f_{\text{res}} = 21 \text{ kHz}$ unter der Filtereckfrequenz f_0 (6-12).

$$\begin{aligned} L_{CM} &= 3,2mH; \quad C_{CM} = C_{\ddot{a}q} = 11,19nF \\ f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} = 37,6kHz \end{aligned} \quad (6-12)$$

6.2.3 Differential Mode Filter

Die Oberschwingungen der Ausgangsspannungen sollen begrenzt werden, um etwa sinusförmige Motorspannungen zu bekommen. Die Grenze soll im Verhältnis zum Grundschwingungsanteil stehen, jedoch nicht unter einer zu niedrigen Spannung liegen (z. B. 1 V), da die Einhaltung der Norm nicht mehr realisierbar wird.

Es wird eine Grenze für die Amplitude jedes DM-Motorspannungsanteiles $\hat{u}_{n,v}$ ausgewählt, die nur eine Verzerrung von 1 % der motorfrequenten Spannung \hat{u}_1 zulässt. Es wird jedoch eine Verzerrungsamplitude bis 1 V zugelassen (6-13). Die Spannungsgrenze kann grafisch als eine Fläche dargestellt werden, wie in den Bildern 6.29, 6.30 und 6.31 zu sehen.

$$\hat{u}_{n,v} \leq \frac{\hat{u}_1}{100V} \quad \text{bei } \hat{u}_1 > 100V; \quad \hat{u}_{n,v} = 1V \quad \text{bei } \hat{u}_1 \leq 100V \quad (6-13)$$

Das DM-Ausgangsspektrum wurde bei verschiedenen Amplituden der Grundschwingung (\sim Modulationsgraden) gemessen. Analog zur DM-Messung wird hier u_U gemessen. Sie entspricht u_{DM} des Ersatzschaltbildes im Bild 6.9-b. Mit Hilfe von MATLAB werden die mitgemessenen CM-Anteile beseitigt. Das Ergebnis der Messung ist im Bild 6.29 zu sehen.

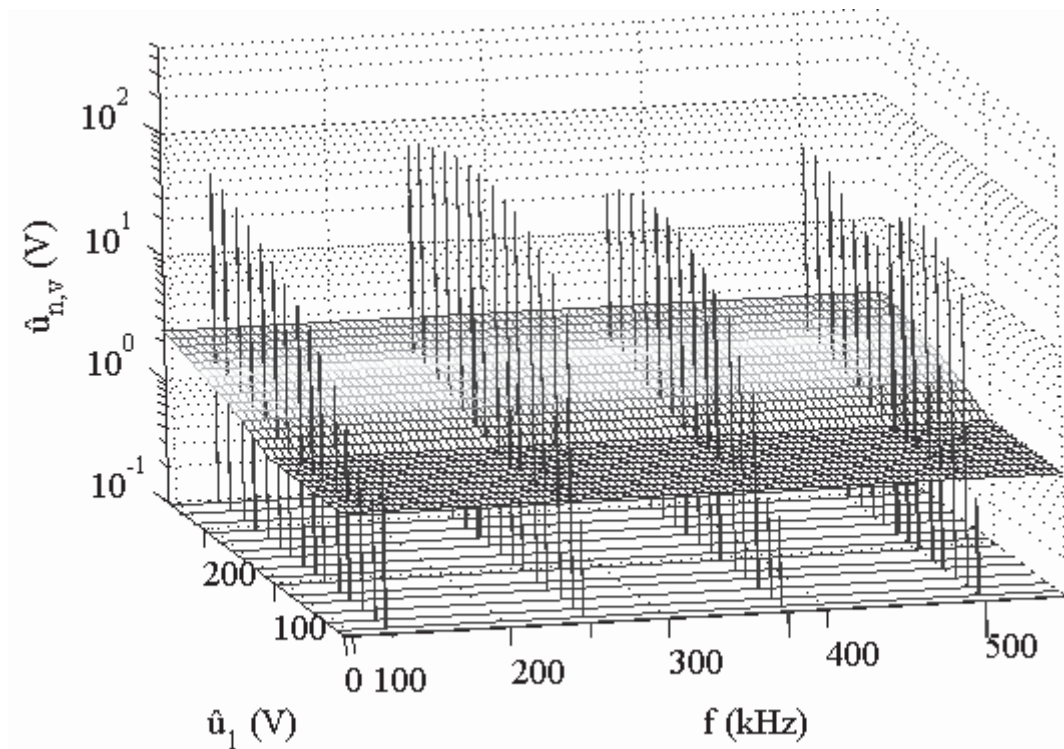


Bild 6.29 Gemessenes Spektrum der DM-Ausgangsspannung ohne Motorfilter. Fläche: Gewünschte Grenze.

Aufgrund der Frequenzskalierung werden die Seitenbänder um jede Harmonische der Schaltfrequenz in eine Spektrallinie zusammengefasst, welche automatisch den Wert der höchsten Amplitude übernimmt.

Eine Übereinstimmung der Messung im Bild 6.29 mit der Theorie im Bild 6.11 ist leicht sichtbar.

Die höchsten Spannungsanteile befinden sich um $2f_s$, jedoch werden diese durch das Filter stärker bedämpft als die Anteile um f_s . Mit der Programmierung einer MATLAB-Funktion kann die nötige Filtereckfrequenz f_0 zur Einhaltung der Verzerrungsgrenzen bei allen Modulationsgraden ermittelt werden (automatisierte Suche des ungünstigsten Falles). Bei einem LC-Filter (Dämpfung 40 dB/dec) resultiert eine nötige Eckfrequenz $f_0 = 18,97$ kHz, damit die Grenzen mit einem Sicherheitsabstand von 5 dBV eingehalten werden (6-14). Die Grafiken in den Bildern 6.30 (logarithmisch) und 6.31 (linear) zeigen der Effekt eines solchen Filters ($f_0 = 19$ kHz) auf die Oberschwingungen.

$$\frac{u}{dBV} = 20 \log \left(\frac{u}{V} \right) \quad (6-14)$$

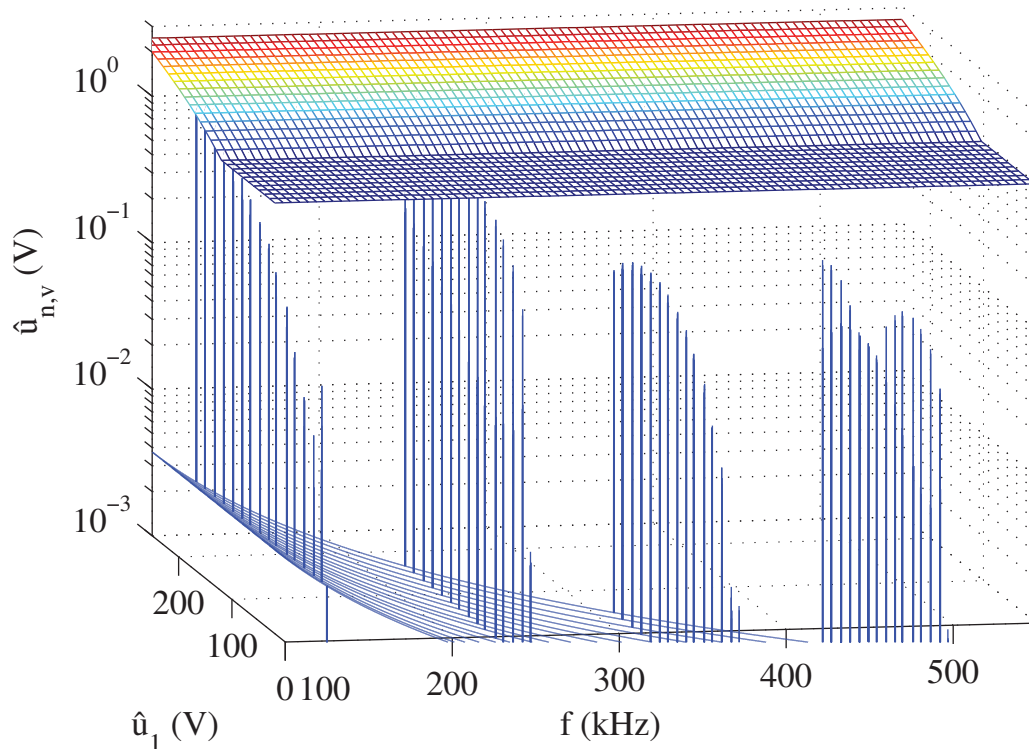


Bild 6.30 Gefilterte DM-Ausgangsspannung. Filter LC (40 dB/dec). $f_0 = 19$ kHz. Logarithmische Darstellung.

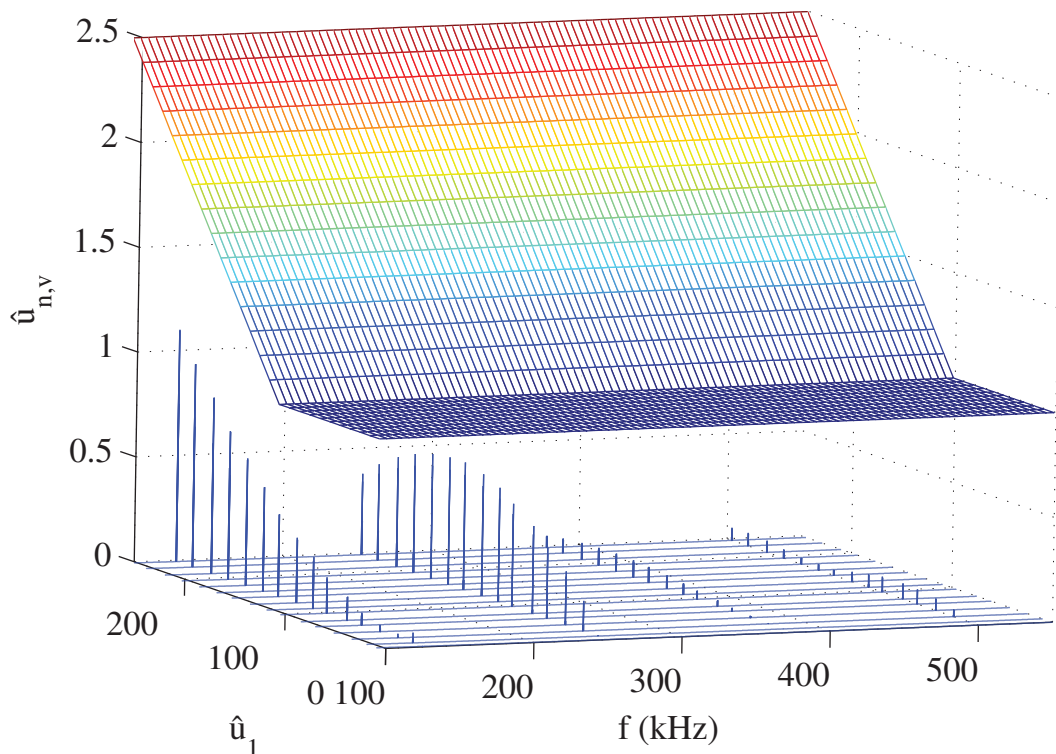


Bild 6.31 Gefilterte DM-Ausgangsspannung. Filter LC (40 dB/dec).
 $f_0 = 19$ kHz. Lineare Darstellung.

Anders als das CM-Modell hat der Motor im DM nur induktives Verhalten. Es kann das bekannte T-Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine als erste Annäherung verwendet werden (Bild 6.32), wobei für den interessanten Bereich ab f_s die Impedanz der Maschine zu groß im Vergleich mit der parallel liegenden Impedanz der Kapazität C_{DM} ist und deswegen vernachlässigt werden kann. Aus diesem Grund wurde in der obigen Berechnung der f_0 des DM-Filters die Motorimpedanz nicht berücksichtigt.

Die berechnete f_0 von ca. 19 kHz legt eine Beziehung zwischen L_{DM} und C_{DM} fest (2-15). Mit einer festen f_0 bleiben die Übertragungskennlinien $u_{DM\text{ Motor}}(s) / u_{DM}(s)$ und $i_{DM\text{ Motor}}(s) / u_{DM}(s)$ fest. Der Wechselrichterausgangsstrom i_{DM} hängt aber von der Impedanz des Filters ab. Nimmt die Filterinduktivität L_{DM} zu, so soll C_{DM} abgesenkt werden, um f_0 und damit die Spannungsverzerrungsgrenzen einzuhalten. In diesem Fall nimmt die gesamte Filterimpedanz zu, was eine Verringerung des i_{DM} bei Frequenzen oberhalb f_0 , also des Verzerrungsstromes, bewirkt (siehe Änderung der Kennlinie $i_{DM}(s) / u_{DM}(s)$ in Richtung der gestrichelten Pfeile im Bild 6.33). Die Verringerung vom Verzerrungsstrom (Blindstrom) reduziert die thermische Belastung des Wechselrichters.

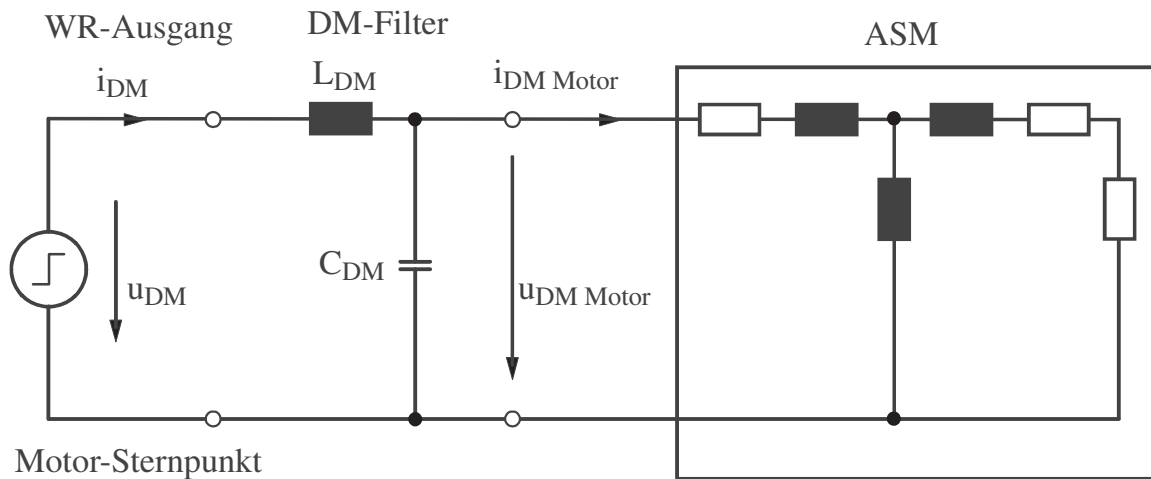


Bild 6.32 Diagramm der Gegentaktimpedanzen auf der Motorseite.

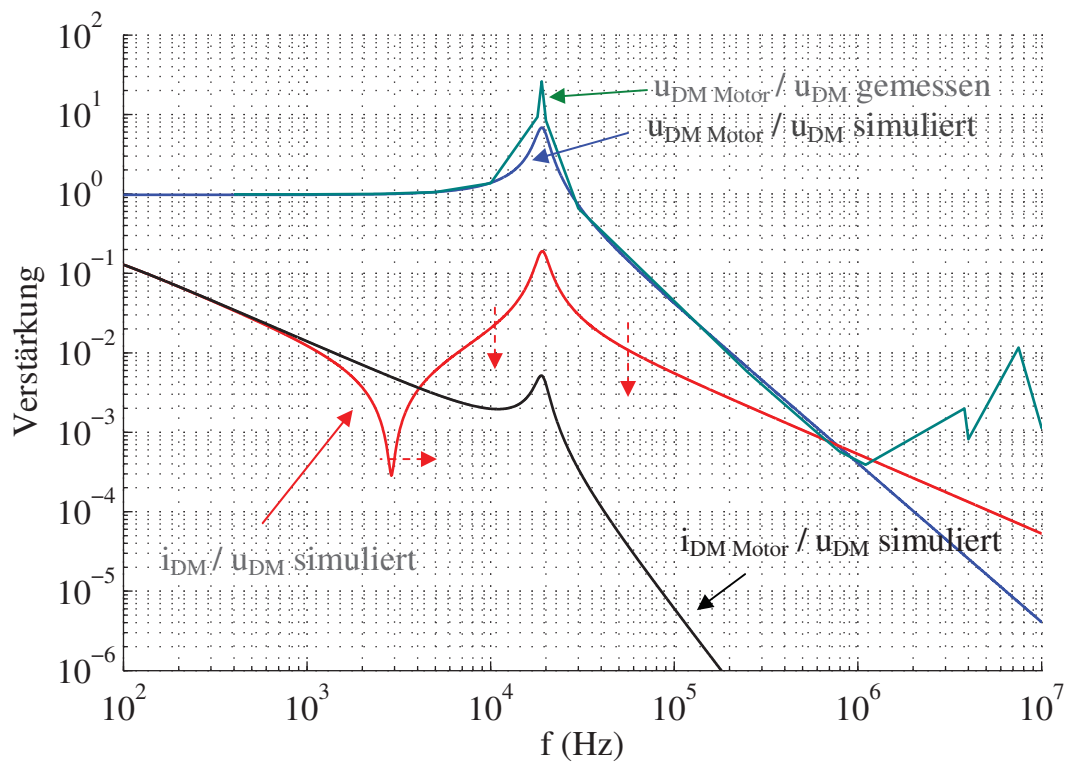


Bild 6.33 Übertragungskennlinien des endgültigen Gegentaktsystems mit Filter und Motor. Gestrichelte Pfeilen: Tendenz des i_{DM} / u_{DM} bei Erhöhung der L_{DM} und Absenkung der C_{DM} .

Die Verwendung einer großen L_{DM} scheint vorteilhaft, es gibt jedoch folgende Probleme: Für gutes Verhalten im hochfrequenten Bereich soll die Drossel möglichst einlagig gewickelt werden. Außerdem soll sie aufgrund des

Motornennstromes einen genügend großen Leiterquerschnitt aufweisen. Diese Tatsachen erzwingen die Verwendung einer kleinen Induktivität. Im Abschnitt 6.4.6 wird der Aufbau der Drossel erläutert.

Der Effektivwert i_{effHF} des DM-Verzerrungsstromes wird aus (6-15) berechnet. In der Formel werden die maßgebenden DM-Spannungsanteile (siehe Bild 6.11) berücksichtigt. i_{effHF} ist umgekehrt proportional zu L_{DM} .

$$i_{\text{effHF}} = \sqrt{(i_{\text{eff } fs-2fm})^2 + (i_{\text{eff } fs+2fm})^2 + (i_{\text{eff } 2fs-fm})^2 + (i_{\text{eff } 2fs+fm})^2 + \dots}$$

$$i_{\text{effHF}} = \frac{1}{L_{\text{DM}}} \sqrt{\left(\frac{u_{\text{eff } fs-2fm}}{2\pi(f_s - 2f_m)}\right)^2 + \left(\frac{u_{\text{eff } fs+2fm}}{2\pi(f_s + 2f_m)}\right)^2 + \dots} \quad (6-15)$$

Als Grenze für den Verzerrungsstrom wird nur ein 5 % des Nennstromes gesetzt. Im vorliegenden Aufbau wird eine Asynchronmaschine mit 10 A Nennstrom gespeist. Die Grenze für i_{effHF} ist nur 500mA.

Der höchste i_{effHF} ergibt sich beim maximalen Modulationsgrad (M ca. 1), der für die Berechnungen dann berücksichtigt werden muss.

Eine $L_{\text{DM}} = 100 \mu\text{H}$ ergibt einen $i_{\text{effHF}} = 1,1 \text{ A}$, während eine $L_{\text{DM}} = 308 \mu\text{H}$ einen $i_{\text{effHF}} = 0,358 \text{ A}$ liefert. Die ausgewählte Filterinduktivität L_{DM} von $300 \mu\text{H}$ hält die Grenze mit gutem Abstand ein.

Anhand der ermittelten Sollwerte der f_0 (19 kHz) und L_{DM} ($300 \mu\text{H}$) kann die Soll-Kapazität C_{DM} leicht berechnet werden (6-16).

$$C_{\text{DM}} = \frac{1}{(19 \text{ kHz} \cdot 2\pi)^2 300 \mu\text{H}} = 233,8 \text{ nF} \quad (6-16)$$

Die tatsächlich eingesetzten Filterkapazitäten mit Resonanzdämpfungen sind im Bild 6.34 zu finden. Dort können zwei Gruppen identifiziert werden, nämlich die ebenfalls auf CM wirkende Y-Kondensatoren, und die zwischen den Phasen geschalteten X-Kondensatoren.

Im Gegentaktsystem sind die Y-Kondensatoren in Stern geschaltet. Für ein einphasiges Modell reicht je ein Y-Element zu berücksichtigen (Bild 6.34). Das DM-Filter im gesamten Motorfilter zeigt das Bild 6.35.

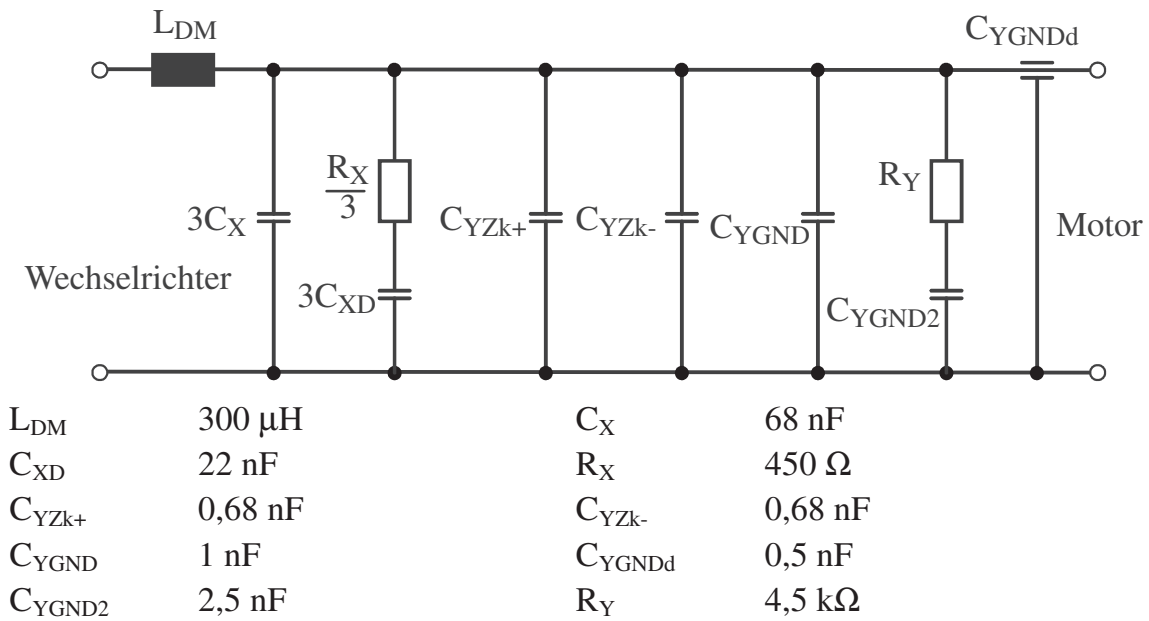


Bild 6.34 Einphasiges Schaltbild des DM-Motorfilters.

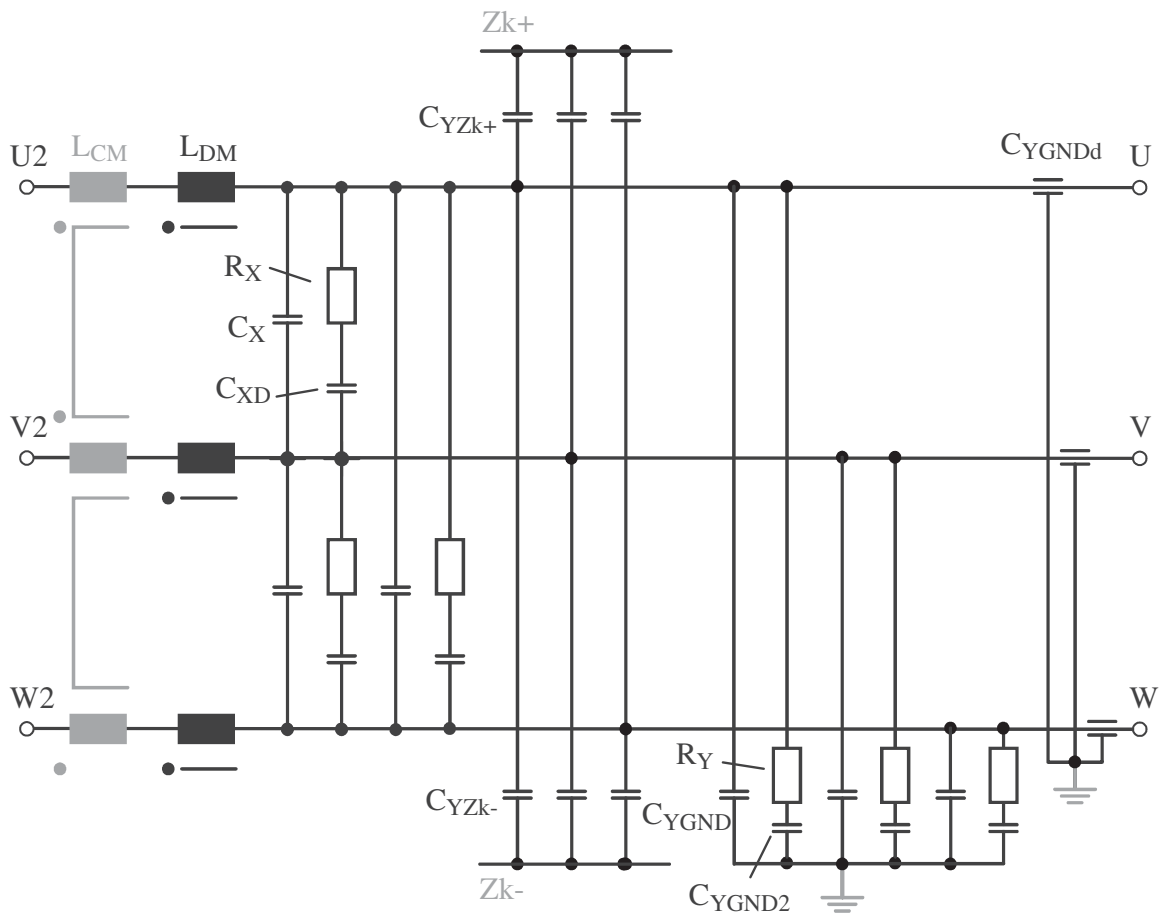


Bild 6.35 Dreiphasiges Schaltbild des gesamten Motorfilters. Grau hinterlegt: Teile ohne Wirkung auf DM.

Die X-Kondensatoren (C_X und C_{XD}) sind in Dreieck geschaltet. Die Umsetzung der Dreieckimpedanz Z_Δ für die in einem einphasigen Modell nötige Sternimpedanz Z_λ führt zu (6-17). In Sterschaltung erhöht sich die Kapazität jedes X-Kondensator dreifach, während der Widerstand R_X sich auf ein Drittel verringert. Es gibt eine bessere Ausnutzung der Dreieck-Kondensatoren gegenüber der Sternschaltung, da die nötige Spannung nur $\sqrt{3}$ ansteigt und ohnehin Folienkondensatoren für hohe Spannungen verwendet werden, während die Kapazität dreifache Wirkung hat.

$$Z_\lambda = \frac{Z_\Delta}{3} \quad (6-17)$$

Bei der Gruppe der X-Elemente wird die Resonanzbedämpfung für das DM eingesetzt. Die kleinen Y-Kapazitäten und der große R_Y können vernachlässigt werden (Fehler in der Berechnung von $C_{\ddot{a}q}$ weniger als 1,6 %). Die Berechnung von $C_{\ddot{a}q}$ (6-18) hat damit ein Fehler von ca. 1,6 %. Der Dämpfungsfaktor D und die optimale Dämpfungswiderstand R_{opt} sind ebenfalls berechnet (6-18).

$$C_1 = 3C_X = 3 \cdot 68 nF = 204 nF$$

$$C_2 = 3C_{X2} = 3 \cdot 22 nF = 66 nF$$

$$C = C_1 + C_2 = 270 nF$$

$$a_X = \frac{C_1}{C} = 0,756$$

$$C_{\ddot{a}qX} = \frac{2Ca_X}{1+a_X} = 232,4 nF \quad (6-18)$$

$$D = \frac{1}{2} \left(\frac{1-a_X}{1+a_X} \right) = 0,07$$

$$R_{opt} = \frac{1}{(1-a_X)2\pi f_0 a_X C} = 168 \Omega \approx \frac{R_X}{3}$$

Aus den tatsächlichen C_{DM} ($= C_{\text{äqX}}$) und L_{DM} ergibt sich eine tatsächliche DM-Filtereckfrequenz f_0 , die mit der obigen Vorgabe von 19 kHz sehr gut übereinstimmt (6-19).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DM}C_{DM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{300\mu H \cdot 232,4nF}} = 19060 \text{ Hz} \quad (6-19)$$

Beim Einsatz eines Motorfilters, insbesondere eines Sinusfilters, besteht die Gefahr der Selbsterregung des Motors (in diesem Fall einer Asynchronmaschine) durch den Filterkondensator.

Die Asynchronmaschine benötigt Blindstrom, den im Normalfall der Umrichter selbst liefert. Wenn eine Pulssperre des Umrichters erfolgt, könnte die Asynchronmaschine unter Umständen Blindstrom aus dem parallel geschalteten Filterkondensator entnehmen, so sich selbst erregen und in den Generatorbetrieb übergehen. Als Folge können Überspannungen am Filterkondensator und Zwischenkreis auftreten. Die Bedingung für dieses unerwünschte Verhalten ist eine kleinere Impedanz des Filterkondensators als die Impedanz der Magnetisierungsinduktivität der ASM, womit ein Arbeitspunkt entsteht [Böd1].

Berücksichtigt man als ungünstigster Fall eine hohe Motorfrequenz von 100 Hz, die verwendete $C_{DM} = 232,4 \text{ nF}$, und eine maximale Magnetisierungsinduktivität von 140 mH der verwendete ASM (einphasiges Modell), liegt die Impedanz des Filterkondensators Z_{Cf} weit über der Z_{Lh} der ASM (6-20). Gefahr besteht in diesem Fall ab Kapazitäten von 18 μF .

Hier ist ein weiterer Vorteil einer hohen Schaltfrequenz zu erkennen, die kleine passive Filterelemente ermöglicht. Somit besteht keine Gefahr der Selbsterregung der angetriebenen Maschine.

$$\begin{aligned} Z_{Cf} &= \frac{1}{2\pi f_{m\max} C_{DM}} = \frac{1}{2\pi 100 \text{ Hz} \cdot 232,4 \text{ nF}} = 6848,3 \Omega \\ Z_{Lh} &= 2\pi f_{m\max} L_h = 2\pi 100 \text{ Hz} \cdot 140 \text{ mH} = 88 \Omega \\ \Rightarrow Z_{Cf} &\gg Z_{Lh} \end{aligned} \quad (6-20)$$

6.3 Netzfilter

6.3.1 Filterwirkung bei DM- und CM-Anregung

Die Strompfade eines netzfrequent geschalteten aktiven Gleichrichters (Abschnitte 5.1 und 5.2) in motorischem Betrieb sind identisch zum einfachen Diodengleichrichter. Der Strom fließt von einer Phase durch eine Diode in die Zwischenkreis-Plusschiene $Zk+$, und von $Zk-$ durch eine andere Diode in eine andere Phase.

Bei generatorischem Betrieb sind ebenfalls zwei Phasen mit dem Zwischenkreis, jedoch durch IGBTs, verbunden.

Durch diese Pfade fließen hochfrequente DM- und CM-Ströme, die sich auf den niederfrequenten Blockstrom aufaddieren (i_{U1} im Bild 5.3).

Für die hochfrequenten Ströme aus dem Wechselrichter (ab $f_s = 125$ kHz) ist die Zeit zwischen jeder Umschaltung des Gleichrichters (3,33 ms) vergleichsweise sehr groß. Daher kann Abschnittsweise für die Analyse angenommen werden, dass der Zwischenkreis fest an zwei Phasen verbunden ist.

Der zum Wechselrichter über die Zwischenkreisschienen fließende Strom kann als Stromquelle dargestellt werden, da das Netz (zumindest im hochfrequenten Bereich) keinen Einfluss darauf hat. Der Zwischenkreisstrom entspricht also der Anregung für den Netzfilter. Zum besseren Verständnis der Filterwirkung kann als erste Annäherung der Netzstrom als Ausgangsgröße des Filters angenommen werden und die Netzimpedanz vernachlässigt werden.

Ein üblicher Stromfilter zweiter Ordnung kann aus C-L Glieder aufgebaut werden. In dreiphasigem System wird die Wirkung von Kondensatoren sowohl in Dreieckschaltung (C_X) als auch in Sternschaltung (C_Y) berücksichtigt (Bild 6.36).

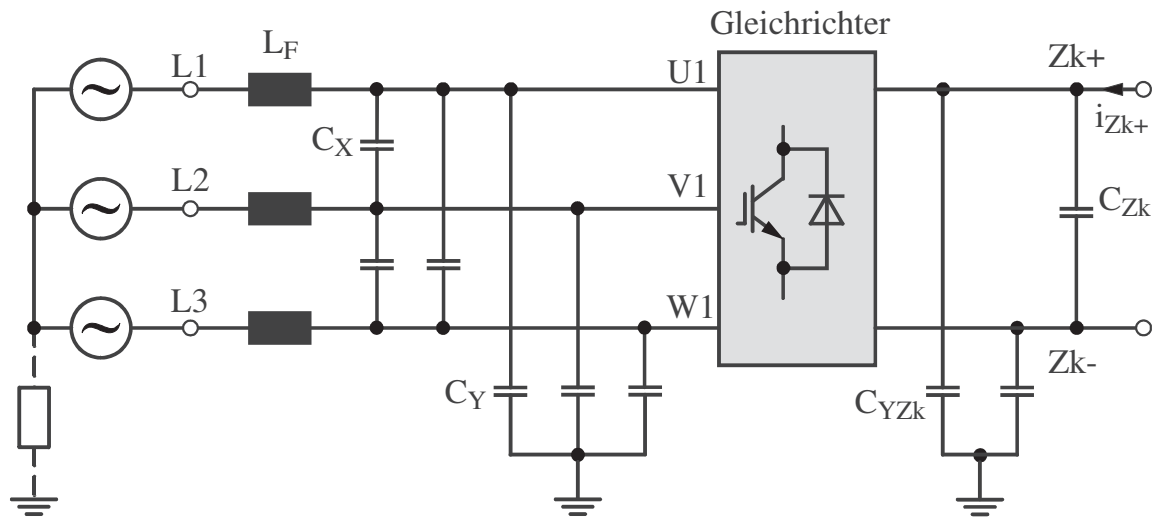


Bild 6.36 Beispiel eines Netzfilters.

6.3.1.1 Differential Mode

Der DM-Strom fließt durch zwei Phasen. Die Elemente L_F mit C_X , und C_X mit C_Y bilden "Wheastone-Brücken" (Bild 6.37-a). Da hier keine Unsymmetrien der Impedanzen der drei Phasen vorhanden sind, ist die mittlere Phase Stromlos ($i_{N1} = i_{N3}$; $i_{N2} = 0$). Das Schaltbild 6.37-a kann wie im Bild 6.37-b vereinfacht werden. Obwohl alle drei Phasen berücksichtigt werden, ergibt sich eine einfache Schaltung.

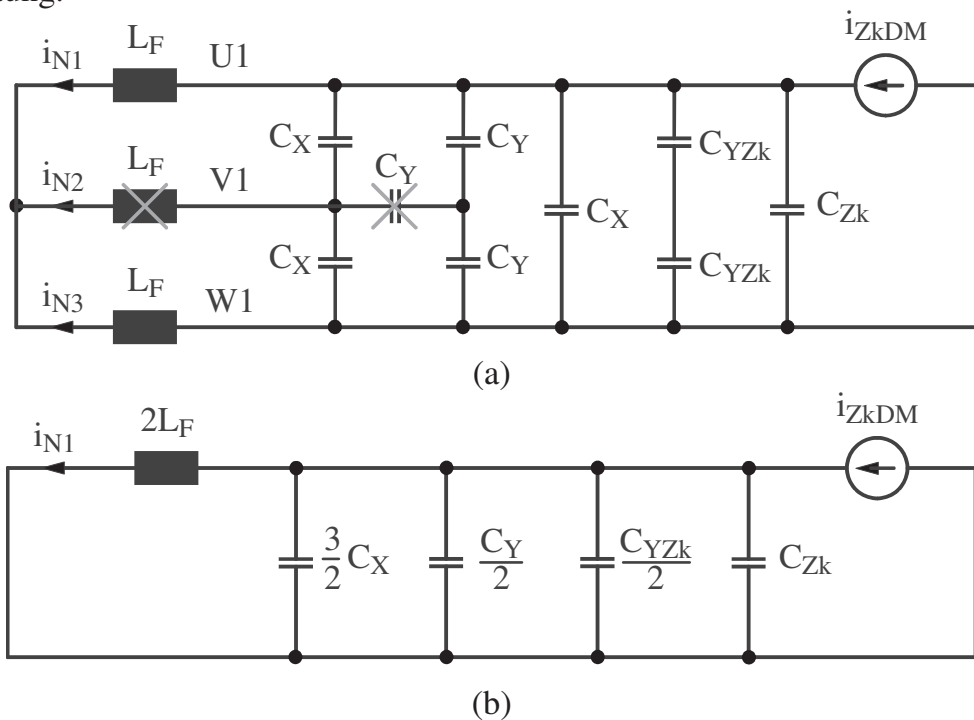


Bild 6.37 Schaltbilder eines DM-Netzfilters.

Die Übertragungsfunktion des Filters zeigt (6-21). Dieser Filter zweiter Ordnung besitzt eine Eckfrequenz f_{0DM} wie in (6-22).

$$\frac{i_{N1}(s)}{i_{ZkDM}(s)} = \frac{i_{N2}(s)}{i_{ZkDM}(s)} = \frac{1}{1 + s^2 \cdot 2L_F \left(\frac{3}{2}C_X + \frac{C_Y}{2} + \frac{C_{YZk}}{2} + C_{Zk} \right)} \quad (6-21)$$

$$f_{0DM} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2L_F \left(\frac{3}{2}C_X + \frac{C_Y}{2} + \frac{C_{YZk}}{2} + C_{Zk} \right)}} \quad (6-22)$$

Aus (6-22) kann die Wirkung der verschiedenen Kondensatoren verglichen werden. Im Netzfilter sind drei Kondensatoren C_Y , drei C_X , zwei C_{YZk} und ein C_{Zk} vorhanden. Der Kondensator C_X hat: Dreifache Wirkung als ein C_Y , doppelte Wirkung als ein C_{YZk} , und halbe Wirkung wie der C_{Zk} .

Daraus ergibt sich, dass zur Optimierung des Volumens die DM-Filterkapazität so viel wie möglich auf den Zwischenkreiskondensator C_{Zk} verlagert werden soll. Alle Kondensatoren sind jedoch zumindest mit kleiner Kapazität nötig, um hochfrequente Strompfade an verschiedenen Stellen zu ermöglichen.

6.3.1.2 Common Mode

Ein CM-Strom verteilt sich gleichmäßig auf die Leiter und fließt in die gleiche Richtung, wie die Stromquellen im Bild 6.38-a zeigen. Der Strom gelangt zunächst in zwei Phasen, deren Gleichrichterdiode oder -IGBTs mit Strom durchflossen sind (stromführende Phasen). Der Strom kann, anders als in DM, in die mittlere Phase durch die Kondensatoren C_X fließen, wie die Pfeile im Bild 6.38-a zeigen. Die Schaltung kann wie im Bild 6.38-b vereinfacht werden. Aufgrund des zusätzliche Pfades mit Kapazität und Induktivität erhöht sich die Ordnung der Übertragungsfunktion $i_{NCM}(s) / i_{ZkCM}(s)$ und wird unübersichtlich.

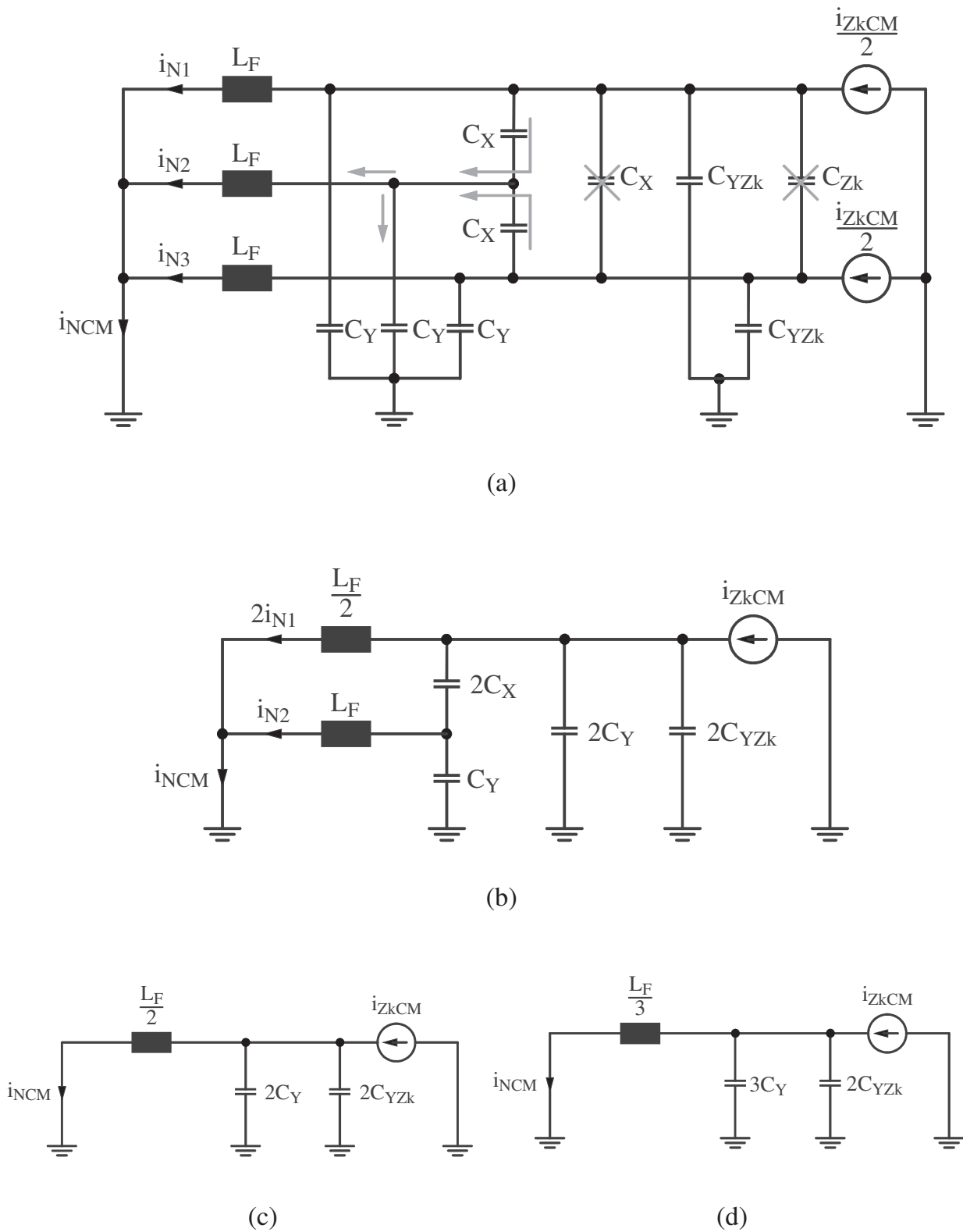


Bild 6.38 Schaltbilder eines CM-Netzfilters. (c): $C_X \ll C_Y$. (d): $C_X \gg C_Y$.

Die Wirkung des Filters kann jedoch mit zwei möglichen Vereinfachungen verstanden werden:

Fall 1:

Wenn $C_X \ll C_Y$ gilt die Schaltung im Bild 6.38-c. Durch C_X fließt fast keinen Strom mehr in die mittlere Phase und die Kapazität C_Y zieht sie zur Masse. Der Strom, der durch jede stromführende Phase fließt, ist gleich $i_{NCM}/2$.

Fall 2:

Wenn $C_X \gg C_Y$ gilt die Schaltung im Bild 6.38-d. Hier fließt so viel Strom in die mittlere Phase wie in die anderen. Der Strom, der durch jede stromführende Phase fließt, ist gleich $i_{NCM}/3$.

Durch diese Vereinfachungen entstehen Filter zweiter Ordnung mit Eckfrequenzen f_{0CM1} in (6-23) für den Fall 1 und f_{0CM2} in (6-24) für den Fall 2.

$$f_{0CM1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_F C_Y + L_F C_{YZk}}} \quad (6-23)$$

$$f_{0CM2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_F C_Y + \frac{2}{3} L_F C_{YZk}}} \quad (6-24)$$

Daraus kann grob erkannt werden, dass die Eckfrequenz des Filters nur zwischen f_{0CM1} und f_{0CM2} liegt. Außerdem soll nicht vergessen werden, dass die tatsächliche höhere Ordnung des CM-Filters zu mehr Resonanzspitzen in den Übertragungskennlinien führt (Vergleich der Übertragungskennlinien der Bilder 6.46 mit 6.47).

6.3.2 Messung der Funkstörspannung

Die EMV-Norm EN 61800-3 setzt u.a. Grenzen für die leitungsgebundene unsymmetrische Funkstörspannung am Netz zwischen 150 kHz und 30 MHz.

Ein Gerät mit begrenztem Störstrom würde aber in verschiedenen Netzen verschiedene Funkstörspannungen verursachen, aufgrund der unterschiedlichen Netzimpedanzen. Um die Funkstörspannung zu messen muss der Störstrom nur durch eine vordefinierte Netzimpedanz (Nachbildungsimpedanz) Z_{LISN} fließen. In

vorliegendem Fall mit dreiphasigem Niederspannungsnetz, muss für jede Phase eine Nachbildungsimpedanz Z_{LISN} wie im Bild 6.39 verwendet werden [Gut1].

Aus der Schaltung der Z_{LISN} kann berechnet werden, dass die Impedanz bei 200 kHz bereits ca. 38Ω und ab 1 MHz ca. 50Ω beträgt.

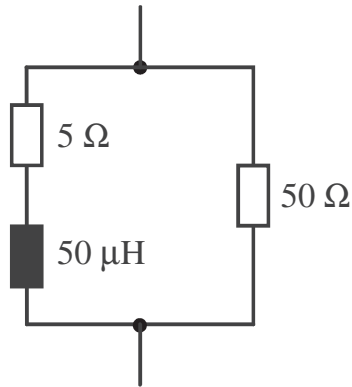


Bild 6.39 Nachbildungsimpedanz.

Die unsymmetrische Funkstörspannung wird zwischen jedem Leiter und Erde gemessen. Hierzu kommt eine sogenannte V-Netznachbildung zum Einsatz [Sch3].

Eine Netznachbildung, aus dem Englischen als LISN (Line Impedance Stabilization Network) bekannt, filtert die Ströme im Messbereich, sodass die aus dem Prüfling fließenden hochfrequenten Ströme gänzlich in die Nachbildungsimpedanz gelangen und Funkstörspannung verursachen, die mit einem EMV-Messempfänger gemessen wird. Diese Ströme fließen nicht ins Netz. Der nötige niederfrequente Strom für die Funktion des Prüflings fließt ungestört aus dem Netz. Aus diesem Grund muss der Netzfilter der Netznachbildung für einen ausreichenden Strom ausgelegt werden. Eine typische Schaltung einer V-Netznachbildung zeigt das Bild 6.40 [Lap1].

Der EMV-Messempfänger (auch Funkstörmessempfänger) misst die Funkstörspannung und liefert u.a. die nötigen Mittelwert- und Quasi-peak-Messung, die mit den Grenzwerten verglichen werden.

Er arbeitet teilweise wie einem Funkempfänger mit Frequenzselektion und Verstärker. Ein wichtiger Unterschied zu einem FFT-Analysator ist die Tatsache, dass der EMV-Messempfänger normgerecht einen Bandpassfilter mit 9 kHz Bandbreite am Eingang enthält (für Messungen über 30 MHz ist ein 120 kHz Bandpass erforderlich). Es wird ein Wert gebildet, der die Zusammenlegung der Spektrallinien nur in diesem Filterbereich repräsentiert. So kann eine genaue

Messung der Pegel erfolgen und der Empfänger sättigt nicht. In einem FFT-Analysator wird das gesamte Signal gemessen und davon das Spektrum gebildet, was die Genauigkeit verschlechtert.

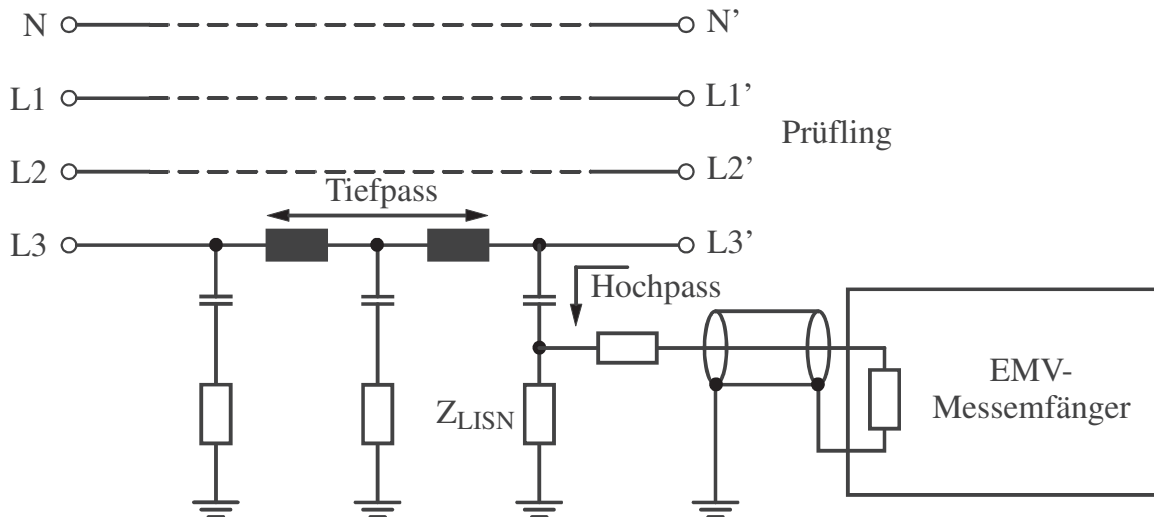


Bild 6.40 Dreiphasige V-Netznachbildung und Anbindung an den EMV-Messempfänger.

Die Quasi-peak Messung wird mit der "Bewertungsschaltung" als letzte Stufe der EMV-Messempfänger realisiert. Diese Schaltung besitzt eine kleine Ladekonstante (1 ms) und eine lange Entladekonstante (160 ms) für die vorher gemessenen Spannungen. Dies bewirkt, dass öfters wiederkehrende Impulse ein höherer Pegel verursachen, als seltene Impulse. Die Entladekonstante ist so groß, dass die auftretenden Netzstromlücken von 3,33 ms unberücksichtigt bleiben können, und zur Berechnung oder Simulation von Störpegeln der Netzstrom als lückenlos betrachten werden kann. Eine weitere Vereinfachung ist die Annahme, dass der Quasipeakwert erfahrungsgemäß 2 dB unter dem einfacher zu messenden Peakwert liegt [Hoe1].

Die Messung der Pegel wird in $\text{dB}\mu\text{V}$ im EMV-Messempfänger dargestellt. Im vorliegenden Fall ist der Quasi-peak Pegel maßgebend für die Einhaltung der Normen.

Ein Diagramm des Messaufbaus zur Messung von Funkstörspannungen zeigt das Bild 6.41.

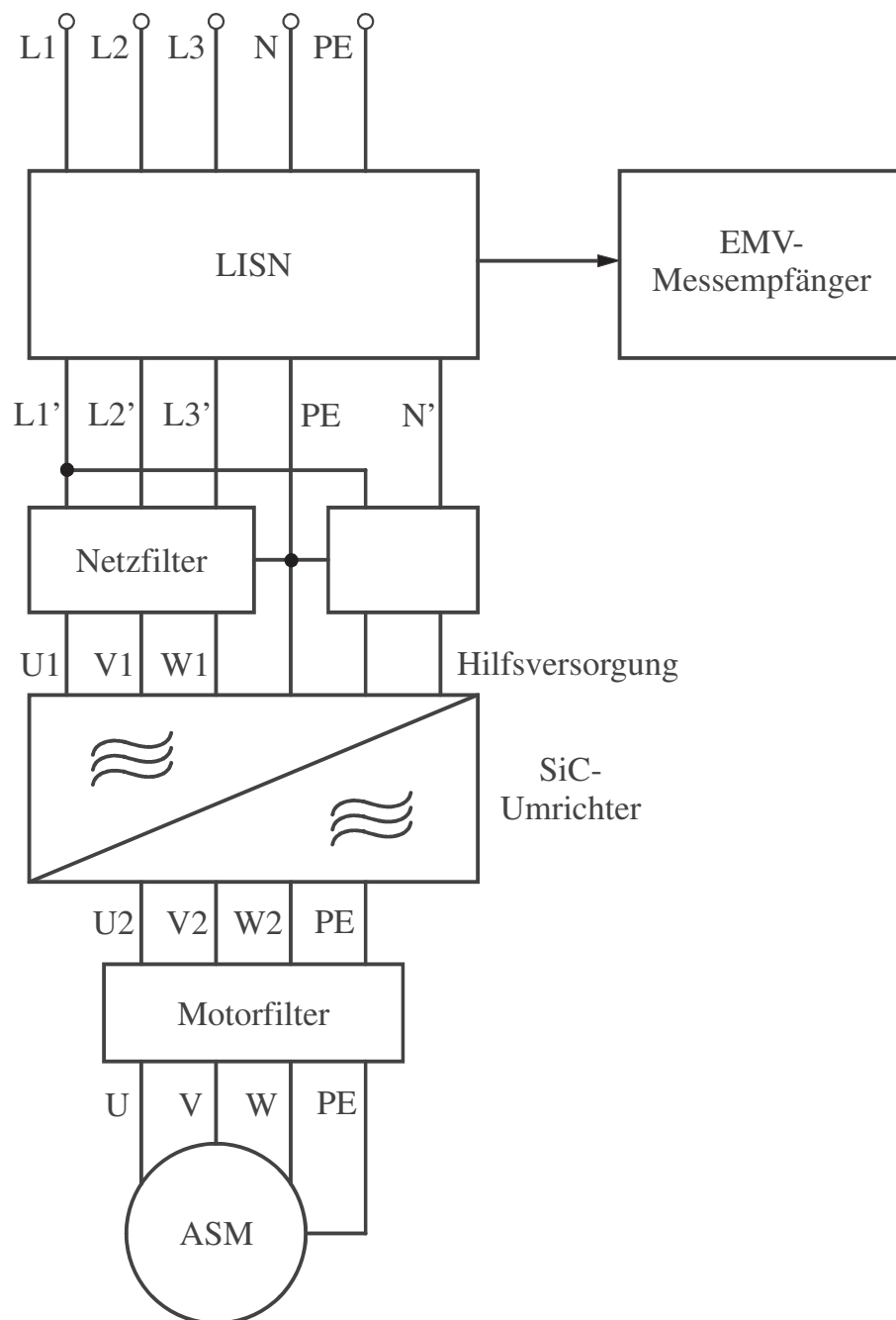


Bild 6.41 Diagramm des Aufbaus zur EMV-Messung.

6.3.3 Messungen und Auslegung des Filters

Zur Filterauslegung können als erste Annäherung die DM- und CM-Ströme aus der Quelle (Zwischenkreis) gemessen werden. Ohne jegliche Netzfilter würden diese Ströme theoretisch ins Netz fließen, daher kann hier eine Filterdämpfung für die gemessenen Ströme berechnet werden.

Die Abtastrate des Messgeräts (in diesem Fall ein digitales Mixed-Signal Oszilloskop mit 1 GHz Bandbreite) muss für die maximale Messfrequenz ausreichend hoch sein. Gleichzeitig muss die Speichertiefe des Geräts genug groß sein, um eine Frequenzauflösung von 9 kHz zu erzielen. Die Frequenzauflösung ist der Quotient der Abtastrate durch die Speichertiefe. Mit einer Frequenzauflösung von 9 kHz wird die Fouriertransformation ein einzelner repräsentativer Wert pro 9 kHz Frequenzbreite rechnen, ähnlich wie der Vorgang in einem EMV-Messempfänger.

Als ungünstigster Fall wird der Spitzenwert jeder gemessenen Frequenz des Stromes bei verschiedenen Betriebspunkten des Wechselrichters gespeichert.

Bezeichnet man die Ströme der Plus- und Minus-Zwischenkreisschienen jeweils als i_{Zk+} und i_{Zk-} (vom Wechselrichter kommend, wie i_{Zk+} im Bild 6.36), wird die Beziehung mit i_{ZkDM} und i_{ZkCM} aus (6-25) entnommen.

$$\begin{aligned} i_{Zk+} &= i_{ZkDM} + \frac{i_{ZkCM}}{2} \\ i_{Zk-} &= -i_{ZkDM} + \frac{i_{ZkCM}}{2} \end{aligned} \quad (6-25)$$

$$i_{ZkDM} = i_{Zk+} - \frac{i_{ZkCM}}{2} \quad (6-26)$$

Da der i_{ZkDM} im Zwischenkreis nicht ohne beträchtliche Änderung des Zwischenkreises und damit nur unrealistisch gemessen werden kann, werden die Ströme i_{Zk+} und i_{ZkCM} gemessen. Der Strom i_{ZkDM} wird aus (6-26) ermittelt.

Im Endfilter sind die Kondensatoren C_Y am Eingang des Wechselrichters (C_{Y2} im Bild 6.45) viel größer als die C_{YZk} . Aus diesem Grund ist der Einfluss der letzten Kondensatoren auf die Einstellung der Netzfiltereckfrequenz sehr gering (6-22), (6-23), (6-24). Der Strom i_{ZkCM} kann am Eingang des Gleichrichters oder am Zwischenkreis gemessen werden, ohne sichtliche Unterschiede. Die Messung am Eingang des Gleichrichters ist Messtechnisch einfacher und weniger invasiv.

Aus den Zeitverläufen im Bild 6.42 ist zu erkennen, dass i_{Zk+} , und damit i_{ZkDM} , deutlich höher als i_{ZkCM} ist.

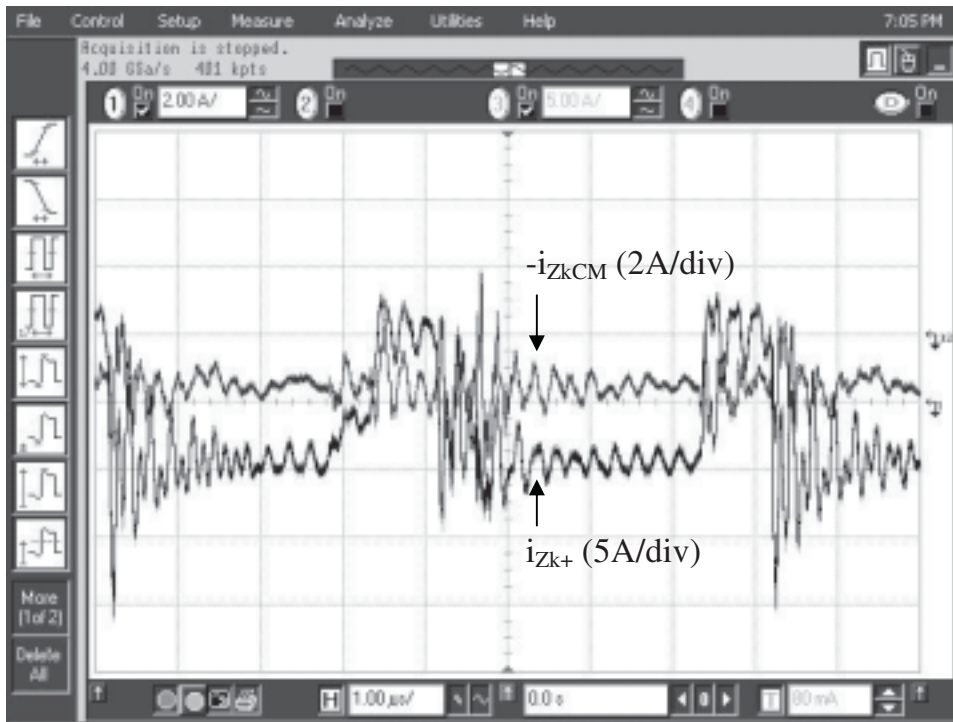


Bild 6.42 Messung von i_{zkCM} und i_{zk+} .

Die Spektren der Funkstörspannung, die die DM- und CM-Zwischenkreisströme ohne und mit Filterung an einer Nachbildungsimpedanz verursachen würden, sind unter Berücksichtigung einer EMV-Messempfänger-ähnlichen Messung (Auflösungsfrequenz ca. 9 kHz, Peak-Messung) jeweils in den Bildern 6.43 und 6.44 zu sehen. Die beim vorliegenden Umrichter in Frage kommenden Grenzwerte C2 und C3 der EMV-Norm EN 61800-3 sind ebenfalls aufgetragen [Mie1].

Es wird hier die strengere Grenze der Kategorie C2 zur Berechnung der Dämpfung berücksichtigt (weitere Informationen zur Norm im Kapitel 7).

Wie aus den Messungen zu erkennen, wird der erste Frequenzanteil bei 125 kHz von der Norm nicht betroffen. Die doppelte Schaltfrequenz von 250 kHz liegt im Bereich der Norm, kann aber als hohe Frequenz gut gedämpft werden. Hier zeigt sich der Vorteil der Wahl der Schaltfrequenz $f_s = 125$ kHz.

Wie erwartet (Bild 6.42), resultiert ein höherer Störpegel auf dem DM-Spektrum. Die Funkstörspannung auf dem CM-Spektrum liegt trotzdem über der Norm und soll gedämpft werden.

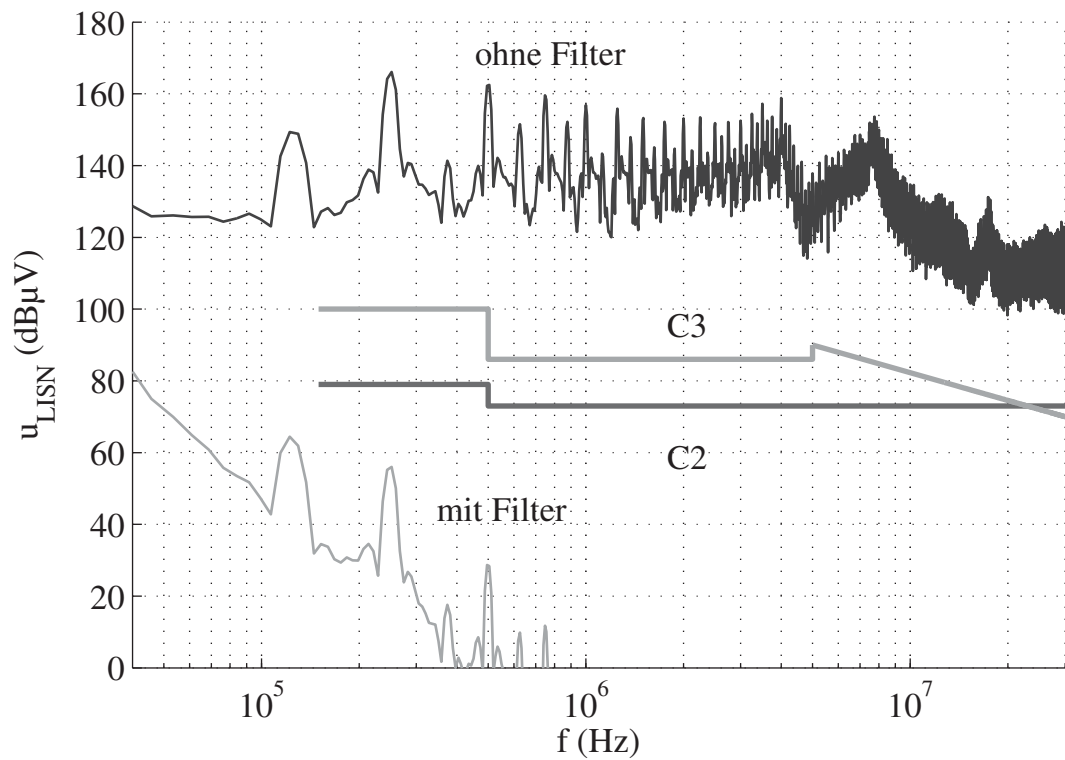


Bild 6.43 Berechneter DM-Anteil der Funkstörspannung an einer Phase.

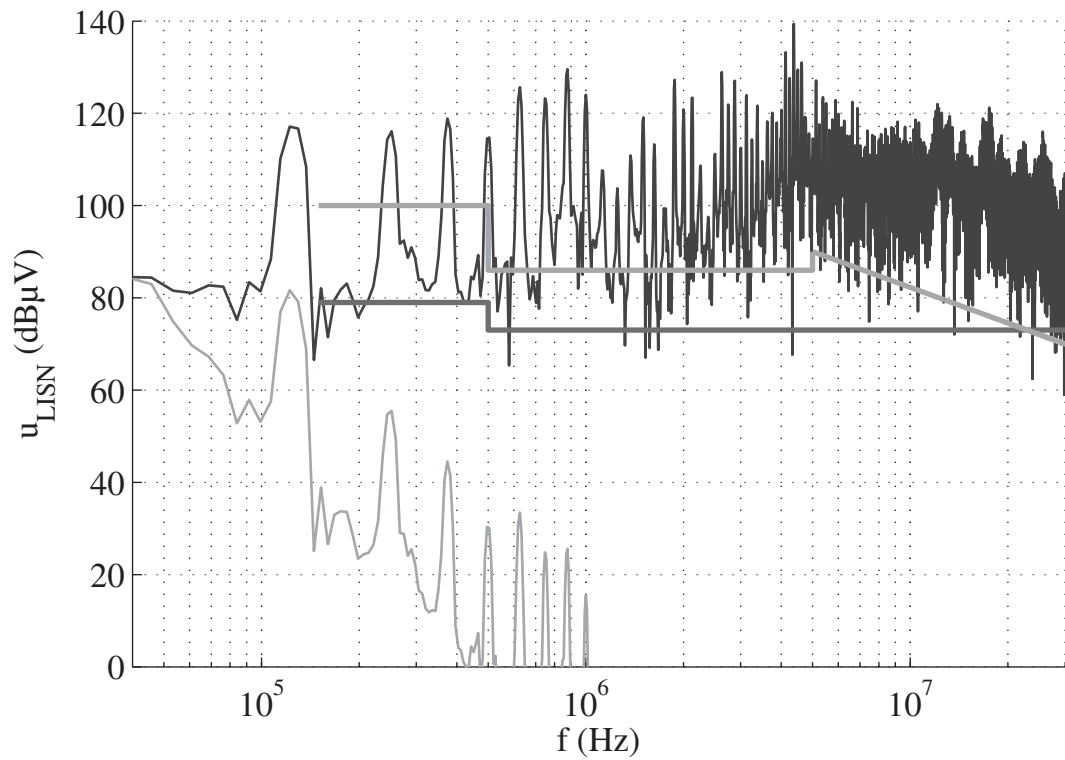


Bild 6.44 Berechneter CM-Anteil der Funkstörspannung an einer Phase.

Die Norm setzt Grenzen für die unsymmetrische Funkstörspannung, d.h. die Funkstörspannung die auf jeder Phase gegenüber Erde liegt. Der Strom, der dieser Spannung verursacht hat sowohl DM- als auch CM-Anteile. Im ungefilterten Fall setzt sich der Netzstrom einer stromführenden Phase wie i_{zk+} aus (6-25) zusammen.

Um die Einhaltung der Norm sicherzustellen, werden Dämpfungen für DM und CM so berechnet, dass sowohl i_{zkDM} , als auch $i_{zkCM}/2$, mehr als ein Faktor 2 (6 dB) unter der Norm liegen. Die Summe beider Glieder liegt im ungünstigsten Fall dann genau unter der Norm. Aufgrund des für EMV-Messungen 9 kHz breiten Bandes liegen unter einer Messfrequenz sowohl DM- als auch CM-Anteile.

Es werden als Sicherheitsabstand noch 6 dB für den Fall, dass der ungünstigste Fall in der Messung von i_{zkDM} und i_{zkCM} nicht getroffen wurde, und noch 10 dB wegen der Ungenauigkeit der Messung mit dem FFT-Analysator, berücksichtigt. Damit werden die nötigen Eckfrequenzen des Netzfilters ermittelt. Die Ergebnisse der theoretischen Eckfrequenzen sind $f_{0DM} = 10,6$ kHz und $f_{0CM} = 44$ kHz. Es sind dafür Filter mit je 80 dB/dec nötig, also doppelte L-C Filter für DM und CM. Es wurde ein Optimum zwischen geringem Filteraufwand und ausreichender Dämpfung gefunden.

Die Simulation der gefilterten Funkstörspannungen mit den ausgewählten Filtern ist in den Bildern 6.43 und 6.44 zu sehen.

Da die Induktivitäten und Kapazitäten im Filter auf DM und CM unterschiedlich auswirken, soll es eine Kombination dieser Elemente, dass die gewünschten Eckfrequenzen f_{0DM} und f_{0CM} gerecht werden. Ferner müssen diese Elemente Filterimpedanzen bilden, die keine hohe Spannungsverzerrung und keinem hohen Blindstrom verursachen.

Zunächst wird hier der endgültige Filter mit den eingesetzten Bauelementen im Bild 6.45 vorgestellt.

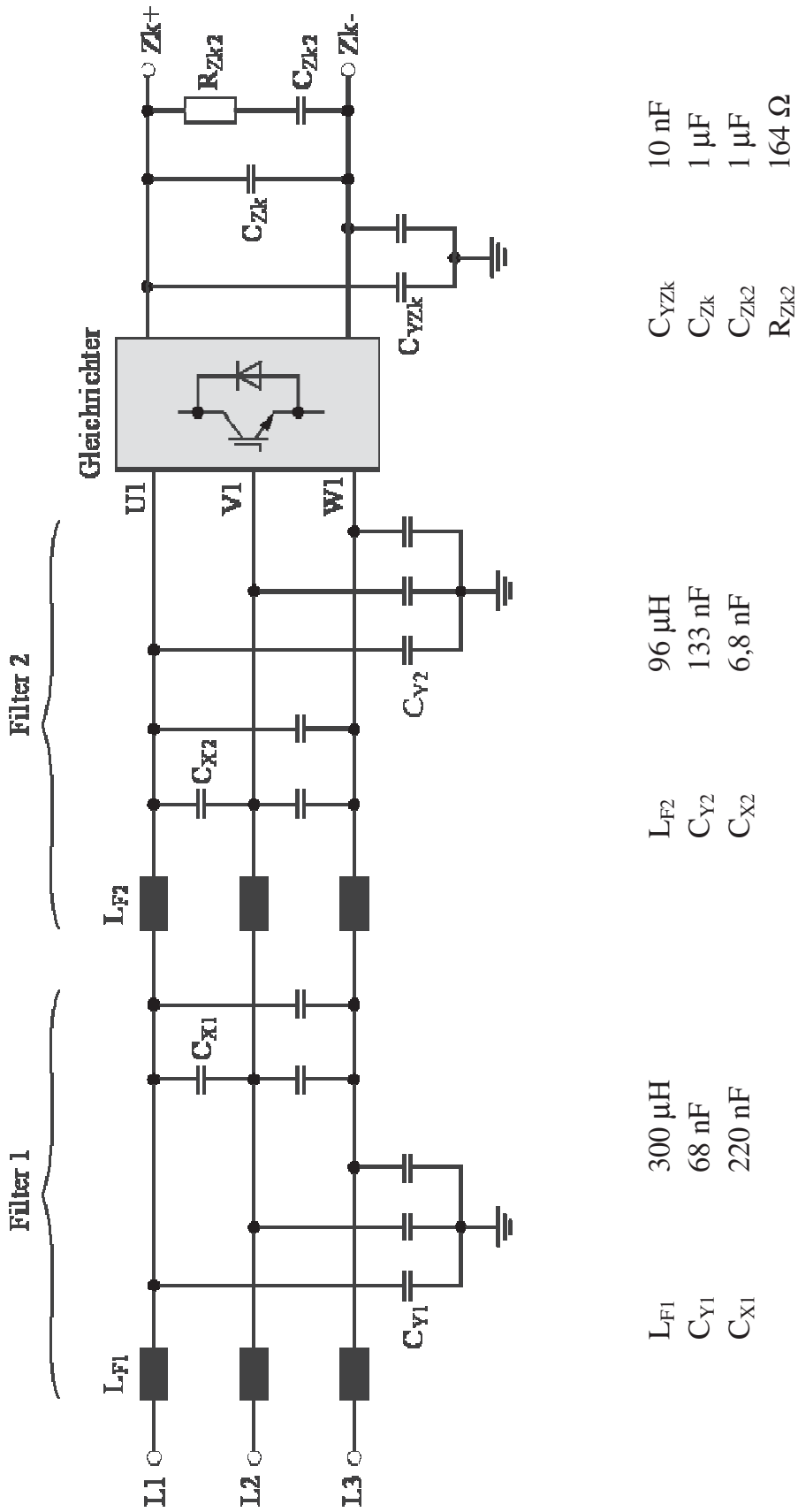


Bild 6.45 Schaltbild des Netzfilters.

Zur Vermeidung einer breiten Streuung der Resonanzfrequenzen im Frequenzbereich sollen die getrennt berechneten Eckfrequenzen der Filter 1 und 2 für jeweils DM und CM eng beieinander liegen.

Nach (6-22) liegen die Eckfrequenzen der DM-Filter 1 und 2 jeweils bei 10,8 kHz und 11 kHz.

Nach (6-24) und (6-23) liegen die Eckfrequenzen der CM-Filter 1 und 2 jeweils bei 35,2 kHz und 43 kHz.

Für die Ermittlung der Übertragungskennlinien und Resonanzstellen ergeben sich Gleichungen höherer Ordnung wo alle Elemente miteinander wechselwirken.

Die nötige Dämpfung der Funkstörspannung u_{LISN} (Bilder 6.43 und 6.44) gegenüber dem ungefilterten Fall entspricht der Dämpfung des Netzstromes gegenüber dem Zwischenkreisstrom.

Das Bild 6.46 zeigt die Übertragungskennlinie des Netzstromes (stromführende Phase) gegenüber dem Zwischenkreisstrom bei DM-Anregung mit dem gesamten endgültigen Filter nach Bild 6.45 und mit der dreiphasigen Netznachbildung.

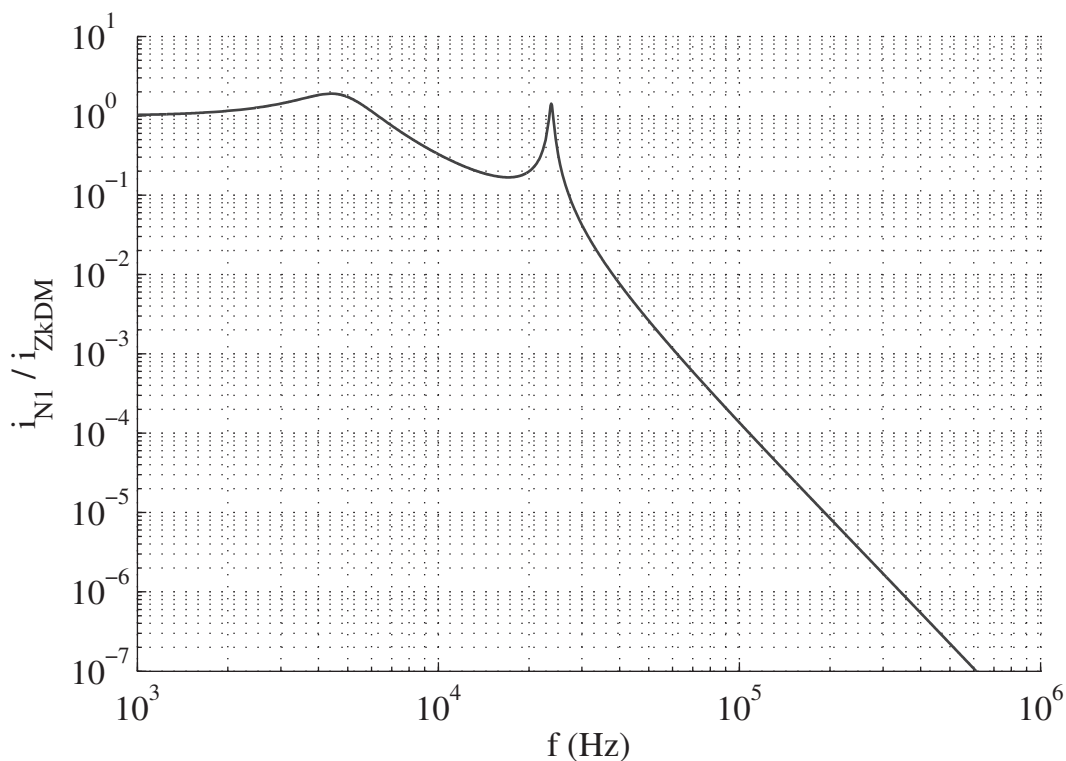


Bild 6.46 Übertragungskennlinie des Gegentaktsystems.

Die zwei positiven Resonanzstellen weisen auf ein System vierter Ordnung hin. Die erste Resonanzfrequenz bei 4,3 kHz verursacht Schwingungen in Zusammenhang mit dem langsamen Umschalten des Stromes im Gleichrichter. Diese Resonanz wurde mit Hilfe von C_{Zk2} und R_{Zk} bedämpft (Schaltung im Bild 6.45).

Jedes Filter wurde für die Dämpfung der kritischen Frequenz von 250 kHz ausgelegt. Eine ausreichende Dämpfung für diese Frequenz wird mit dem Faktor 110 dB oder $316,5 \cdot 10^3$ beim DM-Filter erreicht (Bild 6.43). Dieser Faktor kann mit der Übertragungskennlinie im Bild 6.46 beim tatsächlich eingesetzten Filter verifiziert werden.

Im Gleichtaktsystem wird zwischen Strom in der stromführenden Phase und in der mittleren Phase unterschieden (jeweils i_{N1} und i_{N2} im Bild 6.38-a). Die Übertragungskennlinien zeigt das Bild 6.47.

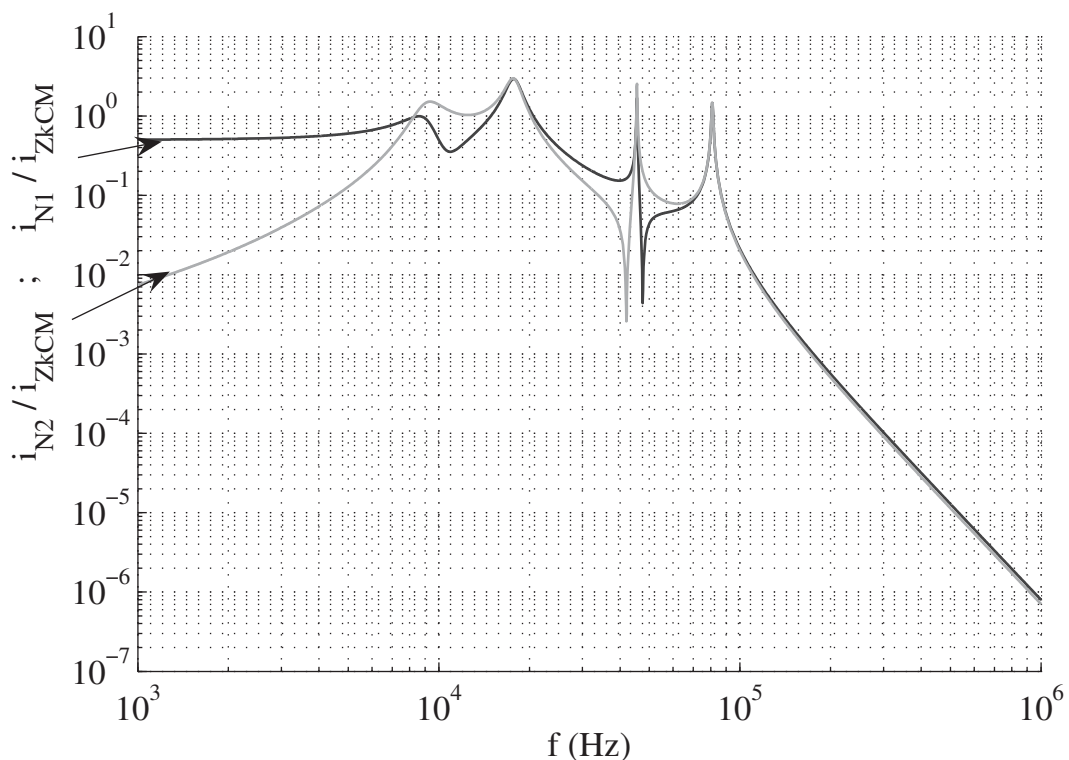


Bild 6.47 Übertragungskennlinien des Gleichtaktsystems.

Wie im Abschnitt 6.3.1.2 kommentiert, weisen die Übertragungskennlinien des CM mehr Resonanzspitzen als DM auf.

Im interessanten Bereich über 150 kHz ist die Dämpfung gleich hoch für beide Phasen.

Die nötige Dämpfung von 60 dB (oder 10^3) bei 250 kHz aus dem Bild 6.44 ist für den Netzstrom ohne Filter, also $i_{ZkCM}/2$, berechnet. Das Bild 6.47 zeigt die Dämpfung auf i_{ZkCM} . Für den Vergleich soll dann die Hälfte der aus dem Bild 6.47 abgelesene Dämpfung verwendet werden. Das Ergebnis ist eine reale ausreichende Dämpfung von $2,28 \cdot 10^3$.

Als letztes soll überprüft werden, ob die mit dem endgültigen Filter gebildeten Impedanzen die Anforderungen an kleine Spannungsverzerrung und Blindstrom gerecht werden.

Der Zwischenkreisstrom wird als Stromquelle dargestellt. Dieser Strom mit hochfrequenten Anteilen fließt durch den Filter und verursacht Spannungsabfälle. Je höher die Impedanz ist, desto höhere Spannungen fallen am Filter ab. Die Spannungsverzerrung am Filter, und damit indirekt am Gleichrichter und Zwischenkreis, kann reduziert werden, indem kleine Filterinduktivitäten und relativ hohe Filterkapazitäten eingesetzt werden. Dabei kann die Filtereckfrequenz gleich bleiben.

Ein weiterer wichtiger Grund, um die Induktivitäten so klein wie möglich zu dimensionieren, ist der Platzaufwand. Mit einer einlagigen Wicklung für niederkapazitives Verhalten der Drossel können nur kleine Induktivitätswerte ohne große Abmessungen aufgebaut werden (siehe Abschnitt 6.4.4).

Auf der anderen Seite soll die Filterimpedanz für die Netzspannung (50 Hz) eine nicht zu niedrige Impedanz aufweisen, um unnötigen Blindstrom zu vermeiden.

Im DM ist die Impedanz bei 250 kHz von den Kapazitäten des Filters 2 gegeben, vor allem von der größten Kapazität C_{Zk} . Die Impedanz ist so klein, dass der Strom nur eine Verzerrungsspannung von 2,45 V am Gleichrichter verursacht.

Im CM ist die Verzerrungsspannung ebenfalls sehr klein (< 1 V bei 125 kHz), dank der vergleichsweise großen C_{Y2} .

Die Filterdrosseln haben eine vernachlässigbare Impedanz im niederfrequenten Bereich. Am Gleichrichter liegt die volle Netzspannung. Ein hoher Blindstrom wird aber durch den mit konventionellen Umrichtern vergleichbar sehr kleinem Zwischenkreiskondensator vermieden (< 250 mA).

6.4 Realisierung

6.4.1 Aufbau des Motorfilters

Das Schaltbild des gesamten Motorfilters ist in den Bildern 6.28 und 6.35 dargestellt. Der tatsächliche Aufbau, am Umrichtergehäuse montiert, sieht man im Bild 6.48.

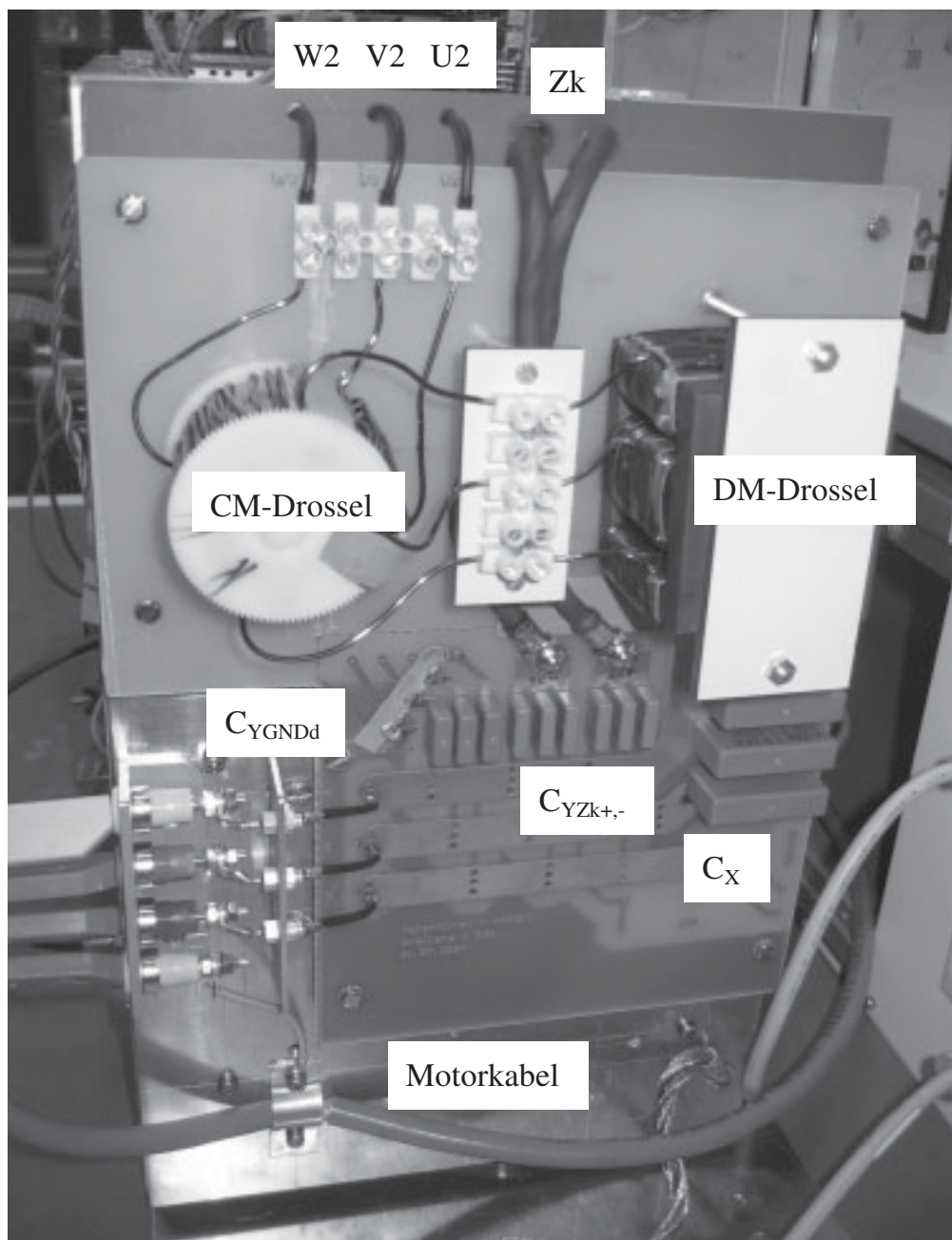


Bild 6.48 Foto des Motorfilters.

6.4.2 Aufbau des Netzfilters

Das Schaltbild des gesamten Netzfilters ist im Bild 6.45 gezeigt. Der tatsächliche Aufbau, am Umrichtergehäuse montiert, sieht man im Bild 6.49.

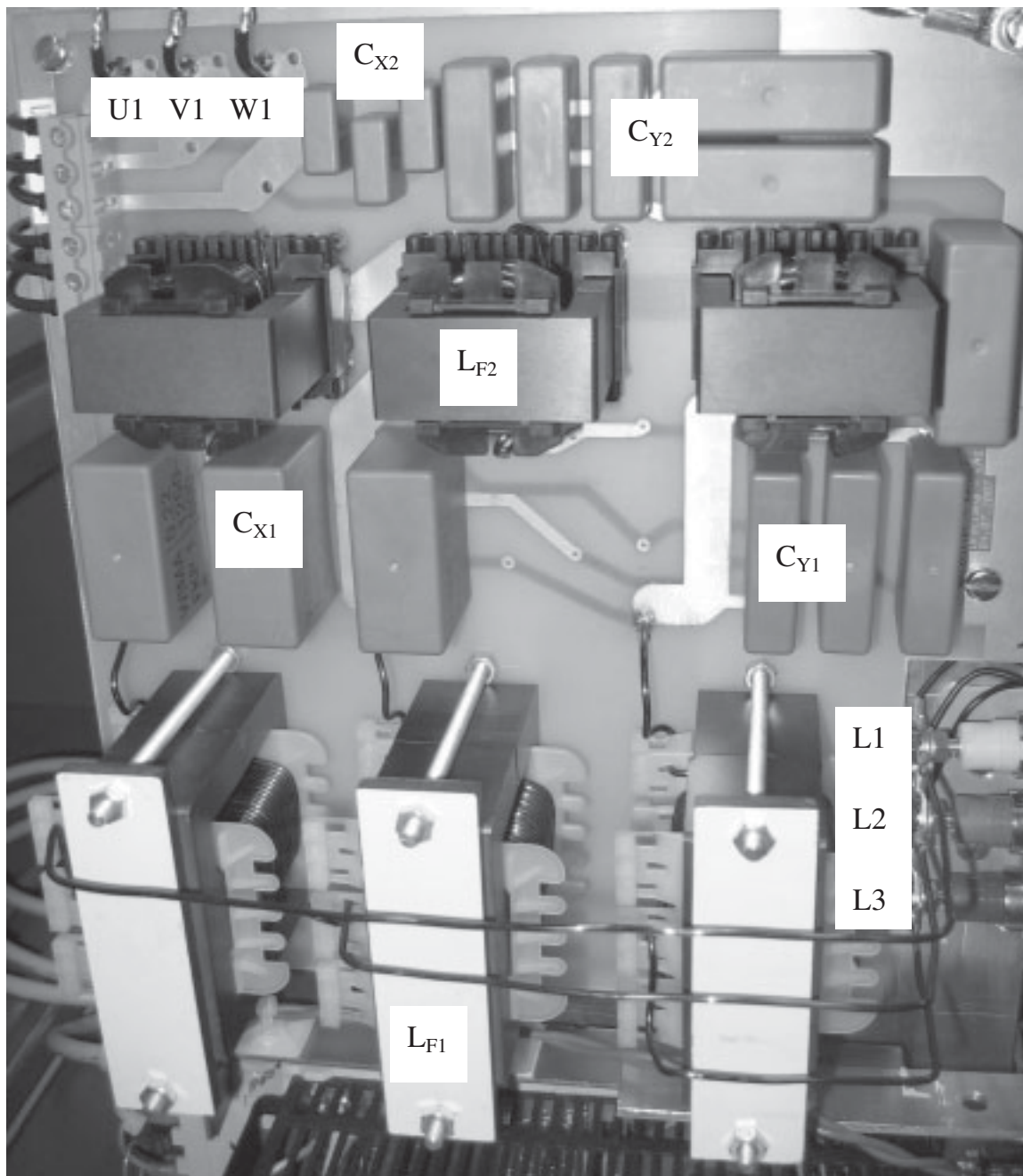


Bild 6.49 Foto des Netzfilters.

6.4.3 Y-Kondensatoren

Zur Optimierung der Kapazität wurden die Y-Kondensatoren im Versuchsaufbau direkt von den drei Phasen zur Masse bzw. Zwischenkreisschiene geschaltet (Bild 6.50-a). Damit sind diese Kondensatoren bei CM als Parallelschaltung und bei DM als Sternschaltung wirksam.

In käuflichen Filtern wird aus Schutzgründen eine sehr hohe Spannungsfestigkeit (mehrere kV) für Y-Kondensatoren vorgesehen. Um diese voluminösen Y-Kondensatoren zu sparen, wird ein einzelner Y-Kondensator zwischen einem kapazitiven Sternpunkt und Masse geschaltet, wie das Bild 6.50-b zeigt. In diesem Fall verringert sich die CM-Kapazität auf die Reihenschaltung von $3C_S$ mit C_Y .

Der Anschluss der Durchführungskondensatoren ist in jedem Fall direkt von Leiter zu Masse (ähnlich wie das Bild 6.50-a, aber ohne Anschlussdrähte), um die hochfrequente Impedanz zu minimieren.

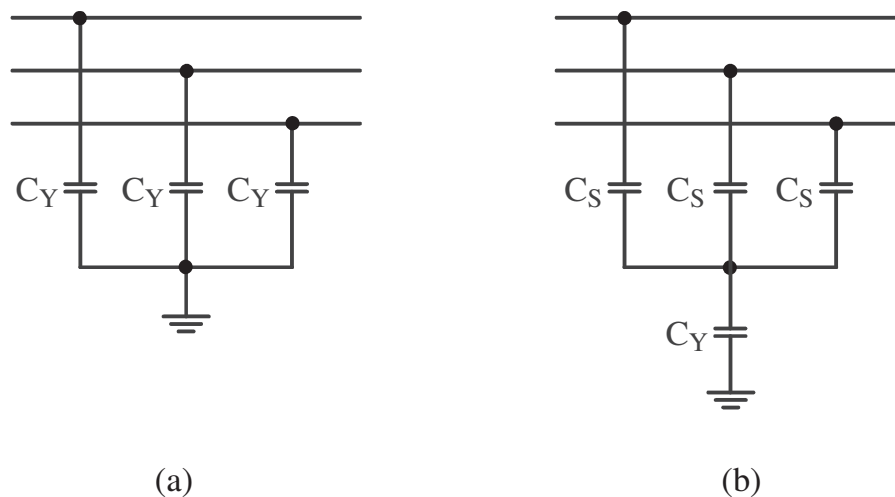


Bild 6.50 Varianten zum Anschluss des Y-Kondensators.
(a): Ausnutzung der Kapazität. (b): Höherer Spannungsschutz.

6.4.4 Netzfilterdrossel

Da die nötigen Induktivitätswerte für DM und CM im Netzfilter ähnlich sind, kann eine Drossel pro Phase mit Wirkung auf beide Systeme verwendet werden. Die einzelnen Phaseninduktivitäten L_F werden aus je einem Kern und einer Wicklung aufgebaut und haben keine magnetische Kopplung miteinander (Bild 6.51).

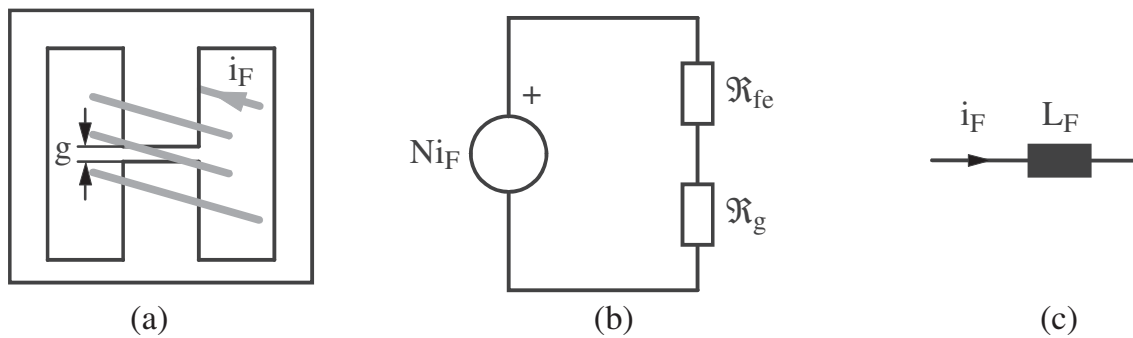


Bild 6.51 (a): Aufbau einer Netzfilterdrossel. (b): Magnetisches Schaltbild. (c): Elektrisches Schaltbild.

Allgemein kann aus den Grundgleichungen (6-27) einen Ausdruck für die nötige Windungszahl N (6-28) und die maximale nötige magnetische Flussdichte B_{\max} (6-29) gefunden werden.

$$L = \frac{N \cdot B \cdot A}{i} \quad (6-27)$$

$$N \cdot i = \frac{B \cdot l}{\mu}$$

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (6-28)$$

$$B_{\max} = \frac{L \cdot i_{\max}}{N \cdot A_{\min}} = \frac{N \cdot A_L \cdot i_{\max}}{A_{\min}} \quad (6-29)$$

Der Faktor A_L ist eine Herstellerangabe über das Kern. Er entspricht der inversen Reluktanz im magnetischen Kreis. Die Querschnittsfläche des Kerns an der engsten Stelle A_{\min} wird ebenfalls vom Hersteller angegeben.

Aufgrund der nötigen Bandbreite aller Filter im Aufbau sollen die unerwünschten parasitären Kapazitäten in den Spulen so weit wie möglich vermieden werden. Aus diesem Grund wird eine einlagige Wicklung für jede Spule vorgesehen.

Außerdem soll die Permeabilität des Kernmaterials eine gute Bandbreite und gleichzeitig eine ausreichende Sättigung B_{sat} aufweisen (Kompromiss). Eine gute Wahl wurde mit Ferrit vom Typ N27 getroffen. Die Bandbreite liegt bis in den MHz-Bereich und die Sättigung über 0,4 T bei einer Temperatur von 100 °C [Dat2].

Zur Dimensionierung der Drossel wird die Windungszahl mit einem ausgewählten Kern und der nötigen Induktivität berechnet (6-28). Falls N für eine einlagige Wicklung zu groß wird, muss ein Kern mit größerer Querschnittsfläche A (größere A_L) gesucht werden. Ohne die Einschränkung einer einlagigen Wicklung könnte der Kern und damit die Drossel (durch die Erhöhung der N) etwas verkleinert werden.

Als zweiter Schritt soll überprüft werden, ob der Kern eine ausreichende Sättigung über B_{\max} bietet (6-29). Trifft dies nicht zu, kann der Luftspalt erhöht werden.

Als Ergebnis besitzt L_{F1} eine Kernbauform E 65/32/27 mit Luftspalt $g = 1,5$ mm und L_{F2} eine E 42/21/20 mit $g = 1$ mm. Beide mit Ferrit N27.

6.4.5 Gleichtaktdrossel

Eine Gleichtaktdrossel kann wie im Bild 6.52 mit einem Ringkern aufgebaut werden. Aufgrund des kleinen i_{CM} kann L_{CM} größer sein (6-29). Dabei wird A_L (etwa magnetischer Leitwert) (6-28) auch größer ausgewählt und der Luftspalt kann entfallen.

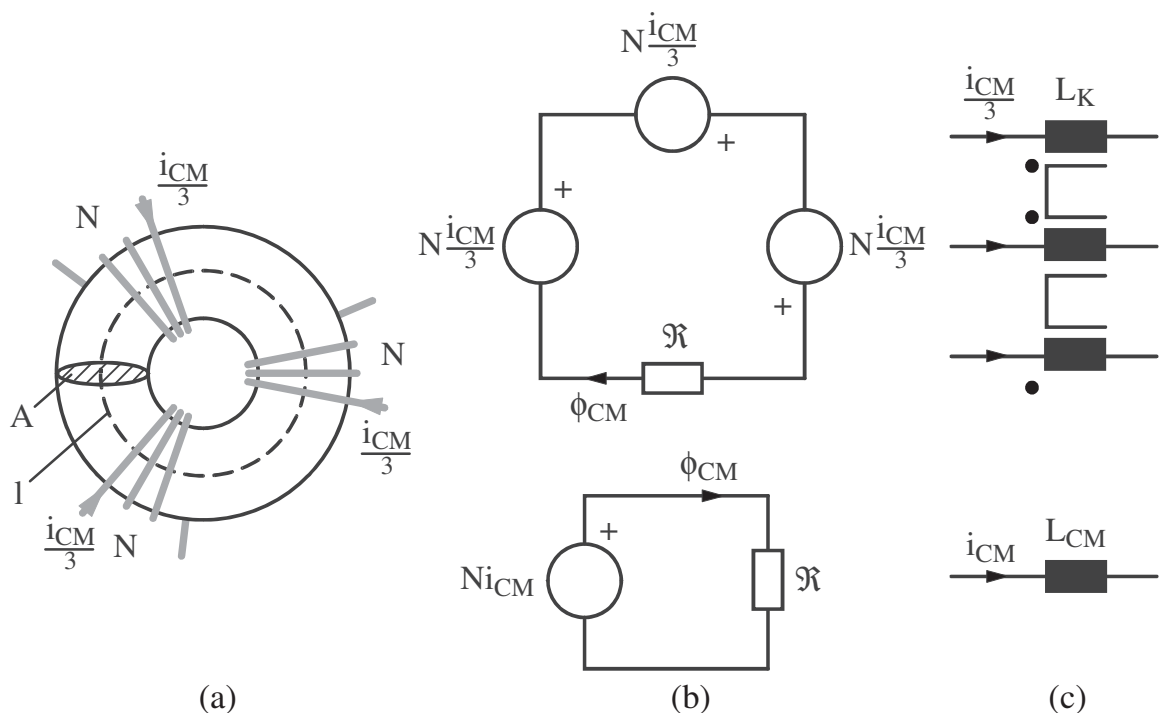


Bild 6.52 (a): Aufbau der CM-Drossel. (b): Magnetische Schaltbilder. (c): Elektrische Schaltbilder.

Zur Vereinfachung der Dimensionierung kann die Induktivität einer Wicklung (Phase) unter Berücksichtigung der magnetischen Kopplung (L_K), mit einer Wicklung ohne magnetische Kopplung (L_{Trenn}) verglichen werden (6-30).

$$\begin{aligned}
 L_K \frac{i_{CM}}{3} &= N\phi_{CM} \\
 L_{Trenn} \frac{i_{CM}}{3} &= N \frac{\phi_{CM}}{3} \\
 \Rightarrow \frac{L_K}{3} &= L_{Trenn}
 \end{aligned}
 \tag{6-30}$$

Aus (6-30) geht hervor, dass sich die Induktivität aufgrund der magnetischen Kopplung im Vergleich zu getrennten Drosseln dreifach erhöhen kann, bzw. das Volumen sich dreifach verringern lässt. Auf der anderen Seite hat die Drossel, abgesehen von Streuinduktivitäten, keine Wirkung auf DM.

Die gesamte Gleichtaktinduktivität L_{CM} entspricht der parallelschaltung (elektrisch) der gekoppelten Induktivitäten L_K , also $L_K/3$. Damit ist L_{CM} gleich groß wie eine getrennte Induktivität L_{Trenn} .

Jede Wicklung wird mithilfe von (6-28) und (6-29) getrennt dimensioniert, wobei $B_{max} < B_{sat}/3$, $i_{max} = i_{CM}/3$ und $L = L_{CM}$ zu setzen sind. Liegen die drei Wicklungen auf dem Kern zusammen, ergibt sich dann eine gesamte Gleichtaktinduktivität L_{CM} .

Der Kern besteht aus zwei aufgestapelten Ringkernen der Bauform R50 mit Kernmaterial N30. Die Induktivität L_{CM} entspricht 3,2 mH.

6.4.6 Gegentaktdrossel

Die hohen Arbeitsfrequenzen ermöglichen eine kleine DM-Drossel mit Ferrit zu verwenden. Da es sich jedoch in der Drehstromtechnik dieses Kernmaterial aufgrund der kleinen Sättigung nicht eignet, sind keine käuflichen dreiphasigen Ferritkerne zu finden. Hier wurde eine dreiphasige Drossel mit Ferritkernen der Bauform "E" entwickelt. Solche Ferritkerne haben einen mittleren Schenkel mit größerem Querschnitt als die äußeren längeren Schenkel, wodurch der Kern für ein dreiphasiges System unsymmetrisch wird. Die Lösung ist die Verwendung von unterschiedlichen Luftspalllängen für den inneren und die äußeren Schenkel, um die Reluktanz aller Schenkel gleichzusetzen (Bild 6.53).

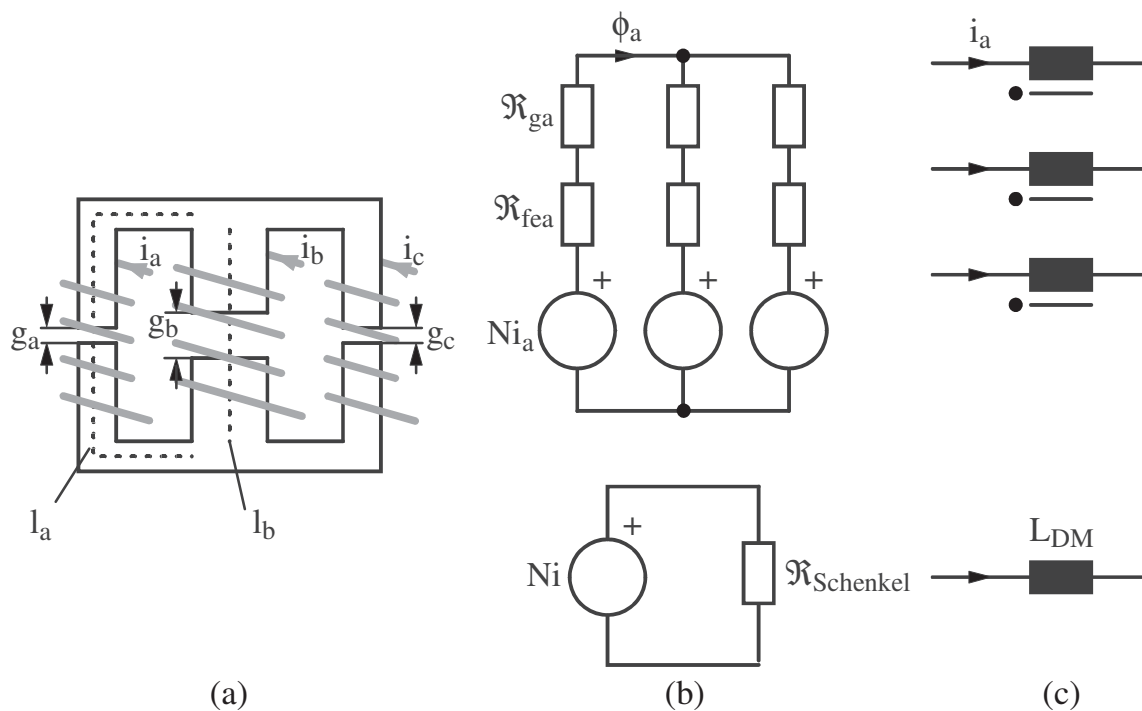


Bild 6.53 (a): Aufbau der DM-Drossel. (b): Magnetische Schaltbilder. (c): Elektrische Schaltbilder.

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_a &= \mathcal{R}_{fea} + \mathcal{R}_{ga} \\
 \mathcal{R}_b &= \mathcal{R}_{feb} + \mathcal{R}_{gb} \\
 \mathcal{R}_c &= \mathcal{R}_{fec} + \mathcal{R}_{gc}
 \end{aligned} \tag{6-31}$$

Mit der Definition (6-31) und die Voraussetzung $\mathcal{R}_{\text{Schenkel}} = \mathcal{R}_a = \mathcal{R}_b = \mathcal{R}_c$ kann das dreiphasige magnetische Ersatzschaltbild in ein einphasiges vereinfacht werden (Bild 6.53-b).

Der Vorteile der DM-Drossel gegenüber einzelnen einphasigen Drossel ist das Platzersparnis und die Reduzierung der Reluktanz (Erhöhung der Induktivität), da die Länge von $\mathcal{R}_{\text{Schenkel}}$ kleiner als der Umfang eines kompletten Kernes ist.

Die Herstellerangabe A_L kann hier nicht genutzt werden. Als Ausgangspunkt wird die minimale Windungszahl N_{\min} und anschließend der Luftspalt g_a für einen äußeren Schenkel ermittelt (6-32). Die Reluktanz des Schenkels a und b (mit Längen l_a und l_b im Bild 6.53) werden gleichgesetzt und daraus den Luftspalt g_b für den mittleren Schenkel berechnet.

$$\begin{aligned} N_{\min} &= \frac{L i_{\max}}{B_{\text{sat}} A_{\min}} \\ g_a &= \frac{\mu_0}{B} \left(N i_{\max} - \frac{B l_{\text{fea}}}{\mu_{\text{fe}}} \right) \\ l_{\text{fea}} &= l_a - g_a \end{aligned} \tag{6-32}$$

Als Ergebnis kommen zwei Kerne mit Bauform E 65/32/27 und Material N27 zum Einsatz. $g_a = g_c = 0,888$ mm und $g_b = 1,49$ mm. $L_{\text{DM}} = 300$ μH .

Kapitel 7

Versuchsaufbau und Messergebnisse

7.1 Versuchsaufbau

Der Versuchsaufbau besteht aus dem dreiphasigen SiC-Umrichter mit Filtern, Messgeräten zur Erfassung von Strom, Spannung, Leistung, sowie Funkstörspannung. Der untersuchte Umrichter speist eine Asynchronmaschine (ASM). Für mechanische Belastung und damit die Einstellung der übertragbaren Wirkleistung sorgt ein zweiter Antrieb mit einer Synchronmaschine (SM), die durch einen konventionellen Umrichter gespeist wird. Die Bilder 7.1 und 7.2 zeigen jeweils das Diagramm des Versuchsaufbaus und ein Foto des Prüfstandes.

Bei motorischem Betrieb arbeitet die ASM als Motor und die SM als Generator. Die Leistung aus der SM wird in einem 5 kW-Bremswiderstand in Wärme umgesetzt. Dafür ist ein Bremschopper am Zwischenkreis des nicht rückspeisefähigen konventionellen Umrichters geschaltet.

Bei generatorischem Betrieb arbeitet die ASM als Generator und die Leistung kann durch den rückspeisefähigen SiC-Umrichter ins Netz zurückgeführt werden.

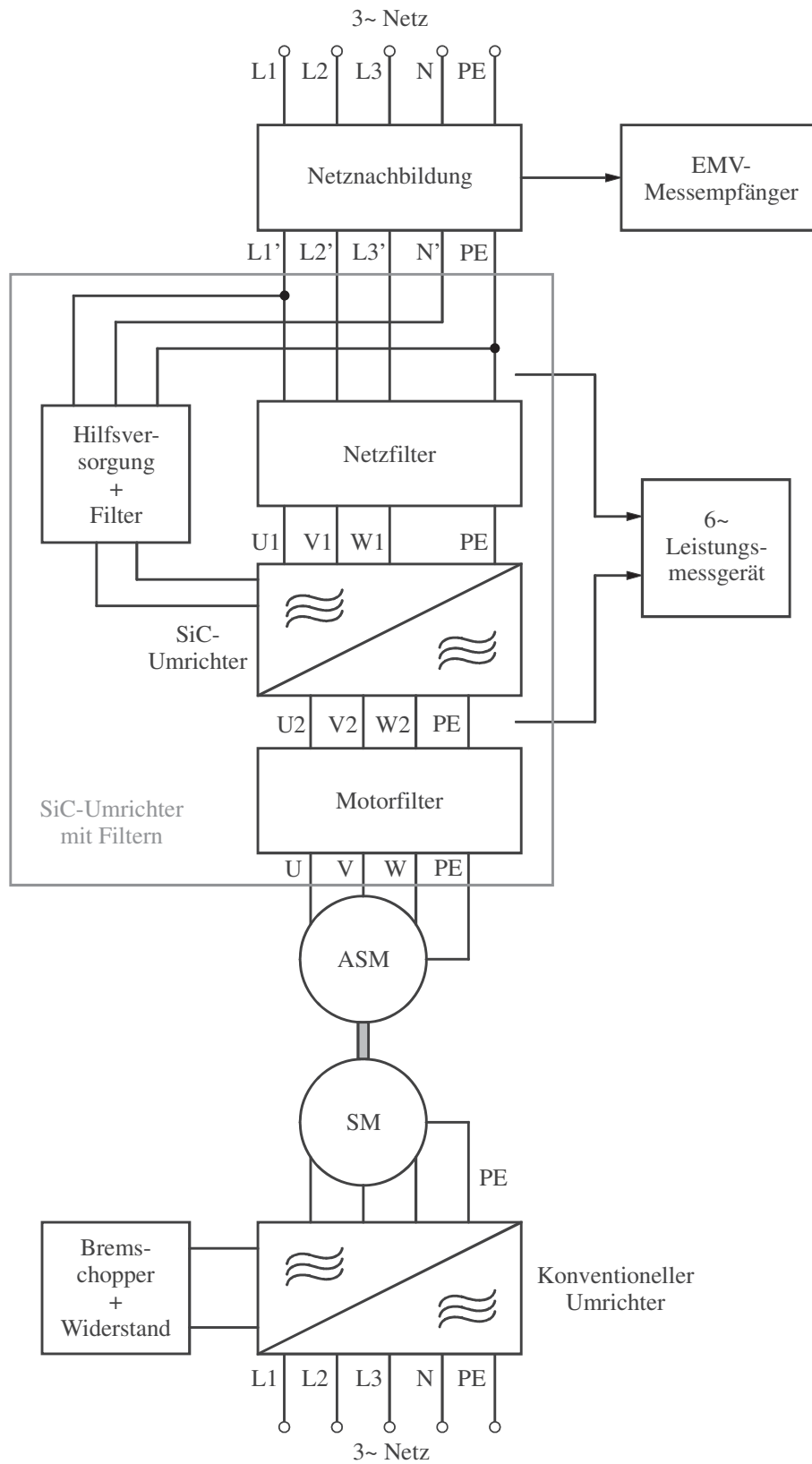


Bild 7.1 Diagramm des Versuchsaufbaus.

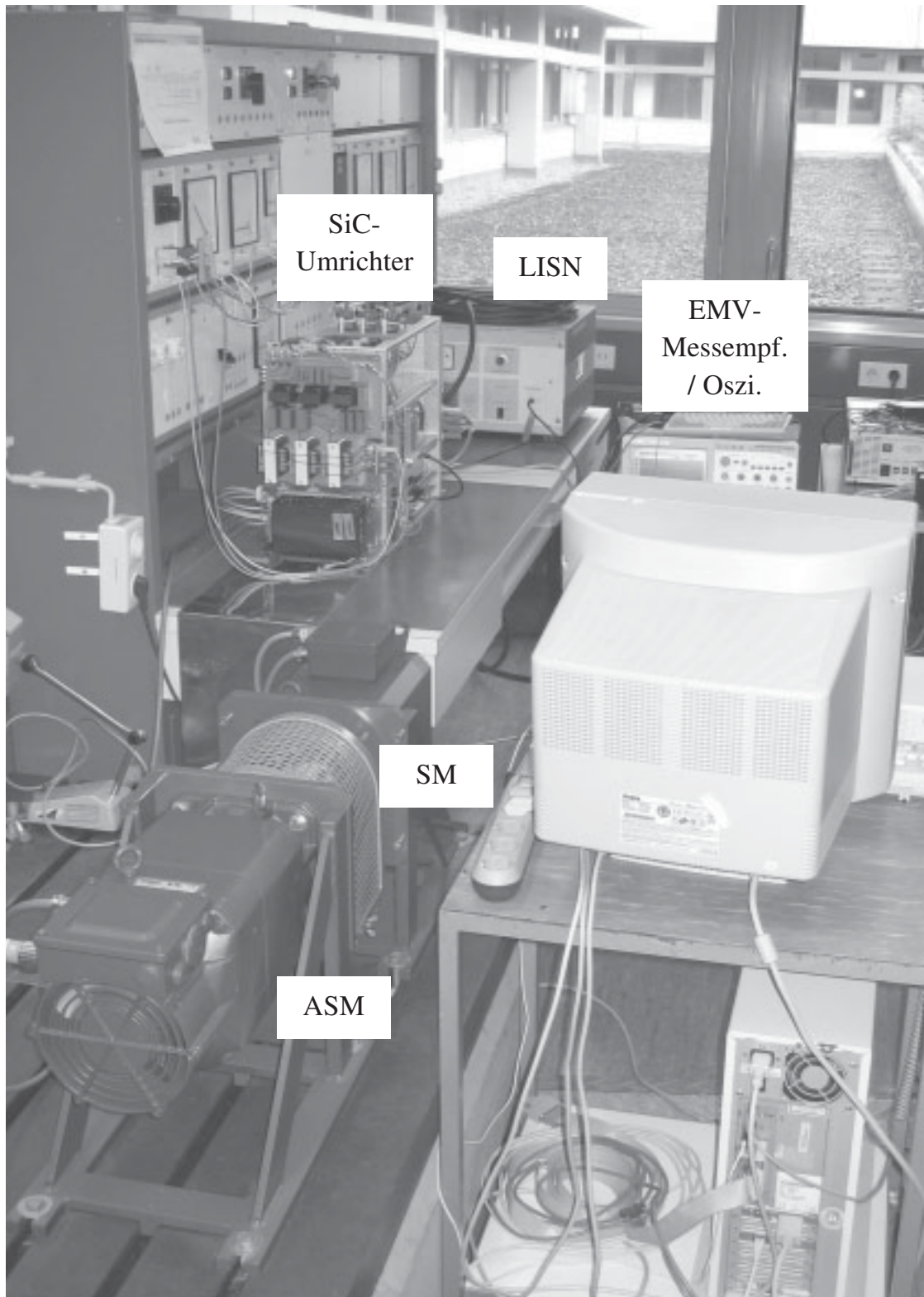


Bild 7.2 Foto des Prüfstandes.

Der SiC-Umrichter ist im Bild 7.3 abgebildet. Links ist der Netzfilter und rechts der Motorfilter platziert, jeweils neben dem Gleichrichter und dem Wechselrichter, um kurze Anschlüsse zu erzielen und damit zusätzliche Strahlung und parasitären L-C Netze zu vermeiden.

Die SiC-JFETs sind zwischen der Zwischenkreisplatine und dem Kühlkörper montiert (Bild 5.11).

In der Mitte des Bildes kann der kleine Zwischenkreisfolienkondensator C_{Zk} (Farbe rot) erkannt werden. Der zweite Kondensator dient hauptsächlich für die Dämpfung einer Resonanzstelle bei ca. 4,3 kHz (Bild 6.46).

Umfangreiche Informationen und Messungen über den SiC-Umrichter befinden sich im Kapitel 5 und über die Filter im Kapitel 6.

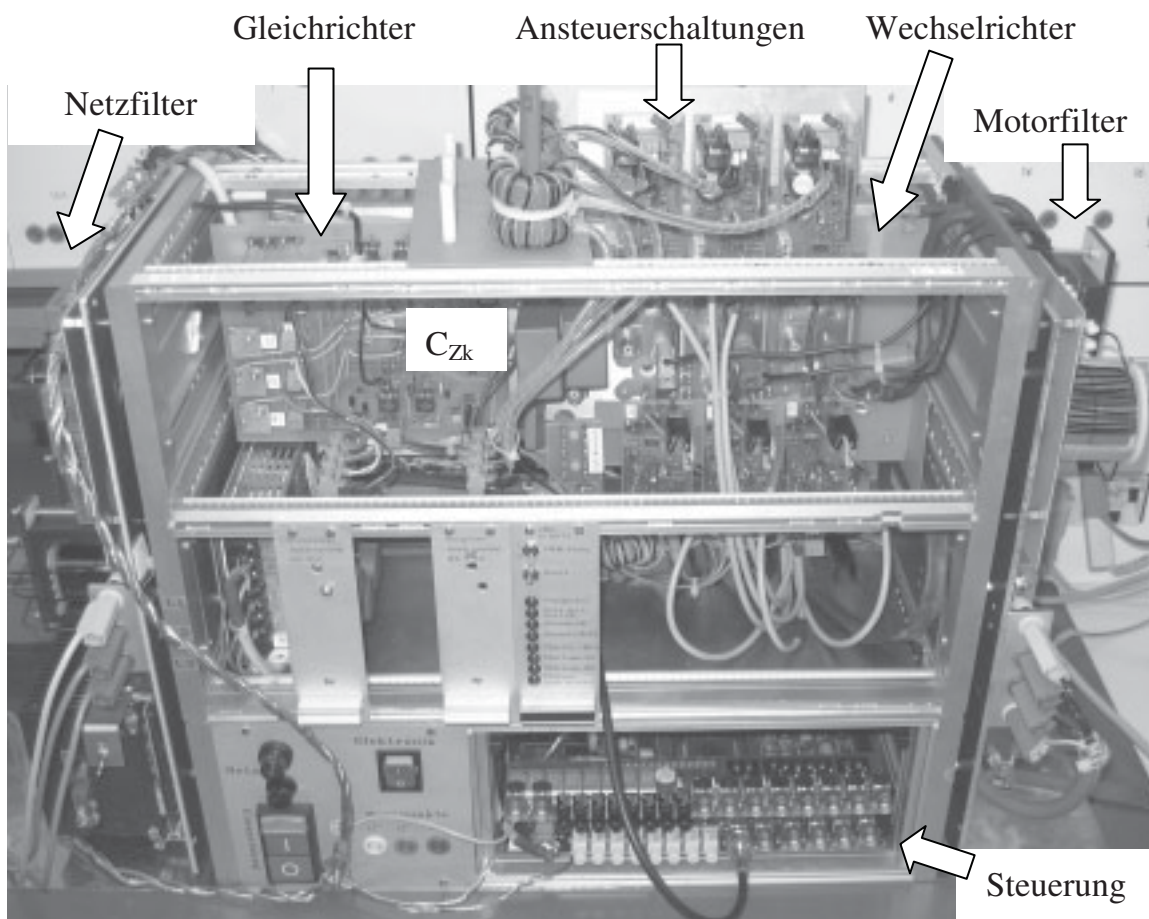


Bild 7.3 SiC-Umrichter.

Die EMV-Messungen von elektromagnetischer Strahlung erfolgen gesondert in einer EMV-Messkabine für Messungen mit 3 m Abstand zwischen Prüfobjekt und Antenne. Hier ist die gestrahlte Energie unabhängig von der Motorleistung (Nur Frequenzanteile über 30 MHz interessant). Außerdem dürfen keine weiteren Geräte in der Kabine stehen, um die Messung nicht zu stören. Aus diesen Gründen wird ein Motor ohne Belastung verwendet. Der Aufbau wird mit einem Gitter aus Aluminium geschirmt, um hauptsächlich die Strahlung vom Motorkabel zu messen.

Der Aufbau samt Motorkabel liegt auf einem Tisch, der um 360° gedreht wird, um den höchsten Störpegel zu erfassen (siehe Bilder 7.4 und 7.5).

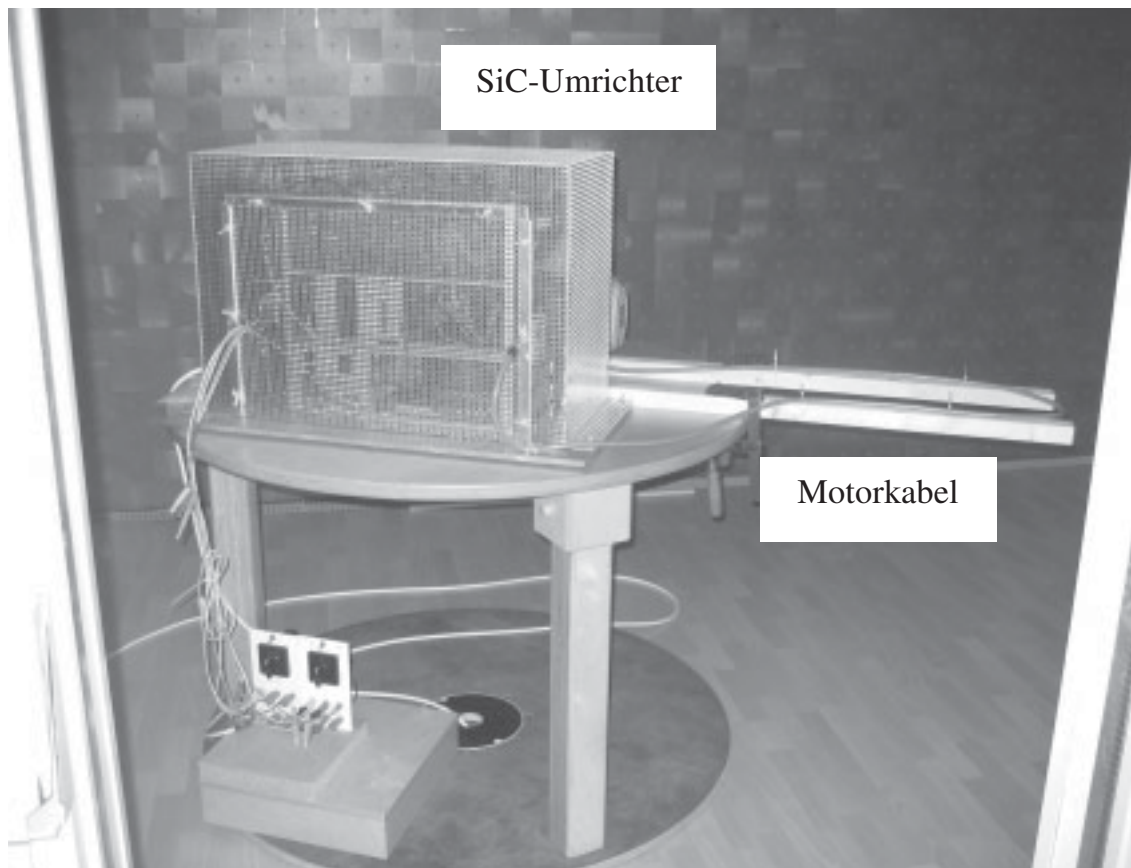


Bild 7.4 Aufbau in der EMV-Messkabine.

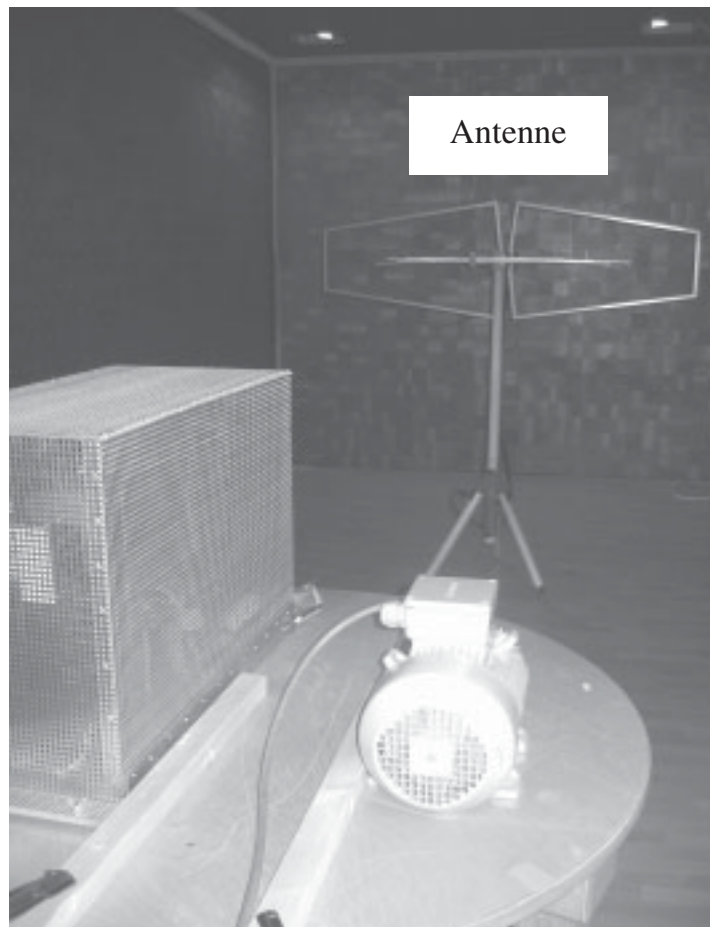


Bild 7.5 Aufbau in der EMV-Messkabine.

7.2 Messergebnisse des Gesamtsystems

7.2.1 Zeitbereich

Das Bild 7.6 zeigt eine Aufnahme des Eingang- und des Ausgangsstromes des Gesamtsystems (SiC-Umrichter mit Filtern) bei einer Leistung von 3,7 kW. Während der Motorstrom sinusförmig ist, zeigt der Netzstrom eine Blockform mit überlagerten Bögen. Wie bereits im Abschnitt 5.2 erklärt, ist der Bogenförmige Verlauf des Netzstromes auf den Ausgleich der bogenförmigen Zwischenkreisspannung bei konstanter Leistungsübertragung zurückzuführen (Bild 5.4).

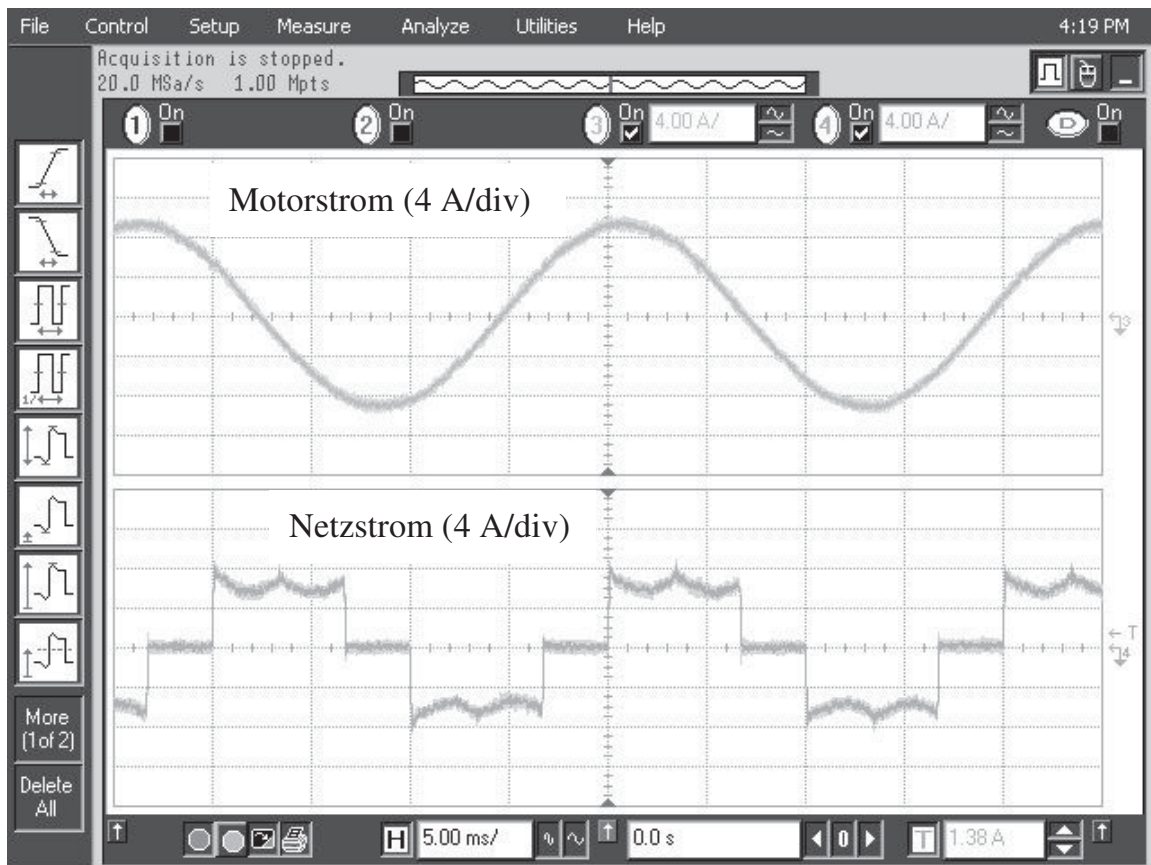


Bild 7.6 Motor- und Netzstrom.

7.2.1.1 Netzseite

Zusätzlich zu den Messungen im Abschnitt 5.2 werden in den Bildern 7.7 und 7.8 noch zwei Verläufe der Netzgrößen bei motorischem und generatorischem Betrieb gezeigt.

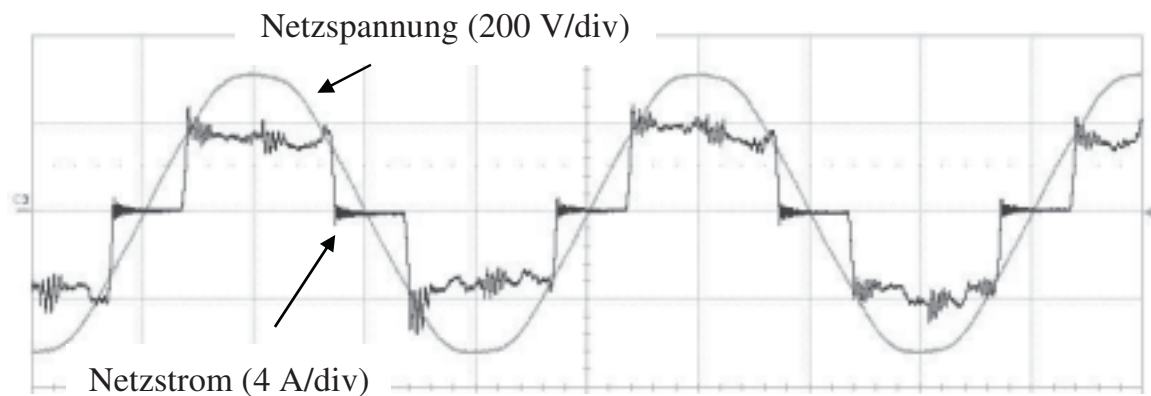


Bild 7.7 Netzstrom und -spannung bei motorischem Betrieb.

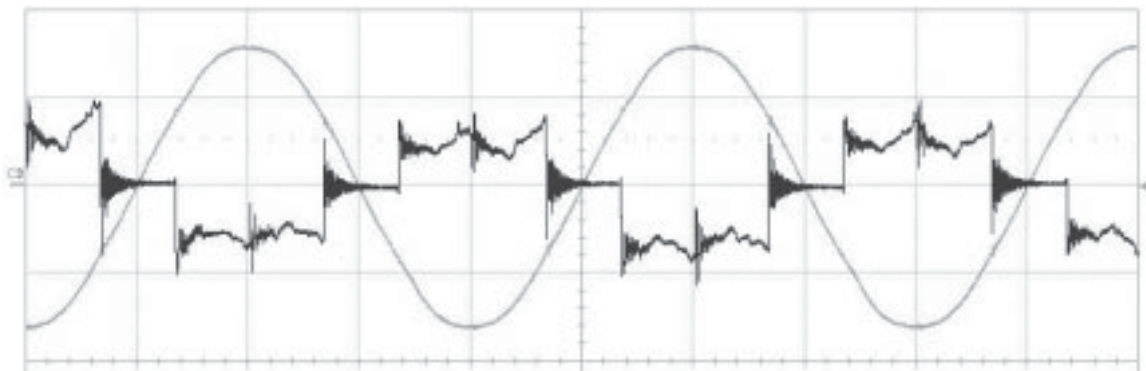


Bild 7.8 Netzstrom und -spannung bei generatorischem Betrieb.

Die Wirkung des Netzfilters auf den Netzstrom ist im Bild 7.9 zu erkennen. Die hochfrequenten Anteile (ab 125 kHz) des Gleichrichter-Eingangstromes i_{U1} sind vom hochfrequenten Schalten des Wechselrichters verursacht. Sie werden mit Hilfe des Netzfilters weggefiltert, so dass nur ein niederfrequenter Netzstrom bleibt.

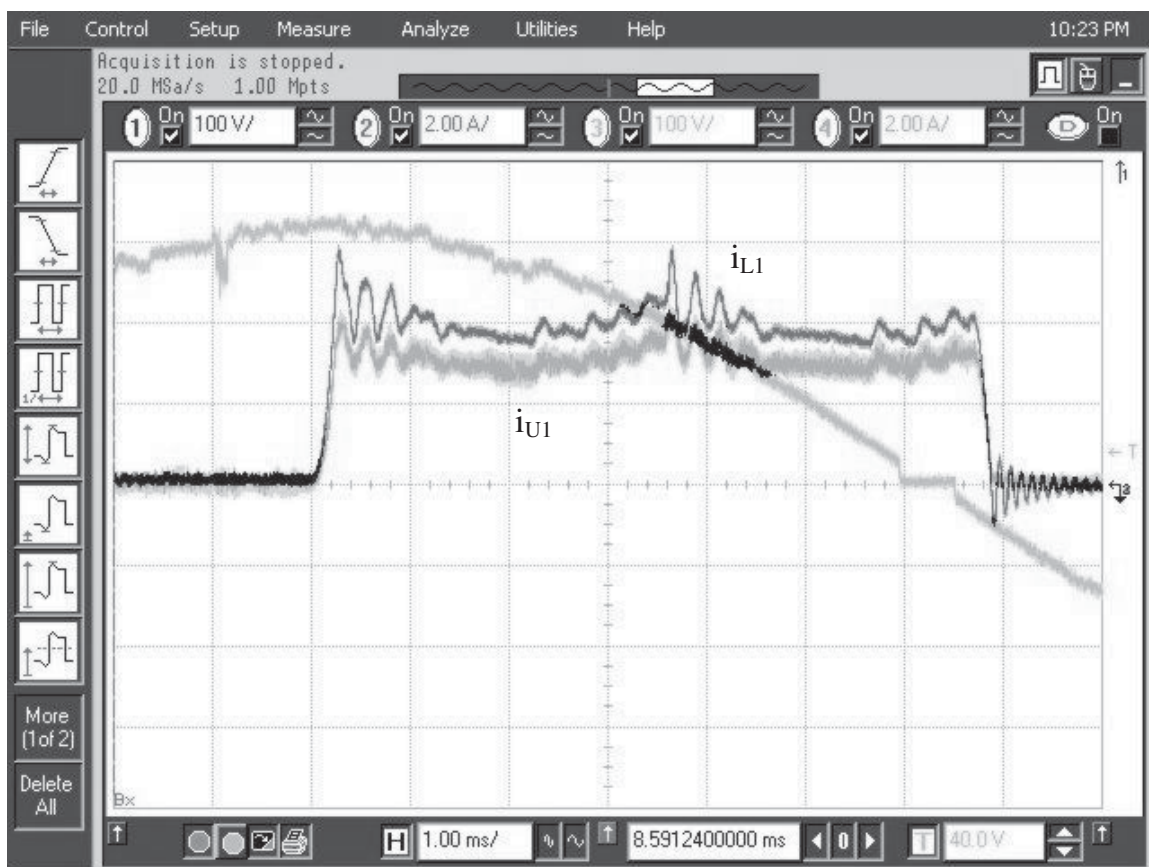


Bild 7.9 Gefilterter (i_{L1}) und ungefilterter (i_{U1}) Netzstrom.

7.2.1.2 Motorseite

Der Wechselrichter schaltet mit 125 kHz. Die Schaltvorgänge der SiC-JFETs sind schnell und verlustarm im Vergleich mit IGBTs. Dies wurde im Kapitel 4 genau untersucht.

Der Verlauf im Bild 7.10 zeigt den Spannungs- und Stromverlauf eines JFETs während einer Schaltperiode. Für weitere Schaltverläufe des Wechselrichters sei auf die Bilder 5.18, 5.19 und 5.20 verwiesen.

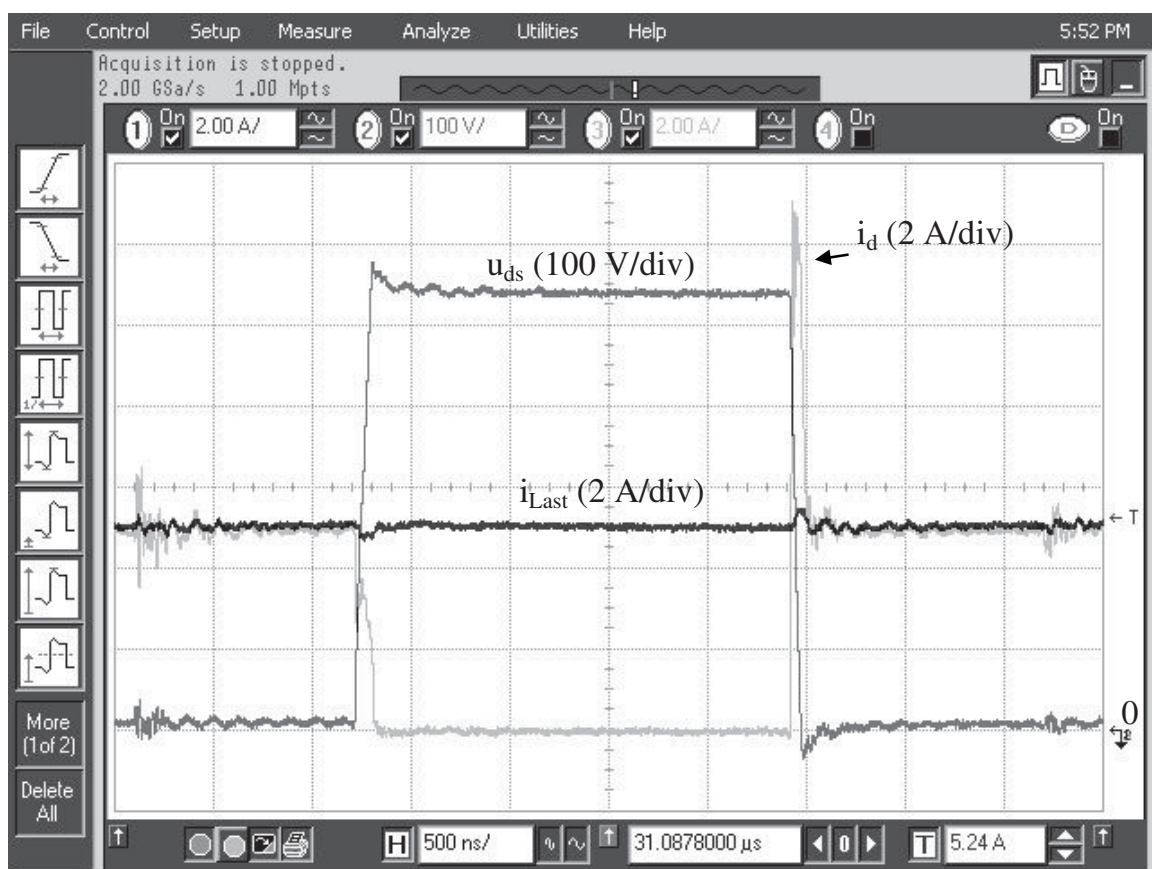


Bild 7.10 Drain-Source Spannung (u_{ds}) eines JFETs, Drainstrom (i_d) und Laststrom (i_{Last}).

Das Bild 7.11 zeigt eine Messung einer verketteten Ausgangsspannung des Wechselrichters. Da jeder Halbbrücke mit 125 kHz schaltet, ist hier eine Pulsfrequenz von 250 kHz zu messen. Der Laststrom wird durch die Induktivität des Filters und des Motors geglättet.

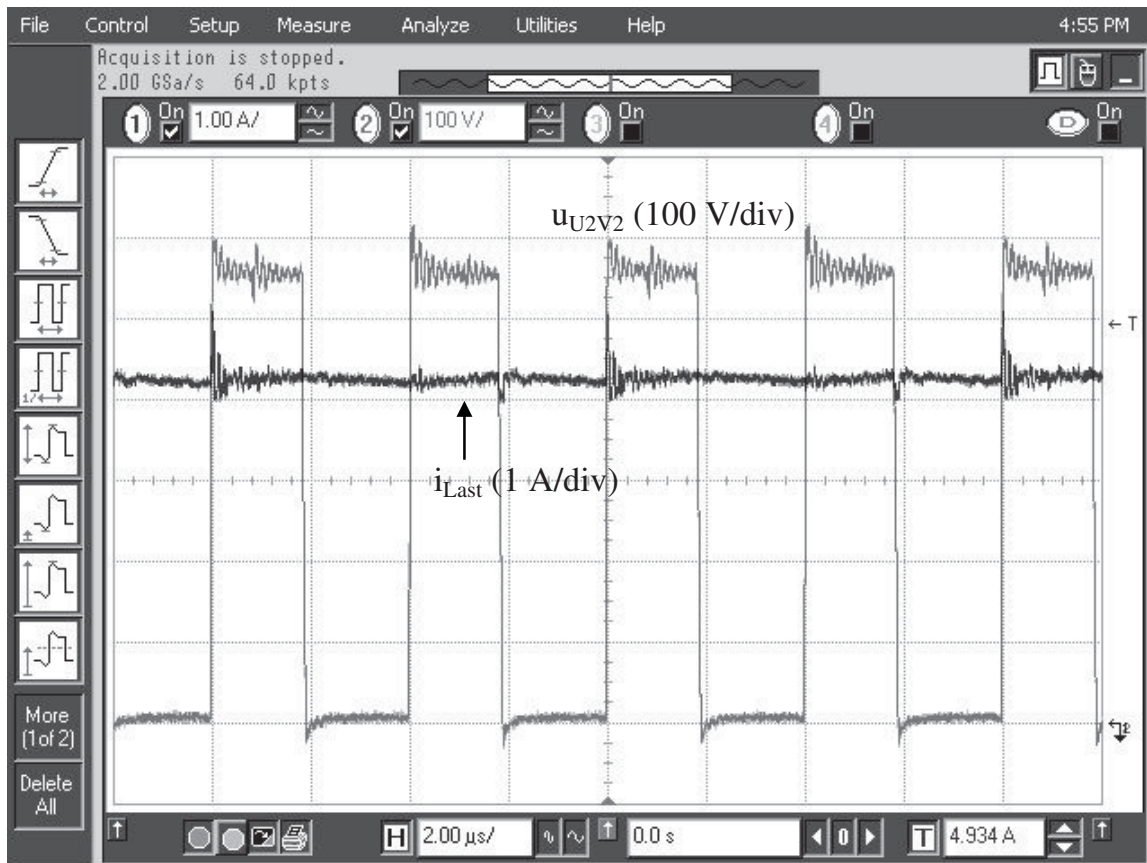


Bild 7.11 Verkettete Ausgangsspannung (u_{U2V2}) und Laststrom (i_{Last}).

Die verkettete Spannung des Wechselrichters über zwei Perioden der wesentlich langsamen Motorfrequenz zeigt das Bild 7.12. Diese Spannung wird mithilfe des Motorfilters in einer Sinusspannung umgewandelt, wie das Bild 7.13 bei einer Leistung von 3 kW zeigt. Die Sinusspannung schützt die Isolierung vom Motor und vermeidet Gleichtaktströme.

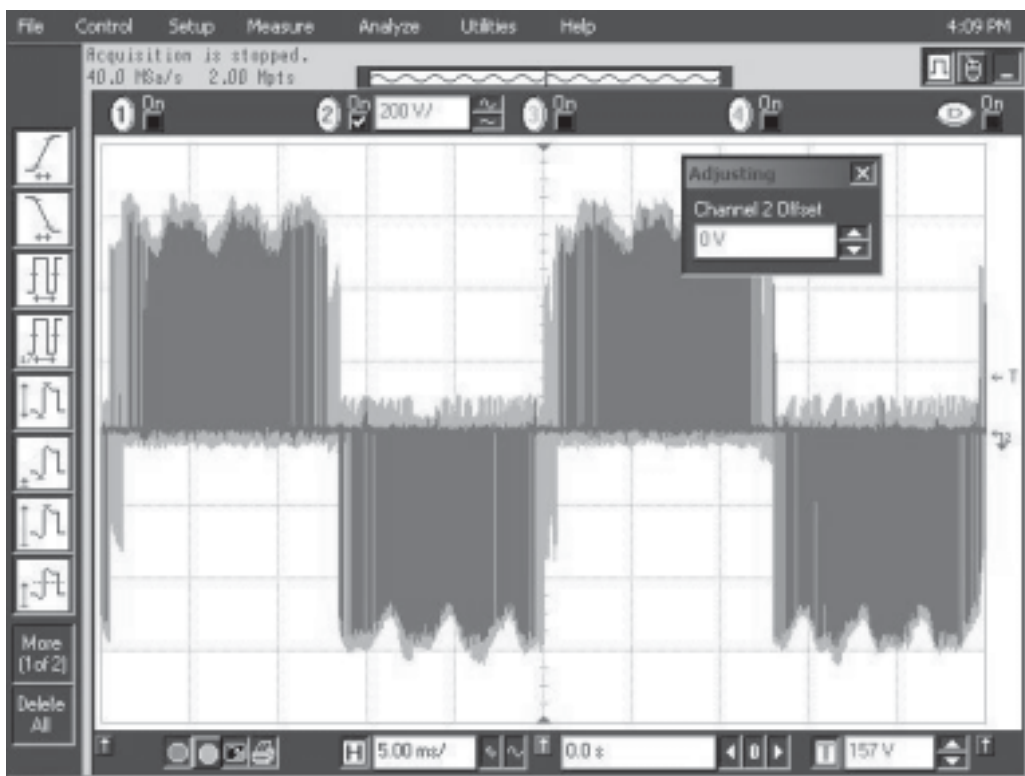


Bild 7.12 Verkettete Ausgangsspannung u_{U2V2} , ungefiltert.

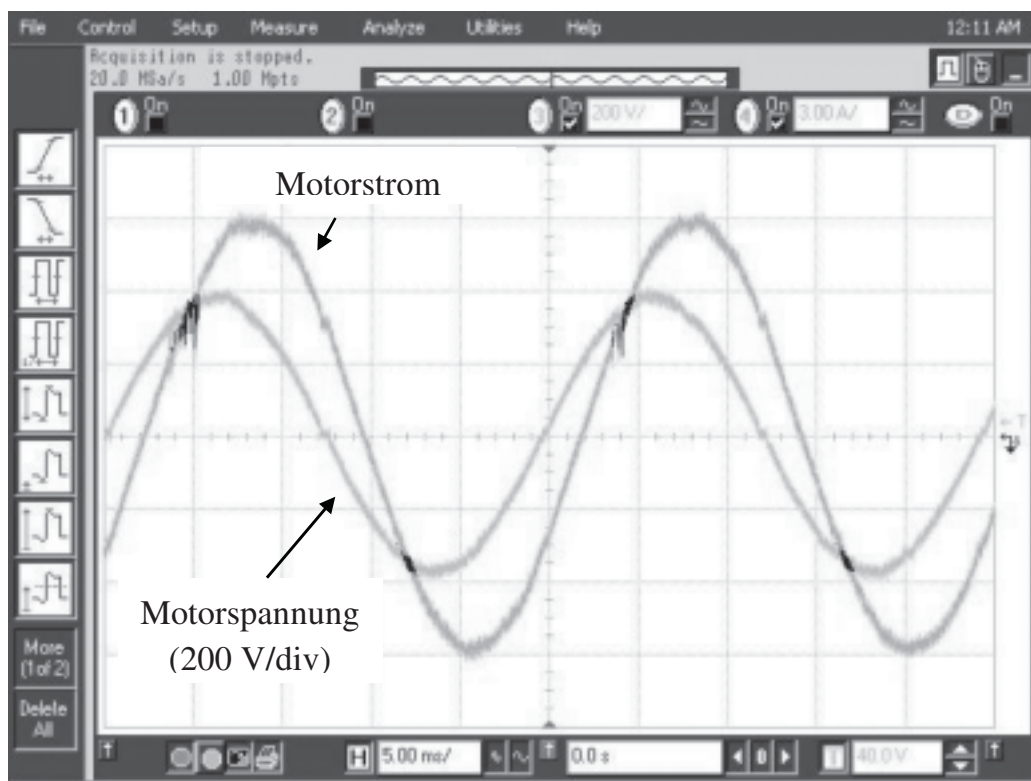


Bild 7.13 Motorstrom und -spannung, gefiltert.

7.2.2 Frequenzbereich

Das Bild 7.14 zeigt eine Messung der niederfrequenten Netzstrom-
 überschwingungen bei 3,5 kW.

Geräte mit einem Strom unter 16 A, die im öffentlichen Niederspannungsnetz
 (Wohnbereich, Kat. C1) angeschlossen werden, müssen die Norm IEC 61000-3-2
 einhalten. Dieser Norm ist ebenfalls auf dem Bild (schwarze Linie) aufgetragen.

Man kann erkennen, dass diese Norm nicht eingehalten wird. Dies ist bei allen
 Stromrichtern zu erwarten, die mit Blockstrom arbeiten. Ein konventioneller
 Diodengleichrichter wird diese Norm in der Regel ebenfalls nicht einhalten.
 Infolgedessen wird die weitere Berücksichtigung von Normen beim öffentlichen
 Niederspannungsnetz oder dem Wohnbereich ausgeschlossen.

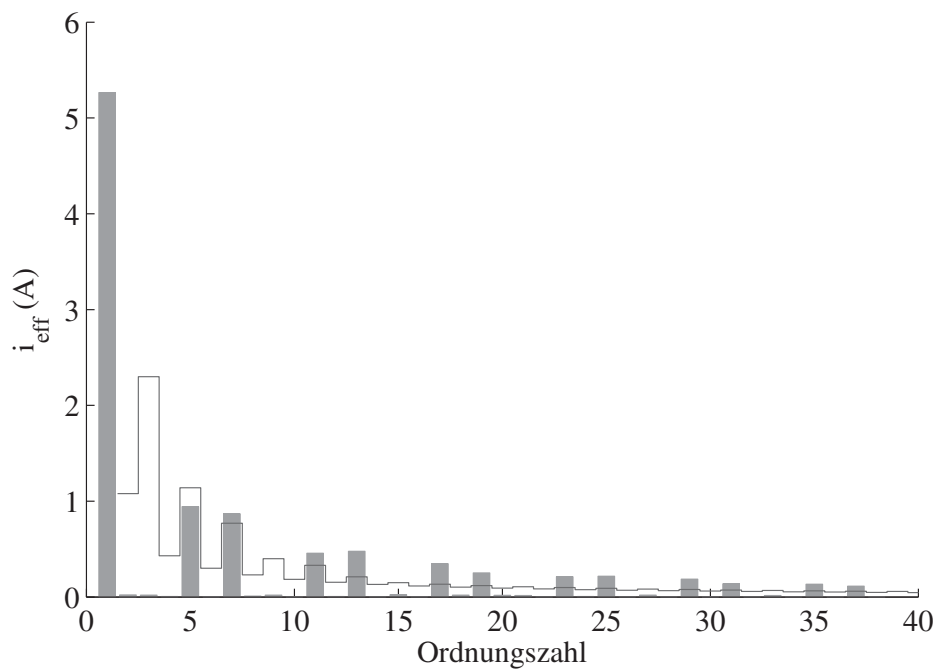


Bild 7.14 Niederfrequente Netzstromüberschwingungen (grau) und Norm
 IEC 61000-3-2 (schwarz).

Bei hohen Frequenzen zwischen 150 kHz und 30 MHz setzt die EMV-Norm
 EN 61800-3 Grenzen für leitungsgebundene Funkstörspannungen. Die gleiche
 Norm begrenzt die Intensität der elektromagnetischen Strahlung zwischen
 30 MHz und 1 GHz.

Ab Juli 2007 wurden die alten Klassen in neue Kategorien umgestellt [Mie1]:

- Die Kategorie C1 gilt nur für den Wohnbereich (1. Umgebung).
- Die Kategorie C2 gilt für Geräte mit eingeschränkter Erhältlichkeit und kann nach Entscheidung des Betreibers nicht nur für den Industriebereich, sondern auch im Wohnbereich verwendet werden (1. und 2. Umgebung).
- Die Kategorie C3 kann nur im Industriebereich eingesetzt werden (2. Umgebung).
- Dazu kommt noch eine neue Kategorie C4 mit noch höheren zulässigen Störpegeln für den Industriebereich mit gewissen Einschränkungen.

Damit sind für den vorliegenden Umrichter die Kategorien ab C2 von Bedeutung. Die weiteren Messungen werden mit den Kategorien C2 und C3 bewertet. Die Grenzwerte werden anschaulich direkt auf den Grafiken der Messergebnisse aufgetragen.

Das Bild 7.15 zeigt die Messung der Funkstörspannung mit EMV-Messempfänger an einer Netznachbildung im ungünstigsten Arbeitspunkt.

Das Bild 7.16 zeigt die Messung von elektromagnetischer Strahlung in der EMV-Messkabine (3 m zwischen Messkabine und Prüfobjekt). Die ursprünglichen Grenzwerte der Norm (30 m) werden mittels (7-1) normgerecht auf 10 m Entfernung umgerechnet. Die Störpegel der Messung bei 3 m Entfernung wird dann 10 dB erhöht, um eine Messung bei 10 m Entfernung nachzubilden.

$$G_X = G_{30} + 20 \cdot \log\left(\frac{30}{X}\right) \quad (7-1)$$

G_X : Grenzwert bei X m Entfernung

Zu beachten ist, dass bei beiden Messungen die Peak-Werte gemessen und hier dargestellt werden, während die Norm jedoch Grenzen für die Quasi-Peak-Werte setzt. Das bedeutet, dass der tatsächliche Störpegel erfahrungsgemäß 2-10 dB [Hoe1, Dat3] unter der Messung liegen und damit die Normen mit besserem Abstand einhalten.

Direkte Quasi-Peak Messungen werden vermieden, da für jede Messung nur eine einzelne Frequenz ausgewählt wird und sehr zeitaufwendig ist.

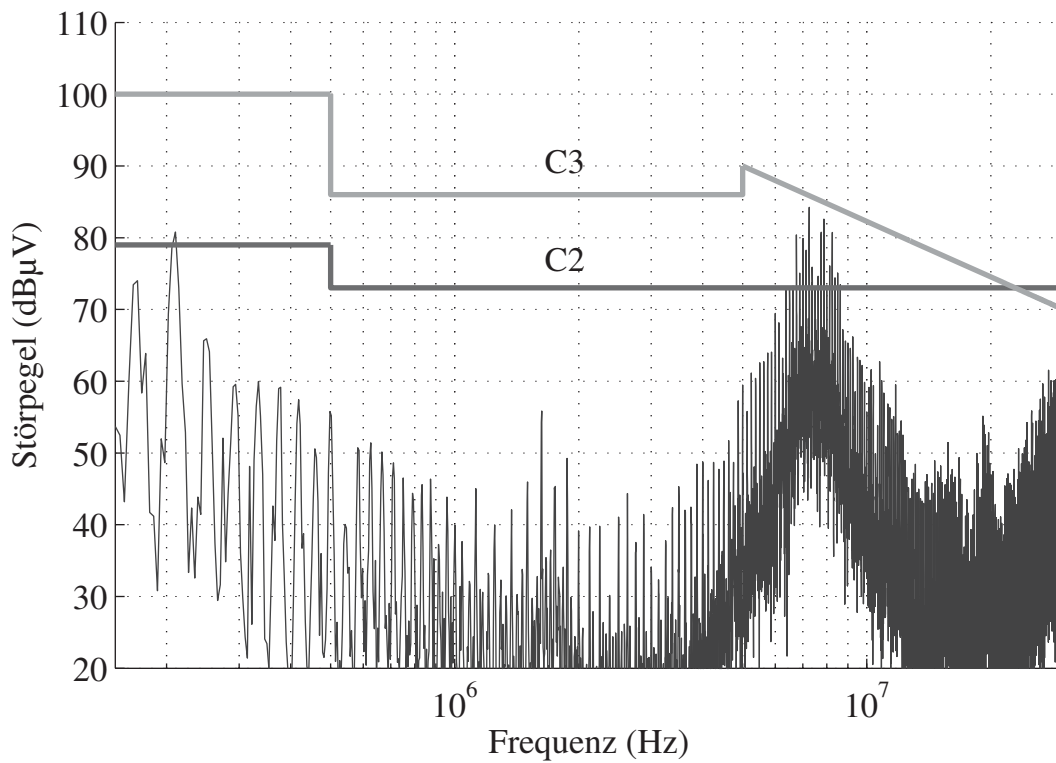


Bild 7.15 Messung der leitungsgebundene Funkstörspannung (Peak) und Grenzwerte der EMV-Norm EN 61800-3 (Quasi-Peak) bei 10 m Entfernung.

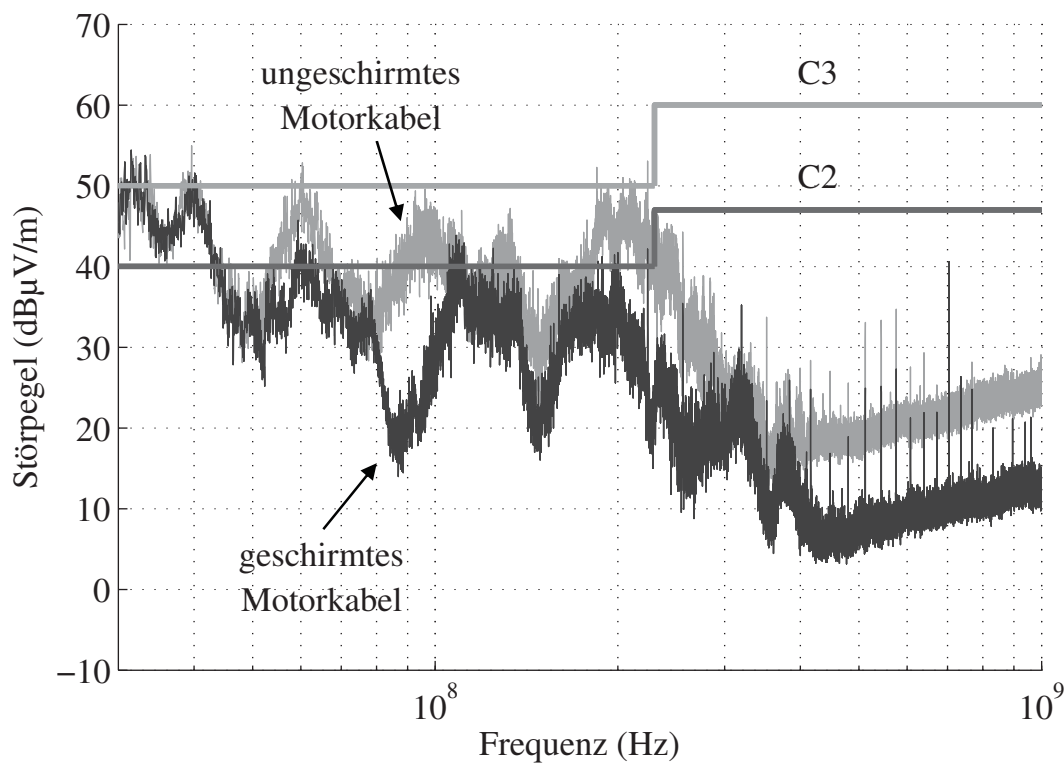


Bild 7.16 Messung der elektromagnetischen Strahlung (Peak) und Grenzwerte der EMV-Norm EN 61800-3 (Quasi-Peak) bei 10 m Entfernung.

Die Kategorie C3 für den industriellen Einsatz wird sowohl bei leitungsgebundenen Störungen als bei elektromagnetischer Strahlung mit und ohne Schirmung des Motorkabels eingehalten.

Nach einer Herabsetzung der gemessenen Peak-Werte auf Quasi-Peak sollte die Funkstörspannung unter der C2-Grenze liegen.

Die leitungsgebundene Störungen weisen jedoch eine Resonanz um 7 MHz auf. Die Ursache liegt an einem Zusammenspiel von parasitären Induktivitäten mit Kapazitäten im Zwischenkreis. Durch Änderung der Verteilung der Kapazitäten auf der Wechselrichterplatine (z.B. mittels SMD-Kondensatoren parallel zu den Halbbrücken konnte dieser Resonanz zwar im Frequenzbereich verschoben, aber nicht weiter bedämpft werden. Die Anhebung der Störpegel bei ca. 8 MHz ohne Filter im Bild 6.43 bekräftigt die Annahme, dass das Problem sich nicht in den Filtern, sondern im Zwischenkreis befindet.

Der gemessene Pegel der elektromagnetischen Strahlung soll ebenfalls herabgesetzt werden, um sie mit den Grenzwerten der Kategorie C2 zu vergleichen. Etwas Problematisch bleibt noch der Bereich zwischen 30 MHz und 40 MHz.

Einst gemessene höhere Pegel wurden mithilfe verschiedener Massnahmen verringert:

- Eine Schelle als Verbindung des Schirmes vom Motorkabel mit der Bodenplatte des Umrichters hat das Spektrum bei 55 MHz und 90 MHz kräftig um mindestens 15 dB reduziert.
- Ein Ferritkern um die Netzleitung verringert den gesamten Pegel um ca. 5 dB.
- Ein Ferritkern um das Motorkabel verringert ebenfalls den gesamten Pegel um ca. 5 dB.
- Die Durchführungskondensatoren des Motorfilters sind auch ein Schlüsselement bei der Verringerung des Störpegels, jedoch vor Allem bei Hunderten von MHz.

Die Ferritkerne um die Leitungen haben Wirkung auf CM. Sie sollen nah am Gehäuse platziert werden. Die erläuterten Massnahmen zeigen jedoch eine kleinere Wirkung beim kritischen Bereich von 30 bis 40 MHz.

7.2.3 Wirkungsgrad

Mittels eines sechsphasigen Leistungsmessgerätes werden Spannungen und Ströme des gesamten SiC-Umrichters mit Filtern gemessen und damit der Wirkungsgrad ermittelt. Aufgrund der hohen Schaltfrequenzen und Spannungssteilheiten ist eine Messung des Wirkungsgrades des Umrichters ohne Filter mit der eingeschränkten Bandbreite eines Leistungsmessgerätes nicht möglich.

Der Wirkungsgrad bei verschiedenen Bedingungen zeigt das Bild 7.17 (f_m : Motorfrequenz, n_0 : gemessene Leerlaufdrehzahl). Eine Auswahl davon im interessanten Bereich hoher Leistung ist im Bild 7.18 zu sehen.

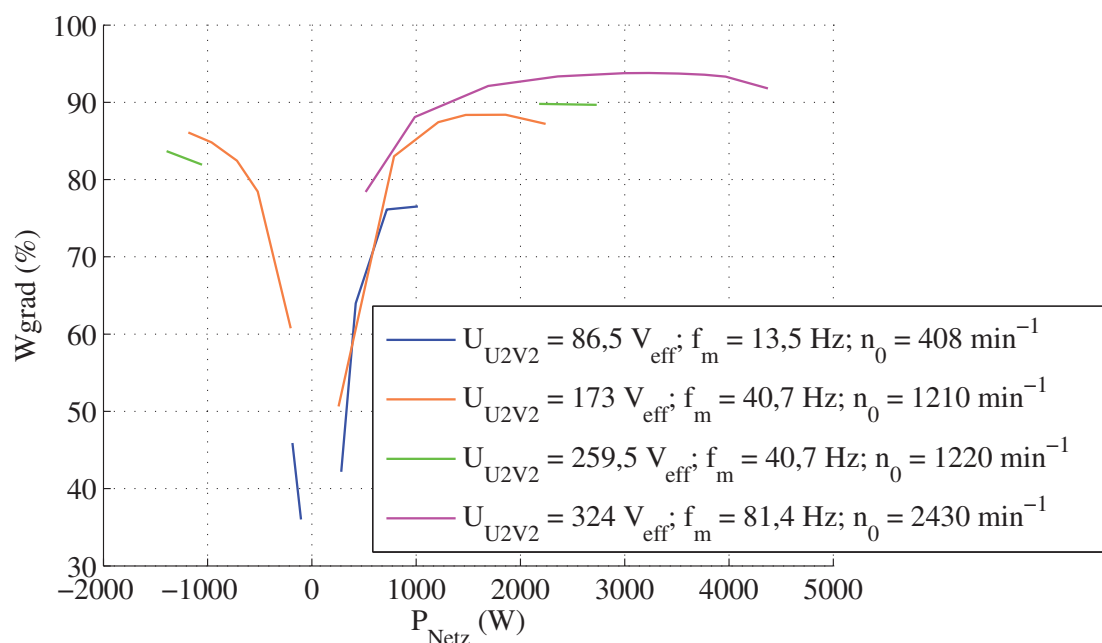


Bild 7.17 Wirkungsgrade bei verschiedenen Betriebszuständen.

Für diese Messungen wird eine Motorspannung und eine Motorfrequenz durch den SiC-Umrichter eingestellt. Mit Drehmomentregelung der Belastungsmaschine wurde die ASM in verschiedenen Arbeitspunkten belastet und auch generatorisch betrieben.

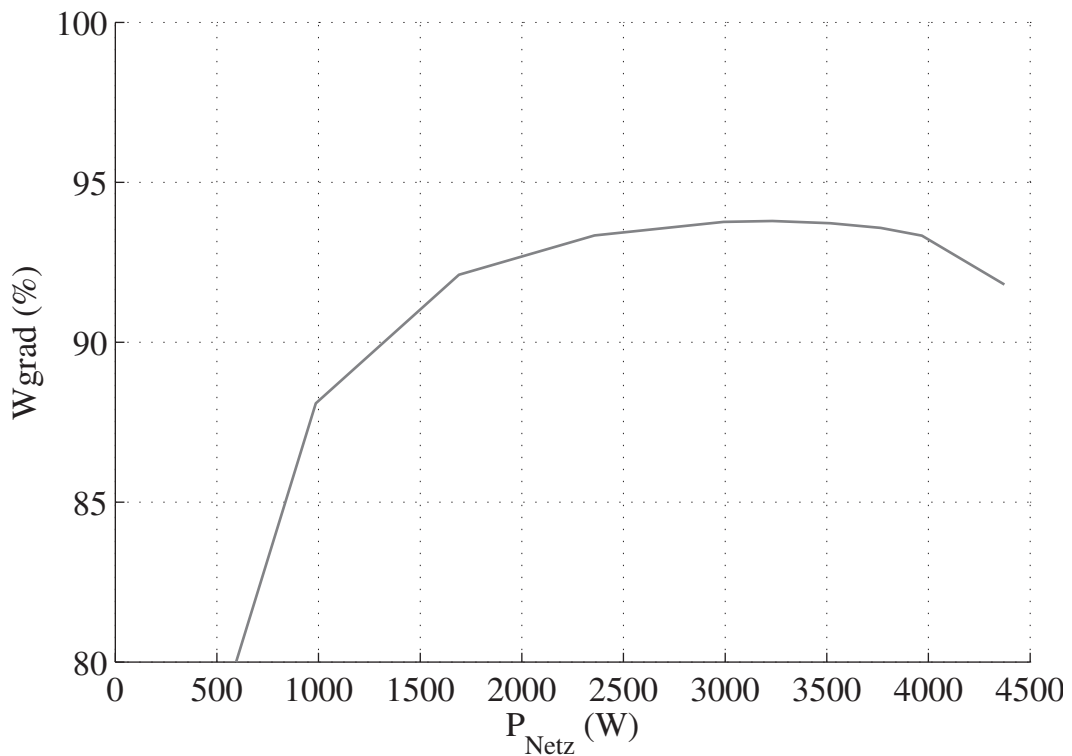


Bild 7.18 Wirkungsgrad bei Motorspannung $U_{U2V2} = 324$ V und Motorfrequenz $f_m = 81,4$ Hz

Unter Berücksichtigung der sehr hohen Schaltfrequenz von 125 kHz und der Verwendung von Filtern auf der Netz- und Motorseite liegt die Messung vom Wirkungsgrad des Umrichters mit Filtern in einem sehr guten Bereich, fast bei 95 %.

Darüber hinaus wird der beim starren Netz (sinusförmige Spannung) angegebene Wirkungsgrad des Motors nicht beeinträchtigt.

Die Realisierbarkeit eines kompakten SiC-JFET-Umrichters mit sinusförmigen Ausgangsspannungen, Minimierung der Anzahl von SiC-Bauelementen und Verwendung von ungeschirmtem Kabel wird hiermit bestätigt.

Kapitel 8

Zusammenfassung

Nach eingehender Prüfung der Eigenschaften des Halbleitermaterials Siliziumkarbid wird festgestellt, dass SiC sich hervorragend als Basismaterial für Bauelemente der Leistungselektronik eignet. Ein über 500 fach kleinerer Durchlasswiderstand als Silizium wird bei gleicher Sperrspannung erreicht.

Verfügbare Leistungsschalter aus SiC vom Typ JFET werden analysiert. Anschließend wird ein neuer Umrichter mit diesen Bauelementen entworfen, aufgebaut, erprobt und untersucht.

Das Ziel ist es, einen neuen kompakten rückspeisefähigen Antriebsstromrichter zu entwickeln, der Sinusspannungen an den Motorklemmen zur Verfügung stellt. Bei einem konventionellen IGBT-Umrichter sind die Filter für die pulsformigen Wechselrichterspannungen sehr groß, schwer und damit sehr teuer. Der schaltverlustarme SiC-Wechselrichter kann dagegen mit hohen Schaltfrequenzen (Z.B. 125 kHz) betrieben werden, was ein deutlich geringeres Volumen, ein geringeres Gewicht und damit eine Kostenreduktion der Filter mit sich bringt.

Die folgende Gliederung fasst die vorliegende Arbeit zusammen:

- Im Vergleich zu Silizium weisen Siliziumkarbid-Bauelemente eine höhere Sperrspannung bei kleinerem Durchlasswiderstand, höhere Betriebstemperaturen und höhere Festigkeit gegen kosmische Strahlung auf.

- SiC ermöglicht unipolare Halbleiter mit hohen Sperrspannungen. Damit werden die Schaltverluste reduziert, da keine Sperrverzögerungsladung (Recovery) vorhanden ist. Dies ermöglicht wiederum eine deutliche Erhöhung der Schaltfrequenz.
- Es wurden SiC-JFETs gründlich untersucht und mit anderen Leistungshalbleitern verglichen. Mit SiC-JFETs lassen sich die Eigenschaften des SiC ausnutzen, während SiC-MOSFETs (Oxidschicht, Durchlasswiderstand) und Kaskoden (Recovery, große parasitäre Kapazitäten) noch nicht für Anwendungen optimiert sind.
- Die Anforderungen der Ansteuerung von SiC-JFETs bezüglich negativer Pinch-Off-Spannungen und minimaler Laufzeit bei ausreichender Potenzialtrennung mit kleiner Koppelkapazität (wegen hoher Spannungsteilheiten beim Schalten) wurden mit der Entwicklung eines neuartigen Gate-Treibers erfüllt.
- Es wurde ein SiC-Stromrichter mit 5 kVA und eine Schaltfrequenz von 125 kHz realisiert und untersucht. Die ausgewählte rückspeisefähige Umrichtertopologie, nämlich ein PWM-Stromrichter mit netzfrequent geschaltetem aktiven Gleichrichter, benötigt im Wechselrichter nur sechs SiC-JFETs und hat keinen bzw. einen sehr kleinen Zwischenkreis-kondensator. Hier wird nicht nur Platz gespart, sondern auch die gespeicherte Energie im Umrichter stark verringert, was die Wahrscheinlichkeit von Schäden nach einem Zwischenkreis-kurzschluss minimiert.
Das schnelle Schalten der SiC-JFETs verursacht hohe Ableitströme, die Komplikationen bei der Inbetriebnahme hervorriefen. Dies wurde mit Hilfe von Entstörmaßnahmen (Filterung) gelöst.
- Neben dem Stromrichter wurden Filter für die Motor- und Netzseite entwickelt. Der Motorfilter filtert die hochfrequenten Ausgangsspannungen des Wechselrichters, während der Netzfilter eine Beeinträchtigung des Netzes durch den hochfrequenten Zwischenkreisstrom verhindert. Die hohe Schaltfrequenz ermöglicht eine Reduzierung von Volumen, Gewicht, Preis und Verlusten der Filter, z.B. durch Verwendung von Ferrite anstatt Eisenblech, und Folienkondensatoren anstatt großen Elektrolytkondensatoren. Darüber hinaus bietet die hohe Schaltfrequenz einen

breiteren Spielraum für die Einstellung der Filtereckfrequenz, also für die Auslegung und Toleranzen des Filters.

- Durch das Motorfilter werden die Pulsspannungen des Wechselrichters in motorfrequente Sinusspannungen umgewandelt und Gleichtaktströme reduziert, was zur Beseitigung der Gefahr von Isolations- und Lagerschäden in der elektrischen Maschine führt.
- Der Motorfilter wird ebenfalls für die Filterung hoher Frequenzanteile bis 1 GHz verwendet, um die elektromagnetische Strahlung zu verringern und damit die Verwendung von ungeschirmten Motorkabeln zu ermöglichen.
- Ein Netzfilter zur Einhaltung der EMV Norm 61800-3 wurde entwickelt. Die Norm sieht Grenzen für die unsymmetrische Funkstörspannung am Netz ab 150 kHz vor. Die Oberschwingungen der Schaltfrequenz und ihre Seitenbänder werden mit dem zweistufigen Netzfilter bedämpft.
- Messungen am Versuchsaufbau beweisen die sinusförmigen Ausgangsspannungen, die Einhaltung der EMV-Normen und einen sehr guten Wirkungsgrad (fast 95 %) des Gesamtsystems Netzfilter – SiC-Stromrichter – Motorfilter. Dabei wird der Wechselrichter mit 125 kHz geschaltet, was ca. dem 25 fachen der Schaltfrequenz eines IGBT-Stromrichters gleicher Leistung entspricht.

Schlussfolgerung:

Mit dieser Arbeit wird bewiesen, dass die Verwendung von Siliziumkarbid in der elektrischen Antriebstechnik große Vorteile mit sich bringt. Ein Antriebsumrichter, der sinusförmige Motorspannungen liefert, kann kompakt aufgebaut werden. Dies ist mit herkömmlichen Antriebsumrichtern nicht möglich. Darüber hinaus ist die Verwendung von langen und kostengünstigen ungeschirmten Motorkabeln unter Einhaltung der EMV-Normen möglich.

Die Kombination der verwendeten Topologie mit einer hohen Schaltfrequenz ermöglicht jeweils eine Verringerung der Anzahl von SiC-Bauelementen sowie eine Reduktion des Volumens und der Kosten der passiven Bauelemente.

Summary

After a detailed check of the properties of silicon carbide it is found out that it is very well suited as a base material for the development of power electronics semiconductors. About 500-fold smaller on-resistance than silicon can be reached for the same breakdown voltage.

Available SiC-JFETs were examined. Afterwards a new power converter with these transistors was designed, built up, tested and analysed.

The aim was to develop a new compact and regenerative SiC power converter, which provides sinusoidal voltages at the motor terminals. With a conventional IGBT-converter it is necessary to use big and expensive filters in order to get sinusoidal voltages at the motor. The SiC power converter uses a high switching frequency of 125 kHz, so that just small and low-cost filters with lower volume and weight can be used.

The results of this work can be summarized as follows:

- Silicon carbide semiconductors exhibit a higher breakdown voltage and smaller on-resistance, higher working temperature and higher resistance against cosmic radiation, in comparison with silicon.
- SiC allows getting unipolar semiconductors with high breakdown voltages. Because of lack of recovery current, switching losses are reduced. This makes possible to increase the switching frequency.
- SiC-JFETs were analysed and compared with other power transistors. SiC-JFETs make use of the theoretical properties of SiC, while SiC-MOSFETs (oxide layer, on-resistance) and cascodes (recovery, big parasitic capacitances) are not yet optimized for power electronics applications.

- The requirements to drive the gate of SiC-JFETs regarding negative pinch-off voltage, minimal delay and adequate galvanic isolation of the input signal were fulfilled with the development of a new gate driver.
- A 5 kVA SiC power converter with a switching frequency of 125 kHz was realized. It used the particular topology of an inverter with line frequency switched rectifier. It needs just SiC-JFETs in the inverter, not in the rectifier, and does not need a DC-link electrolytic capacitor making the converter more compact.
- In addition to the converter a motor filter and a mains filter were developed. The motor filter prevents the pulsed voltage to reach the motor delivering a sinusoidal voltage to it. The mains filter prevents interference avoiding that the switched current of the DC-link circulates through the mains. The high switching frequency allows a reduction of volume, weight, costs and losses of the filters, e.g., by using ferrite instead of iron cores for the reactors, and film capacitors instead of big electrolytic capacitors. In addition, the high switching frequency offers a wide range for setting the filter cut-off frequency, so for the design and tolerance of the filter components also.
- The motor filter is developed to reduce common mode currents also, in order to protect the electrical machine against isolation and bearing damages.
- The motor filter is also developed for filtering the high frequency voltage spectrum of the converter up to 1 GHz reducing the electromagnetic radiation and allowing the use of unshielded motor cables.
- The mains filter makes the converter to comply with the EMC European standard 61800-3. This standard sets limits for interference voltage on the mains from 150 kHz upwards.
- Measurements on the experimental set-up demonstrate the sine-shaped motor voltages, the compliance of the EMC standards and a very good efficiency (nearly 95%) of the overall system: mains filter – power converter – motor filter, regarding that the power converter is switched

with 125 kHz what corresponds to approximately the 25-fold of the switching frequency of a same power class IGBT-converter.

Conclusion:

This work prove in a real hardware that the utilization of SiC semiconductors has many important advantages in comparison to using silicone ones. A regenerative power converter which provides sinusoidal voltages for the electrical machine is in a compact format realized, what is not possible with conventional IGBT converters. Sinusoidal voltages extend the lifetime of the motor. In addition unshielded motor cables can be used complying with the EMC standards.

The used topology with a high switching frequency allows a reduction of the number of SiC semiconductors as well as a reduction of the volume and costs of the passive filters.

Literaturverzeichnis

- 1 Ack1 M. Ackermann, "Ermittlung von parasitären Elementen in Siliziumkarbid Leistungshalbleitern und Bildung eines Simulationsmodells", Diplomarbeit, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 2004.
- 2 Alb1 M. Albach, Skript zur Vorlesung *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder, Universität Erlangen-Nürnberg, 2004.
- 3 Asa1 K. Asano, T. Hayashi, R. Saito, Y. Sugawara, "High Temperature Characteristics of 3.7 kV High Voltage 4H-SiC JBS", in *Proc. of the 12th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)*, S. 97-100, 2000.
- 4 Bak1 M. Bakowski, "Status and Prospects of SiC Power Devices", in *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Niigata, Japan, 2005.
- 5 Bal1 B. J. Baliga. (2001, Nr. 6, Vol. 89). The Future of Power Semiconductor Device Technology, *Proceedings of the IEEE*. S. 822.
- 6 Bal2 B. J. Baliga, *Power Semiconductor Devices*, PWS Publishing Company, 1996.
- 7 Ben1 V. Benda, J. Gowar, D. Grant, *Power Semiconductor Devices - Theory and Applications*, Wiley, 1999.

- 8 Ber1 S. Bernet, "Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, S. 1102, Nov. 2000.
- 9 Ber2 GAMBICA/REMA Technical Report. Variable Speed Drives and Motors, Motor Insulation Voltage Stresses under PWM Inverter Operation. Erste Auflage. 01.2001.
- 10 Bon1 S. Bontemps. (2004, Nr. 2). SiC Diodes Improve Performance in Industrial Applications. Fachzeitschrift *Power Electronics Europe*. S. 40.
- 11 Böd1 T. Bödefeld, H. Sequenz, *Elektrische Maschinen*, Springer-Verlag, 8^{te} Aufl., 1971.
- 12 Böh1 E. Böhnlein, "Inbetriebnahme einer universellen EPLD-Schnittstellenkarte und ihr Einsatz als digitaler Pulsweitenmodulator", Diplomarbeit, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 1999.
- 13 Bra1 M. Braun, Skript zur Vorlesung *Selbstgeführte Stromrichter - Leistungselektronik II*, Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe, 2000.
- 14 Dat1 *EMV-Filter*, Datenbuch, EPCOS, 2006, S. 122.
- 15 Dat2 *Ferrites and Accessories*, Datenbuch, EPCOS, 2007, S. 58-59.
- 16 Dat3 *SineFormer Technology*, Datenblatt, Product Brief 2008, EPCOS, 2008.
- 17 Dod1 J. Dodge. (2007, September). Reduce Circuit Zapping From Cosmic Radiation. Fachzeitschrift *Power Electronics Technology*. S. 20.
- 18 Dör1 Ch. Dörlemann, J. Melbert, "New IGBT Driver With Independent dv/dt- and di/dt-Feedback Control for Optimized Switching Behavior", in *International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2002.

-
- 19 Ela1 A. Elasser, J. Park, A. W. Clock, S. Arthur, M. Ghezzi, J. Kretchmer, J. Fedison, "Silicon Carbide GTOs: Static and Dynamic Characterisation", in *Industry Applications Conference, IEEE IAS Annual Meeting*, Chicago, USA, 2001.
- 20 Ele1 (2006, Nr. 5). Angriff auf den Optokoppler. Fachzeitschrift *Elektronik*. S. 42.
- 21 Eng1 T. Engelage, A. de Neergaard, H. Bezold. (2003, Nr. 4). Breitbandige Präzisionswandler für Messungen an Umrichtersystemen. Fachzeitschrift *antriebstechnik*. S. 64.
- 22 Ess1 R. Essig, "Reduzierung der Spannungsbeanspruchung von Motorwicklungen bei Speisung über Pulswechselrichter", Diss., Technische Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg, 1994.
- 23 Fin1 P. Finlayson, "Output Filter Considerations for PWM Drives With Induction Motors", in *Textile, Fiber and Film Industry Technical Conference*, IEEE, Atlanta, USA, 1996.
- 24 Fin2 E. Finger. (2003, Nr. 5). Magnetismus statt Licht. Fachzeitschrift *Elektronik*. S. 56.
- 25 Flo1 T. Floyd, *Electronics Fundamentals*, Prentice Hall, 4^{te} Aufl., 1998.
- 26 Fri1 P. Friedrichs, "State of the Art and Trends in SiC Device Technology", präsentiert in 2nd ECPE SiC User Forum - Potential of SiC in Power Electronics Applications, Kopenhagen, 2007.
- 27 Fri2 P. Friedrichs, H. Mitlehner, R. Schörner, K.-O. Dohnke, R. Elpelt, D. Stephani, "The Vertical Silicon Carbide JFET – a Fast and Low Loss Solid State Power Switching Device", in 9th *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Graz, Österreich, 2001.
- 28 Fun1 T. Funaki, J. C. Balda, J. Junghans, A. S. Kashyap, H. A. Mantooth, F. Barlow, T. Kimoto, T. Hikihara, "Power Conversion With SiC Devices at Extremely High Ambient Temperatures", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, S. 1321, Jul. 2007.

- 29 Ger1 Ch. Gerthsen, H. Kneser, H. Vogel, *Physik*, Springer, 14^{te} Aufl., 1982.
- 30 Göp1 K. Göpfrich, C. Rebbereh, L. Sack, "Fundamental Frequency Front End Converter (F³E) – a DC-link drive converter without electrolytic capacitor", in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality (PCIM)*, Nürnberg, 2003.
- 31 Gut1 S. Guttowski, "Untersuchungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit spannungsgespeister Pulswechselrichter", Diss., Fachbereich 12 - Elektrotechnik der Technischen Universität Berlin, 1998.
- 32 Han1 J. M. Hancock, "Meeting Future Application Challenges in HV Semiconductors", in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, USA, 2004.
- 33 Han2 J. M. Hancock, "High Voltage SiC JFET Switch enables New Options for Offline High Power SMPS", in *PowerSystems World Conference*, USA, 2004.
- 34 Hef1 A. R. Hefner, R. Singh, J. Lai, D. Berning, S. Bouché, Ch. Chapuy, "SiC Power Diodes Provide Breakthrough Performance for a Wide Range of Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 2, S. 273, März 2001.
- 35 Hel1 R. Held, N. Kaminski, E. Niemann, "SiC Merged p-n/Schottky for High Voltage Applications", in *Int. Conf. Silicon Carbide, III-Nitrides and Related Materials, Materials Science Forum*, 1998, S. 1057-1060.
- 36 Hel2 M. Helsper, F. W. Fuchs, "Adaption of IGBT Switching Behaviour by Means of Active Gate Drive Control for Low and Medium Power", in *10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Toulouse, Frankreich, 2003.

-
- 37 Hel3 M. L. Heldwein, J. W. Kolar, "A Novel SiC J-FET Gate Drive Circuit for Sparse Matrix Converter Applications", in *19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, USA, 2004.
- 38 Hoe1 E. Hoene, "Methoden zur Vorhersage, Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern", Diss., Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin, 2001.
- 39 Hol1 J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion", in *Proc. of the IEEE PES*, Vol. 82, No. 8, 1994.
- 40 Hol2 D. G. Holmes, T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters*, IEEE Press, 2003.
- 41 Hos1 G. Hosemann, W. Boeck, *Grundlagen der elektrischen Energietechnik*, Springer, 3^{te} Aufl., 1987.
- 42 Idi1 N. Idir, R. Bausière, J. J. Franchaud, "Active Gate Voltage Control of Turn-on di/dt and Turn-off dv/dt in Insulated Gate Transistors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 4, S. 645, Jul. 2006.
- 43 Int1 <http://www.tecchannel.de/news/themen/business/413337/index.html> am 27.08.2008.
- 44 Int2 <http://www.ti.com/corp/docs/landing/iso721/index.htm> am 29.04.2008. Datenblatt ISO721.
- 45 Int3 <http://www.nve.com/Downloads/il711-2.pdf> am 29.04.2008. Datenblatt Isoloop il712.
- 46 Int4 <http://www.igbt-driver.com/> am 30.04.2008. Datenblätter von Gate Treibern der Firma Concept.
- 47 Int5 <http://www.semikron.com/internet/ds.jsp?file=1133.html> am 24.06.2008. Datenblatt SK 15 DGD L 126 ET.

- 48 Int6 <http://www.eetimes.com/editorial/1995/fpgacolumn9507.html>
am 28.06.2008.
- 49 Int7 <http://www.altera.com/products/devices/flex10k/f10-index.html>
am 28.06.2008.
- 50 Jam1 P. Jamet and S. Dimitrijević, "Physical Properties of N₂O and NO-nitrided Gate Oxides on 4H SiC", *Applied Physics Letters*, Vol. 79, S. 323, 2001.
- 51 Jen1 F. Jenni, D. Wüest, *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*, vdf Hochschulverlag, Teubner, 1995.
- 52 Jen2 F. Jenni, M. Emmenegger, "A Fully Digital PWM for Highest Precision Power Supplies", in *9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Graz, Österreich, 2001.
- 53 Jue1 C. Juergens, Ch. Paulwitz. (2007, Okt.). EMC Filters Cut Costs and Protect Motors. Fachzeitschrift *Bodos's Power Systems*. S. 32.
- 54 Jue2 C. Juergens, Ch. Paulwitz. (2007, Okt.). Nie wieder geschirmte Leitungen. Fachzeitschrift *A&D*.
- 55 Kau1 M. Kaufhold, "Elektrisches Verhalten der Windungsisolierung von Niederspannungsmaschinen bei Speisung durch Pulsumrichter", Diss., VDI, Reihe 21, Nr. 172, 1994.
- 56 Ked1 V. Keddig, S. Guttowski. (2004, Nr. 6). Leistungselektronische Systeme sicher gefiltert. Fachzeitschrift *antriebstechnik*. S. 24.
- 57 Kli1 R. Kliger, B. Chen, P. Löser. (2003, Nr. 15). Digitaler Isolator. Fachzeitschrift *Elektronik*. S. 38.
- 58 Kon1 S. Konrad, "Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeister IGBT-Wechselrichter", Diss., Technischen Universität Ilmenau, 1997.
- 59 Kor1 R. Kories, H. Schmidt-Walter, *Taschenbuch der Elektrotechnik*, Harri Deutsch, 3^{te} Aufl., 1998.

-
- 60 Küp1 K. Küpfmüller, *Einführung in die theoretische Elektrotechnik*, Springer, 9^{te} Aufl., 1968.
- 61 Lap1 R. Lappe, F. Fischer, *Leistungselektronik-Meßtechnik*, Verlag Technik, 2^{te} Aufl., 1993.
- 62 Li1 X. Li, J. H. Zhao, "Design of 1.7 to 14 kV Normally-off Trenched and Implanted Vertical JFET in 4H-SiC", in *Math. Sci. Forum*, 457-460, S. 1197-1200, 2004.
- 63 Li2 Y. Li, "Aufbau und Erprobung einer SiC-JFET-Ansteuerschaltung", Studienarbeit, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 2008.
- 64 Lin1 A. Lindemann. (2007, Okt.). Potential of SiC in Power Electronic Applications. Fachzeitschrift *Bodos's Power Systems*. S. 30.
- 65 Lin2 H. Lindner, H. Brauer, C. Lehmann, *Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik*, Fachbuchverlag Leipzig, 7^{te} Aufl., 1999.
- 66 Lio1 Ph. Lioio (2006, Nr. 18). EMV-Eingangsfiler. Fachzeitschrift *Elektronik*. S. 64.
- 67 Mcg1 H. M. McGlothlin, D. T. Morissette, J. A. Cooper, M. R. Melloch, "4 kV SiC Schottky Diodes for High Frequency Switching Applications", in *IEEE Device Research Conference*, Sta. Barbara, USA, 1999.
- 68 Mie1 Ch. Mieslinger. (2007, Nr. 3). Neue EMV-Kategorien bei elektrischen Antrieben. Fachzeitschrift *antriebstechnik*. S. 22.
- 69 Mill G. Mills, "Material Situation and Outlook", präsentiert in 2nd ECPE SiC User Forum - Potential of SiC in Power Electronics Applications, Kopenhagen, 2007.
- 70 Min1 K. Mino, S. Herold, J. Kolar, "A Gate Drive Circuit for Silicon Carbide JFET", in 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Roanoke, USA, 2003.

- 71 Moh1 N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, Wiley, 3^{te} Aufl., 2003.
- 72 Mue1 A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors", Diss., Fachbereich 18 - Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Darmstadt, 2004.
- 73 Mün1 M. Münzer, W. Ademmer, B. Strzalkowski, K. T. Kashani, "Coreless Transformer a New Technology for Half Bridge Driver IC's", in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality (PCIM)*, Nürnberg, 2003.
- 74 Mus1 S. Musumeci, A. Raciti, A. Testa, A. Galluzzo, M. Melito, "Switching-Behavior Improvement of Insulated Gate-Controlled Devices", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 4, S. 645, Jul. 1997.
- 75 Nic1 U. Nicolai, T. Reimann, J. Petzoldt, J. Lutz, *Application Manual Power Modules*, Handbuch, Semikron, 2000.
- 76 Nor1 Norm: *Specifications for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus*, CISPR 16-1: 1993.
- 77 Nor2 Norm: *Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe - Teil 3: EMV Produktnorm einschließlich spezieller Prüfverfahren*, EN 61800-3: 1996, 2000, 2005-07.
- 78 Nov1 A. Novelli, L. Giussani, I. Bellomo, "New Generation of Half Bridge Gate Driver ICs for Use With Low Power 3.3V Control Applications", in *35th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Aachen, 2004.
- 79 Ore1 A. Orellana, B. Piepenbreier, "Fast Gate Drive for SiC-JFET using a Conventional Driver for MOSFETs and Additional Protections", in *30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Busan, Südkorea, 2004.

-
- 80 Ore2 A. Orellana, B. Piepenbreier, "A Practical Analysis of SiC-JFETs for a Power Converter Application", in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality (PCIM)*, Nürnberg, 2006.
- 81 Ore3 A. Orellana, B. Piepenbreier, "Rückspeisefähiger SiC-Stromrichter mit kompakten Filtern", in *ETG-Fachbericht Nr. 107 VDE*, S. 279-287, 2007.
- 82 Par1 S. Park, T. Jahns, "Flexible dv/dt and di/dt Control Method for Insulated Gate Power Switches", in *Industry Applications Conference - IAS Annual Meeting*, IEEE, Chicago, USA, 2001.
- 83 Pat1 L. Tu and B. J. Baliga, "Schottky barrier rectifier including Schottky barrier regions of differing barrier heights", U.S. Patent 5 262 668, Nov. 16, 1993.
- 84 Per1 E. Persson, U. Resch, "Ansteuerung von MOS-Gates inklusive Schutzschaltungen sowie Stromerfassung mittels integrierter Hochvolt-IC's", in *ETG-Fachbericht VDE*, 2002.
- 85 Pie1 B. Piepenbreier, Skript zur Vorlesung *Leistungselektronik*, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 2007.
- 86 Pie2 B. Piepenbreier, Skript zur Vorlesung *Pulsumrichter*, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 2006.
- 87 Pie3 B. Piepenbreier, L. Sack, "Regenerative Drive Converter with Line-Frequency Switched Rectifier and without DC Link Components", in *35th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Aachen, 2004.
- 88 Pöh1 R. Pöhmerer, "Untersuchung des Schaltverhaltens und der Verluste von SiC-JFET und vergleichbaren Leistungsschaltern", Diplomarbeit, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 2007.

- 89 Pol1 M. Pollak, "Erprobung und Optimierung eines Ansteuerverfahrens für Kaskodenschalter", Diplomarbeit, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 2000.
- 90 Pon1 J. Pontt, M. Braun, A. Orellana, "Harmonic Interaction of Active-Front-End Three-Level Inverters Operating in a Weak Network With Long Cables", in *9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Graz, Österreich, 2001.
- 91 Pon2 J. Pontt, J. Rodríguez, A. Orellana, R. Benavides, R. de Solminihac, M. Braun, "Operation of Two 6-Pulse High-Power Active-Front-End Three-Level Three-Phase Inverters in a 12-Pulse Connection", in *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Florianópolis, Brasilien, 2001.
- 92 Reb1 C. Rebbereh, H. Schierling, M. Braun, "First Inverter Using Silicon Carbide Power Switches Only", in *10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Toulouse, Frankreich, 2003.
- 93 Roj1 R. Rojas, Skript zur Vorlesung *Introducción al análisis de sistemas lineales*, Departamento de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María, 1995.
- 94 Rou1 S. Round, M. Heldwein, J. Kolar, I. Hofsjager, P. Friedrichs, "A SiC JFET Driver for a 5 kW, 150 kHz Three-Phase PWM Converter", in *40th Annual Meeting IEEE Industry Applications Society*, Hong Kong, 2005.
- 95 Ryu1 S. H. Ryu, A. Agarwal, S. Krishnaswami, "Development of 10 kV 4H-SiC Power DMOSFETs", in *Math. Sci. Forum*, 457-460, S. 1385-1388, 2004.
- 96 Ryu2 S. H. Ryu et al., "1.8 kV, 3.8 A Bipolar Junction Transistors in 4H-SiC", in *Proc. of the International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)*, S. 37-40, Osaka, 2001.
- 97 Sch1 D. Schröder, *Leistungselektronische Bauelemente*, Springer, 2^{te} Aufl., 2006.

-
- 98 Sch2 U. Scheuermann, Skript zur Vorlesung *Aufbau- und Verbindungstechnik in der Leistungselektronik*, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 2006.
- 99 Sch3 A. Schwab, W. Kürner, *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Springer, 5^{te} Aufl., 2007.
- 100 Shi1 K. Shinohara, Y. Minari, T. Irida, Y. Imamura, "Analysis and Fundamental Characteristics of Induction Motor Driven by Voltage Source Type Inverter Without DC Link Components", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 109, No. 6, S. 637-644, 1989.
- 101 Ste1 D. Stephani, "Prospects of SiC Power Devices From the State of the Art to Future Trends", in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality (PCIM)*, Nürnberg, 2002.
- 102 Ste2 H. Stemmler, "Steuerverfahren für ein- und mehrphasige Unterschwingungswechselrichter zur Speisung von Kurzschlußläufermotoren", Diss., RWTH Aachen, 1970.
- 103 Str1 B. Strzalkowski, "Neue Möglichkeiten der Systemintegration in der Leistungselektronik mittels planarer integrierter Mikrotransformatoren", in *ETG-Fachbericht VDE*, 2006.
- 104 Sug1 Y. Sugawara, "SiC Devices for High Voltage Power Applications", in *Math. Sci. Forum*, 457-460, S. 963-968, 2004.
- 105 Tak1 S. Takizawa, S. Igarashi, K. Kuroki, "A Novel Gate Drive Circuit for Low-loss System Using IGBT Saturation Voltage Characteristics", in *14th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, Osaka, Japan, 2001.
- 106 Wan1 X. Wang, "Vergleich des Schaltverhaltens und der Verluste von SiC-JFET mit Body- und externer Freilaufdiode", Studienarbeit, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg, 2007.

- 107 Web1 S. Weber, "Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente", Diss., Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin, 2007.
- 108 Wei1 B. Weis, "A new 690 V AC drive with integrated sinewave output filter and SiC schottky freewheeling diodes", in *SPS/IPC/Drives Kongress*, Nürnberg, 2006.
- 109 Wia1 T. Wiangtong, W. Sangchai, P. Lumyong, "FPGA Based IC Design for Inverter With Vector Modulation Technique", in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Genf, Schweiz, 2000.
- 110 Zell S. Zeltner, M. Billmann, M. März, E. Schimanek, "A Compact IGBT Driver for High Temperature Applications", in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality (PCIM)*, Nürnberg, 2003.
- 111 Zio1 P. Ziogas, Y. Kang, V. Stefanovic, "Rectifier-inverter Frequency Changer with Suppressed DC Link Components", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. IA-22, No. 6, S. 1027-1036, Nov./Dez. 1986.

Lebenslauf



Persönliche Daten

Nachname	Orellana Raccoursier
Vorname	Alvaro Marcelo
Geburt	05.06.1976 in Osorno, Chile
Staatsangehörigkeit	chilene
Familienstand	verheiratet mit Paola Cantarutti, eine Tochter

Schulbildung

1982 – 1993	Primär- und Sekundärschule in Ancud, Chile
-------------	--

Studium

1994 – 2001	"Ingeniería Civil Electrónica" an der Technischen Universität Federico Santa María, Valparaíso, Chile. Abschluss: Dipl.-Ing. Elektrotechnik
-------------	--

Berufserfahrung

2001 – 2008	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Maschinen EAM (ehemals EAS) der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg
Seit 2008	Entwicklungsingenieur bei Daimler AG, Böblingen

