

Diss. ETH Nr. 16272

Ultrakompaktes 10kW/500kHz Dreiphasen- Pulsgleichrichtermodul

ABHANDLUNG
zur Erlangung des Titels
DOKTOR DER TECHNISCHEN WISSENSCHAFTEN
der
EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE
ZÜRICH

vorgelegt von

GEROLD LAIMER

Dipl.Ing. TU-Wien
geboren am 16. Januar 1971
von Österreich

Angenommen auf Antrag von:
Prof. Dr. J.W.Kolar, Referent
Prof. Dr. E. Wolfgang, Korreferent

2005

Für Marion

Vorwort

Die hier zusammengefassten und präsentierten Ergebnisse meiner Doktorarbeit entstanden in den Jahren 2001 bis 2005, während meiner Tätigkeit als Mitarbeiter der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik (*Power Electronic Systems Laboratory, PES*) des Departements Informationstechnologie und Elektrotechnik (ITET) der ETH Zürich.

Ich möchte mich bei Herrn Prof. Dr. J.W. Kolar bedanken, der mir die Durchführung dieser Arbeit an der Professur ermöglicht hat und mir grosse Freiheiten bei der Gestaltung der Arbeit einräumte.

Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr. E. Wolfgang (Siemens Corporate Technology, München) für das Interesse an der Arbeit und für die Übernahme des Korreferates.

Ein besonderer Dank gilt Andreas Meens und Reto Höpli, die im Zuge ihrer Studienarbeit ein vollständiges Debugging- und InSystem-Programmierungstool für Signalprozessoren entwickelt haben. Das entwickelte Softwarepaket stellt für viele Assistenten der Professur, die in ihrer Arbeit eine Signalprozessor basierte digitale Regelung einsetzen ein äusserst hilfreiches Werkzeug zur Verfügung.

Während ihrer Diplomarbeit und anschliessenden kurzzeitigen Tätigkeit an der Professur für Leistungselektronik haben Micha Gilomen, Armando Nold und Adrian Trüllinger wesentlich für die Realisierung der Hardware einer Signalprozessor basierten digitalen Regelung beigetragen.

Grosser Dank gilt den Mitarbeitern des Elektronik-Labors Hansueli Altorfer und Peter Seitz für die Unterstützung bei diversen Hardwareaufbauten. Ebenso danke ich unserem Materialverwalter Peter Albrecht und unserem Systemadministrator Markus Berger für die gute Infrastruktur.

Der grösste Dank gilt meiner Freundin Marion, die mir während meiner Doktorarbeit stets zur Seite stand und mir durch Ihre Unterstützung so manche Mühen des Lebens erleichtert hat.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	10
Abstract	12
1 Einleitung	19
2 Leistungsteil	29
2.1 Funktionsweise des Stromrichters	30
2.1.1 Grundsätzliche Betriebsweise	30
2.1.2 Schaltzustände	31
2.1.3 Bildung des Soll-Spannungsraumzeigers	32
2.2 Dimensionierung des Leistungsteils	33
2.2.1 Strombelastung der Halbleiter	34
2.2.2 Spannungsbelastung der Halbleiter	39
2.2.3 Halbleitermodul VUM 26-06A	39
2.2.4 Schaltverlustmessung	42
2.2.5 Berechnung der Verluste in den Halbleitern	52
2.3 Dimensionierung der passiven Bauteile	56
2.3.1 Eingangsinduktivität L_1	56
2.3.2 Ausgangskondensator C_+ und C_-	68
2.3.3 Symmetriewiderstände	73
2.3.4 Vorladewiderstände	74
2.3.5 Verluste in den passiven Bauteilen	76
2.4 Abschätzung des Wirkungsgrades	78
2.5 Gate Ansteuerung	79
2.6 Thyristor Zündstufe	85
2.7 Zusammenfassung	88
3 EMV Eingangsfiler	89
3.1 Anforderungen an das EMV Filter	90
3.2 Vorgehensweise zur Filterauslegung	91

3.3	Struktur des Filters	95
3.4	Passive Dämpfung des Filters	106
4	Regelung des Stromrichters	109
4.1	Modellierung der Strecke	110
4.2	Messwerterfassung	117
4.3	Regelung	120
4.3.1	Struktur des Regelkreises	121
4.3.2	Stromregelkreis	124
4.3.3	Ausgangsspannungsregelkreis	134
4.3.4	Spannungsvorsteuerung der Stromregelung	140
4.3.5	Symmetrierung der Ausgangsspannung	147
4.3.6	Begrenzung und Fehlerabschaltung	154
4.4	Normierung der physikalischen Grössen	156
4.5	PWM Modulator	157
4.6	Zusammenfassung	159
5	Kühlung	161
5.1	Schlitzförmige Geometrie des Kühlers	162
5.1.1	Pumpen-Charakteristik und Schlitzgeometrie	162
5.1.2	Berechnung des Druckabfalls im schlitzförmigen Kanal des Kühlers	163
5.1.3	Berechnung und Minimierung des thermischen Widerstandes für die Schlitzgeometrie	165
5.1.4	Einfluss der Röhrenstruktur zwischen Ein- und Ausströmbereich des Kühlers	167
5.1.5	Experimentelle Ergebnisse	170
5.2	Kühler mit Metalleinlage	172
5.2.1	Berechnung des Druckabfalls	173
5.2.2	Berechnung des thermischen Widerstandes	175
5.2.3	Direkte Wasserkühlung im Vergleich zu einer konventionellen Luftkühlung	182
5.2.4	Zusammenfassung	183
6	Stromsensorik	185
6.1	Überblick über Strommessverfahren	186
6.2	Hall-Effekt-basierter Stromsensor	187
6.2.1	Funktionsprinzip des closed-loop Sensors	187
6.2.2	Funktionsprinzip des open-loop Sensors	188
6.2.3	Dimensionierung des Sensors	192

6.2.4	Obere Grenzfrequenz des Stromsensors	195
6.2.5	Experimentelle Analyse	196
6.2.6	Zusammenfassung	196
6.3	Magneto-resistiver Stromsensor	198
6.3.1	Anisotroper Magneto-resistiver Effekt (AMR) . .	198
6.3.2	Funktionsprinzip	201
6.3.3	Regelungstechnisches Blockschaltbild	201
6.3.4	Offset und Temperaturdrift Kompensation	206
6.3.5	Experimentelle Analyse	209
6.3.6	Zusammenfassung	212
7	Experimentelle Analyse	213
8	Diskussion und Ausblick	225
9	Zusammenfassung	233

Kurzfassung

Der Einsatz von passiven Gleichrichterschaltungen verursacht Rückwirkungen in Form von niederfrequenten Oberschwingungen des Eingangsstromes auf das speisende Netz. Mit aktiven Gleichrichterschaltungen kann netzseitig die vorgesehene Maximalleistung aufgrund des ohmschen Netzverhaltens vollständig genutzt werden und andererseits steht ausgangsseitig eine konstant geregelte Gleichspannung zur Verfügung und erleichtert damit die Dimensionierung einer nachfolgenden Konverterstufe. Neben einer hohen Zuverlässigkeit und einem hohen Wirkungsgrad ist eine wesentliche Steigerung der Leistungsdichte von aktiven Gleichrichterschaltungen eine wichtige Zielsetzung.

In dieser Arbeit wird ein Stromrichter auf Basis eines Dreiphasen-Dreischalter-Dreilevel Power Factor Corrector untersucht und analysiert, wie sich die Leistungsdichte von leistungselektronischen Systemen signifikant steigern lässt.

Nach einer kurzen Einführung werden, basierend auf der vereinbarten Spezifikation des Stromrichters, die Strom- und Spannungsbelastungen der einzelnen Bauelemente bestimmt. Anhand eines detaillierten Verlustmodells des Stromrichters erfolgt eine Aufschlüsselung der im Stromrichter anfallenden Verluste, aus denen sich der zu erwartende Wirkungsgrad bestimmen lässt. Es zeigt sich, dass der weitaus grösste Anteil der Gesamtverluste des Stromrichters auf die Halbleiter entfällt.

Zur Unterdrückung der vom Stromrichter verursachten Gegentaktstörungen wird ein *Zero-Ripple* Filter entworfen, welches die Einhaltung der Vorschriften bezüglich Gleichtaktstörungen sicherstellt. Die Filterparameter werden auf Grundlage von Schaltungssimulationen bestimmt. Es zeigt sich, dass durch eine Optimierung des Filters und durch eine dreidimensionale Integration eine signifikante Reduktion des Filtervolumens erreicht werden kann.

Nach einer Modellbildung des Stromrichter Verhaltens aus regelungstechnischer Sicht und der Wahl einer geeigneten Reglerstruktur, erfolgt die Auslegung und Implementierung einer digitalen Regelung in einem Signalprozessor. Die limitierte Signalverarbeitungsgeschwindigkeit der digitalen Regelung und die damit verbundene Totzeit sowie die innere Netzimpedanz bestimmen die erreichbare Stromreglerbandbreite. Eine geeignete Auslegung der Stromregelung unter Einbeziehung des EMV Filters stellt die Stabilität der Stromregelung bei unterschiedlichen inneren Netzimpedanzen sicher.

Die berechneten Verluste, die in den Leistungshalbleitern des Stromrichters anfallen, dienen als Basis für die Auslegung der erforderlichen Kühlung der Leistungshalbleiter. Die Kühlung wird durch eine direkte Wasserkühlung des Modulbodens der Halbleitermodule realisiert. Die Berechnung der Druckabfälle im Kühlkreislauf und die daraus resultierende Durchflussmenge des Kühlwassers, bei einer gegebenen Pumpencharakteristik, erfolgt analytisch und wird experimentell verifiziert. Es wird gezeigt, dass der resultierende thermische Widerstand von $0.1K/W$ deutlich niedriger als bei einer konventionellen Luftkühlung ist. Das erforderliche Volumen des Kühlers ist signifikant kleiner als bei konventioneller Luftkühlung, allerdings sind der Wärmetauscher und die Kühlwasserpumpe nicht in das Volumen der Kühlanlage miteingerechnet.

Es werden unterschiedliche Stromsensorkonzepte für den Einsatz in hochfrequent getakteten Stromrichtern untersucht. Es wird die Bandbreite eines auf dem magnetoresistiven Effekt basierenden, kommerziell verfügbaren Stromsensors um den Faktor zehn (auf $1MHz$) erhöht. Das Sensorkonzept zeigt eine ausgesprochen gute du/dt -Festigkeit, die für den Einsatz in Stromrichtern mit hoher Schaltgeschwindigkeit notwendig ist.

Abschliessend erfolgt eine experimentelle Analyse des Stromrichters anhand des realisierten Demonstrators. Insbesondere werden der Wirkungsgrad, der Leistungsfaktor und der Oberschwingungsgehalt der Eingangsströme in Abhängigkeit des Betriebspunktes ermittelt. Der Stromrichter ist in der Lage unsymmetrische Betriebszustände oder einen Phasenausfall zu beherrschen. Der Wirkungsgrad liegt in allen Betriebszuständen über 95% und das System weist zugleich einen hohen Leistungsfaktor auf. Es wird ein Leistungsdichte von mehr als $10kW/dm^3$ erreicht, bei zugleich einer Bauhöhe des Stromrichters von weniger als $1U=44.45mm$.

Abstract

Passive diode bridge rectifier systems produce low harmonic mains input currents. Active rectifier systems (Power Factor Correctors) are characterized by a controlled sinusoidal shape of the input current that is in phase with the mains voltage (ohmic behaviour), and a controlled output voltage, which reduces the design-effort of a following converter-stage. The primary objectives of future active rectifier systems are a high reliability, a high efficiency and a significantly increased output power density.

In this work, a three-phase, three-level Power Factor Corrector is analyzed, with the emphasis on how the output power density of power electronic systems can be increased significantly.

After a short introduction the voltage and current stress of the semiconductor components and of the passive components are calculated. A detailed power loss model identifies the losses of the particular components and gives an estimation of the total efficiency of the converter system. It is shown, that most of the power losses occur in the semiconductors.

A *zero-ripple* filter is designed, which ensures full compliance with the standards for differential mode conducted emissions. The filter parameters are calculated by means of circuit simulations. It is shown, that the filter volume can be further reduced by an optimization of the filter parameters and by a three-dimensional integration of the filter components.

For the design of the digital control, a control-oriented model of the three-phase system is developed. A cascaded voltage- and current-controller is designed, which ensures a sinusoidal input current and a controlled output voltage. The limited signal processing speed determines the current controller crossover frequency. A proper controller design, which includes the EMC input filter, guarantees overall current controller stability, also with varying mains impedance.

The calculated semiconductor losses are the basis for the selection and the dimensioning of the cooling system. A highly efficient direct water-cooling of the semiconductor power module base plate is realized, in order to avoid additional thermal resistance introduced by a thermal grease layer between base plate and heat sink. The calculation of the thermal resistance between the base plate and the ambient is based on analytical equations and on correlations with empirical data and curve

fitting of numerical solutions. It is shown, that the resulting thermal resistance of $0.1K/W$ is significant lower compared with conventional air-cooling.

Different current sensor concepts employed in high switching frequency three-phase rectifier systems are investigated. The frequency bandwidth of a commercially available current sensor, based on the anisotropic magneto-resistive effect, is increased by a factor of ten (to $1MHz$). The sensor shows a weak susceptibility to high du/dt -rates of the primary conductor.

Finally, the hardware prototype is analyzed experimentally. Efficiency, power factor and THD of the mains input currents are measured for various operating points. The converter is capable of handling unsymmetric mains conditions or a phase loss. The efficiency is higher than 95% for all operating conditions, together with a high power factor. An output power density of greater than $10kW/dm^3$ is verified experimentally. The overall height of the converter system is less than $1U=44.45mm$.

Symbolverzeichnis und Abkürzungen

Bezeichnungsgrundsätze

x	Kleinbuchstaben bezeichnen eine zeitlich variable Grösse
$x(t)$	zeitlicher Verlauf einer variablen Grösse
\hat{x}	Amplitude einer variablen Grösse
\bar{x}	Mittelwert einer variablen Grösse
X	Effektivwert einer variablen Grösse
x^*	Sollwert
\mathbf{x}	Vektor
\mathbf{T}	Transformations-Matrix

Gesamtsystem

α	Tastverhältnis
$A_{\text{Bodenplatte}}$	Fläche der Bodenplatte zur Abfuhr der Verlustwärme aus den Halbleitern in den Wasserkühler
$A_{Cu,L1}$	Kupferquerschnittsfläche
A_{DM}	Unterdrückung des EMV-Gegentaktfilters
A_q	Querschnittsfläche des Strömungskanals
$B(t)$	Zeitverlauf der magnetischen Flussdichte
B_{gap}	Magnetfeld im Luftspalt
C_0	Ausgangskondensator
$C_{L1,\sigma}$	parasitäre Kapazität der Eingangsinduktivität
$C_{\sigma k}$	parasitäre Koppelkapazität der Gate-Treiberstufe
δ_{L1}	Luftspalt der Eingangsinduktivität
Δp_{12}	Differenzdruck am Kühlerein- und Auslass
D_{F+}, D_{F-}	Freilaufdioden
D_{M+}, D_{M-}	Mittelpunktsdioden
D_{N+}, D_{N-}	Netzdioden
η	Gesamtwirkungsgrad des Stromrichters
φ_N	Netzwinkel
$F_{i,ol(s)}$	Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises
$F_{u,ol(s)}$	Übertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises
f_H	obere Grenzfrequenz des Hall-Sensors
f_p	Schaltfrequenz des Stromrichters

f_N	Netzfrequenz
f_T	untere Grenzfrequenz des AC-Stromsensors
g	Leitwert des Stromrichters
G_{mavg}	Übertragungsfunktion der gleitenden Mittelwertbildung
G_{IReg}	Übertragungsfunktion des Stromregelkreises
G_{pwm}	Übertragungsfunktion des Pulsmustergenerators
G_{TP}	Übertragungsfunktion des Tiefpassfilters
$G_{Totzeit}$	Übertragungsfunktion des Verzögerungsgliedes
E_{schalt}	Schaltverlustenergie
I_0	Laststrom des Stromrichters
\hat{I}_N	Spitzenwert des Netzstrangstromes allgemein
$\hat{I}_{N,(1)}$	Spitzenwert der Grundschwingung des Netzstrangstromes
$I_{Dx,avg}$	Diodenstrom-Mittelwert und -Effektivwert
$I_{Dx,rms}$	
I_{FRM}	Spitzenwertbelastung des Diodenstromes in Vorwärtsrichtung
I_{DF}	zulässiger Mittelwert des Diodenstromes
I_T	Schalterstrom
$I_{C,rms}$	Effektivwert des Ausgangskondensatorstromes
$I_{C,L}$	Leckstrom des Ausgangskondensators
i_{comp}	Kompensationsstrom des MR-Sensors
$i_{c,L1,\sigma}$	Strom durch die parasitäre Kapazität der Eingangsinduktivität
$i_{cm,gate}$	Gleichtaktstörstrom durch die Gate-Koppelkapazität
i_D	Drainstrom durch den MOSFET
$\overline{i_U}$	lokaler Mittelwert des Stromrichtereingangstromes
i_1, i_2	Primär und Sekundärstrom in der Zero-Ripple Induktivität
J_{L1}	Stromdichte in der Wicklung der Eingangsinduktivität
k	Kopplungsfaktor der primären und sekundären Zero-Ripple Induktivität
k_0, k_1, k_2	Koeffizienten der Schaltverlustfunktion
$K_i(s)$	Übertragungsfunktion des Stromreglers
$K_u(s)$	Übertragungsfunktion des Spannungsreglers
$K_{sym}(s)$	Übertragungsfunktion des Symmetrierreglers

L_1	Eingangsimpedanz
L_{cm}	Gleichtaktimpedanz
L_p, L_s	Primäre und sekundäre Zero-Ripple Impedanz
m_i	Modulationsfunktion
\bar{i}_M	Mittelpunktstrom
M	Modulationsgrad, Stromrichterimpedanz (wenn Schaltbild referenziert wird) und Gegenimpedanz (wenn gekoppelte Spulen bezeichnet sind)
M_0	Magnetisierung
M_i	Übertragungsfunktion des Strom-Messgliedes
N	Netzsternpunkt
Nu	Nusseltzahl
N_p, N_s	Primär- und Sekundärwicklung der Zero-Ripple Impedanz
P_{Gate}	Gate-Treiberleistung
$P_{V, Lade}$	Verlustleistung in den Ladewiderständen
$P_{V, sym}$	Verlustleistung in den Symmetrierwiderständen
$P_{V, Cu, skin}$	Verlustleistung durch Skinneffekt in L_1
P_{V, Fe, L_1}	Eisenverluste in der Eingangsimpedanz
\dot{q}	Wärmestrom in den Kühler
$R(\theta)$	magnetfeldabhängiger Widerstand des MR-Sensors
R_B	Bürdewiderstand
Re	Reynoldszahl
R_{th}	thermischer Widerstand
R_L	Lastwiderstand
S_1K, S_2K	nichtlineare Übertragungsfunktionen des MR-Sensors
S_{Hall}	Sensitivität des Hall-Sensors
$T_{i,t}$	approximierte Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises
U_{br}	Brückenausgangsspannung des MR-Sensors
U_{bro}	Offset der Brückenausgangsspannung des MR-Sensors
U_{C+}, U_{C-}	Ausgangskondensator, Teilspannungen
U_{edo}	Eingangsdifferenzspannung eines Operationsverstärkers
u_{m0tr}	dreieckförmige Nullkomponente zur Spannungsvorsteuerung

u_{m0s}	sinusförmige Nullkomponente zur Spannungsvorsteuerung
u_{mDC}	Stellgrösse zur Kompensation der Unsymmetrie
u_M	Unsymmetrie
$U_{D,f}$	Störpegel bei der Frequenz f
U_H	Ausgangsspannung des Hall-Sensors
U_{limit}	Grenzwert der Störaussendung
U_{res}	Sicherheitsreserve zur Unterdrückung der Störaussendung
u_p, u_s	Primär- und Sekundärspannung der Zero-Ripple Induktivität
U_0	Ausgangsspannung des Stromrichters
U_N	Effektivwert der Netz-Strangspannung
$U_{N,ll}$	Effektivwert der verketteten Netzspannung (Aussenleiter-spannung)
v_i	Vorsteuerfunktion zur Spannungsvorsteuerung
$v_g(s)$	Geradeausverstärkung eines Operationsverstärkers
Z_{Filter}	Übertragungsfunktion des EMV Filters aus Sicht des Stromreglers

Abkürzungen

<i>AC</i>	Alternating Current, Wechselgrösse allgemein
<i>CFD</i>	Computer Fluid-Dynamic Simulation
<i>CISPR</i>	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
<i>DSP</i>	Digitaler Signalprozessor
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>LISN</i>	Line Impedance Stabilization Network
<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<i>MR</i>	Magnetoresistiv
<i>OPD</i>	Output Power Density
<i>PFC</i>	Power Factor Corrector
<i>THD</i>	Total Harmonic Distortion

Kapitel 1

Einleitung

Eine Vielzahl der an das dreiphasige Versorgungsnetz angeschlossenen Verbraucher sind Gleichstromverbraucher, die meist über passive Gleichrichterschaltungen die aufgenommene Energie umformen. Der Einsatz von passiven Gleichrichterschaltungen verursacht aufgrund des stark nichtlinearen Verhaltens Rückwirkungen in Form von niederfrequenten Oberschwingungen des Eingangsstromes (engl. *Total Harmonic Distortion, THD*) auf das speisende Netz [1]. Das führt einerseits zu Spannungsabfällen an der inneren Netzimpedanz und somit zu Netzspannungsverzerrungen, und andererseits verursachen die Oberschwingungen im aufgenommenen Netzstrom Verzerrungsleistung, wodurch die Energieübertragungskapazität des speisenden Netzes reduziert wird.

Die Spannungsqualität in elektrischen Versorgungsnetzen wird daher immer mehr zu einem bestimmenden Faktor, was sich in den festgelegten Grenzwerten für die zulässigen Eingangsstrom Oberschwingungen in einer Reihe von Vorschriften und Empfehlungen widerspiegelt [2].

Daher finden vorzugsweise aktive Gleichrichterschaltungen (*Power Factor Corrector, PFC*) Verwendung, welche mehrere Vorteile gegenüber einer passiven Lösung bieten. Zum einen kann netzseitig die vorgesehene Maximalleistung aufgrund des ohmschen Netzverhaltens vollständig genutzt werden, und andererseits steht ausgangsseitig eine konstant geregelte Gleichspannung zur Verfügung, und erleichtert somit die Dimensionierung nachfolgender Konverterstufen. Ein weiterer Vorteil besteht darin, derartige Stromrichter an Netzen mit unterschiedlichen Spannungen und Frequenzen betreiben zu können.

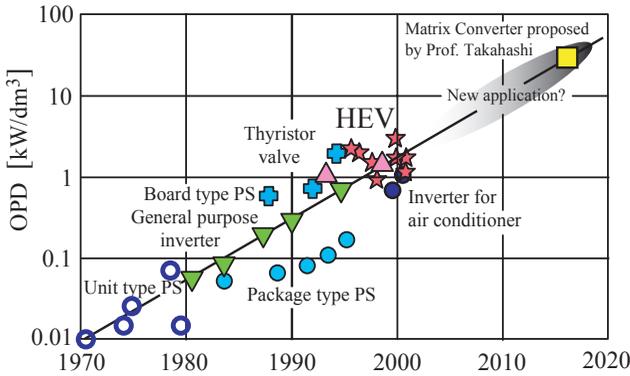


Abbildung. 1.1: Prognostizierte Entwicklung der Leistungsdichte in der Leistungselektronik (*Output Power Density, OPD*).

Aktive Gleichrichterschaltungen (Pulsleichrichter) werden in der Medizintechnik, in Grossrechneranlagen, in Schweißstromquellen, in elektrischen Antriebssystemen und in der Prozesstechnik sowie bei anderen Anwendungen mit hohen Anforderungen an die Netzqualität wie z.B.: Stromversorgungen in Flugzeugen [3], [4] oder Schiffen breite Anwendung finden.

Neben einer hohen Zuverlässigkeit und einem hohen Wirkungsgrad ist eine wesentliche Steigerung der Leistungsdichte eine wichtige Zielsetzung. In [5] wurde die Leistungsdichte (Ausgangsleistung pro Volumen) als eine Kennzahl für die Entwicklung von zukünftigen leistungselektronischen Systemen gewählt. Die Leistungsdichte derzeitiger aktiver Gleichrichterschaltungen liegt im Bereich von $1...3\text{kW/dm}^3$. Entsprechend einer *Roadmap* [5] (Abbildung 1.1) werden in den nächsten zehn Jahren Leistungsdichten von $> 50\text{kW/dm}^3$ prognostiziert.

Zur Erlangung einer derart hohen Leistungsdichte sind im Wesentlichen zwei Ansätze denkbar. Ein grosser Anteil am Volumen eines Stromrichters wird von der Kühlung eingenommen, da der weitaus grösste Anteil der Verluste eines Stromrichters auf die Halbleiter entfällt. Durch die Verwendung der neuesten Halbleitertechnologie können Verluste und somit Volumen für die Kühlung eingespart werden. Zum anderen tragen die passiven Bauteile, wie Induktivitäten, Kapazitäten und das EMV Filter, erheblich zum Bauvolumen eines Stromrichters bei.

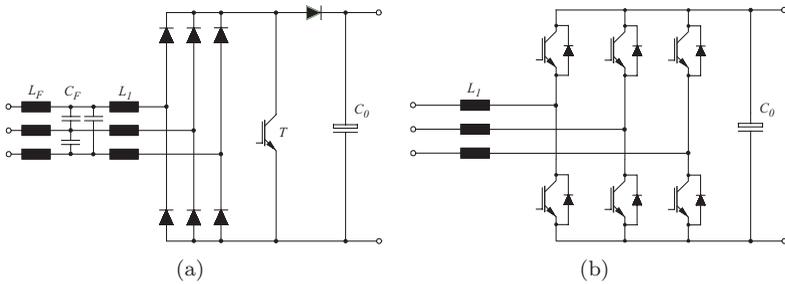


Abbildung. 1.2: (a) Grundstruktur des Diodenbrückengleichrichters mit nachgeschaltetem Hochsetzsteller (*discontinuous-mode boost rectifier*). Die Filterinduktivitäten befinden sich auf der Netzseite. (b) Grundstruktur eines Sechs-Schalter Vier-Quadranten Spannungszwischenkreis-Umrichters.

Da sich die Baugröße der induktiven Komponenten umgekehrt zur Schaltfrequenz verhält, ist zur Erlangung einer nennenswerten Reduzierung des Volumens die Schaltfrequenz signifikant zu erhöhen.

Neben diesen Anforderungen ist auch die Wahl einer geeigneten Topologie entscheidend, da diese die Strom- und Spannungsbelastung der Halbleiter und damit auch die Klasse der verwendbaren Halbleiter einschränkt. Eine klassifizierende Übersicht über *netzfreundliche* dreiphasige Gleichrichtersysteme ist in [6] gegeben. Die Auswahl einer geeigneten Topologie zur Erlangung einer hohen Leistungsdichte eines aktiven Gleichrichtersystems hängt allerdings entscheidend von den Spezifikationen der Anwendung ab.

Eine einfache aktive Lösung stellt die Topologie in Abbildung 1.2(a) dar. Die Schaltung besteht aus einem Dreiphasen-Diodengleichrichter (B6-Bücke) mit nachgeschaltetem Hochsetzsteller, wobei sich die Eingangsinduktivitäten L_1 des Hochsetzstellers auf der AC-Seite befinden [7]. Der Leistungs-Transistor T auf der DC-Seite wird periodisch mit der Schaltfrequenz geschlossen, wodurch die Eingangsinduktivitäten L_1 auf der DC-Seite in Stern geschaltet werden und sich die Eingangsströme entsprechend dem Wert der momentanen Strangspannung ändern. Der Spitzenwert des Stromes durch die Eingangsinduktivitäten, der während des Einschaltintervalls in jedem Strang erreicht wird, ist proportional zur Spannungs-Zeitfläche der in diesem Intervall anliegenden Strangspannung (Mittelwert). Aufgrund des sinusförmigen Verlaufes der Strang-

spannungen ändern sich die Spitzenwerte (Einhüllende) der Eingangsströme ebenfalls sinusförmig. Nach dem Abschalten des Schalters T entmagnetisieren sich die Eingangsinduktivitäten gegenüber der DC-Ausgangsspannung vollständig. Der Mittelwert des diskontinuierlichen Stromes in den Eingangsinduktivitäten verläuft im Wesentlichen sinusförmig, beinhaltet jedoch auch Harmonische der Ordnung $6n \pm 1$ ($n = 1, 2, \dots$). Der grundfrequente Anteil des Strommittelwertes ist in Phase zur Netzspannung, wodurch sich das gewünschte ohmsche Netzverhalten einstellt.

Zur Erreichung des geforderten lokalen Mittelwertes der Strangströme (Grundschiwingung) überschreiten die Spitzenwerte den zweifachen Wert der Grundschiwingung, wodurch sich eine hohe Strombelastung der Halbleiter ergibt. Ein wesentlicher Nachteil dieser Schaltung besteht im grossen Realisierungsaufwand für das EMV Filter zur Unterdrückung der schaltfrequenten Harmonischen der diskontinuierlichen Eingangsströme, zur Erfüllung der EMV-Normvorschriften. Trotz der Einfachheit der Schaltung ist diese Lösung für Anwendungen, in denen eine hohe Netzstromqualität bei einer geregelten Ausgangsspannung und vor allem eine hohe Leistungsdichte gefordert wird, nicht geeignet.

Eine kontinuierliche, sinusförmige Strombildung kann hingegen mit der hochsetzstellerbasierten Topologie aus Abbildung 1.2(b) erreicht werden. Die drei Halbbrückenarme können unabhängig voneinander die ausgangsseitig eingeprägte (auf einen konstanten Wert geregelte) Zwischenkreisspannung an die jeweiligen Stränge schalten. Gleichrichterseitig wirkt der Stromrichter wie eine Spannungsquelle, deren Mittelwert durch Pulsweitenmodulation im Bereich von $\pm U_0/2$ einstellbar ist. Die Differenz zwischen der gleichrichterseitigen Spannung und der Netzspannung definiert über die Schaltfrequenz und dem Wert der Eingangsinduktivität den auftretenden Stromrippel. Aufgrund der kontinuierlichen Stromführung kann ein Filter zur Unterdrückung der schaltfrequenten Harmonischen deutlich kompakter aufgebaut werden. Diese Schaltung ermöglicht auch eine Umkehrung des Energieflusses von der DC- zur AC-Seite (Rückspeisefähigkeit), was insbesondere in der Antriebstechnik von Bedeutung ist.

Allerdings ist die bei dieser Topologie benötigte grosse Anzahl von Transistoren als deutlicher Nachteil zu sehen. Ein weiterer Nachteil ist die relativ hohe Spannungsbelastung der Transistoren, die durch die Zwei-Level Topologie begründet ist. Zum Betreiben der Schaltung am 400V-Netz sind daher 1200V IGBTs erforderlich, die nur eine begrenzt hohe

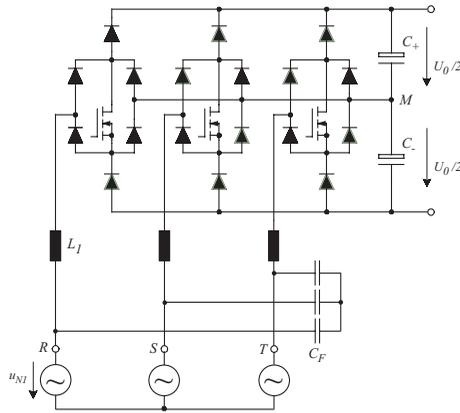


Abbildung. 1.3: Grundstruktur des unidirektionalen Drei-Level Hochsetzstellers (*Vienna Rectifier*).

Schaltfrequenz zulassen. Wegen der hohen Leit- und Schaltverluste bei der Verwendung von IGBTs ist aufgrund des erforderlichen Aufwandes für die Kühlung der Halbleiter keine besonders hohe Leistungsdichte zu erwarten.

Einen Mittelweg zwischen Realisierungsaufwand, erzielbarer Netzstromqualität und Leistungsdichte stellt die in Abbildung 1.3 dargestellte, bewährte hochsetzstellerbasierte Topologie des Vienna Rectifiers [8] dar, die bezüglich erreichbarem Wirkungsgrad und Leistungsdichte allen anderen hochsetzstellerbasierten Topologien überlegen ist [9]. Diese Topologie ermöglicht einen dreiphasigen Betrieb mit nur drei abschaltbaren Halbleitern.

Die Aufteilung der Ausgangsspannung U_0 in zwei Teilausgangsspannungen $U_{C+}=U_{C-}=U_0/2$ und das Verbinden der bidirektionalen Schalter jedes Stranges mit dem Mittelpunkt M führt zu einer Drei-Level Topologie. Verglichen mit der Zwei-Level Topologie aus Abbildung 1.2(b) sind die auftretenden schaltfrequenten Harmonischen im aufgenommenen Netzstrom deutlich geringer. Ein weiterer Vorteil dieser Drei-Level Topologie liegt in der Spannungsbelastung der Halbleiter, die (im Idealfall) gleich der halben Ausgangsspannung ist, wodurch das Betreiben der Schaltung am 400V-Netz bei einer Ausgangsspannung von 800V mit 600V-Halbleitern möglich ist.

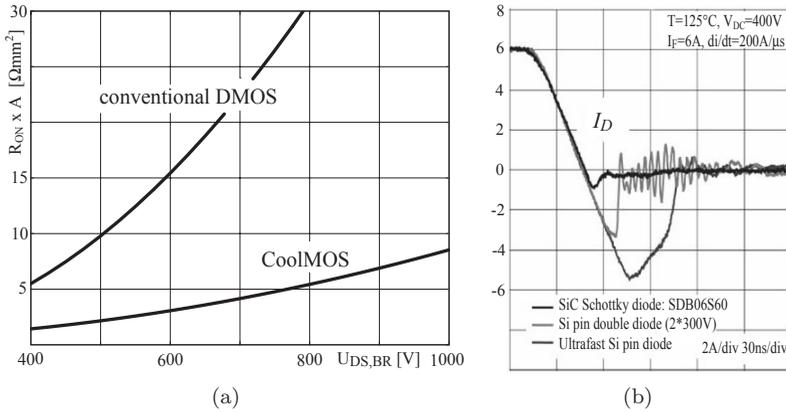


Abbildung. 1.4: (a) Vergleich des spannungsabhängigen, flächenspezifischen Einschaltwiderstandes R_{on} zwischen CoolMOS und einem konventionellen Leistungs MOSFET. (b) Rückwärtsstromverhalten einer SiC Schottky-Diode im Vergleich zu einer ultraschnellen Si-pin Diode.

Aufgrund der geringen Spannungsbelastung der Halbleiter können daher MOSFETs eingesetzt werden, die bezüglich Leitverluste und Schaltverhalten den IGBTs überlegen sind. In den letzten Jahren erfolgte eine signifikante Verbesserung der Eigenschaften von MOSFETs mit dem Ziel, zukünftige leistungselektronische Systeme bezüglich Wirkungsgrad, Bauvolumen, Gewicht und Störemission zu verbessern.

Mit der neuesten MOSFET Technologie (*CoolMOS*) [10], [11] kann ein um den Faktor 5 höhere Leitfähigkeit (bei 600V) als bei konventioneller MOSFET Technologie erreicht werden (Abbildung 1.4(a)), womit die anfallenden Leitverluste klein bleiben und sich damit äusserst energieeffiziente Stromrichter aufbauen lassen.

Neben der Verbesserung der Eigenschaften der Leistungs MOSFETs gab es auch Verbesserungen bei den Leistungsdioden. Konventionelle Siliziumdioden weisen ein Rückwärtsstromverhalten beim Übergang vom Leit- in den Sperrzustand auf, was zur Erhöhung der Schaltverlustleistung beiträgt. Damit ist die erzielbare Schaltfrequenz bei hart schaltenden Stromrichtern durch die anfallende Verlustleistung begrenzt. Siliziumkarbid Schottky-Dioden (SiC) weisen hingegen keinen Rückwärtsstrom auf (Abbildung 1.4(b)), womit die anfallende Schaltverlustenergie pro Schaltzyklus ausserordentlich gering bleibt [12], [13].

SiC Schottky-Dioden verfügen über einen positiven Temperaturkoeffizienten der Durchlassspannung, deshalb ist es möglich, die Dioden (wie MOSFETs) parallel zu schalten. Die in den SiC Schottky-Dioden anfallenden von der Vorwärtsspannung abhängigen Leitverluste sind aufgrund der grösseren Flussspannung (im Vergleich zu konventionellen Si-Dioden) höher. Die Verluste infolge des differentiellen Widerstandes lassen sich durch eine Parallelschaltung entsprechend reduzieren.

Eine detaillierte Analyse des Schaltverhaltens der Kombination CoolMOS Leistungstransistor mit SiC-Schottky Diode [14], [15] zeigt eindrücklich die mit diesen neuen Halbleiterbauelementen erzielbare geringe Schaltverlustenergie ($< 180\mu Ws$, bei $i_D = 30A$, $u_{DS} = 400V$) und Schaltzeiten im Bereich von $10ns$.

Die Verwendung von Siliziumkarbid als Halbleitermaterial eröffnet aus diesem Grund neue Möglichkeiten in Bezug auf erreichbare Schaltfrequenzen. Das Potential, das durch diese neue Halbleitertechnologie geschaffen wurde, kann nun einerseits zum Aufbau von sehr energieeffizienten Stromrichtern genutzt werden, oder es kann die Schaltfrequenz der Stromrichter, die derzeit bei $50...70kHz$ liegt, um den Faktor $5...10$ erhöht werden, ohne dabei den Wirkungsgrad des Gesamtsystems von $> 95\%$ zu verschlechtern.

Die das Volumen bestimmenden Elemente eines Stromrichters sind im Wesentlichen die Kühlung, die passiven Komponenten wie Eingangsimpedanzinduktivitäten, Ausgangskapazitäten und das EMV-EingangsfILTER. Eine Reduzierung des Bauvolumens kann durch eine Steigerung der Schaltfrequenz erreicht werden, damit können das EingangsfILTER und die Eingangsimpedanzinduktivität im Bauvolumen reduziert werden. Auch die Verwendung von integrierten Leistungsmodulen trägt zu einer Reduzierung des Bauvolumens bei. Wegen der hohen Packungsdichte in den integrierten Halbleitermodulen und den damit verbundenen Anforderungen an die Entwärmung der Halbleiter kommt dem Kühlkonzept eine besondere Bedeutung zu.

Alternativ zu netzfrequenten Anwendungen wird der Einsatz von aktiven PFC-Schaltungen auch in Flugzeug-Netzen immer mehr an Bedeutung gewinnen [3]. Die zentrale hydraulische Ansteuerung der Leitwerke wird zukünftig von verteilten elektro-hydrostatischen Aktuatoren (EHA) ersetzt werden. Die hydraulische Leistung wird dabei lokal durch eine elektrisch betriebene Hydraulikpumpe erzeugt. Die Pumpe wird mithilfe eines aus einem Gleichspannungszwischenkreis gespeisten drehzahlvariablen Antriebes betrieben.

Zur Reduzierung der Belastung des Bord-Netz durch Stromüberschwingungen bzw. zur Minimierung der Beeinflussung (Interferenz) des *Avionic Equipments* finden *netzfreundliche* Gleichrichtersysteme Verwendung.

Gerade für dieses zukünftige Anwendungsgebiet bieten aktive Pulsrichter eine Reihe von Vorteilen. Schwankungen der Spannung und der Frequenz des speisenden Generators ($400 - 800\text{Hz}$) stellen keine Einschränkung des Betriebes dar, da die Führungsgrösse für die Stromregelung direkt von der speisenden Spannung abgeleitet wird. Wegen der auf einen konstanten Wert geregelten Ausgangsspannung wird die Dimensionierung nachfolgender Konverterstufen deutlich einfacher. Im Vergleich zur Leistungsdichte ist hier vor allem die Ausgangsleistung pro Gewicht (als eine weitere Kennzahl) von entscheidender Bedeutung.

Ziel und Gliederung der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist der Aufbau eines vollständig digital geregelten, ultrakompakten, Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt Pulsleichrichtersystems (*Vienna Rectifier I*) unter Verwendung neuester Halbleitertechnologie (CoolMOS und Siliziumkarbid Schottky-Dioden) in Multi-Chip Modultechnik.

Die Schaltfrequenz des Stromrichters soll dabei bis zu 500kHz betragen, um eine Leistungsdichte von $10\text{kW}/\text{dm}^3$ (Faktor drei über der bekannter industrieller Ausführungen) zu erreichen. In einem Eingangsspannungsbereich von $U_{N,U} = 320\text{V} \dots 480\text{V}_{\text{rms}}$ und einer geregelten Ausgangsspannung von $U_0 = 800\text{V}$ soll der Stromrichter in der Lage sein, eine Leistung von 10kW zu übertragen. Die gesamte Bauhöhe des Stromrichters soll $1U$ (entspricht 44.45mm) nicht überschreiten.

Nach einer kurzen Einführung in die Funktionsweise der Schaltung werden in **Kapitel 2** die Leistungshalbleiter und die passiven Komponenten dimensioniert und eine vollständige Verlustleistungsanalyse durchgeführt. Die Bilanz der Verluste stellt eine Basis zur Optimierung der Komponenten zur Erlangung einer hohen Leistungsdichte dar.

In **Kapitel 3** wird ein Filter zur Unterdrückung der leitungsgebundenen Gleichtaktstörungen, zur Erfüllung der Normvorschriften im Frequenzbereich von $150\text{kHz} - 30\text{MHz}$, entworfen.

Die Modellbildung und Regelung des Stromrichters unter Berücksichtigung des EMV-Eingangsfilters werden in **Kapitel 4** behandelt. Die Elektronik zur Regelung der aktiven PFC Stufe wurde bisher ausschliess-

lich durch analoge Schaltungstechnik realisiert, was im Wesentlichen durch die geringen Kosten der dazu notwendigen Bauteile zu begründen ist. Im Zuge der immer leistungsfähiger und auch kostengünstiger werdenden Signalprozessoren wird eine vollständig digital realisierte Regelung zunehmend interessanter. Die Vorteile liegen einerseits in einer sehr kompakten und platzsparenden *Single-Chip* Lösung, und weiters ermöglicht ein Digitalsystem die Implementierung von Funktionen, welche durch analoge Schaltungstechnik nicht oder nur schwer umgesetzt werden können. Im Zuge dieser Arbeit wurde eine digitale Reglerplattform auf Basis eines *Mixed Signal DSPs* zur Regelung des Stromrichters entwickelt, die auch für andere leistungselektronische Systeme Anwendung findet. Teile der Reglerplattform wurden in eine vom Autor betreuten Diplomarbeit [18] dokumentiert. Daher wird in der vorliegenden Arbeit die Reglerplattform nicht beschrieben.

Aufgrund des kompakten Aufbaues des Stromrichters werden an das Kühlsystem besondere Anforderungen gestellt. Die Untersuchungen zur Kühlung des Stromrichters in **Kapitel 5** wurden von Dr. Uwe Drofenik im Zuge einer seiner *Post-Doc* Arbeiten ausgeführt und sind nur der Vollständigkeit halber in diese Arbeit aufgenommen worden.

Im **Kapitel 6** werden unterschiedliche Strommessverfahren betrachtet und deren Eignung für den Einsatz in einem kompakten Stromrichter hoher Schaltfrequenz diskutiert. Die erzielbare Frequenzbandbreite, die Störunterdrückung sowie die Eignung zur Integration des Sensors in das Gesamtsystem sind Gegenstand der Untersuchung.

Kapitel 7 zeigt die Ergebnisse der experimentellen Analyse des am speisenden Dreiphasen-Netz betriebenen Stromrichters. Insbesondere der Leistungsfaktor, der Oberschwingungsgehalt und der Wirkungsgrad, in Abhängigkeit des Betriebspunktes, werden gezeigt. Weiters wird das Verhalten des Stromrichters bei unsymmetrischem Netz (Phasenausfall) und transienten Laständerungen untersucht.

In **Kapitel 8** wird, basierend auf den Erkenntnissen der Arbeit, ein kurzer Ausblick zur weiteren Steigerung der Leistungsdichte gegeben.

Kapitel 2

Leistungsteil

Zu Beginn dieses Kapitels erfolgt eine Zusammenfassung der in [17] vorgestellten grundsätzlichen Funktionsweise des Stromrichters anhand der Spannungs- und Stromraumzeiger. Ausgehend von der Spezifikation des Stromrichters werden in diesem Kapitel die Leistungshalbleiter entsprechend der zu erwartenden Strombelastung ausgewählt. Die Berechnung der Strombelastung der Halbleiter und der passiven Komponenten erfolgt weitgehend analytisch. Es werden dabei Annahmen getroffen, welche die Berechnung deutlich vereinfachen, jedoch eine hinreichende Genauigkeit sicherstellen. Anhand von Schaltverlustmessungen ergeben sich die notwendigen Parameter für eine Schaltverlustleistungsberechnung, womit eine Abschätzung der in den Leistungshalbleitern umgesetzten Verlustleistung möglich wird, die als Grundlage für die Auslegung eines Kühlsystems (in Kapitel 5) für den Stromrichter dient. Nach Auslegung der Eingangsinduktivitäten und der Ausgangskapazität erfolgt eine Abschätzung der auftretenden Gesamtverlustleistung und des Gesamtwirkungsgrades zusammen mit einer Aufschlüsselung der Verteilung auf die einzelnen Bauteile.

2.1 Funktionsweise des Stromrichters

2.1.1 Grundsätzliche Betriebsweise

Der Leistungsteil des Stromrichters, wie in Abbildung 2.1 dargestellt, besteht aus drei Schaltern T_i ($i = 1, 2, 3$), wobei um jeden Schalter vier Dioden (zwei netzseitige Dioden D_{N+} , D_{N-} und zwei Mittelpunktsdioden D_{M+} , D_{M-}) in einer Brückenschaltung angeordnet sind, sowie aus den Freilaufdioden (D_{F+} , D_{F-}) die den Schalter eines Stranges mit der positiven und negativen Ausgangsteilspannung verbinden [16].

Die Eingangsinduktivitäten $L_{1,i}$ verbinden das speisende Netz mit dem Stromrichtereingang. Der Ausgang des Stromrichters wird durch zwei in Serie geschaltete Kondensatoren C_+ und C_- gebildet, die mit dem Mittelpunkt M des Stromrichters verbunden sind.

Für die folgende grundsätzliche Betrachtung der Funktionsweise des Stromrichters sei ein rein sinusförmiges, symmetrisches Netz, dargestellt durch den Spannungsraumzeiger

$$\underline{u}_N = \hat{U}_N e^{j\varphi_N}, \quad (2.1)$$

mit $\varphi_N = \omega_N t$ (ω_N bezeichnet die Kreisfrequenz des speisenden Netzes), angenommen.

Ziel der Modulation des Stromrichters ist die relativen Einschalt Dauern δ_i der Schalter T_i derart einzustellen, dass die Netzströme $\dot{i}_{N,i}$ einen sinusförmigen Verlauf in Phase zu den Netz-Strangspannungen aufweisen.

$$\dot{i}_N = \hat{I}_N e^{j\varphi_N} \quad (2.2)$$

Dazu ist ein lokaler Mittelwert (gemittelt über eine Pulsperiode T_p) der geschalteten Stromrichtereingangsspannung

$$\underline{u}_{U,avg}^* = \hat{U}_{U,avg}^* e^{j\varphi_U} = \hat{U}_N e^{j\varphi_N} - j\omega_N L_1 \dot{i}_N \quad (2.3)$$

einzustellen.

Wegen der Kleinheit der Eingangsinduktivitäten L_1 (und der Filterkomponenten des EMV-Filters), kann der grundfrequente Spannungsabfall $j\omega_N L_1 \dot{i}_N$ und die dadurch verursachte Phasenverschiebung zwischen Netzstrom und Stromrichtereingangsstrom vernachlässigt werden, und es gilt näherungsweise $\underline{u}_N \approx \underline{u}_{U,(1)}$ bzw. $\dot{i}_N \approx \dot{i}_{U,(1)}$.

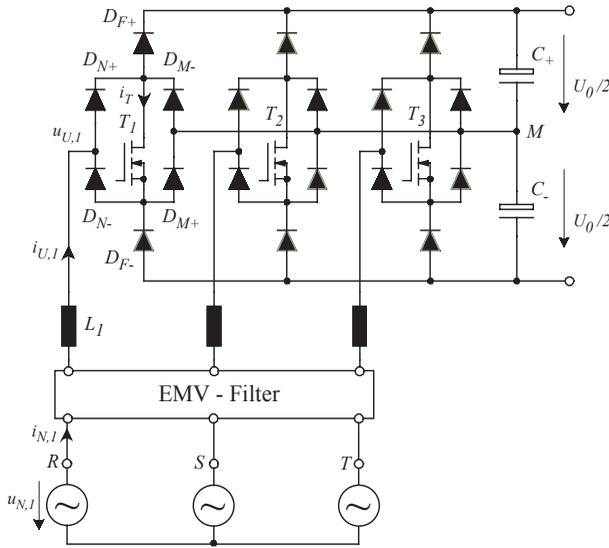


Abbildung. 2.1: Prinzipschaltbild des unidirektionalen Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Hochsetzstellers (*Vienna Rectifier I*).

2.1.2 Schaltzustände

Auf Grund der drei Schalter existieren $2^3 = 8$ Schaltzustände, die zur Formung des aufgenommenen Netzstromes herangezogen werden können. Innerhalb jedes $\pi/3$ -Intervalls stehen insgesamt acht Spannungsraumzeiger zur Strombildung zur Verfügung. Zur Veranschaulichung der Zusammenhänge wird die Netz-Situation $i_{N,1} > 0, i_{N,2} < 0, i_{N,3} < 0$ herangezogen (das entspricht einer Phasenlage des Netzstromraumzeigers innerhalb des Intervalls $\varphi_N \in (-\pi/6, +\pi/6)$).

Das betrachtete $\pi/3$ -Intervall ist in Abbildung 2.2 anhand der Spannungsraumzeiger des Stromrichters dargestellt. Insgesamt verfügt der Stromrichter über sechs $\pi/3$ -Intervalle (Sektoren). Befindet sich der Netzspannungsraumzeiger \underline{u}_N innerhalb des grau markierten Dreiecks des durch die Spannungsraumzeiger $\underline{u}_{U,(s_1 s_2 s_3)}$ des Stromrichters aufgespannten Hexagons, kann der Soll-Spannungsraumzeiger \underline{u}_U^* im Mittel über eine Pulsperiode durch die vier unmittelbar benachbarten Raumzeiger gebildet werden. Im betrachteten Fall sind das die Raumzeiger welche durch die Schaltzustände $j = (000), (010), (011), (100)$ gebildet

werden. Die Schaltzustände werden durch das Tripel $(s_1 s_2 s_3)$ bezeichnet, wobei für die Stromrichtereingangsspannungen der drei Stränge gilt

$$u_{U,i} = \begin{cases} \text{Sign}(i_{N,i}) \frac{U_0}{2} & \text{wenn } s_i = 0 \\ 0 & \text{wenn } s_i = 1. \end{cases} \quad (2.4)$$

Die mittlere Stromrichtereingangsspannung (gemittelt über eine Pulsperiode T_p) eines Stranges bestimmt sich somit zu

$$u_{U,avg}(\varphi_N) = (1 - \alpha(\varphi_N)) \frac{U_0}{2}, \quad (2.5)$$

mit $\alpha \in (0..1)$ dem Tastverhältnis des Schalters T_i ($s_i = 1$) (bzw. $\alpha(\varphi_N) T_p$ der relativen Einschaltdauer) in Abhängigkeit des Netzwinkels φ_N .

2.1.3 Bildung des Soll-Spannungsraumzeigers

Zur Bildung des mittleren Soll-Spannungsraumzeigers

$$\underline{u}_U^* = \delta_{(100)} u_{U,(100)} + \delta_{(000)} u_{U,(000)} + \delta_{(010)} u_{U,(010)} + \delta_{(011)} u_{U,(011)} \quad (2.6)$$

werden die diskreten Spannungsraumzeiger von der Stromregelung für die jeweilige relative Einschaltdauer $\delta_{(xxx)}$ aktiviert. Die relativen Einschaltauern der Schaltzustände können anhand von einfachen geometrischen Überlegungen unmittelbar bestimmt werden (die Berechnung ist in [17] (Anhang A) detailliert ausgeführt). Für die relativen Einschaltauern der diskreten Raumzeiger im betrachteten Fall in Abbildung 2.2 gilt

$$\begin{aligned} \delta_{(000)} &= \sqrt{3} M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_U\right) - 1 \\ \delta_{(010)} &= \sqrt{3} M \sin(\varphi_U) \\ \delta_{(100)} + \delta_{(011)} &= 2 - \sqrt{3} M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_U\right), \end{aligned} \quad (2.7)$$

mit dem Modulationsindex $M = 2\hat{U}_{U,(1)}^*/U_0$. Ab $M > 2/\sqrt{3}$ tritt Übermodulation auf (siehe Kapitel 4.3.4) und der Eingangsstrom kann nicht mehr sinusförmig geführt werden. Für einen geforderten maximalen Eingangsspannungsbereich von $U_{N,ll} = 480V$ ist daher eine Ausgangsspannung von $U_0 = 800V$ notwendig.

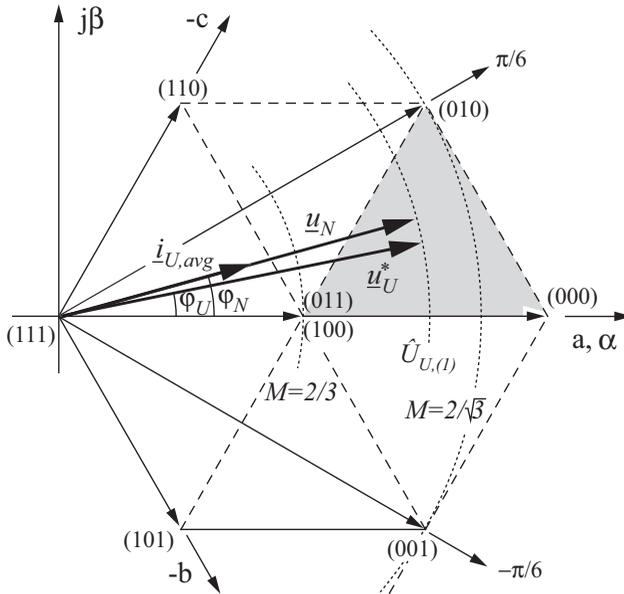


Abbildung. 2.2: Spannungsraumzeiger $\underline{u}_{U,j}$ die den Schaltzuständen $j = (S_1, S_2, S_3)$ innerhalb $\varphi_N \in (-\pi/6, +\pi/6)$ ($i_{N,1} > 0, i_{N,2} < 0, i_{N,3}$) zugeordnet sind.

2.2 Dimensionierung des Leistungsteils

Der Leistungsteil soll die in der folgenden Tabelle angegebenen Daten erfüllen:

Eingangsspannung	$U_{N,II} = 320V \dots 480V$ verkettet
Ausgangsspannung	$U_0 = 800V$ geregelt
Ausgangsspannungsrippel	$\Delta U_{0,ss} < 0.1 U_0$
Ausgangsleistung	$P_0 = 10kW$
Schaltfrequenz	$f_p = \text{bis } 500kHz$
Wirkungsgrad	$\eta > 95\%$ bei Nennleistung
Netzstromverzerrung	$THD < 5\%$ bei Nennleistung

2.2.1 Strombelastung der Halbleiter

Als Grundlage zur Auswahl der Leistungshalbleiter dienen die Mittel- und Effektivwerte der Ströme durch die einzelnen Halbleiter. In [21] wurde eine analytische Berechnung der auftretenden Bauteilbelastung durchgeführt, wobei für die Berechnung der Strommittel- und Effektivwerte folgende Annahmen gelten:

- die Stromform des aufgenommenen Netzstromes i_N ist sinusförmig
- die Phasenverschiebung zwischen Netzspannung u_N und Netzstrom i_N ist Null (ohmsches Netzverhalten)
- der netzfrequente Spannungsabfall an der Eingangsinduktivität wird vernachlässigt
- der Konverter arbeitet mit konstanter Schaltfrequenz f_p
- die Ausgangsspannung U_0 ist konstant
- die Grundlage des Berechnungsverfahrens ist eine globale Mittelung der Ströme durch die Halbleiter während einer Netzhalbperiode

Das Tastverhältnis $\alpha(\varphi_N)$ in Abhängigkeit des Netzwinkels φ_N , mit dem die Leistungstransistoren angesteuert werden, wird durch die Regelung des Stromrichters derart eingestellt, dass sich ein lokaler Spannungsmittelwert am Eingang des Stromrichters von

$$u_{U,avg}(\varphi_N) = (1 - \alpha(\varphi_N)) \frac{U_0}{2} \approx u_N(\varphi_N) = \hat{U}_N \sin(\varphi_N) \quad (2.8)$$

bildet, der, bis auf den vernachlässigbaren Spannungsabfall über der Eingangsinduktivität, der Netzeingangsspannung entspricht.

Die relative Einschaltdauer, abhängig vom Netzwinkels φ_N , berechnet sich im einfachsten Fall, ohne überlagerte dritte Harmonische (wird in Kapitel 4.3.4 näher ausgeführt) zu

$$\alpha(\varphi_N) = 1 - M |\sin(\varphi_N)|, \quad (2.9)$$

wobei $M = 2\hat{U}_N/U_0$ den Modulationsindex darstellt.

Nachfolgend werden die Ergebnisse der analytischen Berechnung der Bauteilbelastung aus [21] noch einmal zusammengefasst und durch Überlegungen bezüglich der Auswahl von geeigneten Bauteilen ergänzt.

Dioden D_{N+} und D_{N-}

Der Netzstrom $i_N = \hat{I}_N \sin(\varphi_N)$ fließt während der positiven Netzhalbperiode durch D_{N+} und während der negativen Netzhalbperiode durch D_{N-} , jeweils für die Dauer einer Netzhalbperiode. Von diesem Stromverlauf kann unmittelbar durch Integration über eine Netzperiode der globale Mittelwert des Stromes durch die Netzdioden berechnet werden

$$\begin{aligned} I_{DN,avg} &= \frac{\hat{I}_N}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\varphi_N) d\varphi_N = \frac{\hat{I}_N}{\pi} = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{N,rms}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Für den Stromeffektivwert durch D_N gilt

$$\begin{aligned} I_{DN,rms}^2 &= \frac{\hat{I}_N^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2(\varphi_N) d\varphi_N = \frac{\hat{I}_N^2}{4} = \\ &= \frac{I_{N,rms}^2}{2}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Da diese Dioden nur mit netzfrequenten Strömen belastet werden, können gewöhnliche Netzdioden eingesetzt werden, die schlechten Schalteigenschaften wirken sich hier nicht negativ aus. Während der Netzhalbperiode, in der die Diode keinen Strom führt, wird sie mit einer schaltfrequent pulsierenden Spannung belastet. Dadurch wird die parasitäre Sperrschichtkapazität der Diode schaltfrequent umgeladen und erhöht die Verluste im Transistor.

Im Hinblick auf einen guten Wirkungsgrad des Stromrichters wird für die Netzdioden eine *Ultra Fast Soft Recovery Diode* mit einer geringen Sperrschichtkapazität aber deutlich höheren Kosten eingesetzt.

Weiters wurde die Diode D_{N-} durch einen Thyristor ersetzt. Im gewöhnlichen Betrieb arbeitet dieser wie eine Diode. Während der Hochlaufphase des Stromrichters wird über einen Widerstand parallel zum noch gesperrten Thyristor ein Hochladen der Ausgangskondensatoren ermöglicht. Die Zündstufe für die Thyristoren ist in Kapitel 2.6 ausgeführt.

Leistungstransistor T

Der während einer Netzhalbperiode in der Netzdiode D_N eingeprägte Eingangsstrom i_N fließt während der relativen Einschaltdauer $\alpha(\varphi_N)T_p$ durch den Transistor T und während der relativen Ausschaltdauer $(1 - \alpha(\varphi_N))T_p$ durch die Freilaufdiode D_F . Der globale Mittelwert des Transistorstromes berechnet sich durch Gewichten des Eingangsstromes mit dem Tastverhältnis zu

$$\begin{aligned} I_{T,avg} &= \frac{\hat{I}_N}{\pi} \int_0^\pi \sin(\varphi_N) \alpha(\varphi_N) d\varphi_N \\ &= \frac{\hat{I}_N}{\pi} \int_0^\pi \sin(\varphi_N) (1 - M \sin(\varphi_N)) d\varphi_N \\ &= \left(\frac{2}{\pi} - \frac{M}{2} \right) \hat{I}_N. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Der Effektivwert des Transistorstromes ergibt sich zu

$$\begin{aligned} I_{T,rms}^2 &= \frac{\hat{I}_N^2}{\pi} \int_0^\pi \sin^2(\varphi_N) \alpha(\varphi_N) d\varphi_N \\ &= \frac{\hat{I}_N^2}{\pi} \left[\int_0^\pi \sin^2(\varphi_N) d\varphi_N - M \int_0^\pi \sin^3(\varphi_N) d\varphi_N \right] \\ &= \left(\frac{1}{2} - \frac{4M}{3\pi} \right) \hat{I}_N^2. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Als Transistor kommt ein Leistungs-MOSFET in Frage, der für dieses Spannungsniveau deutliche Vorteile im Vergleich zu einem IGBT aufweist. Im Wesentlichen sind das die höheren Schaltgeschwindigkeiten (Strom- und Spannungsänderungsgeschwindigkeiten), die zusammen mit den Siliziumkarbid Freilaufdioden erreicht werden können und dem niedrigen Drain-Source Widerstand ($R_{DS,on}$) des MOSFETS im eingeschalteten Zustand. Die Verluste die im $R_{DS,on}$ umgesetzt werden fallen deutlich kleiner aus, verglichen mit den Verlusten die zufolge der Flussspannung und dem differentiellen Widerstand in einem hinsichtlich Schaltverhalten optimierten IGBT umgesetzt werden. Damit ist ein hochfrequente Taktung des Stromrichters bei zugleich geringen Verlusten möglich.

Freilaufdioden D_{F+} und D_{F-}

Wie bei der Berechnung der Strombelastung des Transistors bereits erwähnt, fließt der in der Eingangsinduktivität eingepreßte Strom i_N während der relativen Ausschaltdauer $(1 - \alpha(\varphi_N))T_p$ durch die Freilaufdiode D_F . Das Gewichteten des Eingangsstromes mit der relativen Ausschaltdauer und Integration über eine Netzhalbperiode liefert den Mittelwert des Diodenstromes

$$\begin{aligned} I_{DF,avg} &= \frac{\hat{I}_N}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(\varphi_N) (1 - \alpha(\varphi_N)) d\varphi_N \\ &= \frac{\hat{I}_N}{2\pi} M \int_0^{\pi} \sin^2(\varphi_N) d\varphi_N = \frac{M}{4} \hat{I}_N. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Der globale Stromeffektivwert durch die Freilaufdiode errechnet sich zu

$$\begin{aligned} I_{DF,rms}^2 &= \frac{\hat{I}_N}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(\varphi_N) (1 - \alpha(\varphi_N)) d\varphi_N \\ &= \frac{\hat{I}_N}{2\pi} M \int_0^{\pi} \sin^3(\varphi_N) d\varphi_N = \frac{2M}{3\pi} \hat{I}_N^2. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Das Rückwärtsstromverhalten der Freilaufdiode hat einen signifikanten Einfluss auf die Schaltverlustleistung beim Einschalten des Transistors. Der durch die Freilaufdiode hervorgerufene Rückstrom erhöht die im Transistor verursachte Schaltverlustleistung, die proportional mit der Schaltfrequenz ansteigt. Mit konventionellen Siliziumdioden mit einer Rückwärtserholzeit (*Reverse-Recovery-Time*) von typ. $t_{rr} < 35ns$ ist die angestrebte Schaltfrequenz bei zugleich hohem Wirkungsgrad nicht realisierbar.

Deutlich bessere elektrische Eigenschaften haben Siliziumkarbid Schottky-Dioden. Diese unipolaren Bauelemente weisen keine Speicherladung und somit keinen Rückwärtsstrom auf und eignen sich daher besonders für den Einsatz in hochfrequent getakteten Schaltnetzteilen. Siliziumkarbid Schottky-Dioden haben eine grössere Flussspannung als Siliziumdioden, können aber aufgrund ihres positiven Temperaturkoeffizienten, ähnlich wie beim MOSFET, bedenkenlos parallel geschaltet werden.

Mittelpunktsdioden D_{M+} und D_{M-}

Der Strom durch die Mittelpunktsdiode D_M fließt auch durch den Transistor T und muss daher mit der relativen Einschaltdauer $\alpha(\varphi_N)$ gewichtet werden. Die Stromführungsdauer erstreckt sich hier jedoch nur über eine Netzhalbperiode. Bei positivem Eingangsstrom fließt der Strom durch die Diode D_{M+} und bei negativem Eingangsstrom durch D_{M-} . Somit bestimmt sich der Mittelwert des Diodenstromes zu

$$\begin{aligned}
 I_{DM,avg} &= \frac{\hat{I}_N}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\varphi_N) \alpha(\varphi_N) d\varphi_N \\
 &= \frac{\hat{I}_N}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\varphi_N) (1 - M \sin(\varphi_N)) d\varphi_N \\
 &= \frac{\hat{I}_N}{2\pi} \left[\int_0^\pi \sin(\varphi_N) d\varphi_N - M \int_0^\pi \sin^2(\varphi_N) d\varphi_N \right] \\
 &= \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \right) \hat{I}_N.
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

Der globale Stromeffektivwert durch die Freilaufdiode errechnet sich zu

$$\begin{aligned}
 I_{DM,rms}^2 &= \frac{\hat{I}_N^2}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2(\varphi_N) (1 - M \sin(\varphi_N))^2 d\varphi_N \\
 &= \frac{\hat{I}_N^2}{2\pi} \left[\int_0^\pi \sin^2(\varphi_N) d\varphi_N - M \int_0^\pi \sin^3(\varphi_N) d\varphi_N \right] \\
 &= \left(\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \right) \hat{I}_N^2.
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

Ähnlich wie bei den Netzdioden D_N führen die Mittelpunktsdioden D_M nur während einer Netzhalbperiode Strom. Anders als bei den Netzdioden ist dieser Strom schaltfrequent pulsierend. In jener Netzhalbperiode, in der kein Strom durch die Diode fließt, wird sie mit einer schaltfrequent pulsierenden Spannung belastet. Wie bei den netzseitigen Dioden können hier Netzdioden mit guten Durchlass- aber schlechteren Schalteigenschaften gewählt werden. Beim Einschalten des Transistors wird der Stromfluss aufgrund der *Forward-Recovery* Eigenschaft der Diode

verzögert. In dieser Phase liegt kurzzeitig Spannung in Vorwärtsrichtung über der Mittelpunktsdiode, solange bis die Diode in den Leitzustand übergeht. Das führt während des Stromaufbaues durch die Diode zu Schaltverlusten in der Diode, die in weiterer Folge zu den Einschaltverlusten beitragen. Gerade im Hinblick auf einen hohen Wirkungsgrad ist deshalb eine schnelle Diode zu bevorzugen. Mit dem zusätzlichen Spannungsabfall einhergehend ist ein Fehler in der Spannungsbildung am Stromrichtereingang, der unmittelbare Auswirkungen auf die Strombildung hat, und daher im Prinzip zu vermeiden ist.

2.2.2 Spannungsbelastung der Halbleiter

Ein besonderer Vorteil des Dreipunkt-Gleichrichters ist eine Sperrspannungsbelastung der Halbleiter mit nur der halben Ausgangsspannung $U_0/2$, eine symmetrische Aufteilung der Kondensatorsteilspannungen U_{C+} und U_{C-} vorausgesetzt. Das hat den Vorteil, Halbleiter mit einer Sperrspannungsfestigkeit von 600V einsetzen zu können und damit die besseren Eigenschaften bezüglich Leit- und Schaltverlusten nutzen zu können. Neben der hohen Verfügbarkeit dieser Bauteile sind die geringen Stückkosten als Vorteil zu sehen.

Induktive Spannungsabfälle infolge hoher Stromänderungsgeschwindigkeiten sind dabei nicht berücksichtigt. Anhand von experimentellen Messungen konnte allerdings gezeigt werden, dass trotz Stromänderungsgeschwindigkeiten von $di/dt = 2.5kA/\mu s$ Schaltüberspannungen von 50V nicht überschritten werden. Daher ist eine Sperrspannungsfestigkeit der Halbleiter von 600V ausreichend.

2.2.3 Halbleitermodul VUM 26-06A

Der Leistungsteil von Dreiphasen PFC-Systemen wurde und wird meist mit Einzelbauteilen in Standardgehäusen (TO-220, TO-247) aufgebaut, mit dem Vorteil jeweils die modernsten Halbleiter zur Verfügung zu haben. Ein spezifisches Modul hat den Nachteil von höheren Kosten aufgrund der geringeren Stückzahl, verglichen mit diskreten Bauteilen.

Die Verwendung von Einzelbauteilen erfordert allerdings einen grossen Flächenbedarf, der einem kompakten Aufbau des Leistungsteils entgegensteht. Nachteilig sind auch die durch die Länge der Verbindungsleitungen entstehenden parasitären Induktivitäten, welche die Schaltgeschwindigkeit (Stromänderungsgeschwindigkeit) einschränken.

Aus diesem Grund ist es vorteilhaft, alle Halbleiter eines Brückenweiges des Stromrichters in ein Modul zu integrieren. Das ermöglicht einen kompakten Aufbau des Leistungsteils und eine niederinduktive Verbindung der Halbleiter.

Eine hohe Integrationsdichte konnte bereits mit dem Vorgänger des Moduls *VUM 26-06A*, dem Halbleitermodul *VUM 25-05E* [76] erreicht werden. Aufgrund der älteren Halbleitertechnologie der im Modul integrierten Halbleiter ist eine ultrakompakte Realisierung des Leistungsteils bei zugleich hoher Schaltfrequenz und hohem Wirkungsgrad mit dem Halbleitermodul *VUM 25-05E* nicht möglich.

Der Leistungsteil des Stromrichters besteht aus 18 Dioden und 3 Leistungstransistoren. Die Freilaufdioden D_F sind jeweils als Parallelschaltung von drei Siliziumkarbid Schottky Dioden ausgeführt, da die Spitzenwertbelastung in Vorwärtsrichtung (*repetitive peak forward current*) einer Diode auf $I_{FRM} = 12A$ beschränkt ist (siehe Tabelle 2.1).

Der Spitzenwert des Eingangsstromes und somit auch der Spitzenwert des Stromes durch die Freilaufdiode (mit überlagertem Stromrippel) beträgt allerdings $\hat{I}_{DF} \leq 28A$. Unter der Annahme, dass sich die Ströme gleichmässig auf die parallelgeschalteten Dioden aufteilen, ist eine Parallelschaltung von drei Dioden ausreichend, um nicht den im Datenblatt [73] spezifizierten Wert von I_{FRM} zu überschreiten. Aufgrund der berechneten Strommittelwertbelastung wäre eine Diode mit einer Stromtragfähigkeit von $I_{DF,avg} = 6A$ (*continous forward current*) ausreichend.

Eine netzseitige Diode jedes Brückenweiges ist jeweils durch einen Thyristor zur Vorladung der Ausgangskondensatoren während der Hochlaufphase des Stromrichters ausgeführt.

Der Modulaufbau des neuen Halbleitermoduls *VUM 26-06A* ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Die im Leistungsmodul *VUM 26-06A* verwendeten Leistungshalbleiter sind in Tabelle 2.1 zusammengestellt.

Dieses Modul ist ein für die vorliegende Arbeit erstelltes Muster von IXYS und nicht als Produkt erhältlich, es wurden allerdings Leistungshalbleiter in das Modul eingebaut, die als gehäuste Bauteile am Markt erhältlich sind. Die elektrischen Daten der gewählten Halbleiter sind in den Datenblättern [72, 73, 74, 75] ersichtlich.

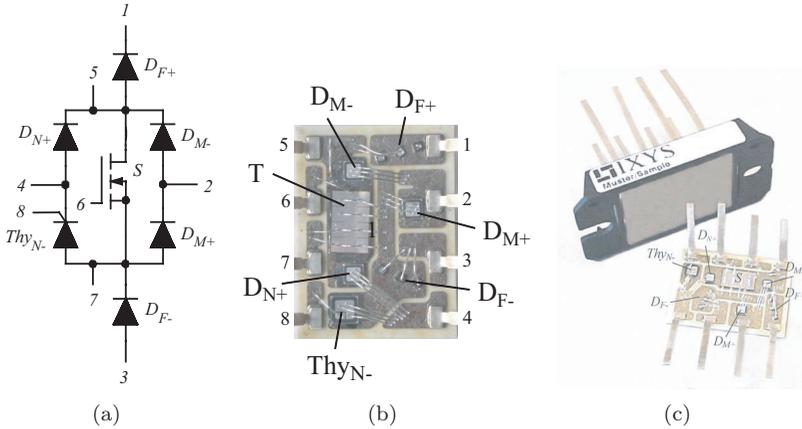


Abbildung. 2.3: (a) Verdrahtungsschema eines Brückenendes des Leistungsmoduls. (b) Layout des Moduls auf einem Al_2O_3 Keramik-Substrat mit einer Fläche von $(35\text{mm} \times 26\text{mm})$. Die Halbleiter sind auf der Oberseite mit Bonddrähten verbunden. Die Chipfläche des MOSFET beträgt $A_{FET} = 10.62\text{mm} \cdot 6.69\text{mm}$. (c) Die DCB (Direct Copper Bonding) Keramik ist im Gehäuse VUM 26-06A von IXYS mit den Aussenabmessungen $L=63\text{mm}$, $B=32\text{mm}$ $H=10\text{mm}$ eingepackt.

Halbleiter	Bauteiltyp, Eigenschaften
MOSFET T	CoolMOS Power Transistor IXKH47N60C2, $U_{DS} = 600\text{V}$, $I_D = 47\text{A}$, $R_{DS(on)} = 70\text{m}\Omega$
Freilaufdiode D_F	Silicon Carbide Schottky Diode SDB06S60, $U_{RRM} = 600\text{V}$, $I_F = 6\text{A}$, $I_{FRM} = 12\text{A}$ ($d=0.5$), 3 Dioden parallel
Netzdiode D_N	HiPerFRED Epitaxial Diode, soft recovery DSEP15-06A, $V_{RR} = 600\text{V}$, $I_{FAV} = 15\text{A}$, $t_{rr} = 35\text{ns}$
Mittelpunktsdiode D_M	dieselbe Diode wie bei D_N
Thyristor Thy_{N-}	Phase Control Thyristor CS19-08ho1, $V_{RRM} = 800\text{V}$, $I_{F,rms} = 35\text{A}$, $I_{T,AV} = 13\text{A}$

Tabelle. 2.1: Leistungshalbleiter im Modul IXYS VUM 26-06A.

2.2.4 Schaltverlustmessung

Eine besondere Schwierigkeit bei der Bestimmung der Schaltverlustleistung stellt die Strommessung dar. Der Stromsensor muss eine ausreichend hohe Frequenzbandbreite aufweisen, darf aber den Aufbau des Leistungsteils nicht so weit verändern, dass durch das Einfügen des Stromsensors das Schaltverhalten nennenswert beeinflusst wird. In diesem Kapitel wird ein Stromsensor (Stromwandler) beschrieben, der diese Anforderungen erfüllt.

Zur Bestimmung der in den Leistungshalbleitern auftretenden Gesamtverlustleistung (Leit- und Schaltverluste) sind die Datenblattangaben unzureichend, da das Schaltverhalten und damit die resultierende Schaltverlustleistung von einer Reihe von Parametern abhängen. Von entscheidender Bedeutung ist die Wahl der Freilaufdiode in Kombination mit dem Schalter (MOSFET). Die *Reverse-Recovery* Eigenschaften der Diode haben einen signifikanten Einfluss auf das Schaltverhalten, da die im pn-Übergang befindliche Raumladung in Form eines Rückwärtsstromes abgebaut wird und dabei über den Schalter fließen muss. Weitere Einflussfaktoren sind der mechanische Aufbau (und die damit verbundenen parasitären Kapazitäten und Induktivitäten), sowie die parasitäre Kapazität der Eingangsinduktivität (Boost Induktivität) und die Wahl des Gatewiderstandes in der Gatetreiberstufe.

Eine sinnvolle Ermittlung der zu erwartenden Schaltverlustleistung kann nur durch eine experimentelle Messung des Schaltverhaltens am vollständigen Aufbau des Leistungsteils zusammen mit der Gateansteuerung erfolgen.

Die Festlegung der Gatewiderstände der Gatetreiberstufe erfolgt im Zuge der Schaltverlustmessung und wird abhängig von der auftretenden Überspannung und Schwingneigung iterativ anhand des Schaltverhaltens eingestellt.

Ein wesentliches Augenmerk bei der Messung der Schaltverlustleistung liegt bei der Wahl geeigneter Messgeräte.

Messaufbau für die Schaltverlustmessung

Wie schon erwähnt, erfolgt die Schaltverlustmessung anhand des fertigen Aufbaus des Leistungsteils, wobei die Messung aus Symmetriegründen auf nur einen Brückenweig beschränkt werden kann, wie in der Prinzipschaltung in Abbildung 2.4 dargestellt ist.

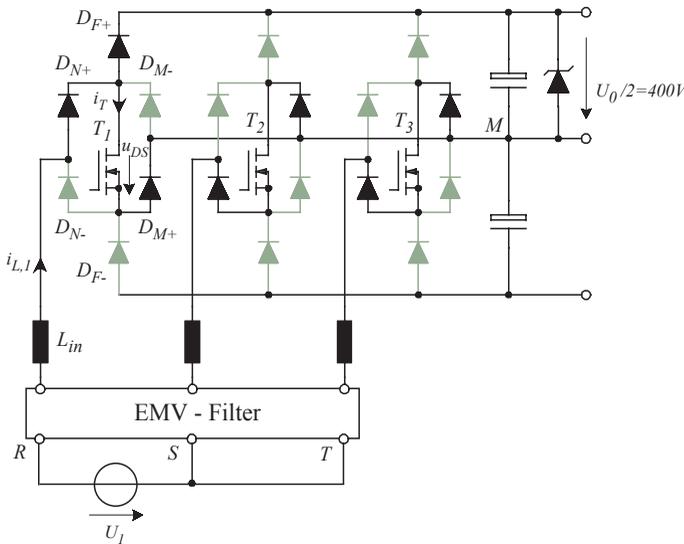


Abbildung. 2.4: Messaufbau für die Schaltverlustmessung. Die Schaltverlustmessung kann aus Gründen der Symmetrie auf den Schalter T_1 beschränkt bleiben. Die hell dargestellten Halbleiter sind bei der Schaltverlustmessung nicht stromdurchflossen.

Die Eingangsklemmen S und T sind bei der Schaltverlustmessung miteinander verbunden, und zwischen R und der gemeinsamen Verbindung S und T ist eine Gleichspannungsquelle U_1 geschaltet.

Die Einprägung der konstanten Ausgangsspannung von $U_0/2 = 400V$ erfolgte durch eine Serienschaltung von vier Zenerdioden (mit einer Zenerspannung von jeweils $U_z = 100V$), anstatt der Verwendung einer DC Spannungsquelle. Die Verwendung einer DC Spannungsquelle an den Ausgangsklemmen führt zu verfälschten Messergebnissen, da die DC Quellen (an den Eingangs- und Ausgangsklemmen) und das Oszilloskop über das Netz kapazitiv gekoppelt sind (trotz Verwendung von Trenntransformatoren).

Durch diese Kopplung kommt es aufgrund der sehr hohen Schaltänderungsgeschwindigkeiten zu einer Verfälschung des Messergebniss aufgrund von kapazitiven Störströmen, die über die Messleitung zum Oszilloskop und dessen Erdkapazität fließen.

Die vom Eingang zum Ausgang pro Schaltzyklus transferierte Energie wird dabei vollständig in den Zenerdioden in Wärme umgesetzt. Aufgrund der geringen Repetitionsrate ist die anfallende Leistung allerdings vernachlässigbar gering. Zur Sicherstellung eines geschlossenen Rückstrompfades sind die beiden Schalter T_2 und T_3 dauernd eingeschaltet.

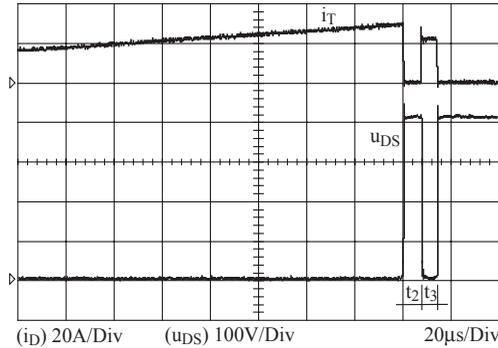


Abbildung. 2.5: Pulssequenz zur Ermittlung der Schaltverlustleistung.

Zur Nachbildung der Spannungs- und Stromverhältnisse, die im Betrieb des Stromrichters innerhalb einer Netzhalbperiode auftreten, wird ein entsprechender Strom in der Eingangsinduktivität $\hat{i}_L = \hat{i}_T$ bei konstanter Ausgangsspannung $U_0/2 = 400\text{V}$ eingepreßt (Abbildung 2.5).

Dazu wird der Transistor T_1 mithilfe eines Pulsmustergenerators für die Dauer t_1 eingeschaltet. Entsprechend dem Wert der Eingangsspannung U_1 steigt der Strom in der Eingangsinduktivität L linear an. Bei Erreichen des Sollwertes des Stromes $\hat{i}_{T,soll}$ wird für die Dauer t_2 der Schalter geöffnet und anschliessend für die Dauer t_3 wieder geschlossen, um schlussendlich bis zum Start der folgenden Pulssequenz ausgeschaltet zu bleiben.

Die Ausschaltdauer t_2 wurde dabei so gewählt, dass einerseits der Ausschaltvorgang erkennbar abgeschlossen ist und sich andererseits der in der Induktivität L_1 eingepreßte Strom nicht nennenswert gegenüber der Ausgangsspannung $U_0/2$ abgebaut hat. Die langsame Wiederholrate der Pulssequenz von etwa einer Sekunde stellt sicher, dass die in den untersuchten Halbleitern auftretende Verlustleistung zu keiner nennenswerten Erwärmung der Halbleiter führt.

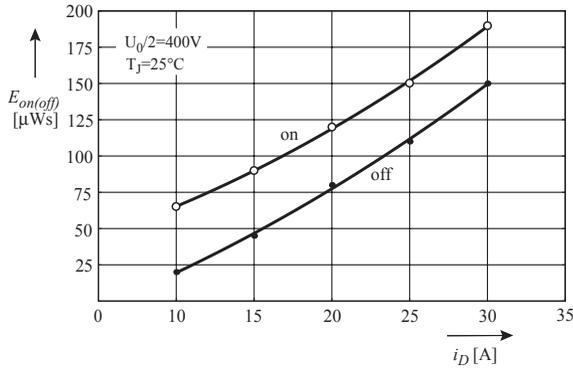


Abbildung. 2.6: Messtechnisch ermittelte Schaltverlustenergie im MOSFET für den Ein- und Ausschaltvorgang in Abhängigkeit des geschalteten Stromes i_D . Die Schaltverlustmessung erfolgte bei einer Temperatur von $T_J = 25^\circ C$. Die Werte der verwendeten Gatewiderstände sind in Abbildung 7.9 angegeben.

Die bei diskreten Werten des geschalteten Stromes $i_D = [10A, 15A, 20A, 25A, 30A]$ gemessenen Ein- und Ausschaltenergien $E_{on(off)}$, bei $T_J = 25^\circ C$, sind in Abbildung 2.6 aufgetragen und durch eine allgemeine, stromabhängige Verlustfunktion (Polynom zweiter Ordnung)

$$E_{Schalt} = k_2 \cdot i_T^2 + k_1 \cdot i_T + k_0 \quad (2.18)$$

approximiert. Die ermittelten Koeffizienten des Polynoms sind in Tabelle 2.2 angegeben. Die Schaltverlustmessung der Kombination CoolMOS und SiC-Schottky Diode wurde bereits in [22] durchgeführt. Die dabei ermittelten Messergebnissen stimmen mit denen im Zuge dieser Arbeit gemachten Messungen gut überein.

In [22] wurde auch gezeigt, dass die Schaltverlustenergie beim Abschaltvorgang bei $T_J = 125^\circ C$ um weniger als 10% über der bei $T_J = 25^\circ C$ liegt. Die Schalverlustenergie die beim Einschaltvorgang anfällt, ist wenig temperaturunabhängig. Aus diesem Grund wurde in dieser Arbeit die Schaltverlustmessung bei $T_J = 125^\circ C$ nicht mehr explizit durchgeführt.

Schaltverlustparameter	$k_{2,j} [\mu W s A^{-2}]$	$k_{1,j} [\mu W s A^{-1}]$	$k_{0,j} [\mu W s]$
<i>on</i>	$85.714 \cdot 10^{-3}$	2.771	29
<i>off</i>	$71.428 \cdot 10^{-3}$	3.643	-24

Tabelle. 2.2: Messtechnisch ermittelte Koeffizienten der stromabhängigen Schaltverlustfunktion, gemessen bei einer Junction Temperatur von $T_J = 25^\circ C$.

Diskussion des Schaltverhaltens

Das Schaltverhalten des CoolMOS in Kombination mit den drei parallel geschalteten Dioden im Halbleitermodul VUM 26-06A ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

Beim Abschaltvorgang reduziert sich der Strom durch den Schalter i_T für die Dauer des Spannungsanstiegs von u_{DS} um etwa $5A$. Während dieser Zeit fließt dieser Teil des Stromes aufgrund der hohen Spannungsänderungsgeschwindigkeit von $du_{DS}/dt = 30kV/\mu s$ in die parasitären Kapazitäten der Freilaufdiode und der Eingangsimpedanz und wirkt somit schaltentlastend. Nachdem die Schalterspannung den Wert der Ausgangsspannung erreicht hat, beginnt die Freilaufdiode D_F zu Leiten und der in den Schalter eingepreßte Strom kommutiert in die Freilaufdiode. Die Stromänderung erfolgt dabei näherungsweise linear mit $di_D/dt \approx 1.25kA/\mu s$.

Die Spannungsüberhöhung zufolge der Stromänderungsgeschwindigkeit von $u_{DS,Schalt} < 80V$ zeigt den niederinduktiven Aufbau des Leistungsteils. Unter der Annahme, dass die gesamte Schaltüberspannung einem induktiven Spannungsabfall als Folge der Stromänderung in der parasitären Verdrahtungsinduktivität zugeordnet wird, lässt sich eine Verdrahtungsinduktivität von $L_{\sigma,Ltg} \approx 64nH$ abschätzen.

Zu Beginn des Einschaltvorganges kommutiert der Strom durch die Freilaufdiode wieder in den Schalter. Die Stromänderung erfolgt mit $di_T/dt \approx 1.5kA/\mu s$. In der Phase des Stromanstiegs erfolgt eine Reduktion der Schalterspannung zufolge des Spannungsabfalls an der parasitären Verdrahtungsinduktivität, in der nun der Strom aufgebaut wird (angenommen der überwiegende Anteil der Verdrahtungsinduktivität wird dem Drain Anschluss zugeordnet). Dieser Spannungsabfall wirkt geringfügig schaltentlastend. Die Spannungsänderung du_{DS}/dt erfolgt näherungsweise linear über eine Dauer von $20ns$. Die mittlere Spannungszeitfläche an $L_{\sigma,Ltg}$ während dieser Phase beträgt etwa $40V$.

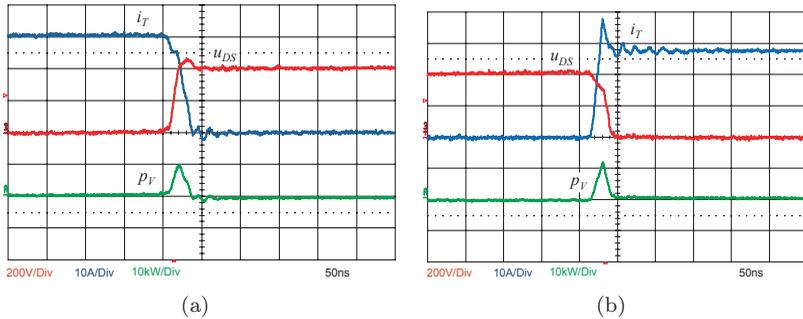


Abbildung. 2.7: Schaltverhalten des Transistors CoolMOS (IXYS IXKH47N60C2) in Verbindung mit der Parallelschaltung von drei Siliziumkarbid Schottky Dioden (SDB06S60) für $T_J = 25^\circ C$, $i_D = 30A$ und $U_0/2 = 400V$. (a) Ausschaltverhalten (b) Einschaltverhalten.

Aufgrund der mittleren Spannung an der Induktivität $L_{\sigma, Ltg}$ wird ein Strom von $(40V/65nH) \cdot 20ns \approx 12A$ durch die Induktivität aufgebaut, der sich dem Strom durch die Eingangsinduktivität überlagert und dadurch die Schaltverlustleistung erhöht.

Die parasitäre Kapazität der Eingangsinduktivität trägt nicht nennenswert zur Schaltverlustleistung bei. Der Wert der parasitären Kapazität beträgt $C_{L1,\sigma} = 14pF$ (siehe Kapitel 2.3.1), wodurch der Ladestrom durch die parasitäre Kapazität der Eingangsinduktivität weniger als $du_{DS}/dt \cdot C_{L1,\sigma} = 0.4A$ beträgt.

Strom-/Spannungsmessung

Eine genaue Bestimmung der Schaltverlustleistung erfordert eine ausreichend hohe Bandbreite der Spannungs- und Stromsonde sowie des Digitalspeicheroszilloskopes. Der erforderliche Bandbreitenbedarf richtet sich nach den zu erwartenden Signalanstiegsgeschwindigkeiten [23].

Eine besondere Schwierigkeit bei der breitbandigen Messung von Strömen in einer Schaltung besteht darin, den Strompfad durch den Stromsensor so wenig wie möglich zu verändern, um das Schaltverhalten dadurch nicht wesentlich zu beeinflussen. Nachfolgend werden Strommessverfahren hoher Bandbreite angeführt und dessen Vor- und Nachteile bei der Verwendung in einer Schaltverlustleistungsmessung gegenübergestellt.

Das Strommessverfahren mit der grössten Frequenzbandbreite ($2GHz$) ermöglichen Koaxial Shunts (T&M Research SDN-414-10) [24]. Koaxial Shunts haben den Nachteil, dass sie keine potentialfreie Messung erlauben. Für eine gleichzeitige Messung auf unterschiedlichen Potentialen können diese Stromsensoren nicht eingesetzt werden. Eine weitere Schwierigkeit besteht darin, den Sensor niederinduktiv in den Strompfad einzufügen, ohne dadurch das Layout des zu messenden Leistungsteils signifikant ändern zu müssen. Die zulässige Energieumsetzung $E = R_{Shunt} \int i^2 dt$ im Koaxial Shunt ist beschränkt und führt bei Überschreitung dieses Wertes zur thermischen Zerstörung des Sensors.

Eine ebenfalls sehr hohe Frequenzbandbreite kann mit dem Pearson Stromwandler (*Current Monitor*) [25] erzielt werden. Die Bandbreite beträgt, je nach Typ, bis zu $200MHz$. Die geometrischen Abmessungen des Sensors machen allerdings einen Einsatz als Stromsensor für kompakte Leistungsteile praktisch unmöglich. Der Sensor verfügt über einen sehr grossen Magnetkern (grosser Eisenquerschnitt), um bis auf eine untere Grenzfrequenz im Hertz Bereich messen zu können. Für die Messung der sehr schnellen transienten Vorgänge bei Schaltverlustmessungen ist diese Eigenschaft nicht erforderlich.

Daher wurde zur Strommessung ein Stromwandler mit kompakten Abmessungen eingesetzt, der ein einfach zu realisierendes Strommessverfahren darstellt. Er bietet eine Reihe von Eigenschaften, die gerade bei der Schaltverlustmessung von Vorteil sind. Der Sensor ermöglicht eine potentialfreie Strommessung mit hoher Bandbreite. Die Sensorabmessungen können sehr klein gehalten werden, unter der Voraussetzung, dass eine tiefe untere Grenzfrequenz für die Messung nicht erforderlich ist, wie das bei der Schaltverlustmessung der Fall ist.

Stromwandler zur Schaltverlustmessung

Nachfolgend wird die Dimensionierung eines Stromwandlers speziell für die Anwendung in Schaltverlustmessungen in einem kompakten Leistungsteil ausgeführt.

Abbildung 2.8(a) zeigt ein Prinzipschaltbild des Stromsensors. Die Sekundärseite des Stromwandlers stellt eine Stromquelle mit dem Bürdenwiderstand als Parallelwiderstand dar. Somit entspricht die Impedanz der die Koaxialleitung treibenden Stromquelle dem Bürdenwiderstand R_B . Der Widerstand R_S in Serie zur Koaxialleitung RG-58 dient zur Anpassung der Stromquelle an die Impedanz der Koaxialleitung von

50Ω , die direkt an das Oszilloskop angeschlossen wird. Zur Vermeidung von Reflexionen ist R_S so zu wählen, dass $Z_w = R_B + R_S = 50\Omega$ gilt. Die Koaxialleitung ist hochohmig abzuschliessen, daher ist der Eingangswiderstand des Oszilloskopes auf $1M\Omega$ einzustellen.

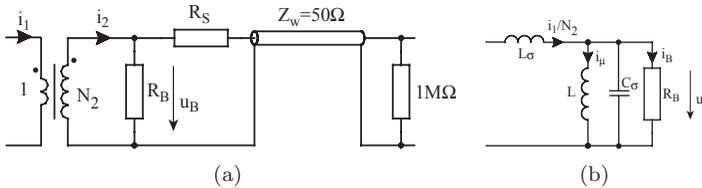


Abbildung 2.8: (a) Prinzipschaltbild des Stromsensors (b) Ersatzschaltbild des Stromsensors.

Der Stromsensor soll eine möglichst hohe Frequenzbandbreite und zugleich eine tiefe untere Grenzfrequenz aufweisen. Diese beiden Forderungen stehen einander entgegen. Es gilt daher einen Kompromiss zu finden zwischen erzielbarer oberer Grenzfrequenz und notwendiger unterer Grenzfrequenz. Die Anforderungen an die Frequenzbandbreite des Stromwandlers richten sich nach der Pulsbreite und der zu erwartenden Flankensteilheit des zu messenden Stromes. Mit der Annahme einer linearen Stromänderung eines Strompulses mit einer Flankensteilheit von $di/dt < 2kA/\mu s$, errechnet sich eine notwendige obere Grenzfrequenz von etwa $100MHz$. Anmerkung: Die angenommene Flankensteilheit basiert auf einer Messung anhand eines Testaufbaues, wobei ein Koaxial-Shunt hoher Bandbreite zur Messung des Stromes verwendet wurde.

Eine grosse Frequenzbandbreite lässt sich durch eine geringe Windungszahl und damit geringe parasitäre Wicklungskapazität C_σ (Abbildung 2.8(b)) erreichen. Die parasitäre Wicklungskapazität und die Streuung L_σ des Stromwandlers (aufgrund der nicht idealen Kopplung zwischen dem Primärleiter und der Sekundärwindung N_2) bilden einen Resonanzkreis, der die obere Grenzfrequenz des Sensors definiert. Eine geringe Windungszahl hat jedoch einen grossen Sekundärstrom zur Folge, der zu einer hohen Verlustleistung im Bürdenwiderstand R_B führt.

Die untere Grenzfrequenz wurde derart gewählt, dass sich bei einem Stromimpuls mit einer konstanten Amplitude von $30A$ und einer Dauer von $10\mu s$ ein Abfall des Messsignales (*Droop-Rate*) von weniger als 1% ergibt.

Der Stromwandler wurde mit zwei aufeinander gestapelten Ringkernen R6.3 mit einer Sekundärwindungszahl von $N_2 = 50Wdg$ realisiert (Abbildung 2.10). Die Abmessungen des Stromsensors sind gerade so gross, dass der Sensor über die Anschlussleitungen der Leistungsmodule gesteckt werden kann.

Mit dem gewählten Bürdenwiderstand von $R_B = 5\Omega$ ergibt sich eine Sensitivität des Stromsensors von $S = 100mV/A$. Der Serienwiderstand R_S beeinflusst das Messsignal aufgrund des hochohmigen Abschlusswiderstandes im Oszilloskop nicht.

Das verwendete Magnetmaterial Ferrit N30 weist einen A_L -Wert von $1090nH$ auf, womit die Wicklung des Stromwandlers eine Hauptinduktivität von

$$L = N_2^2 \cdot 2 \cdot A_L = (50Wdg)^2 \cdot 2 \cdot 1090nH = 5.45mH \quad (2.19)$$

aufweist. Zusammen mit dem Bürdenwiderstand R_B berechnet sich die untere Grenzfrequenz des Stromwandlers zu

$$f_g = \frac{R_B}{2\pi \cdot L} = \frac{5\Omega}{2\pi \cdot 5.45mH} = 146Hz. \quad (2.20)$$

Aus dem Verkettungsfluss $\Phi_v = N_2 \cdot \Phi = N_2 \cdot A_{Fe} \cdot B$ berechnet sich durch Integration der an der Hauptinduktivität anliegenden Spannung u_B die Änderung der magnetischen Flussdichte im Magnetkern entsprechend

$$\Delta B = \frac{1}{N_2 \cdot A_{Fe}} \int_{t_1} u_B dt. \quad (2.21)$$

Die für den Magnetisierungsstrom massgebende Spannung

$$u_B(t) = \frac{i_1}{N_2} \cdot R_B \cdot e^{-t/\tau_1}, \quad (2.22)$$

eingesetzt in 2.21 ergibt eine Flussdichteänderung im Kern in Abhängigkeit des Primärstromes i_1 von

$$B(t) = i_1 \frac{L}{N_2^2 \cdot A_{Fe}} \cdot [1 - e^{-t/\tau_1}], \quad (2.23)$$

mit $\tau_1 = L/R_B$. Mit der Annahme einer konstanten Stromeinprägung und einer Sättigungsinduktion im Kern von $\hat{B} = 300mT$ ergibt sich mit 2.23 ein $\int idt$ Wert, bis zur Sättigungsgrenze des Stromwandlers, von

$$\int idt = 2mAs. \quad (2.24)$$

Abbildung 2.9 (a)-(d) zeigt die berechnete Abweichung des Messsignales vom eingepprägten Primärstrom einer Pulssequenz aufgrund der limitierten unteren Grenzfrequenz des Stromsensors. Die Abweichung vom eingepprägten Strom ist für eine Schaltverlustmessung ausreichend genau.

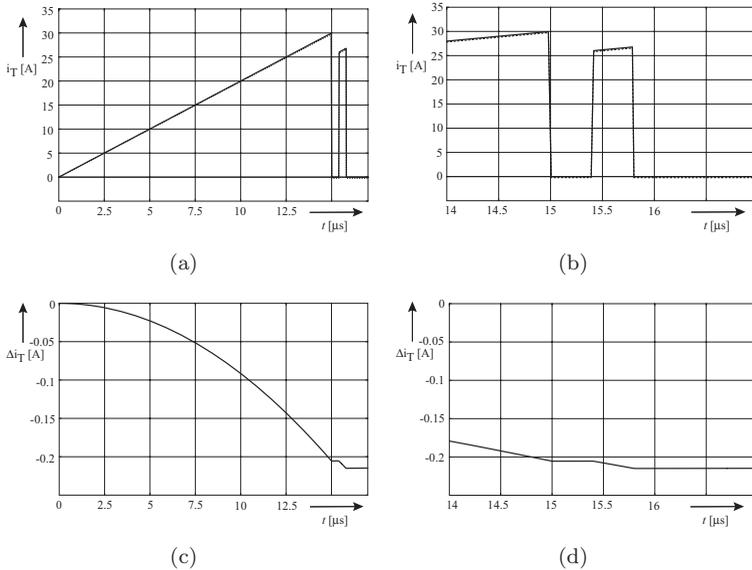


Abbildung. 2.9: (a) Stromeverlauf i_T durch den Leistungstransistor zur Bestimmung der Schaltverlustleistung. Der strichlierte Verlauf zeigt die Abweichung des gemessenen Stromsignales, aufgrund der limitierten unteren Grenzfrequenz des Stromsensors. (b) Vergrößerter Ausschnitt des Stromverlaufes. (c) Berechnete Abweichung Δi_T des Messsignales vom tatsächlichen Stromsignal. (d) Vergrößerter Ausschnitt der Abweichung.



Abbildung. 2.10: Kompakter Stromsensor zur Messung der Schaltverlustleistung.

2.2.5 Berechnung der Verluste in den Halbleitern

Für die Berechnung der anfallenden Verluste in den Halbleitern des Moduls *VUM 26-06A* sind die jeweiligen Strommittel- und Effektivwerte durch die Halbleiter nach (2.10), (2.11), (2.12), (2.13), (2.14), (2.15), (2.16), (2.17), sowie die halbleiterspezifischen Parameter in Tabelle 2.3 massgebend. Die Strombelastungen sind in Abbildung 2.11 in Abhängigkeit der Netzspannung (Aussenleiterspannung) und bei Nennausgangsleistung P_0 des Stromrichters grafisch dargestellt.

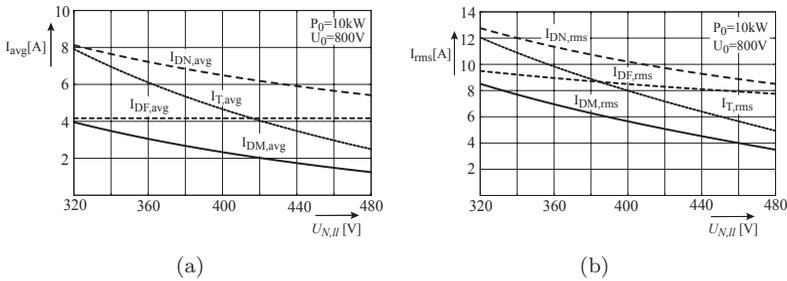


Abbildung 2.11: (a) Strommittelwert- I_{avg} und (b) Effektivwertbelastung I_{rms} der Halbleiter im Modul VUM 26-06A für den Nennlastpunkt $P_0 = 10 \text{ kW}$ in Abhängigkeit der Aussenleiterspannung $U_{N,II}$.

Die Leitverluste in den Dioden D_{N+} , D_{M+} , D_{M-} und dem Thyristor Thy_{N-} berechnen sich zu

$$P_{V,DN+} = U_F \cdot I_{DN,avg} + r_D \cdot I_{DN,rms}^2 \quad (2.25)$$

$$P_{V,Thy} = U_{T0} \cdot I_{DN,avg} + r_T \cdot I_{DN,rms}^2 \quad (2.26)$$

$$P_{V,DM} = U_F \cdot I_{DM,avg} + r_D \cdot I_{DM,rms}^2 \quad (2.27)$$

Wie bereits erwähnt, wurden für die Freilaufdioden D_{F+} und D_{F-} jeweils drei Siliziumkarbid Schottky Dioden parallel geschaltet. Wegen des positiven Temperaturkoeffizienten von Siliziumkarbid ist die thermische Stabilität der Parallelschaltung gewährleistet. Die Summe der Verluste in der Parallelschaltung unter der Annahme einer gleichmässigen Stromaufteilung auf alle drei Dioden berechnet sich zu

$$P_{V,DF} = U_{F,SiC} \cdot I_{DF,avg} + \frac{r_D}{3} \cdot I_{DF,rms}^2 \quad (2.28)$$

Die Leitverluste im Schalter (MOSFET) berechnen sich mit

$$P_{V,T,Leit} = R_{DS,on}(T_J) \cdot I_{T,rms}^2 \quad (2.29)$$

mit einem Bahnwiderstand $R_{DS,on}(T_J)$ des Schalters bei einer angenommenen Temperatur von $100^\circ C$.

Für die Berechnung der Schaltverluste wird der Einfachheit halber ein Sinusverlauf des geschalteten Stromes

$$i_D(t) = i_N(t) = \hat{I}_N \sin(\varphi_N), \quad (2.30)$$

mit $\varphi_N = \omega_N t$, unter Vernachlässigung des überlagerten schaltfrequenten Stromrippels, angenommen.

Einsetzen von (2.30) in die allgemeine Verlustfunktion (2.18) mit den Parametern k_2 , k_1 und k_0 aus Tabelle 2.3 und Integration über eine Netzhalbperiode liefert die mittleren Schaltverluste zu

$$P_{V,T,Schalt} = f_s \frac{1}{\pi} \int_0^\pi E_{Schalt}(\varphi_N) d\varphi_N. \quad (2.31)$$

Die Auswertung von (2.31) liefert

$$P_{V,T,on} = f_s (k_{2,on} \cdot I_{N,rms}^2 + k_{1,on} \cdot I_{N,avg} + k_{0,on}) \quad (2.32)$$

$$P_{V,T,off} = f_s (k_{2,off} \cdot I_{N,rms}^2 + k_{1,off} \cdot I_{N,avg} + k_{0,off}). \quad (2.33)$$

Die gesamten Schaltverluste ergeben sich schliesslich zu

$$P_{V,T,Schalt} = P_{T,on} + P_{T,off}. \quad (2.34)$$

In Abbildung 2.12 (a)-(d) ist die berechnete Verlustleistung im Halbleitermodul VUM 26-06A, sowie die Aufteilung auf die einzelnen Komponenten für unterschiedliche Netzspannungen und Schaltfrequenzen dargestellt.

Zwischen 45% und 55% der Verluste entfallen dabei auf den Schalter T , wobei davon der Anteil der Schaltverluste $P_{T,on}$ und $P_{T,off}$ jeweils zwischen 70% und 90% beträgt. Der Anteil der Einschaltverluste ist stark ausgeprägt, insbesondere bei hoher Schaltfrequenz. Im Hinblick auf einen hohen Gesamtwirkungsgrad des Stromrichters ist daher eine Schaltfrequenz im Bereich von 200-350kHz anzustreben.

Halbleiter	Parameter
<i>MOSFET T</i>	$R_{DS,on} = 110m\Omega$ ($T_J = 100^\circ C$)
<i>Freilaufdiode D_F</i>	$U_{F,SiC} = 0.9V$ ($T_J = 100^\circ C$, 3 Dioden parallel), $r_{D,SiC} = 120m\Omega$
<i>Netzdiode D_N</i>	$U_F = 1.4V$ ($T_J = 100^\circ C$), $r_D = 50m\Omega$
<i>Mittelpunktsdiode D_M</i>	dieselbe Diode wie bei D_N
<i>Thyristor Thy</i>	$U_{T0} = 0.87V$, $r_T = 29m\Omega$

Tabelle. 2.3: Parameter für die Berechnung der Verlustleistung der Leistungshalbleiter im Modul IXYS VUM 26-06A.

Die andere Hälfte der Verluste verteilt sich auf die Dioden und den Thyristor. Signifikante Verluste treten in der Netzdiode D_{N+} auf. Vergleichsweise geringe Verluste fallen in den Freilaufdioden D_{F+} bzw. D_{F-} an, was durch die Parallelschaltung von drei Siliziumkarbid Schottky Dioden zu begründen ist.

Die Verluste infolge des differentiellen Widerstandes $r_{D,SiC}$ und der Flussspannung $U_{F,SiC}$ halten sich dabei die Waage. Durch eine weitere Parallelschaltung von Freilaufdioden kann kaum noch eine nennenswerte Reduzierung der Verlustleistung (auf Kosten einer grösseren Chipfläche) erreicht werden, da die Verluste infolge der Flussspannung durch die Parallelschaltung entsprechend (2.28) nicht beeinflusst werden können. Aufgrund des geringen Bahnwiderstandes des *CoolMOS* Leistungstransistors sind die anfallenden Leitverluste ausgesprochen gering, insbesondere bei hoher Eingangsspannung.

Bei der Einschalter-Topologie des Stromrichters in Abbildung 2.13(a) (wie in diesem Prototyp ausgeführt) befinden sich stets zwei Dioden im Strompfad eines Stranges, welche zu den Halbleiterverlusten beitragen. Ersetzt man den Schalter T , die Dioden D_{M+} und D_{M-} durch zwei Schalter (Zweischalter-Topologie in Abbildung 2.13(b)) entfällt eine Diodenstrecke, und es werden dadurch Verluste eingespart, allerdings mit dem Nachteil eines verdoppelten Ansteueraufwandes für die Schalter, sowie höheren Kosten und mehr Platzbedarf für die notwendige grössere Chipfläche, die die Schalter einnehmen. Unter der Annahme einer Verwendung von zwei Leistungstransistoren desselben Typs für die Zwei-Schalter-Topologie lässt sich eine Einsparung der Verluste in den Mittelpunktsdioden, d.h. von etwa 10...20% erzielen, abhängig von der Höhe der Eingangsspannung.

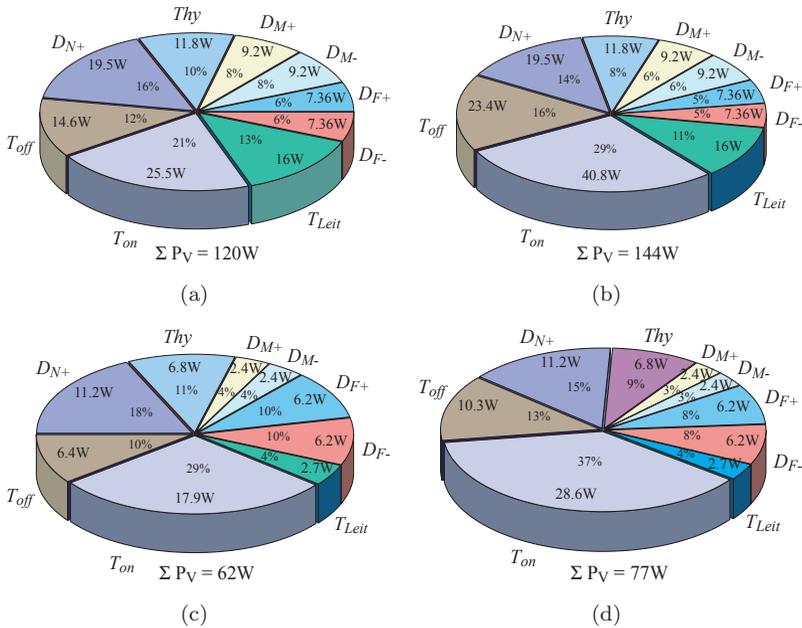


Abbildung. 2.12: Aufteilung der Verlustleistung auf die einzelnen Halbleiter im Modul VUM 26-06A bei einer Ausgangsleistung des Stromrichters von $P_0 = 10kW$, einer Netzspannung und Schaltfrequenz von: (a) $U_{N,u} = 320V$, $f_p = 250kHz$ (b) $U_{N,u} = 320V$, $f_p = 400kHz$ (c) $U_{N,u} = 480V$, $f_p = 250kHz$ (d) $U_{N,u} = 480V$, $f_p = 400kHz$.

In einer praktischen Realisierung der Zweischalter-Topologie kommen Transistoren mit kleinerer Chipfläche und somit grösserem Bahnwiderstand zum Einsatz, um sie in der begrenzten Fläche der DCB-Keramik unterbringen zu können (siehe Abbildung 2.13).

Die Einsparungen der Diodenverluste in den Mittelpunktdioden gehen durch die erhöhten Leitverluste im Leistungstransistor nahezu verloren. Es erfolgt daher nur eine Verschiebung der Verluste von den Dioden D_M in die Transistoren T . Nur bei grossen Eingangsströmen (geringer Netzspannung) beträgt das Einsparungspotential etwa 10%. Wegen des zusätzlichen Ansteueraufwandes und dem damit verbundenen grösseren Platzbedarf bietet die Zweischalter-Topologie somit keine signifikanten Vorteile.

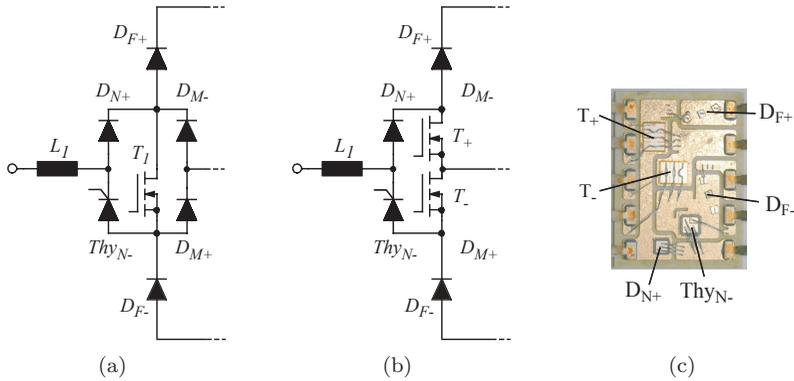


Abbildung. 2.13: (a) Einschalter-Topologie, (b) Zweischalter-Topologie, (c) Layout des Zweischalter-Moduls mit einer Chipfläche der MOSFETs von $A_{FET} = 2 \cdot (5.93mm \cdot 4.62mm)$.

2.3 Dimensionierung der passiven Bauteile

2.3.1 Eingangsinduktivität L_1

Um einen kompakten Aufbau des Stromrichters zu ermöglichen, ist es erforderlich, das Bauvolumen der Eingangsinduktivitäten möglichst gering zu halten. Eine geringe Baugröße der Induktivitäten hat allerdings auch einen geringeren Induktivitätswert zur Folge und es ist aus diesem Grund eine entsprechend hohe Schaltfrequenz erforderlich, um den Stromrippel in der Eingangsinduktivität innerhalb der zulässigen Werte zu halten. Ein typischer Maximalwert liegt bei $\Delta i_{1,pp} = (0.1 \dots 0.15) \hat{I}_{N,(1)}$, wobei $\hat{I}_{N,(1)}$ den Spitzenwert der Grundschwingung des Eingangstromes bei Nennleistung und kleinster Eingangsspannung darstellt.

Da die Eingangsinduktivität massgeblich die notwendige schaltfrequente Unterdrückung der Gegentaktstörungen des EMV-Eingangsfilters mitbestimmt, ist der endgültige Wert der Eingangsinduktivität im Zuge des EMV-Eingangsfilerentwurfs für Gegentaktstörungen festzulegen.

Entsprechend einer Simulation des Eingangsstromverlaufs des Stromrichters mit einer gewählten Eingangsinduktivität von $L_1 = 30\mu H$ beträgt der maximale Stromrippel bei der grössten Eingangsspannung und Nennleistung $\Delta i_{1,pp} = 3A$, wie in Abbildung 2.14 dargestellt.

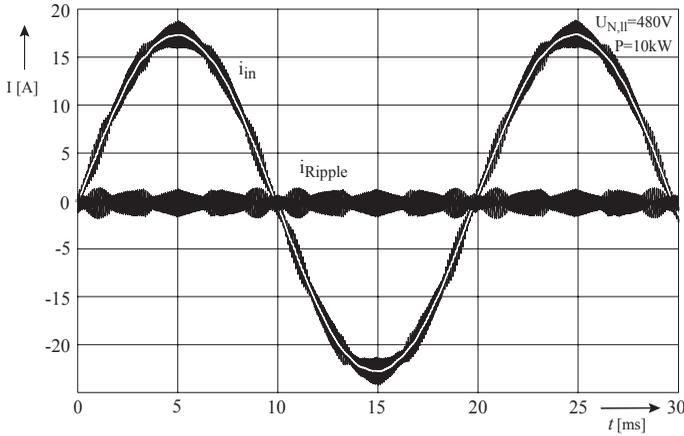


Abbildung. 2.14: Simulation des Verlaufes des Eingangstromes in der Eingangsinduktivität des Stromrichters bei Nennleistung und der grössten Eingangsspannung $U_{N,II} = 480V$. Die Simulation wurde bei einer Frequenz von $10kHz$ durchgeführt, wobei das Produkt aus Frequenz und Induktivität gleich ist wie bei $500kHz$, $f_p \cdot L_1 = 10kHz \cdot 2mH = 20$.

Der maximale Spitzenwert der Grundschwingung des Eingangstromes bei der geringsten Eingangsspannung von $U_{N,II} = 320V$ beträgt

$$\hat{I}_{N,(1)} = \frac{\sqrt{2}P_0}{\sqrt{3}U_{N,II}} = 25.5A. \quad (2.35)$$

Diesem Grundschwingungsanteil ist ein schaltfrequenter Stromripple mit einer maximalen Amplitude $\Delta i_{1,p} = \Delta i_{1,pp}/2$ überlagert. Unter Berücksichtigung einer Reserve und der Möglichkeit eines kurzzeitigen (thermisch begrenzten) Betriebs des Stromrichters bei einer Ausgangsleistung von $P_0 = 12kW$ wurde die Sättigungsstromstärke der Eingangsinduktivität zu $I_{L,sat} = 32A$ gewählt.

Als Magnetmaterial kommt aufgrund der hohen Schaltfrequenz ausschliesslich Ferrit in Frage, damit sich die Ummagnetisierungsverluste in Grenzen halten. Wegen der in der Spezifikation des Stromrichters in Kapitel 1 geforderten geringen Bauhöhe von $1U=44.45mm$ fällt die Wahl auf einen Flachmagnetkern $EILP32/9/20$ von $EPCOS$ mit dem Material $N87$.

Der A_L -Wert dieser Materials beträgt für einen Kernsatz bei einem Luftspalt von $\delta_{L_1} = 0.8\text{mm}$:

$$A_L = 234nH \cdot 0.8^{-0.777} = 278nH. \quad (2.36)$$

Die Realisierung der Induktivität erfolgte mit drei Kernpaaren (Abbildung 2.16(a)) mit der erforderlichen Windungszahl N_1 von

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{3 \cdot A_L}} = 6Wdg. \quad (2.37)$$

Für eine gute Ausnutzung des Wicklungsfensters durch den Kupferleiter der Wicklung fiel die Wahl auf eine rechteckige Querschnittsfläche von $A_{Cu,L_1} = (0.8 \cdot 3)\text{mm}^2 = 2.4\text{mm}^2$ des Kupferleiters, womit sich eine maximale Stromdichte im Leiter (für den grundfrequenten Strom) von

$$J = \frac{\hat{I}_{N,(1)}}{\sqrt{2} \cdot A_{Cu,L_1}} = 7.5\text{A/mm}^2. \quad (2.38)$$

ergibt. Der Füllfaktor berechnet sich zu $k_{Cu} = 0.48$.

Ein wesentliches Augenmerk bei der Auslegung der Eingangsinduktivität muss auf die parasitäre Kapazität $C_{L_1,\sigma}$ gelegt werden. Aufgrund einer hohen Spannungsänderungsgeschwindigkeit der Schalterspannung von bis zu $40\text{kV}/\mu\text{s}$ fließt während des Schaltvorgangs ein Strom (Ladestrom) durch die parasitäre Kapazität der Eingangsinduktivität, welcher sich zum geschalteten Strom in der Eingangsinduktivität addiert und damit die Schaltverlustleistung signifikant erhöht. Eine parasitäre Kapazität von 100pF hat für die Dauer des Schaltvorganges (bei einer angenommenen Spannungsänderungsgeschwindigkeit von $40\text{kV}/\mu\text{s}$) einen Ladestrom von $i_{c,L_1,\sigma} = 100\text{pF} \cdot 40\text{kV}/\mu\text{s} = 4\text{A}$ zur Folge.

Zur Begrenzung des Ladestromes auf $< 1\%$ $\cdot \hat{I}_N$, sollte die parasitäre Kapazität daher einen Wert von 7.5pF nicht überschreiten. Die resultierende Resonanzfrequenz der Eingangsinduktivität beträgt in diesem Fall $f_{rz,L_1} = 10\text{MHz}$.

Das schmale rechteckförmige Wicklungsfenster des gewählten Magnetkerns lässt nur zwei Wicklungsarten zu. In einer helikalen Ausführung (wie in Abbildung 2.15(a) schematisch anhand des Querschnitts einer Wicklungshälfte dargestellt) besteht die Wicklung aus einem flachen und breiten (entsprechend der Breite des Wicklungsfensters) Kupferstreifen der entlang der Hochachse des Magnetkerns gewickelt wird. Die

Isolation der einzelnen Windungen zueinander wird durch eine Tauchlackierung [71] nach der Fertigung der Wicklung erreicht. Diese Ausführung hat gravierende Nachteile. Der Herstellungsprozess dieser Wicklung ist äusserst aufwendig. Die Wicklung wird durch Ausschneiden (mit Wasserstrahl) aus einer Kupferplatte und anschliessendem Falten zu einem rechteckförmigen Wickel hergestellt. Da die einzelnen Windungen der Wicklung eine grosse Fläche mit geringem Abstand s zueinander aufweisen, ist die dadurch wirksame parasitäre Kapazität dieser Induktivität gross - es konnte ein Kapazitätswert eines ausgeführten Modells von $120pF$ messtechnisch ermittelt werden.

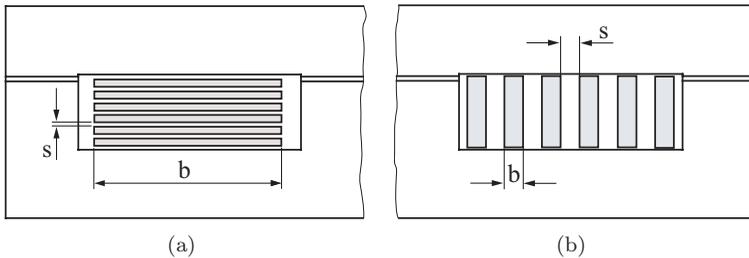


Abbildung. 2.15: Schematische Darstellung jeweils einer Wicklungshälfte der Eingangsimpedanz. (a) Helikal ausgeführte Wicklung. (b) Wicklungsaufbau mit geringer parasitärer Kapazität.

Für die Realisierung der Induktivität mit einer geringen parasitären Kapazität wurde daher der Leiter der Spule vertikal angeordnet (Höhe ist grösser als die Breite), wobei die Windungen in einer Ebene um die Hochachse des Magnetkerns angeordnet sind, wie in Abbildung 2.15(b) schematisch dargestellt. Weiters weisen die einzelnen Windungen der Wicklung zueinander einen Abstand von ca. $s = 0.8mm$ auf. Es ist anzumerken, dass die Wicklung nicht durch ein Füllmaterial (Gliessharz) mit einer relativen Permittivität $\epsilon_r > 1$ ausgefüllt sein soll, da diese Massnahme die parasitäre Kapazität ansonsten vergrössern würde.

Es konnte ein Induktivitätswert der realisierten Spule (dargestellt in Abbildung 2.16(a)) von $L_1 = 38\mu H$ und eine parasitäre Induktivität von $C_{L_1,\sigma} = 14pF$ messtechnisch ermittelt werden. Der Impedanzverlauf ist in Abbildung 2.16(b) dargestellt.

Die während des Schaltvorganges wirksame parasitäre Kapazität bestimmt sich aus der Serienschaltung der beiden parasitären Kapazitäten

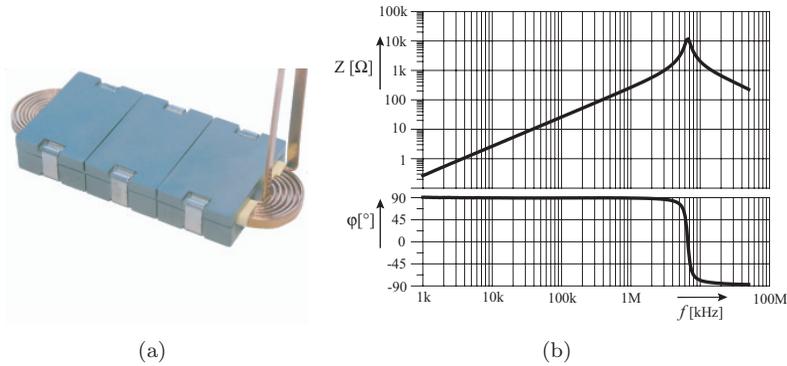


Abbildung. 2.16: (a) Realisierte Eingangsinduktivität. (b) Messtechnisch ermittelter Impedanzverlauf der Eingangsinduktivität. Die Resonanzfrequenz beträgt $f_{rz,L_1} = 7\text{MHz}$.

der Eingangsinduktivität L_1 und der 'Zero'-Ripple Induktivität (siehe Kapitel 3). Da der Wert der parasitären Kapazität der 'Zero'-Ripple Induktivität im Bereich der parasitären Kapazität der Eingangsinduktivität liegt, halbiert sich der Wert der wirksamen parasitären Kapazität und liegt dadurch im Bereich des geforderten Wertes.

Wicklungsverluste in der Eingangsinduktivität

Bei der Berechnung der Kupferverluste, die durch den grundfrequenten Anteil des Stromes durch den Leiter hervorgerufen werden, spielt die Stromverdrängung eine untergeordnete Rolle. Es kann somit die Verlustleistung mit Hilfe des Gleichstromwiderstandes

$$R_{L_1,DC} = \frac{l_{Cu,L_1}}{\gamma \cdot A_{Cu,L_1}} \left(1 + \frac{1}{255K^{-1}} \Delta\vartheta \right) = 7.95\text{m}\Omega. \quad (2.39)$$

berechnet werden. Die Widerstandsänderung durch eine angenommenen Temperaturerhöhung der Spule um $\Delta\vartheta = 40^\circ\text{C}$ ist miteinbezogen. Damit ergibt sich eine Verlustleistung von

$$P_{v,Cu,L_1} = R_{L_1,DC} \cdot I_{N,(1),rms}^2. \quad (2.40)$$

Eine Abschätzung der Kupferverluste hervorgerufen von Skin- und Proximity Effekt, erfolgte durch eine zweidimensionale Finite Elemente

(FEM) Simulation mit dem FEM Simulator *Maxwell* [26]. Dazu wurde ein sinusförmiger Strom mit einer Stromamplitude von \hat{I}_{skin} bei der Schaltfrequenz von $f_p = 500kHz$ in das FEM Modell der Spule eingeprägt.

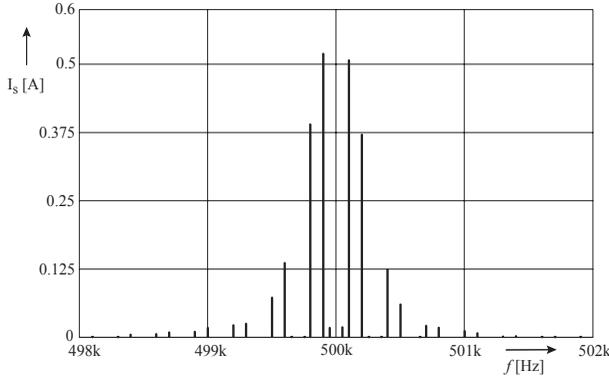


Abbildung. 2.17: Durch Simulation gewonnenes Spektrum des Stromes in der Eingangsinduktivität des Stromrichters bei Nennleistung und einer eingepprägten Eingangsspannung $U_{N,II} = 480V$ (ohne EMV Filter). Die Spektrallinien der Stromharmonischen sind symmetrisch zur Schaltfrequenz angeordnet und treten bei geradzahlig Vielfachen der Netzfrequenz auf.

Die Stromharmonischen $\hat{I}_s(f_s)$ in den Seitenbändern sind symmetrisch zur Schaltfrequenz f_p und deren Vielfachen angeordnet wie in Abbildung 2.17 dargestellt. Bei der Schaltfrequenz f_p sowie bei ungeradzahlig Vielfachen der Schaltfrequenz $k \cdot f_p$ mit $k = 1, 3, 5, \dots$ treten die Spektralanteile bei geradzahlig Vielfachen der Netzfrequenz gemäss $f_s = k \cdot f_p \pm n \cdot f_N$, mit $n = 2, 4, \dots$, auf, mit Ausnahme von $n = 6, 12, 18, \dots$. Bei geradzahlig Vielfachen der Schaltfrequenz $k \cdot f_p$ mit $k = 2, 4, \dots$ treten die Spektralanteile bei ungeradzahlig Vielfachen der Netzfrequenz auf.

Aufgrund des Skin- und Proximity Effektes ist jeder einzelnen Stromharmonischen ein entsprechender AC-Widerstand $R_{ac}(f_s)$ zugeordnet, der zusammen mit dem Effektivwert der Stromharmonischen gemäss

$$P_{v,skin} = R_{ac}(f_s) \cdot \left(\frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (2.41)$$

Kupferverluste verursacht. Durch Superposition der einzelnen Verluste können die gesamten Kupferverluste bestimmt werden. Zur Reduzierung des Rechenaufwandes in der FEM Simulation ist es vorteilhaft, die Amplituden der Stromharmonischen im Bereich der Schaltfrequenz im Sinne einer *worst-case* Abschätzung linear aufzusummieren und durch eine einzelne Harmonische mit der Amplitude

$$\begin{aligned}\hat{I}_{skin}(n \cdot f_p) &= \sum_{k=-m}^m \hat{I}_{s,(k)}(f_s) \\ &= 2 \cdot \sum_{k=1}^m \hat{I}_{s,(k)}(f_s)\end{aligned}\quad (2.42)$$

zu ersetzen. Die Summe der vier signifikanten Stromamplituden im Bereich der Schaltfrequenz (bis $m = 10$) ergab eine Amplitude von $\hat{I}_{skin} = 2.28A$ (siehe Abbildung 2.17).

Das Ergebnis der FEM Simulation ist eine Stromdichteverteilung in den einzelnen Leitern der Spule als Funktion der x, y Koordinaten (Querschnittsfläche des Leiters). Der Stromfluss erfolgt dabei in z -Richtung durch den Leiter. Die Integration der zeitveränderlichen Stromdichteverteilung $\mathbf{J}(x, y, t) = \mathbf{J}(x, y)\cos(\omega_s t)$ [27] über die Querschnittsfläche A_{Cu, L_1} einer einzelnen Windung des Spulenleiters liefert die längenbezogene Verlustleistung

$$P'_{V, Cu, L_1, skin} = \frac{1}{T_s \gamma} \int_{A_{Cu, L_1}} \int_0^{T_s} |\mathbf{J}(x, y)\cos(\omega_s t)|^2 dt dA, \quad (2.43)$$

mit der Periodendauer der betrachteten Stromharmonischen T_s , der elektrischen Leitfähigkeit γ des Wicklungsmaterials, sowie der Kreisfrequenz der Stromharmonischen ω_s .

Aufgrund der zeitlich sinusförmigen Stromdichteverteilung vereinfacht sich (2.43) zu

$$P'_{V, Cu, L_1, skin} = \frac{1}{2\gamma} \int_{A_{Cu, L_1}} \hat{j}^2 dA = \frac{1}{2\gamma} \cdot \hat{j}^2 \cdot A_{Cu, L_1}. \quad (2.44)$$

Da im Allgemeinen in jedem Leiter eine unterschiedliche Stromdichteverteilung auftritt, wird die längenbezogenen Verlustleistung für jede Windung der Spule bestimmt. Die gesamten Kupferverluste, als Folge des

Skin- und Proximity Effektes, ergeben sich aus der Multiplikation der längenbezogenen Verlustleistung einer Windung mit der Windungslänge und Aufsummieren über die Anzahl der Windungen. Die Stromverteilung in den Wicklungskopfen wurde gleich angenommen, wie in jenem Bereich der Spule, indem der Spulenleiter mit dem Magnetmaterial umschlossen ist.

Die Auswertung der FEM Simulation ergab eine Verlustleistung durch Skin- und Proximity Effekt bei der Schaltfrequenz $f_p = 500kHz$ von

$$P_{V,Cu,L_1,skin} = 0.79W. \quad (2.45)$$

Aufgrund der geringen Amplituden der Stromharmonischen wurde die Bestimmung der Verluste bei den Vielfachen der Schaltfrequenz nicht mehr durchgeführt, da die Verluste quadratisch vom Stromeffektivwert abhängen und bei den Vielfachen der Schaltfrequenz nur mehr vernachlässigbare Verluste zu erwarten sind.

Weiters ist aufgrund der geringen Eindringtiefe

$$\delta = 1/\sqrt{(\pi\mu\gamma f_s)} = 80\mu m, \quad (2.46)$$

bei einer Stromharmonischen von $f_s = 1MHz$ (mit der Leitfähigkeit γ und der Permeabilität μ des Leitermaterials, sowie der Frequenz f_s der Stromharmonischen), ein sehr feinmaschiges *Mesh* erforderlich, wodurch der Rechenaufwand der FEM Simulation enorm ansteigt.

Kernverluste in der Eingangsinduktivität

Wegen der hohen Taktfrequenz des Stromrichters ist eine hinreichend genaue Abschätzung der auftretenden Verluste im Ferritkern der Spule notwendig, da hier verhältnismässig hohe, nicht vernachlässigbare Verluste zu erwarten sind. Die Berechnung zur Ermittlung der mittleren volumensbezogenen Kernverlustleistung erfolgt mithilfe der Steinmetzgleichung [28]

$$\overline{p_{V,Fe}} = k f^\alpha \hat{B}^\beta, \quad (2.47)$$

die allerdings nur für sinusförmige magnetische Aussteuerung des Magnetkerns gültig ist. Auch die vom Hersteller in Form von Messkurven angegebenen materialspezifischen Koeffizienten α , β und k gelten nur für Sinusgrossen.

Die magnetische Aussteuerung in PFCs weicht jedoch stark von der idealen Sinusform ab, sie ist typischerweise dreieckförmig, wodurch unterschiedliche Kernverluste auftreten [29],[30]. Auch die Amplitude der

magnetischen Flussdichte während einer Netzhalbperiode variiert stark, wie in Abbildung 2.18(a) dargestellt.

Die Angabe einer Effektivwertgrösse ähnlich wie bei der Berechnung der Verlustleistung in ohmschen Verbrauchern ist nicht möglich. Zur Abschätzung der Kernverluste wurde die in [31] beschriebene, auf der Steinmetzgleichung basierende Methode angewandt. Die vom Hersteller angegebenen materialspezifischen Koeffizienten sind dabei unmittelbar verwendbar.

Durch die zeitliche Änderung der magnetischen Flussdichte werden in der Hysteresekennlinie des Magnetmaterials Schleifen durchlaufen, die, entsprechend der Amplitude der magnetischen Flussdichte und der Frequenz mit der sie durchlaufen werden, Verluste im Magnetkern hervorrufen. Bei einer sinusförmigen magnetischen Aussteuerung lassen sich die Verluste direkt über die Steinmetzgleichung berechnen.

Der Verlauf der magnetischen Flussdichte bei PFC Anwendungen sieht prinzipiell wie in Abbildung 2.18(a) dargestellt aus. In diesem beispielhaften Verlauf sieht man unmittelbar, dass eine Vielzahl von Schleifen mit unterschiedlicher Amplitude und zeitlicher Änderungsgeschwindigkeit in der Hysteresekennlinie durchlaufen werden (Abbildung 2.18(b)). Die gesamte mittlere volumensbezogene Kernverlustleistung kann mit (9) in [31]

$$\overline{p_{V,Fe,i}} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{(\beta-\alpha)} dt \quad (2.48)$$

berechnet werden.

Die Idee dieses Verfahrens besteht darin, aus einem gegebenen Flussdichteverlauf (mit abschnittsweise stetigem Verlauf) eine Hauptschleife und (beliebig viele) Unterschleifen mit der magnetischen Flussdichte ΔB_i und der Periodendauer T_i zu extrahieren und (2.48) darauf anzuwenden.

In Abbildung 2.18(c) ist beispielhaft ein einfacher schematischer Verlauf mit der Periodendauer T_p angegeben. Der Verlauf kann in eine Hauptschleife mit der Periodendauer T_1 und der magnetischen Flussdichte ΔB_1 (*peak-to-peak*) sowie in eine Unterschleife mit Periodendauer T_2 und der Flussdichte ΔB_2 zerlegt werden.

Die gesamte Kernverlustleistung berechnet sich zu

$$p_{V,Fe,ges} = \sum_i \overline{p_{V,Fe,i}} \frac{T_i}{T_p}, \quad (2.49)$$

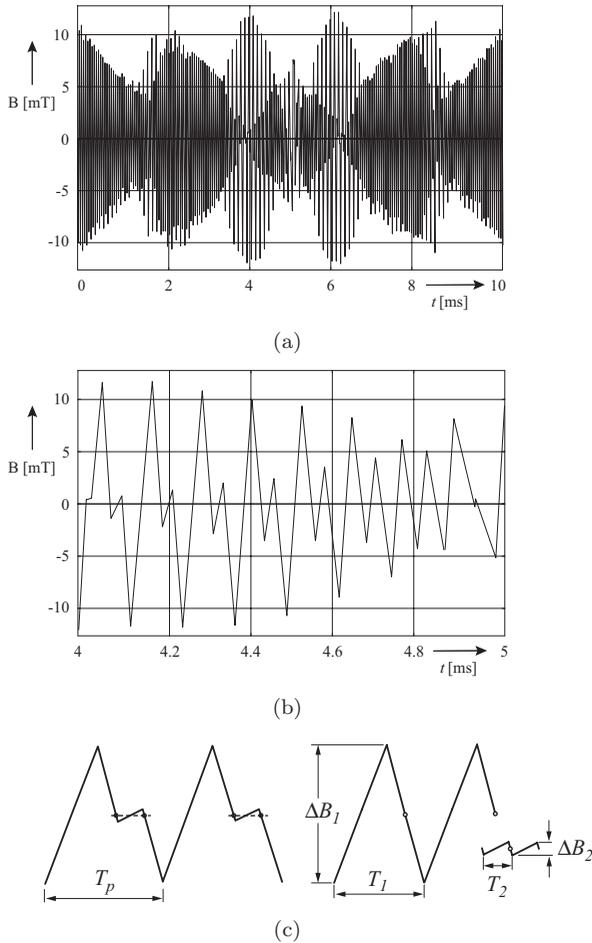


Abbildung. 2.18: (a) Simulierter Verlauf der schaltfrequenten magnetischen Flussdichte $B(t)$ im Ferritkern der Eingangsinduktivität während einer Netzhalfperiode (ohne grundfrequenten Anteil). Der Flussdichteverlauf ist einem cosinusförmigen grundfrequenten Verlauf des Stromes durch die Induktivität zugeordnet. (b) Vergrößerter zeitlicher Ausschnitt des Verlaufes der magnetischen Flussdichte. (c) Schematischer Flussdichteverlauf einer Haupt- und Unterschleife.

wobei P_i die Verluste der Haupt- und Unterschleifen i nach (2.48), T_i die Periodendauer der Schleife i und T_p die gesamte Periodendauer des Flussdichteverlaufes darstellen.

Aufgrund des abschnittsweise stetigen Verlaufes der magnetischen Flussdichte, kann die gesamte mittlere volumensbezogene Kernverlustleistung nach (13) in [31]

$$\overline{p_{V,Fe,i}} = k_n \frac{(\Delta B)^{\beta-\alpha}}{T_p} \sum_i \left| \frac{\Delta B_i}{T_i} \right|^\alpha (T_i) \quad (2.50)$$

berechnet werden, wobei gilt:

$$k_n = \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} \left(0.2761 + \frac{1.7061}{\alpha+1.354} \right)}. \quad (2.51)$$

ΔB entspricht dabei der Amplitude (*peak-to-peak*) der magnetischen Flussdichte der Hauptschleife mit der Periodendauer T_p , und $\Delta B_i/T_i$ entspricht dem mittleren Anstieg der magnetischen Flussdichte in der i -ten Schleife. Die materialspezifischen Parameter α , β und k können direkt aus den Datenblattangaben des Herstellers gewonnen werden.

Die Schwierigkeit bei der Anwendung dieses Verfahrens besteht nun darin, aus einem beliebigen Verlauf der magnetischen Flussdichte, beispielsweise aus den Daten einer Schaltungssimulation, wie in Abbildung 2.18(a), die Vielzahl von (Unter-)Schleifen zu extrahieren und diesen entsprechende Verlustanteile zuzuordnen. Dazu wurde der in [31] beschriebene Algorithmus in einem *MATHEMATICA* Script implementiert und auf den Flussdichteverlauf in Abbildung 2.18 angewandt.

Anmerkung: Aus Symmetriegründen wurde der Flussdichteverlauf nur für ein Viertel einer Netzperiode simuliert. Der Flussdichteverlauf für eine gesamte Netzperiode wurde anschliessend durch Kopieren der Datenwerte synthetisiert. Dadurch kann gewährleistet werden dass der verwendete Algorithmus in der Lage ist aus dem vorgegebenen Flussdichteverlauf die Haupt- und die einzelnen Unterschleifen zu extrahieren.

In Abbildung 2.18(a) ist zu erkennen, dass die Amplitude der magnetischen Flussdichte einen Wert von $\hat{B} = 10mT$ kaum überschreitet. Aus den Datenblattangaben des Herstellers für die volumensbezogene Kernverlustleistung des Materials N87 (EPCOS), in Abbildung 2.19, wurden daher die materialspezifischen Parameter für die Kennlinie bei $10mT$ herangezogen. Die Parameterextraktion lieferte folgende Werte: $\alpha = 2.3493$, $\beta = 2.79481$, $k = 94.154 \cdot 10^{-9}$.

Die Anwendung von (2.50) auf den in Abbildung 2.18(a) dargestellten simulierten Flussdichteverlauf, ergab eine volumensbezogene Kernverlustleistung von

$$p_{V,Fe,L1} = 38 \frac{kW}{m^3}. \quad (2.52)$$

Multiplizieren der volumensbezogenen Kernverlustleistung mit dem Kernvolumen $V_{Fe} = 4560mm^3$ ergibt die gesamte Kernverlustleistung in der Eingangsinduktivität von

$$P_{V,Fe,L1} = 3 \cdot V_{Fe} \cdot p_{V,Fe,L1} = 0.52W. \quad (2.53)$$

Unabhängig von der Genauigkeit des Berechnungsverfahrens in (2.50), kann folgendes festgehalten werden. Aufgrund der sehr geringen magnetischen Aussteuerung des Kernmaterials der Eingangsinduktivität von weniger als $10mT$ ist die in den Eingangsinduktivitäten anfallende Kernverlustleistung vernachlässigbar gering.

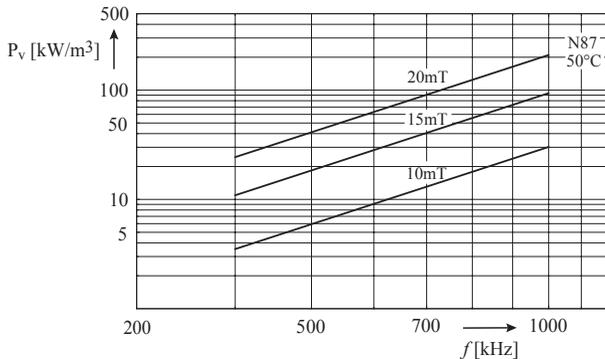


Abbildung. 2.19: Volumensbezogene Kernverlustleistung für den Kernsatz EILP32/9/20 (EPCOS), in Abhängigkeit der Frequenz und der magnetischen Flussdichte als Parameter.

2.3.2 Ausgangskondensator C_+ und C_-

Im symmetrischen Dreiphasennetz ist der Leistungsfluss P_1 vom speisenden Netz konstant, sofern Strom und Spannung gleiche Frequenz und gleiche Phasenlage aufweisen (ohmsche Belastung). Bei unsymmetrischem Netz oder im Extremfall bei Ausfall einer Phase (einphasiger Betrieb) erfolgt der Leistungsfluss aus dem Netz pulsierend mit der zweifachen Netzfrequenz, wodurch es zu einer Schwankung der Ausgangsspannung mit zweifacher Netzfrequenz kommt. Die Ausgangskapazität ist derart zu dimensionieren, dass die durch die Leistungspulsation resultierende Spannungsschwankung auf einen zulässigen Wert beschränkt bleibt.

In der Spezifikation des Leistungsteils ist eine maximale zulässige Amplitude des Spannungsrippels der Ausgangsspannung von $\Delta U_{0,s} = 0.1U_0 = 80V$ vorgegeben.

Die vom Kondensator bei einphasigem Netz während einer Netzperiode aufgenommene bzw. abgegebene Leistung beträgt

$$\Delta P_0 = -P_0 \cos(2\omega_N t). \quad (2.54)$$

Nachdem die Ausgangsspannung näherungsweise als konstant angenommen wird ($\Delta U_{0,ss} \ll U_0$), gilt für den Kondensatorstrom

$$i_{C0} = -(P_0/U_0) \cos(2\omega_N t). \quad (2.55)$$

Die zeitliche Integration des Kondensatorstromes liefert den Wechselanteil der Ausgangsspannung und somit ergibt sich näherungsweise die Amplitude der Schwankung der Kondensatorspannung zu

$$\hat{U}_{C0} \approx \frac{P_0}{U_0} \frac{1}{2\omega_N C_0}. \quad (2.56)$$

Für eine maximale Schwankungsbreite der Ausgangsspannung $\Delta U_{0,ss} = 0.2U_0$ muss der Kapazitätswert wie folgt gewählt werden

$$C_0 \geq \frac{P_0}{U_0^2} \frac{1}{\omega_N (\Delta U_{0,ss}/U_0)} = 497 \mu F. \quad (2.57)$$

Der erforderliche Kapazitätswert wurde durch eine Parallelschaltung von drei Aluminium Elektrolytkondensatoren mit einem Kapazitätswert von jeweils $150 \mu F$ realisiert, anstatt der Verwendung eines einzelnen Kondensators mit dem erforderlichen Nennwert. Kondensatoren mit einem kleinen Kapazitätswert haben eine geringere Bauhöhe und sind

daher vorteilhafter in der Verwendung in einem kompakten Aufbau. Eine Gegenüberstellung der Kapazitätswerte pro Volumen $C' = C_0/V_c$ unterschiedlicher Elektrolytkondensatoren ergab jedoch einen grösseren (also besseren) Wert für C' bei grossen Bauformen gegenüber kleinen Bauformen. Aufgrund der geforderten geringen Bauhöhe von $1U$ wurde aber der kleinen Bauform der Vorzug gegeben.

Anmerkung: Der zulässige Spannungsrippel der Ausgangsspannung bei einphasigem Betrieb ist ein willkürlich angenommenes Kriterium zur Auslegung der Ausgangskapazität des Stromrichters. In Telekom Anwendungen wird meist eine *Holdup-Time* von einer Netzperioden spezifiziert. In dieser Zeit darf der Wert der Ausgangsspannung des Stromrichters bei vollständigem Ausfall des Netzes und Nennbelastung am Ausgang nur um zum Beispiel 4% vom Nennwert der Ausgangsspannung abweichen. Zur Erfüllung dieser Forderung ist eine signifikant grössere Ausgangskapazität von ca. $8mF$ notwendig.

Aufgrund der Topologie des Stromrichters entspricht die Spannungsbelastung der Kondensatoren der halben Stromrichterausgangsspannung $U_C = U_0/2 = 400V$. Unter Berücksichtigung des Spannungsrippels im Einphasenbetrieb wurde eine Spannungsfestigkeit der Kondensatoren von $450V$ gewählt.

Ein weiterer wesentlicher Parameter für die Dimensionierung der Ausgangskapazität ist die Ripplestrombelastung, welche zusammen mit dem *ESR* (englisch: *equivalent series resistance*) des Kondensators einen entscheidenden Einfluss auf die Temperaturerhöhung und damit auf die Lebensdauer des Kondensators hat.

Das durch eine Simulation gewonnene Spektrum der Kondensatorstrombelastung ist in Abbildung 2.20 dargestellt. Das Spektrum der Kondensatorstrombelastung weist Harmonische bei ungeradzahigen Vielfachen $k = 3, 9, 15, \dots$ der Grundfrequenz von $f_N = 50Hz$ auf. Die Effektivwerte dieser Ströme sind aber aufgrund der geringen Amplitude von untergeordneter Bedeutung, da sie nur geringe Verlustleistung in den Ausgangskondensatoren hervorrufen. Es ist unmittelbar zu erkennen, dass die Ripplestrombelastung der Ausgangskondensatoren hauptsächlich durch den schaltfrequenten Anteil und dessen Vielfache bestimmt wird. Besonders die schaltfrequente Harmonische bei $f_p = 400kHz$ weist eine ausgeprägte Amplitude von $15A$ auf. Die in Summe in der Parallelschaltung der drei Aluminium Elektrolytkondensatoren anfallende Verlustleistung die nur durch die Stromharmonische bei der Schaltfrequenz verursacht wird, bestimmt sich zu $1/3 \cdot ESR_{C_1} \cdot I_{C,rms}(f_p)^2 = 7.125W$.

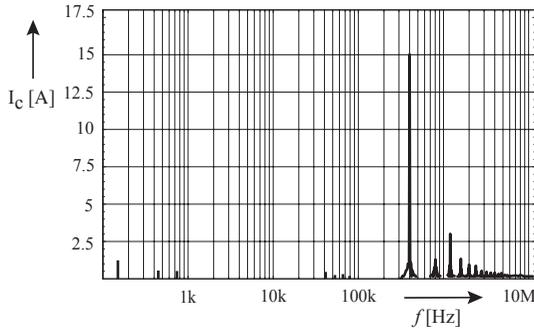


Abbildung. 2.20: Spektrum des Kondensatorstromes für den Betriebsfall mit der höchsten Strombelastung (bei der geringsten Eingangsspannung $U_{N,U} = 320V$, Nennleistung $P_0 = 10kW$ und einer Schaltfrequenz von $f_p = 400kHz$).

Aluminium Elektrolytkondensatoren haben für diese Frequenzanteile einen deutlich zu grossen ESR , wodurch es notwendig ist, zusätzlich zu den Elektrolytkondensatoren Folienkondensatoren mit kleinerem Ersatzserienwiderstand parallel zu schalten.

Anmerkung: Die vom Hersteller von Kondensatoren angegebene Ripplestrombelastung und der ESR bei $100Hz$ ist für eine dreiphasige Applikation nicht von Bedeutung, da in diesem Fall (bei symmetrischem Netz) keine $100Hz$ Belastung wie in einphasigen PFCs auftritt. Ebenso spielt die Frequenzabhängigkeit des ESR eine untergeordnete Rolle, da die wesentliche Ripplestrombelastung des Kondensators im Dreiphasen PFC erst ab der Schaltfrequenz auftritt und in diesem Bereich ist der ESR des Elektrolytkondensators nicht mehr nennenswert frequenzabhängig. Ein Einphasenbetrieb ist in einem Dreiphasengerät im allgemeinen kein Dauerbetriebszustand und daher wird die dabei auftretende Kondensatorstrombelastung auch nicht weiter untersucht.

Das Auswahlkriterium für die Folienkondensatoren C_2 und C_3 richtet sich vordergründig zum einen nach dem Bauvolumen und zum anderen nach dem Impedanzverlauf in Abhängigkeit der Frequenz $Z(f)$, da der ESR von Folienkondensatoren unabhängig vom Kapazitätswert ohnehin sehr niederohmig ist (Faktor zehn kleiner als der von Aluminium Elektrolytkondensatoren).

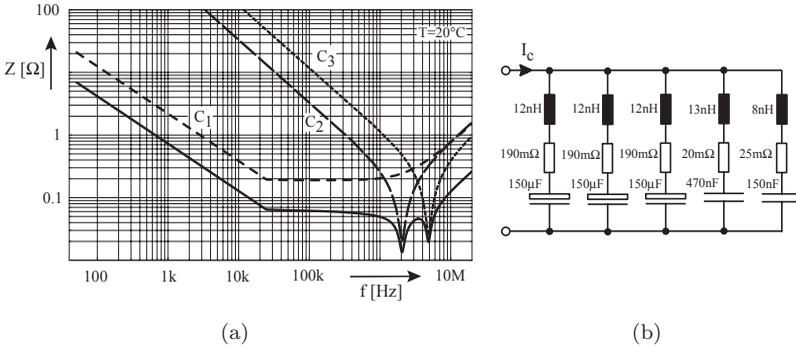


Abbildung. 2.21: (a) Impedanzverlauf von: Aluminium Elektrolytkondensator $C_1 = 150\mu F/450V$, Folienkondensator $C_2 = 470nF/630V$ und $C_3 = 150nF/630V$. Die Verläufe wurden messtechnisch bei einer Temperatur von $20^\circ C$ ermittelt. Die durchgezogene Linie entspricht dem Impedanzverlauf der Parallelschaltung von $3C_1 || C_2 || C_3$. (b) Ersatzschaltbild der Parallelschaltung der Ausgangskondensatoren des Stromrichters.

Mit der Wahl von $C_2 = 470nF$ und $C_3 = 150nF$ (mit den Eigenschaften in Tabelle 2.4) ergibt sich ein Impedanzverlauf der Parallelschaltung von $3C_1 || C_2 || C_3$ entsprechend der Ersatzschaltung in Abbildung 2.21(a), mit einer Admittanz der Parallelschaltung entsprechend der Ersatzschaltung in Abbildung 2.21(b) von

$$Y_{C,ges} = \frac{3}{ESR_{C_1}} + \frac{1}{ESR_{C_2}} + \frac{1}{ESR_{C_3}}. \quad (2.58)$$

Die im esr_i ($i = C_1, C_2, C_3$) jedes einzelnen Kondensators der Parallelschaltung umgesetzte Verlustleistung infolge der Stromharmonischen des Kondensatorstromes berechnet sich zu

$$P_{v,i} = \frac{1}{ESR_i \cdot Y_{C,ges}^2} \sum_{k=1}^m \frac{\hat{I}_{C,(k)}^2}{2}, \quad (2.59)$$

mit ESR_i dem Ersatzserienwiderstand, $Y_{C,ges}$ der Admittanz der Parallelschaltung und $I_{c,(k)}$ der k^{ten} Harmonischen des Kondensatorstromes entsprechend dem Spektrum in Abbildung 2.20.

Die gesamte Verlustleistung die in den Ausgangskondensatoren umgesetzt wird beträgt

$$P_{v,C} = 2 \cdot (3P_{v,C_1} + P_{v,C_2} + P_{v,C_3}). \quad (2.60)$$

Zum Vergleich, der in [46] ermittelte analytische Ausdruck für den Effektivwert des Kondensatorstromes

$$I_{C,rms} = \left(\frac{10\sqrt{3}M}{8\pi} - \frac{9M^2}{16} \right)^{\frac{1}{2}} \hat{I}_{N,(1)} \quad (2.61)$$

liefert für die Berechnung der Verlustleistung in den Kondensatoren denselben Wert wie durch die Berechnung mit (2.58) - (2.60). Gleichung (2.61) gilt unter der Voraussetzung einer symmetrischen Belastung der beiden Teilausgangsspannungen ($U_{C_+} = U_{C_-}$).

Die gesamte in den Ausgangskondensatoren (C_+ und C_-) umgesetzte Verlustleistung in Abhängigkeit der Eingangsspannung ist in Abbildung 2.21 grafisch dargestellt. Die verwendeten Kondensatoren und deren Eigenschaften sind in Tabelle 2.4 angegeben.

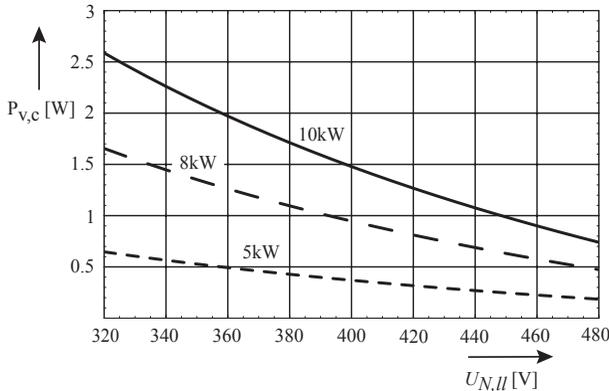


Abbildung. 2.22: Summe der Verlustleistungen in der Parallelschaltung ($3C_1 || C_2 || C_3$) der Ausgangskondensatoren C_+ und C_- in Abhängigkeit der Netzspannung, und der Ausgangsleistung des Stromrichters als Parameter.

Kondensator	Kondensatortyp, Eigenschaften
C_1	EPCOS Al-Elektrolytkondensator B43501, $150\mu F/450V$, $ESR = 190m\Omega$, $ESL = 11.85nH$
C_2	EPCOS MKP Folienkondensator B32653-A6474-J, $470nF/630V$, $ESR = 20m\Omega$, $ESL = 12.8nH$
C_3	EPCOS MKP Folienkondensator B32652-A6154-J, $150nF/630V$, $ESR = 25m\Omega$, $ESL = 8.07nH$

Tabelle. 2.4: Ausgewählte Kondensatoren für die Ausgangskapazitäten C_+ und C_- .

Der Impedanzverlauf der Parallelschaltung in Abbildung 2.21(a) zeigt eine niedrige Impedanz im Bereich der Schaltfrequenz und deren Vielfachen. Somit ist der schaltfrequente Anteil des Kondensatorspannungsrippels $Z_C(f) \cdot I_C(f)$ im Vergleich zur Gesamtausgangsspannung $U_0 = 800V$ bedeutungslos. Eine grundfrequente Variation der Ausgangsspannung ($100Hz$) tritt nur im unsymmetrischen bzw. im einphasigen Betriebszustand auf.

2.3.3 Symmetriewiderstände

Aufgrund des Leckstromes im Kondensator, dessen Werte im Allgemeinen nicht bekannt oder nur durch eine obere Schranke

$$I_{C,L} \leq 0.3\mu A (C \cdot U_C)^{0.7} + 4\mu A \quad (2.62)$$

vom Hersteller [79] spezifiziert sind und zudem einer grossen Streuung unterliegen, kann die resultierende Spannungsaufteilung auf die in Serie geschalteten Ausgangskondensatoren (C_+ , C_-) den spezifizierten Maximalwert überschreiten ($C[\mu F]$, $U_C[V]$). Weichen die Leckströme um 20% voneinander ab, resultiert eine Spannungsaufteilung an den Kondensatoren, die bereits die zulässigen Spannungsbelastung von $450V$ überschreitet. Die Leckströme können entsprechend (2.62) durch einen hochohmigen Widerstand im $M\Omega$ -Bereich parallel zum Kondensator modelliert werden.

Während der Hochladephase ist eine aktive Symmetrierung der Kondensator-teilspannungen nicht möglich, weshalb aus Sicherheitsgründen eine passive Spannungsaufteilung durch das Parallelschalten von definierten externen Symmetriewiderständen erzwungen wird. Der Widerstandswert wurde mit $R_{sym} = 100k\Omega$ gewählt. Damit ist in jedem Fall eine

zulässige Spannungsaufteilung gewährleistet und die anfallende Verlustleistung in beiden Widerständen beträgt

$$P_{V,sym} = 2 \frac{(U_0/2)^2}{R_{sym}} = 3.2W. \quad (2.63)$$

2.3.4 Vorladewiderstände

Zum Zeitpunkt des Zuschaltens des Stromrichters an das speisende Netz sind die Ausgangskondensatoren noch ungeladen, wodurch der Ladestrom nicht begrenzt wird und somit ohne weitere Massnahme sehr grosse Werte erreichen würde (Kurzschlussstrom).

Vorladewiderstände in Serie mit einer Diode parallel zu den vorerst gesperrten Thyristoren sorgen für eine Begrenzung des Ladestromes, solange bis der Wert der Ausgangsspannung des Stromrichters einen geregelten Betrieb erlaubt. Ab einer Ausgangsspannung von etwa 200V startet die Eigenstromversorgung des Stromrichters, die sich aus dem Ausgangskreis des Stromrichters versorgt. Etwa 300ms nachdem die Eigenstromversorgung den Signalprozessor mit Spannung versorgt, erfolgt Pulsfreigabe und der Stromrichter beginnt die Netzstromaufnahme und die Ausgangsspannung aktiv zu regeln.

Nach erfolgter Pulsfreigabe wird der Strom (Netzstrom) der während der Pulssperre durch die Ladewiderstände fliesst von den Thyristoren übernommen. Die Thyristoren werden in jener Netzhalbperiode gezündet, in der der Netzstrom gerade ein negatives Vorzeichen aufweist.

Der Wert der Ladewiderstände richtet sich einerseits nach der zulässigen Ladedauer und andererseits nach der maximalen Leistung, die am Ausgang des Stromrichters entnommen werden darf, wenn dieser als passiver Gleichrichter betrieben wird. Die Leistung dient zur Deckung des Eigenbedarfes des Stromrichters und eines nachgeschalteten DC/DC Konverters, dessen Eigenstromversorgung ebenfalls aus der Ausgangsspannung des PFCs (Zwischenkreis) versorgt wird.

Als Ladewiderstände wurden SMD Chipwiderstände verwendet, die eine maximale Spannungsbelastbarkeit von 150V und eine maximal zulässige Verlustleistung von 2W aufweisen. Die maximal auftretende Spannungsbelastung beträgt allerdings $U_0/2 = 400V$. Aus diesem Grund wurden drei Widerstände in Serie geschaltet. Mit einer willkürlich angenommenen maximalen Last am Stromrichterausgang von $P_{0,passiv} = 80W$ bei

der kleinsten Eingangsspannung $U_{N,ll} = 320V$ und gewählten Ladewiderständen je Strang von $R_{Lade} = 3 \cdot 47\Omega = 141\Omega$, berechnet sich die Verlustleistung, die in einem Widerstand pro Strang umgesetzt wird, zu:

$$P_{V,Lade} = \frac{R_{Lade}}{3} \cdot I_{D,Lade,rms}^2 = 1.25W. \quad (2.64)$$

Aufgrund der Nichtlinearität des Gleichrichters erfolgte die Bestimmung des Mittelwertes $I_{D,Lade,avg}$ und des Effektivwertes $I_{D,Lade,rms}$ zur Dimensionierung der Dioden D_{Lade} in Serie zu den Ladewiderständen durch eine Simulation des Verlaufes des Netzstromes, der in Abbildung 2.23 dargestellt ist. Die Simulation ergab eine dauernde mittlere Strombelastung der Ladedioden von $I_{D,Lade,avg} = 85mA$ und einen Effektivwert von $I_{D,Lade,rms} = 163mA$. Die grössere Strombelastung der Dioden während des transienten Stromverlaufes in den ersten $100ms$ wurde dabei vernachlässigt.

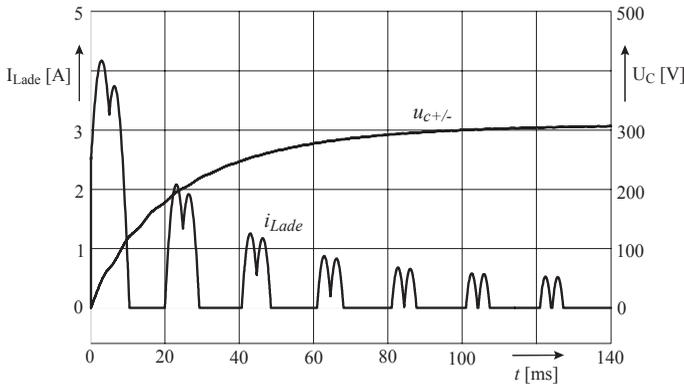


Abbildung. 2.23: Simulierter Verlauf des Ladestromes durch die Ladewiderstände parallel zum Vorladethyristor eines Brückenweiges, für einen Anfangswert der Ausgangsspannung von $U_0 = 0V$ und einer Eingangsspannung von $U_{N,ll} = 480V$. Die Belastung am Ausgang entspricht einem Konstantleistungsverbraucher von $P_{0,passiv} = 80W$.

2.3.5 Verluste in den passiven Bauteilen

Die Wicklungsverluste in der Eingangsinduktivität L_1 berechnen sich nach (2.39) und (2.40). Die Berechnung der Verluste in allen anderen induktiven Bauteilen erfolgt in gleicher Weise. Windungslänge, Drahtquerschnitt und Eisenvolumina für die Berechnung der Verluste der einzelnen Bauteile sind in Tabelle 2.5 zusammengestellt.

Anmerkung: Die Induktivitäten L_p und L_s ergeben sich im Zuge der Festlegung der Filterstruktur und sind an dieser Stelle eine Vorwegnahme der Ergebnisse aus Kapitel 3. Der mechanische Aufbau des Filters und das zugehörige Ersatzschaltbild sind in Abbildung 2.24(a) bzw. 2.24(b) zu sehen. Da die Induktivitäten L_p und L_s über denselben Magnetkern transformatorisch gekoppelt sind, ist für L_s in der Spalte $p_{Fe,j}$ in Tabelle 2.5 kein Wert eingetragen. Die für den betreffenden Magnetkern auftretenden Verluste sind in der Zeile für L_p angegeben.

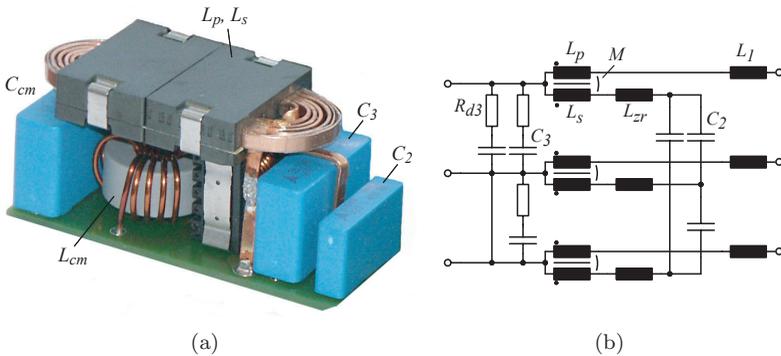


Abbildung 2.24: (a) Mechanische Anordnung der Filterkomponenten eines Stranges. Die Induktivität L_{zr} ist nicht dargestellt. (b) Ersatzschaltbild der EMV Eingangsfilters (ohne L_{cm} und C_{cm}).

Die Verluste in den Kapazitäten und Dämpfungswiderständen des Eingangsfilters werden wegen ihrer Kleinheit vollständig vernachlässigt.

Infolge des grundfrequenten Netzstromes treten neben den Wicklungsverlusten in der Eingangsinduktivität auch noch Wicklungsverluste aufgrund von Skin- und Proximity Effekt auf, die in (2.46) angegeben sind.

Die gekoppelte Induktivität L_p, L_s in Serie zur Eingangsinduktivität L_1 wird vom selben Strom durchflossen, womit für die Berechnung von

L_j	$l_{Cu,j}[mm]$	$A_{Cu,j}[mm^2]$	$V_{Fe,j}[mm^3]$	$p_{Fe,j}[kW/m^3]$
L_1	$6 \cdot (128 + 10 \cdot \pi)$	$0.8 \cdot 3$	4560	38
L_p	$5 \cdot (84 + 10 \cdot \pi)$	$0.8 \cdot 3$	4560	33
L_s	$2 \cdot (84 + 10 \cdot \pi)$	$0.1 \cdot 3$	4560	-
L_{zr}	$4 \cdot 40$	$2 \cdot 0.035$	802	190
L_{cm}	$5 \cdot 35$	1.5	-	-

Tabelle. 2.5: Parameter der induktiven Komponenten des Stromrichters. Die Induktivitäten des Eingangsfilters sind hier bereits berücksichtigt. L_p und L_s stellen die beiden gekoppelten Zero-Ripple Induktivitäten dar.

Skin- und Proximity Effekt ähnliche Verhältnisse wie in L_1 gelten. Aus diesem Grund wurde der Einfachheit halber dieselbe Stromverteilung in den Wicklungen von L_p und L_s angenommen und über die Windungslänge $l_{Cu,p(s)}$ deren Verluste berechnet.

Die für die Berechnung der Kernverluste notwendige volumensbezogene Kernverlustleistung ist ebenfalls in Tabelle 2.5 angeführt. Relevante Kernverluste treten nur bei jenen Induktivitäten auf, in der eine schaltfrequente Ummagnetisierung erfolgt. Das sind: L_1 , $L_{p,(s)}$ und L_{zr} .

Aufgrund einer schaltfrequenten Gleichtaktaussteuerung der Gleichtaktinduktivitäten und wegen der stark dissipativ wirkenden Eigenschaft des verwendeten Materials sind in diesen Induktivitäten erhebliche Verluste zu erwarten. Da für dieses Material keine Daten zur Verlustberechnung vorliegen, wurde keine Berechnung der zu erwartenden Verlustleistung vorgenommen.

Zu den Verlusten, die in den Induktivitäten des Stromrichters anfallen, kommt noch der frequenzabhängige Leistungsverbrauches der Gate Ansteuerung (2.65), die Leistungsaufnahme der digitalen Regel- und Signalanpassungselektronik, und die Verluste in den Ausgangskondensatoren (Abbildung 2.22), und in den Symmetriewiderständen (2.63).

Wie in der Zusammenstellung der Verlustaufteilung in Abbildung 2.25 dargestellt, entfällt nahezu die Hälfte der Verluste auf die Gate Ansteuerung $P_{V,GD}$, die digitale Regelelektronik $P_{V,DSP}$ und die Symmetriewiderstände der Ausgangskondensatoren $P_{V,Rsym}$. Die andere Hälfte verteilt sich auf die Wicklungsverluste der jeweiligen induktiven Komponenten, wohingegen die Kernverluste und die Verluste in den Ausgangskondensatoren wenig relevant sind.

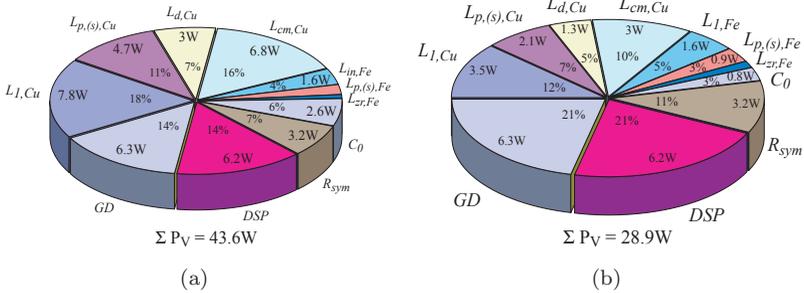


Abbildung. 2.25: Aufteilung der Verlustleistung auf die einzelnen passiven Bauelemente des Stromrichters, sowie die zusätzlichen Verluste verursacht durch die Gate Ansteuerung und durch die Regelelektronik. Die Bauteile des Eingangsfilters sind an dieser Stelle bereits mitberücksichtigt. Die Verluste der passiven Bauteile stellen die Summe der Verluste über die drei Stränge dar: (a) $U_{N,II} = 320V, f_p = 400kHz$ (b) $U_{N,II} = 480V, f_p = 400kHz$.

2.4 Abschätzung des Wirkungsgrades

Die Auswertung der Bilanz der in den Halbleitern (Abbildung 2.12) sowie in den passiven Bauteilen (Abbildung 2.25) anfallenden Verlusten und der sonstigen Verluste ist in Abbildung 2.26 in Form einer Wirkungsgradkurve angegeben. Etwa 86% der Gesamtverlustleistung entfallen dabei auf die Halbleiter, wobei davon 50% in den Schaltern umgesetzt werden. Zwischen den beiden Schaltfrequenzen von $250kHz$ und $400kHz$ liegt ein Unterschied im Wirkungsgrad von etwas weniger als 1%. Trotz einer hohen Schaltfrequenz ist der Gesamtwirkungsgrad des Stromrichters zufriedenstellend. Das ist im Wesentlichen durch die Charakteristik der Siliziumkarbid Schottky Diode und der geringen parasitären Kapazität der Eingangsinduktivität L_1 begründet.

Das grösste Einsparungspotential zur Erhöhung des Wirkungsgrades ist in der Reduzierung der Schaltfrequenz zu sehen, allerdings steigt damit auch das Bauvolumen des Stromrichters. Eine Halbierung der Schaltfrequenz erfordert eine Verdoppelung des Induktivitätswertes (unter der Annahme einer gleichbleibenden Rippelamplitude), was eine Vergrößerung des Bauvolumens der Induktivität um einen Faktor 2 (bei gleichem A_L -Wert und gleicher Windungszahl N_1) entspricht.

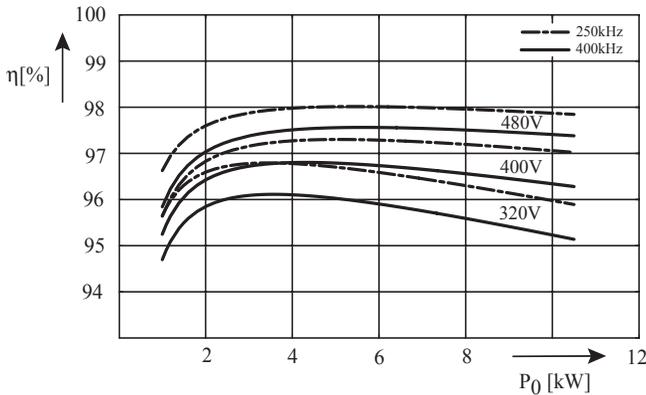


Abbildung. 2.26: Gesamtwirkungsgrad des Stromrichters bei unterschiedlichen verketteten Eingangsspannungen ($U_{N,II}$) in Abhängigkeit der Ausgangsleistung P_0 . Für jeden Wert der Eingangsspannung ist jeweils eine Verlustkurve bei einer Schaltfrequenz von 250kHz und 400kHz dargestellt.

2.5 Gate Ansteuerung

Die Anforderungen an die potentialfreie Gate Treiberstufe der Leistungstransistoren sind vielfältig. Zum einen darf die Verzögerung bzw. Signallaufzeit nur gering sein (im Bereich von einigen zehn Nanosekunden) und zum anderen sollen sich die Ein- und Ausschaltverzögerung wenig voneinander unterscheiden (geringe *Pulsewidth Distortion*). Gerade unterschiedliche Laufzeiten für das Ein- und Ausschalten, wenn sie noch zusätzlich von anderen Faktoren abhängig sind, erzeugen Fehler in der Spannungsbildung am Stromrichtereingang, die ohne geeignete Gegenmassnahmen zu einer Verzerrung des Stromes in den Eingangsimpedanz führen.

Aufgrund der hohen Schaltgeschwindigkeit von bis zu $40\text{kV}/\mu\text{s}$ haben bereits geringe Koppelkapazitäten (wenige Pikofarad) zwischen Primär- und Sekundärseite einen hohen Störstrom zur Folge, der zu Fehlfunktionen in der Treiberelektronik führen kann, wenn dieser Störstrom auf einem kritischen Pfad fließt. Aus diesem Grund sollte die Treiberstufe eine möglichst geringe kapazitive Kopplung zwischen Primär- und Sekundärseite aufweisen.

Die Ansteuerung sowie die Bereitstellung der Treiberleistung der drei Leistungen MOSFETs muss potentialfrei und voneinander getrennt erfolgen, da sich die Potentiale der drei Schalter je nach Schaltzustand und Phasenlage der Netzspannung entweder auf dem Potential der positiven oder negativen Schiene der Ausgangsspannung oder auf Mittelpunktpotential befinden. Ein Prinzipschaltbild der Gate Treiberstufe ist in Abbildung 2.27 dargestellt.

Zur potentialfreien Übertragung des Ansteuersignales (Signalkoppler) sind unterschiedliche Konzepte verfügbar. Die Verwendung eines Impulsübertragers, der sowohl die Energie- als auch die Signalübertragung ermöglicht, kommt wegen eines geforderten 100% Tastverhältnisses nicht in Frage. Am häufigsten werden Optokoppler eingesetzt, die allerdings nur für eine maximal zulässige Spannungsänderungsgeschwindigkeit von $15kV/\mu s$ spezifiziert sind und daher für diese Anwendung ebenfalls nicht in Frage kommen.

Eine weitere Methode zur Signalübertragung auf optischem Weg bieten Lichtwellenleiter, die über keine parasitäre Kopplungskapazität zwischen Primär- und Sekundärseite verfügen (wie beispielsweise Optokoppler), und daher eine sehr hohe du/dt -Festigkeit aufweisen. Ein weiterer Vorteil den die Signalübertragung in einer optischen Glas- oder Kunststofffaser aufweist, ist die äusserst geringe Signallaufzeit von $< 5ns$ sowie die geringe Abweichung von Signalanstiegs- und Abfallzeit (*Pulsewidth Distortion*). Besonders nachteilig bei der Verwendung von Lichtwellenleitern ist das notwendige grosse Gehäuse von Sender und Empfänger für die mechanische Befestigung der optischen Kunststofffaser. Auch die Auswerteschaltung des vom Lichtwellenleiter-Empfänger ausgehenden Signales erfordert einen erheblichen Platzbedarf.

Weiters ist das Ausgangssignal des Lichtwellenleiter-Empfängers von sehr geringer Amplitude (Millivolt Bereich) und weist zudem auch noch einen Gleichanteil auf, der vom Tastverhältnis des zu übertragenden Signales abhängig ist. Die Auswerteschaltung müsste daher ein differenzierendes Verhalten aufweisen, um den Gleichanteil vom Nutzsignal trennen zu können. Gerade dieses differenzierende Verhalten der Auswerteschaltung erfordert einen besonderen schaltungstechnischen Aufwand zur Vermeidung der ungewünschten Einkopplung von Störsignalen.

Da der Lichtwellenleiter-Sender zur Erlangung einer hohen Lichtausbeute mit einem grossen Strom in Flussrichtung durch die Sendediode betrieben wird, führt das zu einer Erwärmung des Halbleiters, welche die

Lebensdauer des Senders deutlich einschränkt. Der Einsatz von Lichtwellenleiter in hochkompakten Stromrichtern ist trotz der sehr guten elektrischen Eigenschaften aufgrund der mechanischen Anforderungen ungeeignet.

Die geringsten geometrischen Abmessungen bei zugleich geringer Signallaufzeitverzögerung von typisch $10ns$ weisen Magnetkoppler auf. Diese Bauteile verfügen über eine spezifizierete Gleichtakt-Störfestigkeit von typisch $35kV/\mu s$ bei einem zulässigen Gleichtaktspannungshub von $> 500V$. Die potentialfreie Signalübertragung erfolgt über integrierte gekoppelte Luftspulen. Wegen der geringen geometrischen Abmessungen und den elektrischen Eigenschaften wurde dieses Verfahren zur potentialfreien Signalübertragung gewählt. Die parasitäre Kapazität des Magnetkopplers (*iCoupler Digital Isolator*) *ADuM1100* [80] zwischen Primär- und Sekundärseite beträgt laut Datenblatt $C_{\sigma, Kop} = 1pF$. Bei einer konstant angenommenen Spannungsänderungsgeschwindigkeit von $35kV/\mu s$ (zwischen Primär- und Sekundärseite) resultiert daraus ein Amplitude des Störstromes von $35mA$. Durch das Einfügen einer Gleichtaktinduktivität $L_{cm, Kop}$ auf der Primärseite zwischen den Versorgungsleitungen und der Signalleitung, kann eine deutliche Verringerung des Störstromes erreicht werden.

Der Impedanzverlauf der Gleichtaktinduktivität sollte dabei einen hohen dissipativen Anteil aufweisen (geringe Spulengüte), um hochfrequente Schwingungen, die durch den Schaltvorgang angeregt werden können, zu unterdrücken. Der Impedanzverlauf einer derartigen Gleichtaktinduktivität ist in Abbildung 2.28 dargestellt. Die Gleichtaktinduktivität wurde durch eine bifilare Wicklung mit 7 Windungen auf dem hochpermeablen Amorphkern (VITROVAC [77]) realisiert.

Für die Ansteuerung des Gates des MOSFETs ist eine Treiberstufe erforderlich, die in der Lage ist, die verhältnismässig grosse Gateladung $Q_{gd} = 286nC$ des MOSFETs bei zugleich geringer Zeitverzögerung laden und entladen zu können. Als Anforderungen gelten hier eine geringe Ausgangsimpedanz des Treibers, eine hohe zulässige Stromtragfähigkeit sowie eine geringe Signallaufzeit. Als Treiber wurde der Baustein *IXD-DY408YI* von *IXYS* [78] gewählt.

Besonders unangenehm im Hinblick auf das Schaltverhalten des CoolMOS Leistungstransistors sind die stark unterschiedlichen Ein- und Ausschaltverzögerungszeiten ($t_{d(on)} = 28ns$, $t_{d(off)} = 103ns$) sowie die Anstiegs- und Abfallzeiten ($t_r = 95ns$, $t_f = 10ns$), die noch dazu über die Gate Ansteuerung wenig beeinflussbar sind.

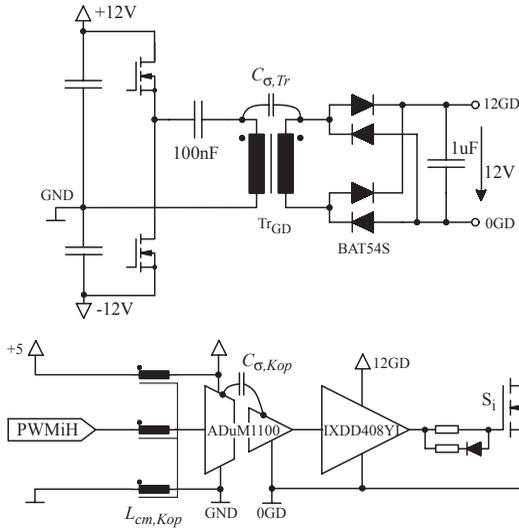


Abbildung. 2.27: Prinzipschaltbild der Gate Treiberstufe. Der Transformator Tr_{GD} und der Signalkoppler ($ADuM1100$) weisen jeweils eine parasitäre Kapazität C_{σ} auf, durch die während des Schaltvorganges ein kapazitiver Gleichtaktstörstrom fließt. Zur Begrenzung der Amplitude des Störstromes im Signalpfad ist eine Gleichtaktinduktivität $L_{cm, Kop}$ in Serie zum Signalkoppler geschaltet.

Eine Eigenheit des CoolMOS (Typ C2) ist seine relativ hohe Gate Thresholdspannung von $U_{GS, th} = 4.5V$, wodurch die Verwendung einer unipolaren Gatespannung sinnvoll erscheint. Die Wahl der Höhe der Gatespannung bestimmt sich durch den erzielbaren Drain-Source Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = f(U_{GS})$, der mit höherer Gatespannung geringer wird und der umzuladenden Gateladung Q_{gd} , die zusammen mit der Gatespannung und der Schaltfrequenz die erforderliche Treiberleistung bestimmt. Die Wahl einer Gatespannung von $U_{GS} = 12V$ scheint ein guter Kompromiss zu sein zwischen erzielbarem Einschaltwiderstand, notwendiger Treiberleistung und Schaltverzögerungszeit.

Durch die Verwendung einer bipolaren Gatespannung mit unterschiedlichem positivem und negativem Spannungspegel kann die Ein- und Ausschaltverzögerungszeit (jeweils bis zum Erreichen der Thresholdspannung) symmetriert werden. Dies erfordert allerdings einen größe-

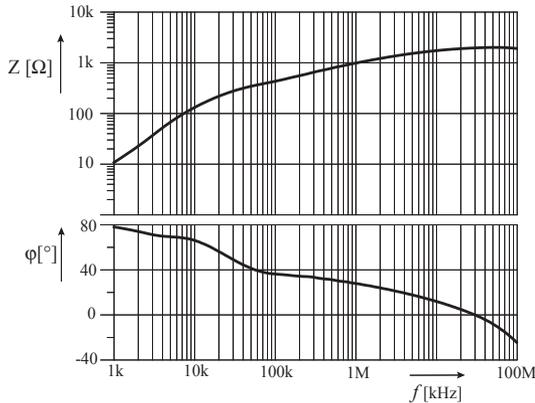


Abbildung. 2.28: Impedanzverlauf der Gleichtaktinduktivität $L_{cm,Kop}$ zur Unterdrückung der Gleichtaktstörströme. Die Impedanz zeigt ein ohmsch-induktives Verhalten über einen grossen Frequenzbereich.

ren schaltungstechnischen Aufwand, der einem kompakten, platzsparenden Aufbau entgegensteht. Diese Massnahme würde nur einen Teil der unterschiedlichen Signallaufzeiten symmetrieren. Das unsymmetrische (unterschiedliche Ein- und Ausschaltverzögerung) Schaltverhalten des MOSFET ist dadurch nicht beeinflussbar.

Zum schnellen Laden und Entladen der Gatekapazität müssen die Gatewiderstände entsprechend niederohmig sein. Insbesondere ist es notwendig, die Leitungsinduktivität vom Ausgang des Treibers bis zum Gate des MOSFET, sowie die Leitungsinduktivität von den Pufferkondensatoren bis zu den Versorgungspins des Treibers so gering als möglich zu halten. Die parasitären Verdrahtungsinduktivitäten (Abbildung 2.29 zeigt den Impedanzverlauf zwischen Gate und Source Anschluss des Halbleitermoduls) bilden mit den Pufferkondensatoren des Treibers und der Gatekapazität einen Schwingkreis, der nur durch die Gatewiderstände gedämpft wird.

Eine geringe Verdrahtungsinduktivität ist somit eine Voraussetzung für den Einsatz von niederohmigen Gatewiderständen, ohne den Schwingkreis zu entdämpfen. Einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf die Verdrahtungsinduktivität haben die Gatewiderstände. Chip Widerstände haben aufgrund der Aufbautechnik eine deutlich geringere parasitäre

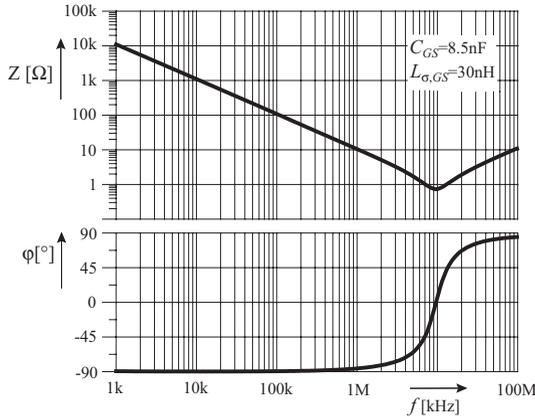


Abbildung. 2.29: Impedanzverlauf zwischen Gate- und Source-Anschluss des Halbleitermoduls *VUM 26-06A*. Die Induktivität der Gatezuleitung beträgt etwa $30nH$.

Induktivität als MELF Widerstände. MELF Widerstände bestehen aus einem Drahtwickel auf einem Keramikzylinder, und weisen somit einen hohen induktiven Anteil auf.

Die beim Einschaltvorgang in das Gate gepumpte Energie wird beim Abschalten wieder aus dem Gate entfernt, was durch Umwandeln in Wärme in den Gatewiderständen und den Treibertransistoren erfolgt. Die dabei anfallenden Verlustwärme entfällt zum grössten Teil auf die Gatewiderstände und zu einem geringeren Teil auf den Ausgangswiderstand der Treiberstufe. Um die anfallende Verlustleistung abführen zu können, ist es vorteilhaft, eine Anzahl von Widerständen parallel zu schalten, um dadurch die Verlustleistung auf eine grössere Fläche verteilen zu können. Durch die Parallelschaltung der Widerstände reduziert sich die parasitäre Verdrahtungsinduktivität der Gesamtanordnung.

Wegen der unipolaren Gateversorgung und der damit verbundenen un-symmetrischen Ansteuerung bezüglich der Thresholdspannung, erfolgt das Laden und Entladen des Gates des MOSFETs mit unterschiedlichen Widerstandswerten, um näherungsweise gleiche Spannungsänderungsgeschwindigkeiten beim Ein- und Abschaltvorgang zu erreichen. Die messtechnisch ermittelten Schaltverzugszeiten sind in Abbildung 7.9 in Kapitel 7 ersichtlich.

Neben der Signalübertragung zur Ansteuerung der Schalter ist auch der von der Treiberstufe aufgenommene Leistungsverbrauch bereitzustellen. Die notwendige Treiberleistung berechnet sich zu

$$P_{Gate} = f_p \cdot Q_{gd} \cdot U_{GS} = 500kHz \cdot 285nC \cdot 12V = 1.7W. \quad (2.65)$$

Die potentialfreie Bereitstellung der Versorgungsspannung des Treibers erfolgt mithilfe eines Halbbrücken DC/DC Wandlers aus einer $\pm 12V$ Speisung, mit einer sekundärseitigen Vollbrücke (Prinzipschaltbild in Abbildung 2.27). Der Grund für diese Wahl liegt in der symmetrischen Belastung der $\pm 12V$ Speisung der Eigenstromversorgung (Flyback) des Stromrichters. Aufgrund der Höhe der Betriebsspannung kann der primärseitige Laststrom zur Bereitstellung der Treiberleistung klein gehalten werden, wodurch die Spannung über dem Serienkondensator zur Aufnahme des Gleichanteils nur eine geringe schaltfrequente Schwankung aufweist (bei einem gewählten Wert von $100nF$).

Der Transformator wurde mit einem *EP7*-Kern realisiert, dessen Daten in Tabelle 2.6 zusammengefasst sind. Der Transformator soll nur eine geringe parasitäre Kopplungskapazität $C_{\sigma,Tr}$ zwischen Primär- und Sekundärseite aufweisen. Mit der Verwendung eines Zweikammer-Spulenkörpers und einer geringen Windungszahl von Primär- und Sekundärwicklung lässt sich eine geringe Kopplung erzielen. Messungen mit einem Impedanzanalysator ergaben eine parasitäre Kapazität von $C_{\sigma,Tr} = 2.8pF$.

Der infolge einer Schaltänderungsgeschwindigkeit von $35kV/\mu s$ auftretende Stromfluss zwischen Primär- und Sekundärseite beträgt

$$i_{cm,gate} = C_{\sigma,Tr} \cdot du_{cm,gate}/dt = 100mA. \quad (2.66)$$

Bei einer sorgfältigen Leiterbahnführung im Layout der Gate Treiberstufe führt dieser Störstrom zu keiner Beeinflussung der Ansteuerelektronik.

2.6 Thyristor Zündstufe

Während des Aufladens der Ausgangskondensatoren des Stromrichters beginnt ab etwa $U_0 = 180V$ die Eigenstromversorgung, die als Flyback-Konverter ausgeführt ist, und von der Ausgangsspannung (Zwischenkreis) des Stromrichters gespeist wird, zu arbeiten. Nachdem der Signalprozessor das Programm *bootet* und den Regelalgorithmus abarbeitet,

EP7, N30			
$\mu_e = 2420$	$l_e = 15.7mm$	$N_1 = 9Wdg$	$CuL0.2$
$A_L = 2000nH$	$\dot{B} = 0.25T$	$N_2 = 10Wdg$	$CuL0.2$
$L_1 = 1.62mH$	$\Delta i_\mu = 150mA$	$C_{\sigma,Tr} = 2.8pF$	
$T_P = 5.26\mu s$	$t_{on} = 2\mu s$		

Tabelle. 2.6: Daten des Transformators zu potentialfreien Speisung der Gate Treiberstufen.

werden die Thyristoren in jener Netzhalbperiode, in denen der Strom im jeweiligen Strang ein negatives Vorzeichen aufweist, gezündet. Ab diesem Zeitpunkt erfolgt die Stromführung nicht mehr durch die Ladewiderstände, sondern über die parallel geschalteten Thyristoren. Der Zündzeitpunkt für die Thyristoren wird von der gemessenen Netzspannung abgeleitet.

Die übliche Ausführung der Thyristoransteuerung erfolgt mithilfe eines Zünd- bzw. Impulsübertragers, da eine potentialfreie Ansteuerung erforderlich ist. Für das Zünden eines Thyristors mit einer Impulszündung sind Impulse mit einer bestimmten Stromzeitfläche erforderlich, abhängig von der Stromtragfähigkeit und dem Typ des Thyristors.

Die für die sichere Zündung des Thyristors notwendige Impulsdauer richtet sich im Wesentlichen nach der Zündverzugszeit t_{gd} und der Durchschaltzeit t_{gr} , die von der Grösse und der Anstiegsgeschwindigkeit des Laststromes und vom Steuerstrom (Gatestrom) abhängt. Entsprechend dem Datenblatt des verwendeten Thyristors [75] ist eine Zündverzugszeit von $t_{gd} \leq 2\mu s$, bei einem Gatestrom von $I_{G,Thy} = 80mA$, spezifiziert.

Ein Zündübertrager, welcher in der Lage ist, einen Impuls mit einer Dauer von mehr als $2\mu s$ bei einer Primärspannung von typisch $5V$ zu übertragen, benötigt einen relativ grossen Eisenquerschnitt. Ein derartiger Übertrager nimmt ein unverhältnismässig grosses Volumen ein und ist in einem kompakten Aufbau nicht akzeptabel.

Realisiert wurde letztendlich ein hochfrequent getakteter DC/DC-Konverter mit einem kleinen Transformatorbauvolumen (E6.3) und einem ausgangsseitigen Vollbrückengleichrichter, wie im Prinzipschaltbild in Abbildung 2.30 dargestellt. Sekundärseitig wirkt der DC/DC-Konverter wie eine Spannungsquelle, die über den Widerstand $R_{G,thy}$ den Strom in

das Gate des Thyristors bestimmt. Aufgrund der Pausen zwischen dem Umschalten der Polarität der primärseitigen Wechselspannung (Interlock-Delay) entstehen stromlose Pausen im Gatestrom. Mit der Induktivität $L_{G,thy} = 12\mu H$ in Serie zum Widerstand wird ein kontinuierlicher Stromfluss gewährleistet.

Die Taktfrequenz des Konverters von 3.3MHz wird vom Signal AXPWM des DSP erzeugt. Angesteuert werden die Thyristoren der einzelnen Stränge von der digitalen Regelung über die Port Flags PFx (x=11, 12, 13). Eine logische UND-Verknüpfung der Port Flags mit dem Taktsignal AXPWM ermöglicht das Ein- und Ausschalten der Thyristoransteuerung am Beginn und Ende einer Netzhalbperiode. Die Port Flags sind jeweils den Strängen des speisenden Netzes zugeordnet (PF11 entspricht Phase1, usw.).

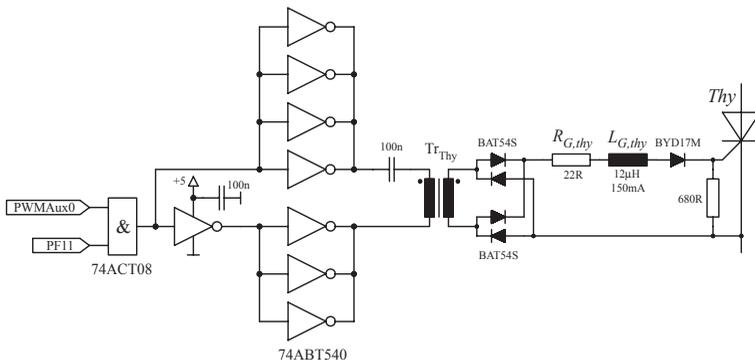


Abbildung. 2.30: Prinzipschaltbild der Thyristor-Zündstufe.

Aufgrund des verzögerten Stromaufbaues in das Gate des Thyristors, verursacht durch die Streuung des Trafos und der sekundärseitigen Glättungsinduktivität und aufgrund der Zündverzugszeit, erfolgt die Gate Ansteuerung bereits einige Mikrosekunden vor dem eigentlichen Stromnulldurchgang, um eine sichere Stromübernahme durch den Thyristor im Stromnulldurchgang zu gewährleisten.

Überschreitet der Strom durch den Thyristor den Haltestrom I_H , so könnte die Gate Ansteuerung abgeschaltet werden. Wegen der einfacheren Realisierbarkeit in Hard- und Software wird die Ansteuerung allerdings während der gesamten Netzhalbperiode aufrecht erhalten.

Ein Nachteil der dauernden Ansteuerung während einer Netzhalfperiode sind die erhöhten Verluste, die im Thyristor anfallen, verglichen mit der Impulsansteuerung für die Dauer bis zum Überschreiten des Haltestromes. Diese zusätzlichen Verluste sind jedoch vernachlässigbar gering.

Bei der Auslegung des Transformators ist darauf zu achten, dass die kapazitive Kopplung zwischen der Primär- und Sekundärseite so gering als möglich ist, damit die aufgrund der hohen Spannungsänderungsgeschwindigkeit zwischen Primär- und Sekundärseite hervorgerufenen Ladeströme so gering als möglich bleiben und dadurch andere Schaltungsteile nicht beeinflusst werden.

2.7 Zusammenfassung

Durch den Aufbau des Multi-Chip Halbleitermoduls VUM 26-06A konnte der Platzbedarf den die Halbleiter einnehmen signifikant reduziert werden. Ein weiterer deutlicher Vorteil den das Halbleitermodul bietet, sind die geringe parasitäre Verdrahtungsinduktivität, wodurch hohe Schaltgeschwindigkeiten und dadurch geringe Schaltverluste erreicht werden können. Allerdings, die kleine Fläche die zur Abfuhr der Verlustwärme zur Verfügung, stellt erhöhte Anforderungen an das Kühlsystem dar.

Durch den Wicklungsaufbau der Eingangsinduktivität L_1 konnte eine geringe parasitäre Kapazität erzielt werden, die einen wesentlichen Einfluss auf die Schaltverlustleistung hat.

Es wurde ein detailliertes Verlustmodell des Stromrichters erstellt. Trotz der hohen angestrebten Schaltfrequenz von $500kHz$ ist der erzielbare Gesamtwirkungsgrad von $> 95\%$ (bei der kleinsten Eingangsspannung von $U_{N,U} = 320V$) zufriedenstellend.

Kapitel 3

EMV EingangsfILTER

Die schaltende Betriebsweise des Stromrichters erzeugt hochfrequente Störströme (ganzzahlige Vielfache der Schaltfrequenz f_p) welche über das elektrische Versorgungsnetz unter Umständen andere elektrische Verbraucher in der Funktion erheblich beeinträchtigen können. Im Frequenzbereich bis 30MHz wird die Störemission als leitungsgebunden angenommen, darüber hinaus als abgestrahlte Emission. In dieser Arbeit werden nur leitungsgebundene Störemissionen betrachtet. Man unterscheidet bei leitungsgebundenen Störemissionen Gegentakt- und Gleichaktstörungen. Zur Unterdrückung beider Arten sind entsprechend abgestimmte Filter vorzusehen. Es wird in diesem Kapitel nur auf die Gegentaktstöremission eingegangen und die entsprechende Filtermassnahme diskutiert.

Eine Reihe von Vorschriften und Richtlinien regelt die zulässige leitungsgebundene Störaussendung der elektrischen Betriebsmittel, damit die Vielzahl von Verbrauchern am elektrischen Versorgungsnetz ungestört betrieben werden können. Für die folgenden Untersuchungen wird die Europäische Fachgrundnorm für Störaussendung *EN 50081-1:(Jan. 1992)*, *EN 50081-2:(Aug. 1993)*¹ herangezogen. Ein Überblick über die anzuwendenden europäischen Normen und Vorschriften ist in ([32], Seite 2.12 ff, Seite 2.22, 2.23) gegeben.

¹Die Europanormen für die Störaussendung von ISM-Geräten (EN 55011), Haushaltsgeräten (EN 55014), informationstechnische Einrichtungen (EN 55022) sind von den CISPR-Dokumenten CISPR 11, CISPR 14 und CISPR 22 abgeleitet.

3.1 Anforderungen an das EMV Filter

Die wichtigste Forderung ist die Erfüllung der zugrunde liegenden Fachgrundnorm für Störaussendung EN 50081-1, EN50081-2 für leitungsgebundene Gleichtakt- und Gegentaktstörungen. Bei der Auslegung des Filters sind folgende Punkte zu beachten:

Durch die reaktiven Komponenten des Filters tritt zwangsläufig eine Verschiebung zwischen dem vom Stromrichter aufgenommenen Strom und der eingepprägten Netzspannung auf. Das steht der grundsätzlichen Forderung eines ohmschen Netzverhaltens (Leistungsfaktor $\lambda=1$) entgegen. Die durch das Filter hervorgerufene Phasenverschiebung soll daher so gering als möglich sein.

Das Filter stellt grundsätzlich ein schwingungsfähiges System dar, welches durch transiente Vorgänge im Versorgungsnetz (z.B.: hervorgerufen durch Zuschalten des Stromrichters an das Netz, Ausfall einer Sicherung, Kommutierungseinbrüche) oder durch Netzspannungs- bzw. Netzstromharmonische unter Umständen angeregt werden kann. Dadurch können unzulässig hohe Spannungs- und Stromwerte im Filter auftreten und zu einer Beschädigung des Stromrichters führen. Das Filter muss aus diesem Grund eine ausreichende passive Dämpfung aufweisen. Aktive Dämpfungsmassnahmen sind unzureichend, da sie bei abgeschaltetem Stromrichter wirkungslos sind.

Im Hinblick auf einen hohen Stromrichter-Wirkungsgrad soll die durch die Dämpfungsmassnahmen (Dämpfungswiderstände) auftretende Verlustleistung so gering als möglich sein.

Die Komplexität des Stromrichters wird durch das EMV Filter erhöht. Die Interaktion des Filters mit dem Stromrichter soll so gering als möglich sein, d. h. die Stabilität des Stromrichters darf durch das Filter nicht beeinträchtigt werden. In die Auslegung der Regelung muss das EMV Eingangsfilter miteinbezogen werden (Kapitel 4).

Eine weitere wichtige Forderung richtet sich nach einem geringen Bauvolumen bzw. Gewicht des Filters. Das führt zur Suche nach einer optimalen Struktur des Filters zusammen mit dessen Bauelementewerte für eine erforderliche Unterdrückung der Störemission und der angewandten EMV Norm.

In Industrieranwendungen sind natürlich auch die Kosten ein entscheidender Faktor.

3.2 Vorgehensweise zur Filterauslegung

Ein Entwurfsverfahren für das EMV-Filter für Gegentaktstörungen ist in [33] beschrieben. Die wesentlichen Schritte für den Filterentwurf sind an dieser Stelle noch einmal erwähnt.

Ausgangspunkt der Filterdimensionierung ist die erforderliche Unterdrückung der schaltfrequenten Harmonischen des Stromrichter-Eingangstromes. Dazu wird, mithilfe einer Simulation, die für den Stromrippel massgebende Stromrichter-Eingangsspannung $u_{U,i}(t)$ ermittelt.

Der Stromrichter erzeugt am Eingang jedes einzelnen Brückenzeuges eine schaltfrequente, diskontinuierliche Spannung $u_{U,i}$. Der grundfrequent Anteil des Netz-Strangstromes $i_{N,i}$ wird durch den lokalen Mittelwert $\bar{u}_{U,i}$, zusammen mit der sinusförmigen Netz-Strangspannung $u_{N,i}$, gebildet. Die Differenz zwischen der kontinuierlichen Netzeingangsspannung und der diskontinuierlichen Stromrichter-Eingangsspannung führt zu einem schaltfrequenten Stromrippel in den Eingangsinduktivitäten der einzelnen Stränge, der durch das EMV-Filter vom Netz ferngehalten werden muss.

Der Verlauf der durch Simulation ermittelten Stromrichter-Eingangsspannung $u_U(t)$, ohne EMV Eingangfilter, ist in Abbildung 3.1 (a) dargestellt. Aus dem Spannungszeitverlauf wird durch Fourier-Analyse das Spektrum $U_U(j\omega)$ (Abbildung 3.1 (b)) der Eingangsspannung bestimmt. Die Simulation erfolgte für den Nennpunkt des Stromrichters ($P_N = 10kW$, $U_N = 230V_{rms}$, $U_0 = 800V$) und einer Schaltfrequenz von $f_p = 400kHz$ (die Wahl der Schaltfrequenz wird später noch begründet).

Anmerkung: Der reale Stromrichter wird mit einer Schaltfrequenz bis zu $f_p=500kHz$ getaktet. Eine sinnvolle Simulationsschrittweite sollte weniger als 1% der Schaltperiodendauer des Stromrichters $T_{sim} = 0.01 \cdot T_p = 20ns$ betragen, wodurch eine lange Simulationsdauer resultiert und die anfallende Datenmengen kaum mehr bewältigbar sind.

Aus diesem Grund erfolgte die Simulation des Stromrichters mit einer Schaltfrequenz von $0.1 \cdot f_p = 50kHz$, respektive einer Schrittweite von 200ns. Der Wert der Eingangsinduktivität L_1 ist in diesem Fall um den Faktor zehn grösser gewählt, wodurch der auftretende Stromrippel im Vergleich zum realen Stromrichter unverändert bleibt. Das durch die Simulation gewonnene Frequenzspektrum $U_U(j\omega)$ wird anschliessend um eine Dekade nach oben korrigiert.

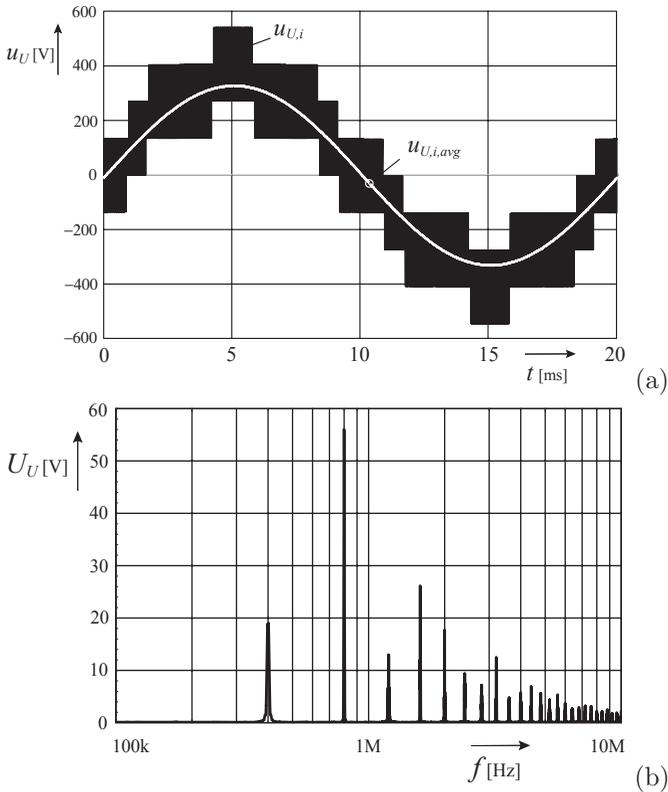


Abbildung. 3.1: Simulierter zeitlicher Verlauf der Stromrichter-Eingangsspannung u_U eines Stranges, bezogen auf den Netzsternpunkt N. \bar{u}_U entspricht dem lokalen Mittelwert über eine Pulsperiode bzw. dem Grundschwingungsanteil der Stromrichter-Eingangsspannung (a). Spektrum $U_U(j\omega)$ (Effektivwerte) der diskontinuierlichen Eingangsspannung u_U (b).

Das gewonnene Spektrum der Stromrichter-Eingangsspannung ist in Abbildung 3.1 (b) zu sehen. Neben der schaltfrequenten Harmonischen bei $f_p = 400\text{kHz}$ weist das Spektrum die grösste Amplitude bei der doppelten Schaltfrequenz $2f_p = 800\text{kHz}$ auf. Weitere schaltfrequente Harmonische mit signifikanten Amplituden treten bei $3f_p = 1.2\text{MHz}$ und $4f_p = 3.2\text{MHz}$ auf.

Die messtechnische Ermittlung der Auswirkungen dieser schaltfrequenten Spannung auf die Netzstromaufnahme erfolgt in der Praxis als frequenzselektive Spannungsmessung an einer Netznachbildung (Line Impedance Stabilizing Network, LISN).

Abbildung 3.2 zeigt ein Beispiel für eine ein-/dreiphasige Messanordnung (nach CISPR 16-1). Die Netznachbildung sorgt für eine definierte Abschlussimpedanz und eine Entkopplung gegenüber dem Netz, wodurch die Störspannungsmessungen an beliebigen Netzen reproduzierbar sind.

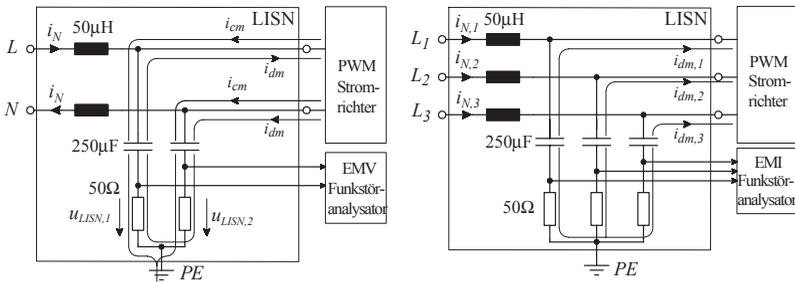


Abbildung. 3.2: Die LISN sorgt für eine hochfrequente Entkopplung des Konverters und des speisenden Netzes (Einphasennetz, links und Dreiphasennetz, rechts) und verfügt über einen Ausgang zum Anschluss eines Funkstöranalysators, zur Messung der Gleich- und Gegen-taktstörungen. Der gezeigte 50 Ω Widerstand ist physikalisch am Eingang des Funkstöranalysators lokalisiert.

Im folgenden Schritt des Filterentwurfes wird die ermittelte Störspannung $U_U(j\omega)$ als speisende Quelle über die Eingangsinduktivität L_1 in die LISN (Line Impedance Stabilizing Network) eingepreßt, wo sie an den 50 Ω der LISN (Abbildung 3.3) entsprechend spektral verteilte Spannungsabfälle erzeugt.

Diese Störspannung $U_{meas}(j\omega)$ wird in der realen Messung vom Funkstöranalysator (Spektralanalysator) gemessen und mit einem Quasi-Peak Detektor [34] bewertet. Der betrachtete Frequenzbereich hängt von der zugrunde liegenden Norm ab und beträgt für die EN50081-1,2: 150 kHz - 30 MHz.

Zur Abschätzung des Störpegels, die eine Funkstörmessung ergeben würde, ist es notwendig die Funktionsweise des Funkstöranalysators

(mit dessen Bewertungsverfahren Quasi-Peak, Peak, oder Average) in die Simulation mit einzubeziehen. Da der Quasi-Peak Detektor ein nicht-lineares Netzwerk darstellt ist es für dessen Modellierung notwendig die Störspannung, gemessen an der LISN, vom Frequenzbereich in den Zeitbereich zurück zu transformieren. Diese Vorgehensweise ist aufwendig und rechenintensiv.

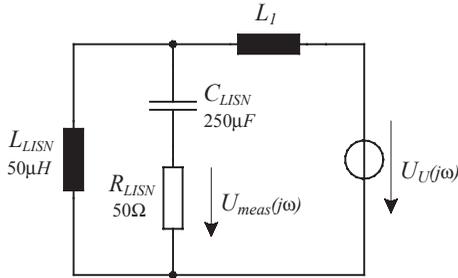


Abbildung. 3.3: Die LISN (CISPR 16) sorgt für eine definierte Netzimpedanz (Netznachbildung) zur Durchführung reproduzierbarer EMV-Messungen.

Ein deutlich schnelleres Verfahren zur Bestimmung der auftretenden Störemission besteht darin, anstatt des Quasi-Peak Detektors, ein Bewertungsfenster mit einer Bandbreite von $f_{BW}=9\text{kHz}$ über den betrachteten Frequenzbereich laufen zu lassen und alle vorkommenden Spektralkomponenten um die Mittenfrequenz dieses Bandfilters linear aufzusummieren. Diese Bewertungs-Methode liefert einen um ca. 10dB grösseren Störpegel, verglichen mit der Quasi-Peak Messung, da die Lade-/Entladecharakteristik des Quasi-Peak Detektors und die Phasenlagen der einzelnen Spektralkomponenten zueinander nicht berücksichtigt werden.

Das Spektrum der Störspannung $U_D(j\omega)$, nach Anwendung dieses Bewertungsverfahrens auf das durch eine Simulation ermittelte Spektrum $U_U(j\omega)$ der Stromrichter-Eingangsspannung, ist in Abbildung 3.4 ersichtlich.

Der grösste Störpegel tritt bei $f_p = 800\text{kHz}$ auf und beträgt

$$U_{D,800\text{kHz}} = 142.46\text{dB}\mu\text{V}. \quad (3.1)$$

Der Grenzwert der Störaussendung für diese Frequenz, entsprechend der

Normvorschrift EN 50081-2, liegt bei:

$$U_{limit} = 73dB\mu V. \quad (3.2)$$

Die Erfüllung der Normvorschrift EN 50081-2, unter Berücksichtigung einer Sicherheitsreserve von $U_{res} = 6dB\mu V$, erfordert eine Unterdrückung der Störströme durch das Gegentakfilter von

$$A_{DM} = U_{D,800kHz} - U_{limit} + U_{res} = 75.46dB\mu V. \quad (3.3)$$

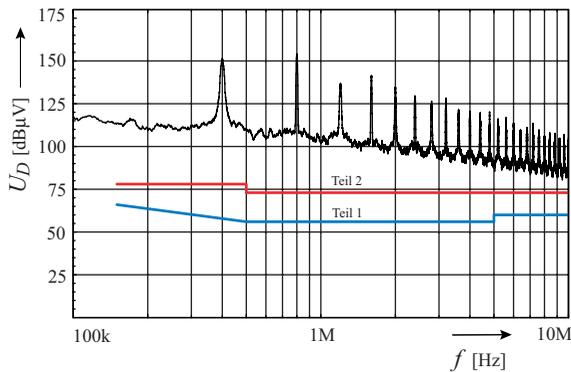


Abbildung. 3.4: Näherung des Spektrums der Störspannung U_D , ermittelt durch Simulation, nach der Bewertung mit einem $9kHz$ Bandpass-Filter. Die Grenzwerte der Störspannung an der Netzleitung nach EN 50081-1/2, zu messen an einer Netznachbildung nach CISPR 16 sind eingezeichnet.

3.3 Struktur des Filters

Die EMV Normen fordern eine hohe Unterdrückung der leitungsgebundenen Störaussendung, häufig mehr als 100dB. Diese Forderungen an die Störunterdrückung lassen sich mit einstufigen Filtern (zweiter Ordnung) kaum erreichen. Aus diesem Grund wird die Forderung nach zwei- oder mehrstufigen Filtern laut. Für Filter höherer Ordnung gibt es kei-

ne "straight-forward" Designregeln², womit sich das Finden einer geeigneten Filterstruktur, zusammen mit der Bestimmung der optimalen Parameter, schwierig gestaltet. Das Filterdesign erfolgte daher iterativ, unterstützt durch Schaltungssimulatoren. Diese Vorgehensweise liefert allerdings nicht zwingend ein optimales Filter, was zu einem vergrößerten Stromrichtervolumen/-gewicht beiträgt.

'Zero'-Ripple Konzept

Das 'Zero'-Ripple Filter (ZRF) ist aus dem Filterentwurf von DC/DC Konvertern und einphasen PFCs bekannt [35, 36, 37]. Die Anwendbarkeit dieses Konzeptes ist nicht auf DC/DC Konverter beschränkt und soll im vorliegenden Fall als Filterstruktur herangezogen werden. Ein 'Zero'-Ripple Filterkonzept erlaubt eine partielle Integration der Eingangsinduktivität und des EMV Filters, bei zugleich einer realisierbaren Unterdrückung von schaltfrequenten Harmonischen wie bei einem zweistufigen LC-Filter [38]. Der Vorteil liegt im geringeren Realisierungsaufwand im Vergleich zu einem konventionellen LC-Filter.

Aufgrund der Übersichtlichkeit und des einfacheren Verständnisses wegen, wird für die nachfolgenden Erklärungen zum ZRF ein DC-Ersatzmodell herangezogen, welches äquivalent zum AC-Filter ist, betrachtet man einen Arbeitspunkt. Durch die Betriebsweise des Boost-Konverters entsteht ein schaltfrequenter Stromripple Δi_1 in der Eingangsinduktivität L_1 (bzw. L_p in Abbildung 3.5) der dem mittleren Eingangsstrom (dem grundfrequenten Anteil) $i_{1,(1)}$ überlagert ist. Dieser Stromripple wird ohne Filter dem speisenden Netz u entnommen und stellt somit einen hochfrequenten Gegendtakt-Störstrom dar.

Ziel der Filtermassnahme ist es, den Stromripple Δi_1 an den Eingangsklemmen des speisenden Netzes zu unterdrücken, sodass nur mehr der grundfrequente Anteil $i_{1,(1)}$ aus dem Netz entnommen wird.

Eine Möglichkeit zur Unterdrückung des Eingangsstromrippels besteht in der gegenseitigen Eliminierung *fiktiver* Rippelanteile, d.h. dem Eingangsstromripple Δi_1 (ohne Kompensationsmassnahme) wird ein inverser Strom Δi_2 am Eingang des Boost-Konverters addiert, was den Stromripple (im Idealfall) zu null kompensiert.

²Eine interessante Aufgabe wäre die Entwicklung eines Algorithmus zum Auffinden einer optimalen Filterstruktur zusammen mit den optimalen Filterparametern für gegebene Anforderungen, zur Beschleunigung und Erleichterung des Filter-Designprozesses.

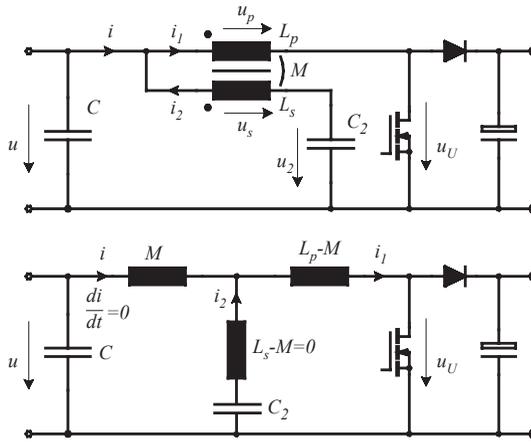


Abbildung. 3.5: (oben) 'Zero'-Ripple Eingangsfiler dargestellt für einen DC/DC Boost Koonverter; (unten) Ersatzschaltbild der transformatorisch gekoppelten Induktivitäten L_p und L_s .

Am Eingang des Boost-Konverters ist in jedem Fall eine ausreichend grosse Kapazität (C) vorzusehen, die eine definierte Eingangsspannung u (niedrige Impedanz) sicherstellt und die schaltfrequente Schwankung der Eingangsspannung auf einen zulässigen minimalen Wert beschränkt. Der Eingangskondensator stellt zusammen mit der Eingangsinduktivität bereits ein einstufiges Filter zur Unterdrückung der geschalteten Stromrichter-Eingangsspannung dar.

Die Erweiterung der einstufigen Filterstruktur mithilfe einer transformatorischen Kopplung der Eingangsinduktivität L_p mit einer sekundären Induktivität L_s , zusammen mit einem Kondensator C_2 , wie in Abbildung 3.5 (oben) gezeigt, stellt das ZRF dar. Durch diese Massnahme wird die den Stromrippel verursachende Spannung u_p (Differenz zwischen der geschalteten Stromrichter-Eingangsspannung u_U und der Eingangsspannung u), entsprechend dem Übersetzungsverhältnis N_p/N_s , auf die Sekundärseite übersetzt. Es wird nur der AC-Anteil des Stromes i_1 durch die Eingangsinduktivität transformiert. Die primäre Induktivität führt den gesamten Strom $i_1 = i_{1,(1)} + \Delta i_1$, die sekundäre Induktivität hingegen nur den Wechselanteil (Rippelanteil) $\Delta i_2 = \Delta i_1$, mit kleiner Amplitude.

Ersetzt man die beiden transformatorisch gekoppelten Induktivitäten durch ein Ersatzschaltbild wie in Abbildung 3.5 (unten) dargestellt, ist die wirksame Filterstruktur dieser Anordnung ersichtlich. In dieser Darstellung ist unmittelbar erkennbar, dass für einen 'Zero'-Ripple Eingangstrom i , die den Stromrippel verursachende Spannung über der Induktivität M , null sein muss.

Die Elementgleichungen für zwei magnetisch gekoppelte, ideale Spulen, (Abbildung 3.5) liefern:

$$\begin{aligned} u_p &= L_p \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \\ u_s &= M \frac{di_1}{dt} - L_s \frac{di_2}{dt}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

mit der gegenseitigen Induktivität

$$M = k\sqrt{L_p \cdot L_s}. \quad (3.5)$$

Für den magnetischen Kopplungsgrad k gilt immer $0 < k < 1$.

Durch Einsetzen der Knotengleichung am Eingang des Boost-Konverters $i = i_1 - i_2$, ergibt sich eine äquivalente Darstellung für (3.4):

$$\begin{aligned} u_p &= (L_p - M) \frac{di_1}{dt} + M \frac{di}{dt} \\ u_s &= (M - L_s) \frac{di_1}{dt} + L_s \frac{di}{dt}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Nimmt man die beiden Spannungen u und u_2 (vorerst) als ideal konstant an, gilt auch:

$$u_s = 0. \quad (3.7)$$

Setzt man diesen Zusammenhang in (3.6) ein, erhält man:

$$0 = (M - L_s) \frac{di_1}{dt} + L_s \frac{di}{dt}. \quad (3.8)$$

Eine ideale Unterdrückung (Auslöschung) des Stromrippels di/dt erfolgt nur für

$$(M - L_s) \frac{di_1}{dt} = 0. \quad (3.9)$$

Die 'Zero'-Ripple Bedingung lautet somit

$$M = L_s. \quad (3.10)$$

Anmerkung: Wie aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 3.7 zu sehen ist, entspricht das ZRF mit der Bedingung (3.10) einem zweistufigen Filter, dessen Unterdrückung endlich ist. Das ist auch durch folgende Überlegung unmittelbar einsichtig. Der Spannungsrippel über dem Kondensator C_2

$$u_2 = \frac{1}{C_2} \int i_2 dt, \quad (3.11)$$

wird aufgrund des endlichen Kapazitätswertes von C_2 (u wird als Konstantspannungsquelle angenommen) nicht zu null. Die in (3.7) angenommene Bedingung wird dadurch verletzt, wodurch ein endlicher Wert des Eingangsstromrippels verbleibt. Das ZRF ist daher äquivalent zu einem LC-Tiefpassfilter 4^{ter}-Ordnung.

Das 'Zero'-Ripple Filter in Abbildung 3.5 kann auch durch eine weitere Art realisiert werden, wie in [38] (ZRF_1) ausgeführt wurde. Dazu wird die sekundäre Induktivität nicht auf der Netzseite, sondern auf der Stromrichterseite mit der primären Induktivität verbunden. Die Charakteristik zur Unterdrückung von schaltfrequenten Harmonischen ist bei beiden Konzepten ident. Allerdings ist beim ZRF_1 eine grössere Anzahl von Windungen für L_s notwendig, im Vergleich zu dem Konzept in Abbildung 3.5, wodurch der Realisierungsaufwand etwas grösser wird.

Praktische Realisierung

Anhand von experimentellen Messungen zur Bestimmung der Schaltverlustleistung (Kapitel 2.2.4) wurde deutlich, dass die parasitäre Kapazität der Eingangsinduktivität in erheblichem Masse die Schaltverlustleistung beeinflusst. Aus diesem Grund sollte die Eingangsinduktivität nur eine minimale parasitäre Kapazität, im Bereich von $< 10pF$, aufweisen. Eine Serienschaltung von mehreren Induktivitäten verringert diese Problematik, da die resultierende parasitäre Kapazität der Serienschaltung stets kleiner als die parasitären Kapazitäten der einzelnen Induktivitäten ist. Bereits eine Aufteilung der Eingangsinduktivität in zwei Induktivitäten ergibt eine ausreichend kleine wirksame parasitäre Kapazität.

Damit erfolgte die Festlegung der Struktur des dreiphasigen Filters, die in Abbildung 3.6 angegeben ist. Die Eingangsinduktivität ist in zwei Teilinduktivitäten aufgeteilt, wobei die netzseitige Induktivität L_p mit der Induktivität L_s gekoppelt ist.

Die Spannungsbelastung der Kondensatoren in einer Dreieckschaltung ist um den Faktor $\sqrt{3}$ grösser als in einer Sternschaltung. Da der Energieinhalt in den Kondensatoren quadratisch von der Spannung abhängig ist, gilt daher: $C_{Dreieck} = C_{Stern}/3$. Aus diesem Grund wurde eine Anordnung der Kondensatoren C_2 in einer Dreieckschaltung gewählt.

Die Bestimmung der Filterparameter erfolgte iterativ mit der Unterstützung von Schaltungssimulatoren. Es hat sich gezeigt, dass eine geringe Amplitude des Stromrippels in der Eingangsinduktivität L_1 den Filteraufwand der nachfolgenden Filterstufen deutlich reduziert.

Die Wahl des zulässigen Stromrippels richtet sich wesentlich nach der zugrundeliegenden EMV Normvorschrift. Ausgehend von einer (angenommenen) maximalen Amplitude des Stromrippels von $\Delta i_{1,pp} \leq 3A$, darf die Eingangsinduktivität einen Wert von $40\mu H$ nicht unterschreiten (durch eine Simulation ohne EMV Filter ermittelt).

Mit der Wahl des Windungszahlenverhältnis N_p/N_s der gekoppelten Induktivitäten L_p und L_s lassen sich die Filtereigenschaften einstellen. Es ergeben sich für das Kopplungsersatzschaltbild in Abbildung 3.7 folgende wirksame Induktivitäten:

$$\begin{aligned} L_p - M &= L_p \left(1 - k \frac{N_s}{N_p} \right) \\ L_s - M &= L_p \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{N_s}{N_p} - k \right) \\ M &= L_p k \frac{N_s}{N_p}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Unter der Annahme einer idealen magnetischen Kopplung von $k = 1$, würde man mit $N_s/N_p = 1$ die in (3.10) geforderte 'Zero'-Ripple Bedingung $L_s - M = 0$ erfüllen. Allerdings würde dann auch $L_p - M$ zu null. Die einzige für dieses Windungszahlenverhältnis wirksame Induktivität wäre $M = L_p$.

Für ein Windungszahlenverhältnis von $0 < N_s/N_p \leq 1$ weist $L_s - M$ einen negativen Wert auf, unter der Annahme $(N_s/N_p) < k$. Zur Erlangung der 'Zero'-Ripple Bedingung ist eine zusätzliche Induktivität L_{zr} in Serie zu L_s zu schalten, welche $L_s - M + L_{zr} = 0$ ergibt.

Die zusätzliche Induktivität L_{zr} ist auch wegen der praktisch nicht zu realisierenden idealen Kopplung $k = 1$ erforderlich. Typisch lässt sich ein Kopplungsfaktor im Bereich von $k = 0.95..0.98$ erreichen.

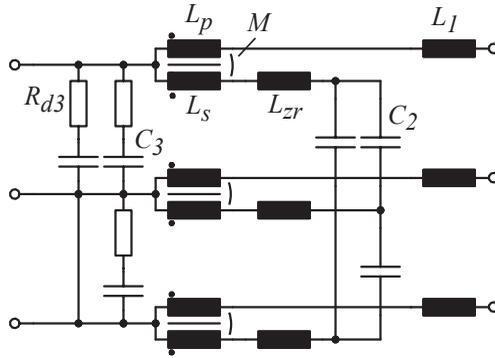


Abbildung. 3.6: Struktur des Dreiphasen 'Zero'-Ripple EMV Eingangsfilters.

Es stellt sich nun die Frage für welches Windungszahlenverhältnis N_s/N_p das Filter die höchste Unterdrückung für schaltfrequente Gegentaktstörungen aufweist.

Abbildung 3.8 zeigt die Filter-Übertragungsfunktion $A_{DM} = U_{i\text{sn}}/U_U$ mit unterschiedlichen Windungszahlenverhältnissen und fest vorgegebenen Werten für L_1 , C_2 , C_3 und den Dämpfungswiderständen R_{di} . Die für die Simulation gewählten Bauteilwerte sind in Tabelle 3.1 angegeben. Dabei ist der Wert von L_{zr} jeweils so gewählt, dass die 'Zero'-Ripple Bedingung erfüllt ist.

Die grösste Unterdrückung, von 70dB bei einer Frequenz von 400kHz , erhält man für $N_s/N_p = 1$ (für $k = 1$). In diesem Fall ist ausschliesslich die Induktivität $M = L_p$ zwischen den Kapazitäten C_2 und C_3 wirksam. Durch die magnetische Kopplung erfolgt eine Transformation der Induktivität L_p von der rechten Seite des Längszweiges mit C_2 auf dessen linke Seite (Netzseite).

Für alle anderen Windungszahlenverhältnisse $N_s/N_p < 1$ verschlechtern sich die Filtereigenschaften.

Die transformatorische Kopplung zweier Induktivitäten zeigt unmittelbar eine Besonderheit dieser Filterstruktur. Da in der sekundären Induktivität L_s nur der Rippleanteil des Stromrichter-Eingangstromes, mit typisch kleiner Amplitude fliesst, ist die Strombelastung dieser Wicklung im Vergleich zur primären Induktivität vernachlässigbar klein.

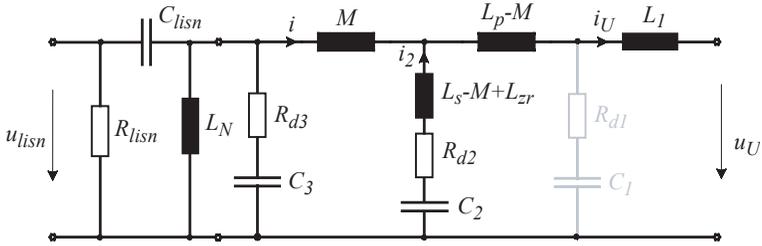


Abbildung. 3.7: Einphasiges Ersatzschaltbild des Dreiphasen 'Zero'-Ripple EMV Eingangsfilters. Die Kapazitätswerte von C_2 und C_3 unterscheiden sich zum dreiphasigen Filter um den Faktor drei (bei Dreieckschaltung). L_N stellt die im Allgemeinen unbekanntene Netzinduktivität dar. Über das Netzwerk R_{lisn} und C_{lisn} wird der Funkstöranalysator angeschlossen, mit dem die Störspannungsmessung erfolgt.

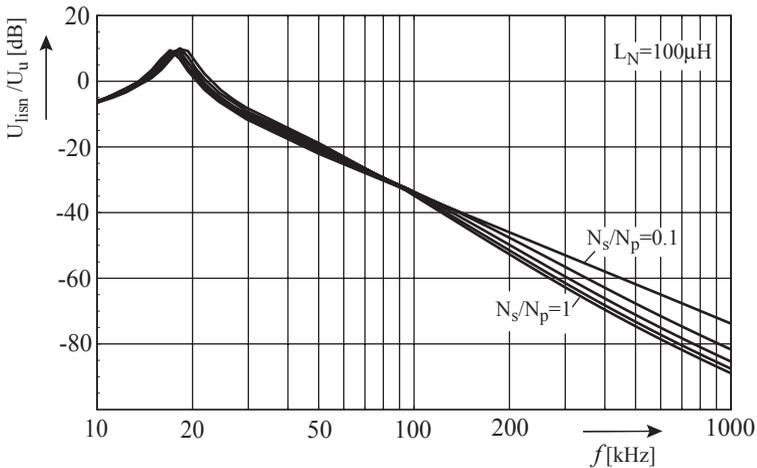


Abbildung. 3.8: Filterübertragungsfunktion des EMV Gegentaktfilters mit dem Windungszahlverhältnis N_s/N_p als Parameter. Die innere Netzinduktivität wurde zu $L_n = 100\mu H$ angenommen.

Bauteilwerte ZRF		
$L_1 = 29\mu H$	$C_1 = 3\mu F$ ($1\mu F$)	$R_{d1} = 0.01\Omega$
$L_p = 13\mu H, L_s = 2\mu H$	$C_2 = 0.66\mu F$ ($0.22\mu F$)	$R_{d2} = 0.1\Omega$
$M = 4.97\mu H$	$C_3 = 3\mu F$ ($1\mu F$)	$R_{d3} = 23.5\Omega$
$L_{zr} = 3.5\mu H$	$C_{lissn} = 250nF$	

Tabelle. 3.1: Bauteilwerte für das Filter in Abbildung 3.7. Die Werte in Klammer entsprechen den eigentlichen Bauteilwerten für das Dreiphasenfilter in Abbildung 3.6.

Somit kann die Sekundärwicklung mit einem sehr dünnen Drahtquerschnitt ausgeführt werden. Das lässt darauf schliessen, dass sich das gesamte Filter mit einer geringen Baugrösse, im Vergleich zu einem konventionellen Filter, realisieren lässt.

Dasselbe gilt für die zusätzliche in Serie geschaltete Induktivität L_{zr} , die aber auch magnetisch nur gering angesteuert wird. Eine Bezifferung der Einsparungsmöglichkeit kann nur nach einem Vergleich beider Konzepte erfolgen.

Die in (3.3) geforderte Unterdrückung von $76dB$ bei einer Schaltfrequenz von $800kHz$ wird durch dieses Filter deutlich erfüllt. Möchte man den Stromrichter allerdings bei geringerer Schaltfrequenz betreiben, beispielsweise zur Erhöhung des Wirkungsgrades, ist die durch dieses Filter realisierbare Unterdrückung nicht mehr ausreichend.

Eine Verbesserung der Filtereigenschaften lässt sich durch folgende Massnahmen erreichen: Da die Eingangsinduktivität in zwei Teilinduktivitäten aufgeteilt ist, bietet sich an, zwischen L_1 und L_p einen zusätzlichen Kondensator C_1 einzufügen, wie in Abbildung 3.9 gezeigt, um dadurch die Ordnung des Filters und damit auch die Unterdrückung von schaltfrequenten Gegentakt-Störungen zu erhöhen.

Abbildung 3.10 zeigt den Verlauf der Filterübertragungsfunktion mit der zusätzlichen Kapazität C_1 . Die grösste Unterdrückung lässt sich für ein geringes Windungszahlenverhältnis von beispielsweise $N_s/N_p = 0.1$ einstellen.

Der mit *ZRF* gekennzeichnete Kurvenverlauf entspricht dem einfachen 'Zero'-Ripple Filter (ohne C_1), mit denselben Parametern wie das Filter mit zusätzlichem Kondensator C_1 .

Die Verbesserung der Filtereigenschaften sind unmittelbar ersichtlich.

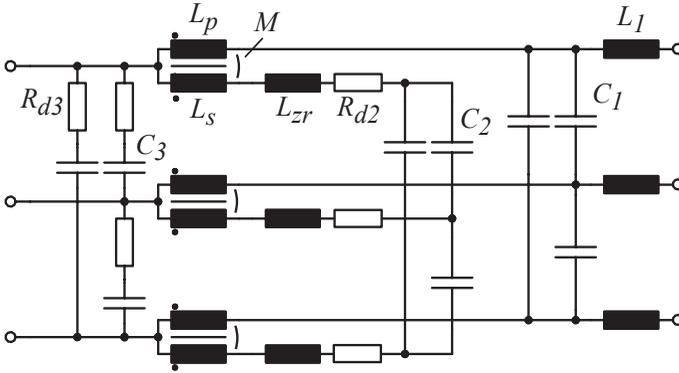


Abbildung. 3.9: Dreiphasen 'Zero'-Ripple EMV Eingangsfilter mit einem zusätzlichen Kondensator C_1 zur Erhöhung der Unterdrückung der hochfrequenten Störemission.

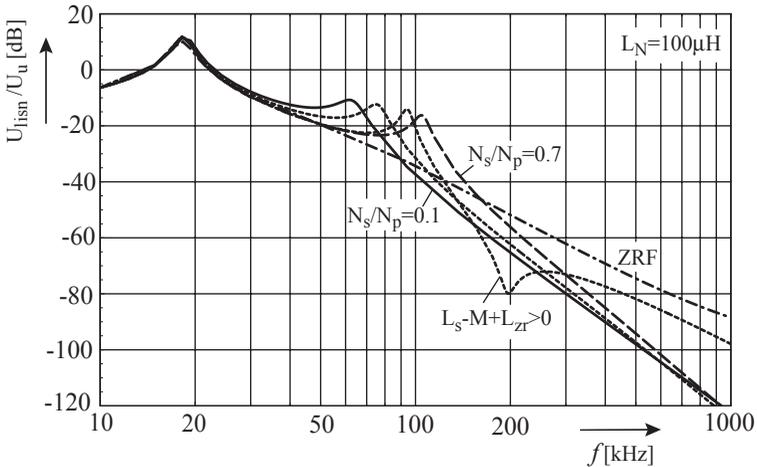


Abbildung. 3.10: Filterübertragungsfunktion des EMV Gegentaktfilters mit einer zusätzlichen Filterstufe (C_1), mit verbesserten Eigenschaften bezüglich der Unterdrückung der hochfrequenten Gegentakt-Störemission, mit den Bauteilwerten aus Tabelle 3.1

Durch den zusätzlichen Energiespeicher steigt die Unterdrückung der schaltfrequenten Komponenten um weitere $20\text{dB}/\text{Dek}$ an und erreicht bei einer Schaltfrequenz von 300kHz einen Wert von 80dB .

Eine weitere Möglichkeit zur Festlegung der Filtercharakteristik bietet die Wahl der zusätzlichen Induktivität L_{zr} . Wählt man $L_{zr} > L_s - M$, bildet diese Induktivität zusammen mit C_2 eine Nullstelle in der Filterübertragungsfunktion (Serienresonanzstelle). Diese Resonanzstelle kann nun so gewählt werden, dass beispielsweise eine schaltfrequente Komponente besonders unterdrückt wird (siehe Abbildung 3.10).

Nachteilig ist jedoch die schmale Frequenzbandbreite der Resonanzstelle (aufgrund der hohen Güte des Resonanzkreises) und die starke Abhängigkeit der Lage der Resonanzstelle von Bauteiltoleranzen. Weiters steigt der Dämpfungsverlauf für Frequenzenanteile über der Resonanzstelle um $20\text{dB}/\text{Dek}$ an, womit die Unterdrückung von hohen Frequenzen abnimmt.

Tabelle 3.2 zeigt eine Zusammenstellung der verwendeten Bauteile des EMV Gegentaktfilters.

Bauteil	Daten
L_1	EPCOS EILP-32/20, N87, 3 Kernsätze parallel, $29\mu\text{H}$, $N_1 = 6\text{Wdg}$, $A_{Cu,1} = 2.4\text{mm}^2$, $\delta_1 = 0.8\text{mm}$, $\hat{I}_1 = 32\text{A}$
$L_p; L_s$	EPCOS EILP-32/20, N87, 2 Kernsätze parallel, $L_p = 13\mu\text{H}$, $L_s = 2\mu\text{H}$, $M = 4.97\mu\text{H}$, $k = 0.95$, $N_p = 5\text{Wdg}$, $A_{Cu,p} = 2\text{mm}^2$, $N_s = 2\text{Wdg}$, $A_{Cu,s} = 0.3\text{mm}^2$, $\delta_2 = 0.7\text{mm}$, $\hat{I}_p = 32\text{A}$
L_{zr}	EPCOS ELP-18, N87, $3.5\mu\text{H}$, $N_{zr} = 4\text{Wdg}$, $A_{Cu,zr} = 0.07\text{mm}^2$, $\delta_{zr} = 0.3\text{mm}$, $\hat{I}_{zr} = 18\text{A}$
C_1	EPCOS MKP B32654, $1\mu\text{F}$, $630\text{V}/250\text{Vac}$
C_2	EPCOS MKP B32654, 220nF , $630\text{V}/250\text{Vac}$
C_3	EPCOS MKP B32654, $1\mu\text{F}$, $630\text{V}/250\text{Vac}$
R_{d2}	SMD 1206, $10x1\Omega$ parallel
R_{d3}	$2x47\Omega$ parallel, 1W

Tabelle. 3.2: Verwendete Bauteile für das Dreiphasen 'Zero'-Ripple EMV Filter.

3.4 Passive Dämpfung des Filters

Die wirksame innere Netzimpedanz des speisenden Dreiphasennetz ist im Allgemeinen unbekannt. Typischerweise liegt sie im Bereich von $5 - 150\mu H$ (bei Vernachlässigung des ohmschen Anteils) und stellt dadurch eine Grösse dar, die im Filterdesign berücksichtigt werden muss. Die Netzimpedanz bildet zusammen mit den Kapazitäten des Eingangsfilters einen schwach gedämpften Schwingkreis. Besonders wenn sich die Netzspannung sprungförmig ändert (z.B. bei Ausfall einer Sicherung, beim Zuschalten des Stromrichters an das Netz, oder durch Kommutierungseinbrüche) kann sich durch Resonanzerscheinungen die Spannung an den Filterbauelementen auf unzulässig hohe Werte aufbauen.

Aktive Dämpfungsmassnahmen sind in diesem Fall unzureichend, da ein am Netz, aber nicht in Betrieb befindlicher Stromrichter, nicht aktiv dämpfen kann. Aus diesem Grund muss das Filter eine ausreichende passive Dämpfung aufweisen.

In einer vereinfachten Annahme wird vorerst nur der Serienresonanzkreis, gebildet durch die Netz-Induktivität L_N und die Filterkapazität C_3 , betrachtet. Dieser Schwingkreis kann auf einfache Weise durch den Dämpfungswiderstand R_{d3} in Serie zu C_3 bedämpft werden. Für die maximale (angenommene) Netzimpedanz von $L_N = 150\mu H$ beträgt der erforderliche Wert des Dämpfungswiderstandes für kritische Dämpfung:

$$R_{d3} = 2\sqrt{\frac{L_N}{C_3}} = 24.5\Omega. \quad (3.13)$$

Die Impedanz des Filterkondensators C_3 beträgt bei Netzfrequenz:

$$X_{C3} = 1/j\omega C_3 = 1/2\pi 50Hz \cdot 1\mu F = 3.18k\Omega. \quad (3.14)$$

Bei maximaler verketteter Netzspannung von $U_{N,II} = 480V_{rms}$ errechnen sich die Verluste für einen Dämpfungswiderstand $R_{d3} = 23.5\Omega$ zu:

$$P_{v,Rd3} = (480V/3.18k\Omega)^2 R_{d3} = 0.5W. \quad (3.15)$$

Der Realisierungsaufwand dieser Dämpfungsmassnahme sowie die anfallende Verlustleistung sind vernachlässigbar.

Die soeben beschriebene Dämpfungsmassnahme ist für das gesamte Filter ausreichend, da die wirksamen Induktivitäten M und $L_p - M$ klein sind gegenüber der Netzinduktivität L_N und somit im Wesentlichen nur die Netzinduktivität zusammen mit den Kapazitäten des

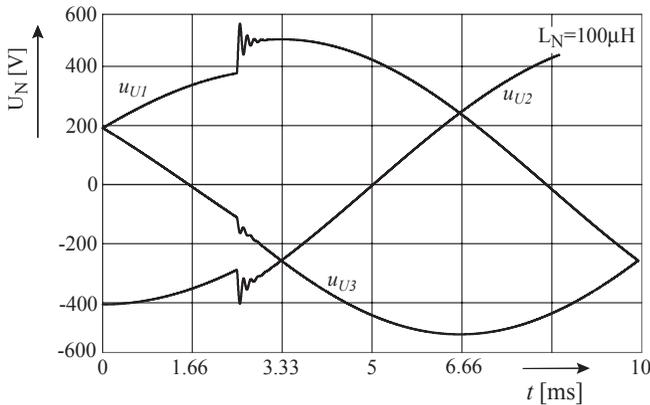


Abbildung. 3.11: Verlauf der Stromrichter-Eingangsspannung $u_{u,i}$ (Ausgangsspannung des EMV Filters) nach einer sprungförmigen Änderung der Netzspannung um $\Delta U_N = 100V$.

Filters den Schwingkreis definieren. Nur für sehr kleine Netzinduktivitäten $L_N < 1\mu H$ kann sich eine sehr hochfrequente, schwach gedämpfte Schwingung zwischen der Netzinduktivität L_N , M sowie $L_p - M$ und der Kapazität C_1 ausbilden, da der ohmsche Anteil R_{d1} deutlich unter der charakteristischen Impedanz des Schwingkreis liegt.

Im praktischen Filteraufbau wirken allerdings auch noch die ohmschen Anteile der Induktivitäten dämpfend, die in dieser Betrachtung der Einfachheit wegen ausser Acht gelassen wurden. Die Eingangsinduktivität des Stromrichters L_1 ist für den nicht in Betrieb befindlichen Stromrichter stromlos und für diese Betrachtungen wirkungslos.

In Abbildung 3.11 ist die Reaktion des Filterausgangs (Eingang des Stromrichters) auf eine sprungförmige Änderung der Netzspannung, bei einer angenommenen Netzinduktivität von $L_N = 100\mu H$, ersichtlich. Das Überschwingen verbleibt unter 70% der sprungförmigen Spannungsänderung und klingt innerhalb von $200\mu s$ ab.

Eine weitere Erhöhung der Filterdämpfung (Reduzierung des Überschwingens) bringt neben einem grossen Realisierungsaufwand auch noch zusätzliche Verluste mit sich und ist daher fraglich. In der realen Schaltung ist ohnehin eine Schutzschaltung gegenüber transienten Netzüberspannungen mithilfe von Varistoren vorzusehen.

Kapitel 4

Regelung des Stromrichters

Für den Betrieb des Stromrichters am speisenden Netz ist eine Regelung der Zustandsgrößen zwingend erforderlich. Dieses Kapitel behandelt die Modellierung des Stromrichters aus Sicht des Stromreglers und des Ausgangsspannungsreglers sowie des Symmetrierreglers. Es werden der Entwurf einer Kaskadenregelung und dessen Implementierung in digitaler Form in einem Signalprozessor (DSP) behandelt.

Weitere wesentliche Teilaspekte im Zusammenhang mit der Regelung sind die Diskussion von Stabilität und Dynamik des Stromrichters. Insbesondere die durch die digitale Signalverarbeitung verursachte Totzeit hat einen entscheidenden Einfluss auf die erreichbare Bandbreite der Stromregelung und ist daher ein wesentliches Kriterium bei der Auslegung des Stromreglers. Für die Stromregelung ist weiters eine Mittelung der abgetasteten Stromistwerte erforderlich. Die Mittelwertbildung sowie die Wahl geeigneter Abtastzeitpunkte werden in diesem Kapitel diskutiert. Damit der Stromrichter in einem weiten Eingangsspannungsbereich betrieben werden kann, muss maximale Spannungsaussteuerbarkeit gewährleistet werden. Durch die Überlagerung einer geeigneten Nullkomponente lässt sich die Spannungsaussteuerbarkeit bei Strang Sinusmodulation maximieren. Zum Schutz des Stromrichters vor Überlastung sind geeignete Massnahmen zur Begrenzung der Stellgrößen innerhalb der Regelung notwendig, die ebenfalls in diesem Kapitel diskutiert werden.

Im Zusammenhang mit der Struktur und Auslegung der Regelung sind folgende Anforderungen zu erfüllen:

- Eine grundlegende Anforderung des Stromrichters (PFC) ist die Sicherstellung einer sinusförmigen Netzstromaufnahme entsprechend der von der Netzspannung abgeleiteten Führungsgröße für den Netzstrom.
- Weiters ist die Ausgangsspannung des Stromrichters auf einen konstanten Wert zu regeln.
- Wegen der Aufteilung der Ausgangsspannung auf zwei Teilspannungen muss auch die Symmetrie der Ausgangsspannung sichergestellt werden.
- Der Stromrichter muss in der Lage sein, über einen weiten Eingangsspannungs- und Leistungsbereich stabil zu arbeiten.
- Die im Allgemeinen unbekanntere innere Impedanz des speisenden Netzes darf zu keiner Einschränkung im Betrieb des Stromrichters führen.
- Im Falle eines Ausfalles einer Netzphase muss der Stromrichter in der Lage sein, mit verminderter Leistung den Betrieb am Netz aufrecht zu erhalten.
- Die Regelung hat auch dafür zu sorgen, dass bei Überschreiten der spezifizierten Strom- und Spannungswerte der Leistungsteil keinen Schaden nimmt.

4.1 Modellierung der Strecke

Bezüglich seiner drei Eingangsklemmen wirkt der Stromrichter wie eine gesteuerte Spannungsquelle in Bezug auf den Sternpunkt M , wie im Ersatzschaltbild in Abbildung 4.1 dargestellt. Bei idealem Modulationsverfahren und lüdfreiem Betrieb ergeben sich die geschalteten Stromrichtereingangsspannungen $\bar{\mathbf{u}}_U = [\bar{u}_{U1}, \bar{u}_{U2}, \bar{u}_{U3}]^T$ aus dem Produkt der halben Ausgangsspannung $u_0/2$ und dem Modulationsgrad $\mathbf{m} = [m_1, m_2, m_3]^T$ des jeweiligen Stranges. Damit kann die Stromrichtereingangsspannung durch ihren lokalen Mittelwert (gemittelt über

eine Pulsperiode) dargestellt werden, da die schaltfrequenten Komponenten der Stromrichtereingangsspannungen auf die Modellierung der Strecke keinen Einfluss haben.

Das speisende Netz wird durch ein symmetrisches Dreiphasenspannungssystem mit der inneren Netzinduktivität L_N dargestellt. Der ohmsche Anteil der Netzimpedanz wird vernachlässigt. Zwischen dem speisenden Netz und dem Stromrichtereingang befindet sich das Filter zur Unterdrückung der leitungsgebundenen Gegentaktstörungen. Das Filter für Gleichtaktstörungen ist für die Modellierung der Strecke ohne Bedeutung, abgesehen vom Anteil der Streuung der Gleichtaktinduktivität, der aber vernachlässigbar klein ist.

Der Widerstand R_1 in Serie zur Eingangsinduktivität L_1 modelliert neben dem ohmschen Gleichstromwiderstand der Spule auch die Schalt- und Leitverluste in den Halbleitern. Die Ventilspannungsabfälle und der Spannungsabfall im Schalter könnten durch eine weitere Spannungsquelle in Serie zur gesteuerten Stromrichtereingangsspannung modelliert werden. Für die nachfolgende Analyse wurde das allerdings nicht durchgeführt.

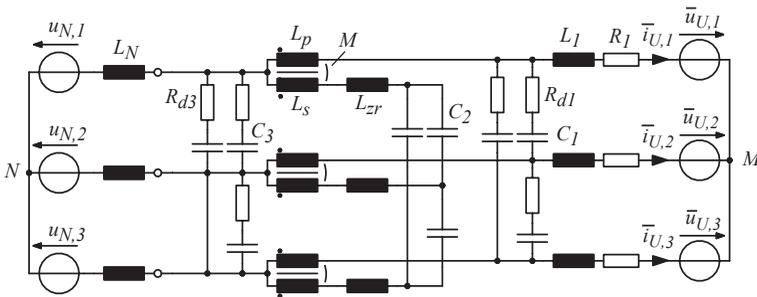


Abbildung. 4.1: Ersatzschaltbild des Stromrichters bezüglich seiner Eingangsklemmen (netzseitiges Verhalten).

Die Modellbildung für die zu regelnde Strecke aus Sicht des Stromreglers kann auf mehrere Arten erfolgen. Die in Abbildung 4.1 dargestellte Ersatzschaltung ist vom Prinzip her mit den Verhältnissen einer Synchronmaschine vergleichbar. Wegen des fehlenden Sternpunktleiters kann eine Nullkomponente in der Umrichterspannung keinen Strom treiben, womit zu jedem Zeitpunkt die Ströme nullgrößenfrei und somit nur zwei Ströme voneinander unabhängig sind.

Dadurch bietet sich die Möglichkeit, den Stromrichter in dq -Koordinaten zu modellieren. Die sich ergebende Systemordnung ist aber aufgrund der Vielzahl an Energiespeicher, die dem Eingangsfilter zugehörig sind, und den Verkopplungen im dq -System sehr hoch und damit unübersichtlich.

Eine einfachere und überschaubarere Methode zur Modellierung der Strecke besteht darin, das Dreiphasensystem in ein einphasiges Ersatzsystem überzuführen, wie in Abbildung 4.2 dargestellt. Die Bestimmung der Werte, der zum Dreiphasensystem äquivalenten Filterelemente, lässt sich über die gespeicherte Energie in den Filterelementen bestimmen. Die Kondensatoren C in Dreieckschaltung werden mit $3C$ und die Dämpfungswiderstände R mit $(1/3)R$ umgerechnet, wogegen die induktiven Komponenten unverändert bleiben.

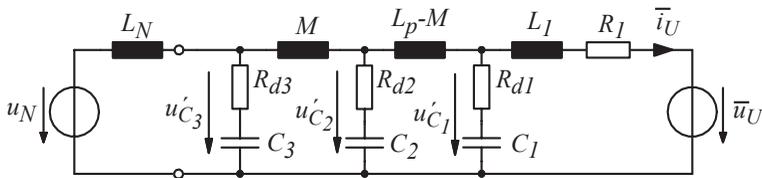


Abbildung. 4.2: Einphasiges Ersatzschaltbild des Stromrichters bezüglich seiner Netzseite.

Die Differenz zwischen der mittleren Umrichtereingangsspannung \bar{u}_U und Netzspannung u_N liegt über der Impedanz des Eingangsfilters und beeinflusst dadurch den Eingangsstrom \bar{i}_U des Stromrichters. Die Strecke aus Sicht des Stromreglers (der den Sollwert der Umrichtereingangsspannung definiert) entspricht somit der Ausgangsadmittanz des Filters $G(s) = \bar{i}_U / \bar{u}_U = 1/Z_{Filter}$ von den Eingangsklemmen des Stromrichters aus gesehen. Ein regelungstechnisches Blockschaltbild der Strecke zeigt Abbildung 4.3.

Die Eingangsinduktivität L_1 wird ebenfalls dem Filter zugeordnet, da sie Teil der für den Stromregler relevanten Strecke ist.

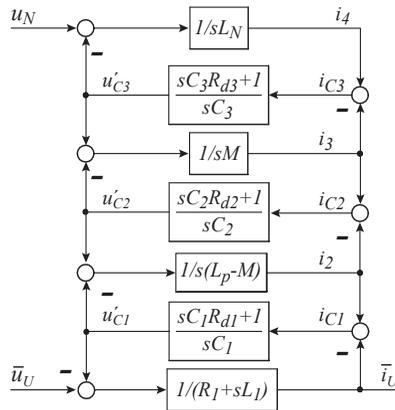


Abbildung. 4.3: Regelungstechnisches Blockschaltbild der Strecke für die Eingangsstromregelung.

Der Verlauf der berechneten Filter-Ausgangsimpedanz in Abhängigkeit der Frequenz mit unterschiedlichen inneren Netzimpedanzen als Parameter ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Der Verlauf zeigt einen steten Anstieg der Impedanz mit steigender Frequenz, was im Wesentlichen einem induktiven Verhalten der Strecke entspricht. Der Einfluss, der bei etwa 10kHz auftretenden Parallel- und Serienresonanzen auf die Stabilität und Dynamik der Stromregelung wird, im Kapitel 4.3.2 (Stromregelung) behandelt.

Wegen der im Allgemeinen unbekanntenen Netzimpedanz, die im Bereich von $L_N = [0\dots 100\mu\text{H}]$ als rein induktiv angenommen wurde, muss die Regelung robust sein gegenüber dieser in weitem Bereich variierenden Induktivität. Bei genauer Betrachtung des Impedanzverlaufes des Filters verschiebt sich die Impedanzkurve bei unterschiedlichen Netzinduktivitäten im Bereich von etwa 10dB ($Z[\text{dB}] = 20\log_{10}(|Z|/1\Omega)$). Die Auswirkungen auf die Regelung des Eingangsstromes werden im Kapitel der Stromregelung behandelt.

Da die Stromregelung dafür sorgt, dass die Netzstromaufnahme in Phase zur treibenden Netzspannung ist, verhält sich der Stromrichter wie eine symmetrische ohmsche Last bezüglich seiner Netzklemmen. Der momentane Leistungsfluss aus dem Netz erfolgt dabei unmittelbar in den lastseitigen Gleichspannungs-Ausgangskreis u_0 .

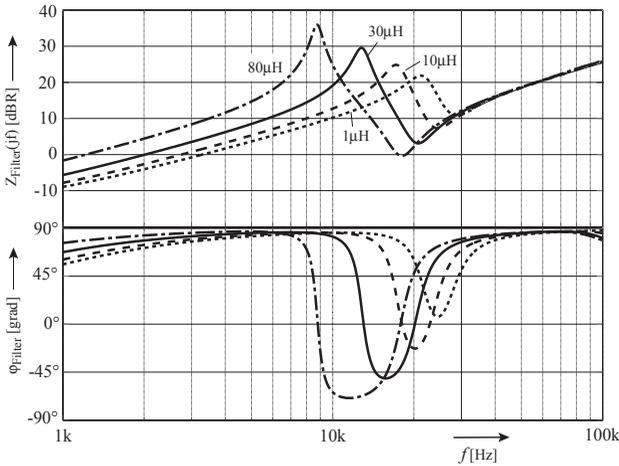


Abbildung. 4.4: Verlauf der Filter-Ausgangsimpedanz Z_{Filter} für unterschiedliche Werte der Netzinduktivität L_N , aus Sicht des Stromrichters.

Der vom speisenden Netz aufgenommene und in den Ausgangskreis fließende Strom fließt über die Freilaufdioden D_F und bildet den Summenstrom i_d in die Ausgangskondensatoren i_C bzw. die Last i_L . Somit kann der Stromrichter ausgangsseitig wie drei gesteuerte Stromquellen $i_{d,i}$, die auf einen gemeinsamen Ausgangskreis speisen, modelliert werden (Abbildung 4.5).

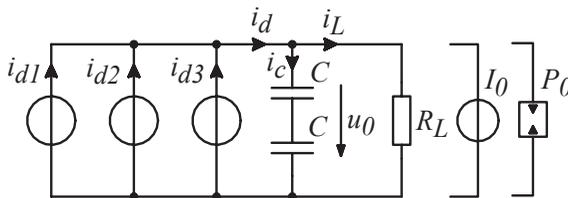


Abbildung. 4.5: Ersatzschaltbild des Stromrichters bezüglich seiner Lastseite. Die Last kann entweder als ohmsche Last R_L , als Konstantstromsenke I_0 , oder als Konstantleistungsverbraucher P_0 modelliert werden.

Da der Stromrichter zwischen seinen Netzklemmen und dem Ausgangskreis keinen nennenswerten Energiespeicher besitzt, tritt die vom speisenden Netz aufgenommene momentane Leistung unmittelbar im Ausgangskreis auf. Dabei ist die in den Filterelementen gespeicherte Energie aufgrund ihrer Kleinheit vernachlässigbar. Der Wirkungsgrad des Stromrichters ist für diese Überlegung als ideal angenommen.

Über die Leistungsbilanz

$$p = \bar{\mathbf{u}}_U \cdot \bar{\mathbf{i}}_U = u_0 \cdot \bar{i}_d \quad (4.1)$$

kann man nun den für die Spannungsbildung am Ausgang notwendigen mittleren Strom \bar{i}_d bestimmen. Im nichtlückenden Betrieb berechnen sich die über eine Pulsperiode gemittelten Stromrichtereingangsspannungen $\bar{\mathbf{u}}_U$ aus dem Produkt des Modulationsgrades \mathbf{m} und der halben Ausgangsspannung $u_0/2$. Durch Einsetzen von $\bar{\mathbf{u}}_U = u_0/2 \cdot \mathbf{m}$ in (4.1) erhält man den für die Spannungsbildung am Ausgang des Stromrichters massgebenden mittleren Strom

$$\bar{i}_d = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{m} \cdot \bar{\mathbf{i}}_U. \quad (4.2)$$

Eine Linearisierung von (4.2) ist allerdings aufgrund einer netzfrequenten Variierung der gesteuerten Stromquellen nicht zielführend, somit ist dieses Modell für eine regelungstechnische Analyse ungeeignet. Zur Gewinnung eines Modells für den DC-seitigen Teil des Stromrichters, im Hinblick auf eine kaskadierte Regelung, ist eine Abhängigkeit der Ausgangsspannung von den Netzströmen erforderlich.

Die Leistungsbilanz kann aber auch wie in (4.3) angegeben werden, indem anstatt der Stromrichter-Eingangsspannungen und -ströme deren Netzgrössen gewählt werden. Bei Verwendung der Netzgrössen ist allerdings die Verlustleistung p_V des Stromrichters und die in den Induktivitäten des Filters gespeicherte Energie W_m zu berücksichtigen.

Mit der Annahme, dass die Dynamik der Netzgrössen U_N und I_N sowie die Dynamik der lokalen Mittelwerte von \bar{i}_d und u_0 im selben Bereich liegen, ist der Energieinhalt in den Filterinduktivitäten im Stationärzustand stets konstant und somit für das regelungstechnische Modell nicht von Bedeutung. Laständerungen wirken sich aufgrund der grossen Ausgangskapazität nur mit geringer Dynamik auf die Eingangsströme aus, wodurch die Änderung der magnetischen Energie in den Induktivitäten des Eingangsfilters über die Änderung des Netzstromeffektivwertes beschrieben werden kann.

Weiters wird davon ausgegangen, dass die Stromregelung eine Netzstromaufnahme in Phase zur Netzspannung sicherstellt und $\varphi_N \simeq 0$ gilt.

$$\begin{aligned}\bar{i}_d \cdot u_0 &= 3U_N I_N \cos(\varphi_N) - p_V - \frac{d}{dt} W_m \\ &= \eta 3U_N I_N - 3L I_N \dot{I}_N.\end{aligned}\quad (4.3)$$

Eine Linearisierung von (4.3) um den Arbeitspunkt I_{N0} , U_{N0} und $U_{0,(0)}$ mit

$$\begin{aligned}I_N &= I_{N0} + \tilde{i}_N \\ U_N &= U_{N0} + \tilde{u}_N \\ I_D &= I_{D0} + \tilde{i}_D \\ U_0 &= U_{0,(0)} + \tilde{u}_0,\end{aligned}\quad (4.4)$$

liefert die Abhängigkeit des mittleren Ausgangsstroms \bar{i}_d des Stromrichters von den Netzgrößen

$$\tilde{i}_d = \eta \frac{3U_{N0}}{U_{0,(0)}} \left(\left(1 - s \frac{L I_{N0}}{\eta U_{N0}} \right) \tilde{i}_N + \frac{I_{N0}}{U_{N0}} \tilde{u}_N - \frac{I_{N0}}{U_{0,(0)}} \tilde{u}_0 \right). \quad (4.5)$$

Damit kann aus (4.5) unmittelbar das in Abbildung 4.6 dargestellte, vereinfachte regelungstechnische Blockschaltbild zur Modellierung der Lastseite des Stromrichters angegeben werden.

Der Effektivwert der Netzspannung hat eine unmittelbare Auswirkung auf den Strom in den Ausgangskondensator und bewirkt somit eine grosse Variation der Streckenverstärkung. Der Laststrom i_L entspricht regelungstechnisch einer Störgrösse, der entweder als Konstantstromsenke oder als Konstantleistungsverbraucher modelliert werden kann.

Im Falle einer Konstantstromsenke ist der Laststrom unabhängig von der Ausgangsspannung, während im Falle eines Konstantleistungsverbrauchers die Last eine negative differentielle Widerstandscharakteristik aufweist. Die Rückkopplung $1/R_{sym}$ wird durch die Symmetriewiderstände sowie die parasitären Widerstände der Ausgangskondensatoren bestimmt und verursacht eine zusätzliche Zeitkonstante (Tiefpasscharakteristik) in der Streckenübertragungsfunktion.

Eine typische Eigenschaft von Hochsetzstellern ist das Nichtminimalwinkel-Verhalten aufgrund der Nullstelle in der rechten Halbebene, die durch die Eingangsinduktivität bestimmt wird. Wie bereits erwähnt erfolgt die Stromänderung in den Eingangsinduktivitäten des Stromrichters nur mit geringer Dynamik, allerdings nur, wenn keine Laststromvor-

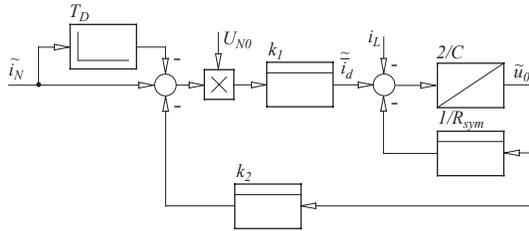


Abbildung. 4.6: Regelungstechnisches Blockschaltbild der Linearisierung des Stromrichters bezüglich seiner Lastseite mit den Koeffizienten $k_1 = \eta 3 / U_{0,(0)}$, $k_2 = I_{N0} / U_{0,(0)}$ und $T_D = LI_{N0} / \eta U_{N0}$.

steuerung implementiert ist. Aufgrund dessen kann der differenzierende Anteil im Blockschaltbild für die Reglerauslegung vernachlässigt werden. Auch die Rückwirkung der Ausgangsspannung \tilde{u}_0 auf den mittleren Ausgangsstrom und die Abhängigkeit von der Netzspannung \tilde{u}_N können vernachlässigt werden, womit sich das regelungstechnische Blockschaltbild vereinfacht.

4.2 Messwerterfassung

Die schematische Darstellung in Abbildung 4.7 zeigt eine Übersicht über die Erfassung der Messgrößen sowie der Ansteuersignale der digitalen Regelung. Als Bezugspotential für die digitale Regelelektronik wurde der Mittelpunkt M des Ausgangskreises gewählt.

Die notwendigen Zustandsgrößen zur Regelung des Stromrichters sind zwei unabhängige Eingangsströme, beispielsweise $i_{U,1}$ und $i_{U,2}$, sowie die beiden Ausgangsspannungen u_{C+} und u_{C-} . Der dritte Eingangsstrom kann aus der negativen Summe der gemessenen Eingangsströme gebildet werden, sofern der Stromrichter nullgrößenfrei ist.

Wegen der fehlenden Sternpunktverbindung kann eine Nullgröße in der Spannung keinen Strom treiben, womit die Forderung der Nullgrößenfreiheit erfüllt ist. Im ausgeführten Prototyp werden allerdings alle drei Eingangsströme gemessen.

Zum Schutz des Stromrichters im Falle eines Erdschlusses ist die Messung aller drei Strangströme erforderlich.

Die eigentlich zu regelnden Ströme sind die vom Stromrichter aufgenommenen Netzphasenströme $\mathbf{i}_N = [i_{N,1}, i_{N,2}, i_{N,3}]^T$, die aufgrund des dazwischen liegenden EMV-Filters nicht den Eingangsströmen des Stromrichters entsprechen. Die Impedanz des EMV-Filters ist allerdings für netzfrequente Vorgänge vernachlässigbar klein, und zudem ist die Charakteristik des Filters in die Auslegung des Stromreglers miteinbezogen, sodass bei dynamischen Vorgängen die Stabilität des Stromrichters sichergestellt bleibt.

Aufgrund der Forderung eines ohmschen Netzverhaltens des Stromrichters ist die Kenntnis des Verlaufes der Netzspannung (Strangspannungen) des speisenden Netzes notwendig, woraus die Führungsgröße des Stromregelkreises abgeleitet wird. Eine Messung des Laststromes i_L ermöglicht eine hochdynamische Regelung der Ausgangsspannung durch eine Laststromvorsteuerung, die allerdings in dem vorliegenden Prototyp nicht implementiert wurde.

Wesentlich im Zusammenhang mit der Auslegung der Messschaltungen ist die Wahl des Bezugspotentials für die Regelelektronik. Aus Symmetriegründen (wie bei der Spannungsmessung noch genauer ausgeführt wird) und aus Gründen der Störsicherheit ist die Wahl des Mittelpunktpotentials M von Vorteil.

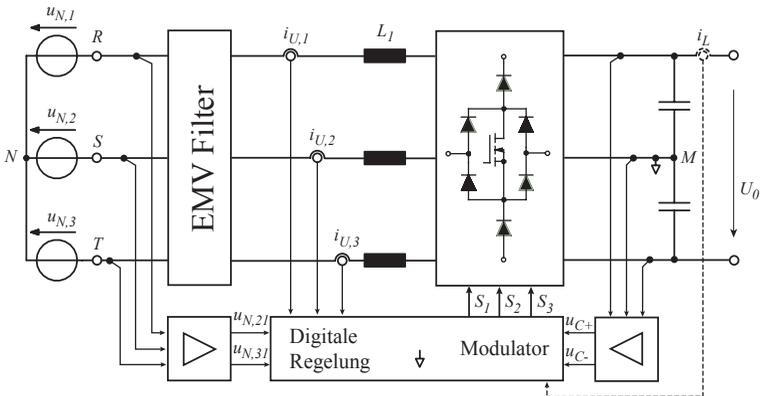


Abbildung 4.7: Schematische Darstellung der Messwerterfassung der für die Regelung des Stromrichters notwendigen Zustandsgrößen.

Messung der Netzspannung

Zur Bildung der Führungsgrösse \mathbf{i}_U^* für den Stromregelkreis und zur Berechnung der Vorsteuersignale \mathbf{v} sind die Strangspannungen $\mathbf{u}_N = [u_{N1}, u_{N2}, u_{N3}]^T$ des speisenden Netzes erforderlich, die aber wegen des fehlenden Sternpunktleiters nicht direkt erfasst werden können.

Eine Möglichkeit zur Messung der Strangspannungen besteht in der Verwendung von Spannungsteilern von den einzelnen Strängen des speisenden Netzes zu einem mit Widerständen oder Kondensatoren künstlich gebildeten Sternpunkt.

Ein bereits vorhandenes Bezugspotential stellt das Mittelpunktspotential M dar, das vorzugsweise auch das Bezugspotential der Regelelektronik bildet. Das Mittelpunktspotential verschiebt sich gegenüber dem Sternpunkt des speisenden Netzes schaltfrequent, womit diese Gleichtaktspannung eine Nullkomponente darstellt. Die Messschaltung muss aus diesem Grund eine hohe Gleichtaktunterdrückung aufweisen, die durch eine hohe Genauigkeit des Teilverhältnisses der Spannungsteiler sichergestellt werden kann.

Das vom Spannungsteiler abgegriffene Signal ist zur Anpassung an den unipolaren Eingangsspannungsbereich des A/D Konverter noch um einen Offsetwert zu verschieben. Mithilfe der im Anhang angegebenen Schaltung können die Aussenleiterspannungen mit integrierter Pegelanpassung auf einfache Weise gemessen werden. Für die Messung der beiden Aussenleiterspannungen $u_{N,21}$ und $u_{N,31}$ dient das Potential der Strangspannung $u_{N,1}$ als Bezugspotential.

Die Bestimmung der gesuchten Strangspannungen \mathbf{u}_N erfolgt durch eine Transformation der gemessenen Aussenleiterspannungen, die in Software ausgeführt wird. Die Transformationsvorschrift lautet:

$$\mathbf{u}_N = \frac{1}{3} \cdot \mathbf{T}_{60.120} \cdot \mathbf{u}_{N,l}, \quad (4.6)$$

mit

$$\mathbf{u}_N = \begin{pmatrix} u_{N,1} \\ u_{N,2} \\ u_{N,3} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{T}_{60.120} = \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u}_{N,l} = \begin{pmatrix} u_{N,21} \\ u_{N,31} \end{pmatrix}.$$

Messung der Ausgangsspannung

Die Messung der positiven Kondensatorspannung u_{C+} (in Bezug auf den Mittelpunkt M) kann mit einem einfachen Spannungsteiler erfolgen. Für die Messung der negativen Kondensatorspannung ist neben der Anpassung des Signalpegels auf den A/D Konverter Eingang des DSP auch eine Offsetverschiebung erforderlich. Aus diesem Grund erfolgt die Messung der Kondensatorausgangsspannungen u_{C+} und u_{C-} mit derselben Schaltung wie bei der Messung der Netzspannung.

Strommessung

Die grösste Dynamik der Zustandsgrössen weisen die Eingangsströme des Stromrichters auf. Aufgrund des geringen Wertes der Eingangsimpedanz genügen wenige Schaltpulse, um die Induktivität in die Sättigung zu treiben. Zur Überwachung der Ströme und für die Stromregelung ist die höchste Bandbreite erforderlich. Die Eigenschaften sowie die Vor- und Nachteile der verschiedenen Strommessverfahren sind ausführlich in Kapitel 6 erläutert.

4.3 Regelung

Betrachtet man die zu regelnden Zustandsgrössen des Stromrichters und deren Dynamik, so bietet sich unmittelbar eine Kaskadenstruktur der Regelung an. Aufgrund des geringen Wertes der Eingangsimpedanz (kleiner Energiespeicher) muss die Stromregelung die höchste Dynamik aufweisen, während die Ausgangsspannungsregelung wegen der grossen Ausgangskapazitäten nur eine geringe Dynamik aufzuweisen hat.

Für die Spannungsregelung wird aber vor allem deshalb eine geringe Bandbreite gefordert, damit sich der Leitwert, der unter anderem auch vom Spannungsregler vorgegeben wird, sich nur langsam ändern kann. Eine rasche Änderung des Leitwertes führt zu einer ungewünschten Stromverzerrung am Stromrichtereingang.

Für die Regelung des Stromrichters wurde daher eine Kaskadenstruktur mit unterlagertem Stromregler und überlagertem Spannungsregler gewählt. Der Stromregler hoher Bandbreite stellt eine sinusförmige Netzstromaufnahme sicher, während der langsame Spannungsregler für eine konstante Ausgangsspannung sorgt.

Genau genommen ist jede der beiden Teilausgangsspannungen eine Zustandsgrösse, deren Wert zu regeln ist. Für die weiteren Betrachtungen werden sowohl die gesamte Ausgangsspannung (Summe der Teilausgangsspannungen) als auch deren Differenz (Symmetrie) als Zustandsgrössen angesehen. Letztendlich ist auch ein Regler für die Symmetrie der Teilausgangsspannungen, die vom Mittelpunktstrom abhängig ist, notwendig. Die Dynamik des Symmetrierreglers liegt im Bereich jener des Ausgangsspannungsreglers.

4.3.1 Struktur des Regelkreises

In Abbildung 4.8 ist ein Blockschaltbild der Struktur des gesamten Regelkreises abgebildet, die im Wesentlichen der klassischen Reglerstruktur für *Power Factor Corrector* entspricht.

Der Ausgangsspannungsregler $K_u(s)$ ist wegen der geforderten Stationärgenauigkeit als PI-Regler ausgeführt. Das Ausgangssignal des Spannungsreglers entspricht bei Laststromvorsteuerung dem Sollwert des notwendigen mittleren Kondensatorstromes i_c^* zur Ausregelung des Regelfehlers, infolge einer Änderung des Lastzustandes.

Eine Multiplikation des Sollwertes der Ausgangsspannung mit dem Sollwert des mittleren Kondensatorstroms ergibt den geforderten Sollwert der Ausgangsleistung, die über die Netzklemmen aufgenommen werden soll

$$p^* = U_0^* \cdot (i_c^* + i_L). \quad (4.7)$$

Im Falle einer implementierten Laststromvorsteuerung erfolgt die Bildung der Soll-Ausgangsleistung unmittelbar über i_L , ohne von der sehr langsamen Dynamik des Ausgangsspannungsreglers beeinflusst zu werden.

Mit der Forderung einer Netzstromaufnahme, die sich proportional zur momentanen Netzspannungssituation verhält, kann der Stromrichter bezüglich seiner Eingangsklemmen wie eine ohmsche Last in Sternschaltung betrachtet werden. Der Leistungsfluss aus dem speisenden Netz nach (4.8) ist im symmetrischen Dreiphasennetz konstant und lässt sich durch die unterlagerte Stromregelung in weitem Stellbereich variieren.

$$p^* = 3 \cdot U_N^2 \cdot g^* = 3 \cdot \left(\frac{U_{N,ll}}{\sqrt{3}} \right)^2 \cdot g^*. \quad (4.8)$$

Die Leistungsaufnahme durch den Stromrichter kann daher modellhaft als veränderbarer ohmscher Widerstand bzw. Leitwert an den Eingangsklemmen des Stromrichters betrachtet werden. Der Leitwert, der von der Ausgangsspannungsregelung vorgegeben wird, bildet sich somit aus der geforderten Soll-Ausgangsleistung und der momentanen Netzsituation

$$g^* = \frac{p^*}{(U_{N,u}^*)^2} = \frac{p^*}{3 \cdot U_N^2} = \frac{p^*}{U_{N1}^2 + U_{N2}^2 + U_{N3}^2}. \quad (4.9)$$

Es ist ersichtlich, dass eine Veränderung des Leitwertes am Stromrichtereingang eine unmittelbare Auswirkung auf dessen Stromaufnahme hat. Im Hinblick auf eine geringe Oberwellenbelastung des speisenden Netzes durch den Stromrichter darf eine Veränderung des Leitwertes nur mit einer geringen Dynamik in Bezug auf die Netzfrequenz erfolgen.

Der zeitliche Verlauf der Führungsgrösse für den Stromregler \mathbf{i}_U^* wird nach (4.10) aus dem Produkt aus den normierten Strangspannungen des speisenden Netzes und dem Leitwert gebildet

$$\mathbf{i}_U^* = g^* \cdot \mathbf{u}_N. \quad (4.10)$$

Den für die Stromregelung benötigten grundfrequenten Anteil des gemessenen Netzstromes $\bar{\mathbf{i}}_U$ erhält man beispielsweise durch eine gleitende Mittelwertbildung (*moving average*) der zu diskreten Zeitpunkten abgetasteten Stromistwerte.

Als Stromregler $K_i(s)$ ist im Prinzip nur ein Proportionalregler notwendig. Zur Kompensation von Fehlern in der Spannungsbildung am Stromrichtereingang, die zu Stromverzerrungen führen, wird ein PI-Regler verwendet. Die Zusammenhänge werden in [39] ausführlich behandelt.

Eine deutliche Verbesserung der Stromregelqualität kann durch eine Spannungsvorsteuerung erzielt werden. In diesem Fall wird die mittlere Umrichtereingangsspannung $\bar{\mathbf{u}}_U$ ident zur Netzspannung \mathbf{u}_N vorgesteuert, wodurch im Idealfall der grundfrequente Anteil der Spannung über der Eingangsimpedanz L_1 zu Null wird. Die Spannungsvorsteuerung wird im Kapitel 4.3.4 ausführlich behandelt.

4.3.2 Stromregelkreis

Zur Stromregelung können mehrere Verfahren angewandt werden. Das einfachste Prinzip bietet die Toleranzbandregelung [17]. Der Stromfehler wird durch die Breite des vorgegebenen Toleranzbandes bestimmt und somit auch der maximale Netzstromrippel. Die sich einstellende Schaltfrequenz ist bei der Toleranzbandregelung nicht konstant, wodurch sich die Netzstromharmonischen auf einen grösseren Frequenzbereich verteilen und dadurch weniger gut definiert sind. Der notwendige Filteraufwand für leitungsgebundene Störströme wird dadurch schwieriger zu bestimmen.

Ein optimales Regelverfahren basiert auf den Raumzeigergleichungen. Mithilfe eines Signalprozessors können die Modulationsfunktionen in Abhängigkeit der aktuellen Netzsituation berechnet werden. Für einen sinnvollen Einsatz dieses Verfahrens steht allerdings meistens nicht ausreichend Rechenleistung zur Verfügung. Weiters versagt die Raumzeigerregelung bei Ausfall eines Stranges (einphasiger Betrieb), was einen weiteren Nachteil dieses Verfahrens darstellt.

Unwesentlich komplizierter als die Toleranzbandregelung ist das Prinzip des *Average Current Control*. Dies ist eines der am häufigsten implementierten Verfahren zur Regelung einer sinusförmigen Netzstromaufnahme hoher Qualität in einem *Power Factor Corrector*. Ein Blockschaltbild des Stromregelkreises ist in Abbildung 4.9 dargestellt.

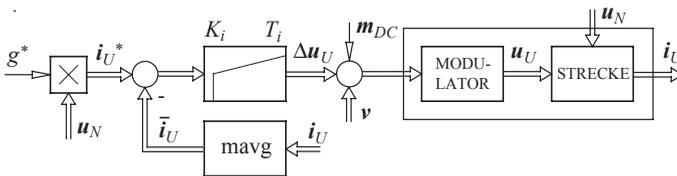


Abbildung 4.9: Blockschaltbild des Stromregelkreis.

Die Führungsgrösse für den Stromregler wird neben dem vom Spannungsregler vorgegebenen Leitwert von den Strangspannungen des speisenden Netzes abgeleitet, womit ein ohmsches Netzverhalten des Stromrichters entsteht. Der Stromsollwert (4.10) der einzelnen Phasen wird demnach erzeugt, indem der Leitwert mit den gemessenen Strangspannungen multipliziert wird. Die gemessene Strangspannung gibt den Ver-

lauf vor, während der Leitwert die Amplitude des Stromsollwertes und somit den Leistungsfluss aus dem Netz bestimmt.

Die zu diskreten Zeitpunkten abgetasteten Stromistwerte werden mithilfe einer gleitenden Mittelwertbildung (*moving average*) gefiltert, wodurch die schaltfrequenten Komponenten aus dem Strommesssignal entfernt werden und nur mehr der interessierende grundfrequente Anteil \bar{i}_U resultiert.

Zur Verbesserung der Regelqualität des Stromreglers erfolgt eine Spannungsvorsteuerung v , deren Wirkungsweise in 4.3.4 eingehend beschrieben wird.

Gleitende Mittelwertbildung

Da für die Stromregelung nur der grundfrequente Anteil des gemessenen Stromes erforderlich ist, muss der schaltfrequente Anteil so gut wie möglich unterdrückt werden. Dazu bietet sich eine gleitende Mittelwertbildung an. Die gleitende Mittelwertbildung oder engl. (*moving average*) ist ein *Finite Impulse Response* (FIR) Digitalfilter, das sich sehr einfach in einem digitalen Regelalgorithmus implementieren lässt.

Der Mittelwert einer abgetasteten Signalfolge zum Zeitpunkt nT_p aus den vergangenen k Abtastwerten x_k berechnet sich zu

$$\bar{y}(nT_p) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x((n-k)T_p), \quad (4.11)$$

wobei N die Länge, respektive die Anzahl der Abtastwerte des *FIR*-Filters darstellt.

Das entspricht einem Fenster der Länge N innerhalb dessen alle äquidistant verteilten Werte einer Signalfolge zur Mittelwertbildung herangezogen werden. Die Besonderheit des Filters ist, dass alle vergangenen Abtastwerte gleich gewichtet werden wie der aktuelle, wodurch bei zeitlich langsam veränderlichen Signalen eine besonders gute Mittelwertbildung möglich ist. Hingegen erfolgt bei dynamischen Signalen eine weniger gute Abbildung des vom Rippel befreiten Signals.

Das FIR-Filter kann sehr vorteilhaft in der rekursiven Form

$$\bar{y}(nT_p) = \bar{y}((n-1)T_p) + \frac{1}{N} (x(nT_p) - x((n-N)T_p)) \quad (4.12)$$

dargestellt werden, welche eine extrem schnelle Berechnung zulässt, und zwar unabhängig von der Filterlänge N . Eine Betrachtung von (4.12)

zeigt, dass zur Berechnung des *moving average* Filters nur jeweils eine Subtraktion und Addition erforderlich sind, die in einem digitalen Signalprozessor mit hoher Effizienz abgearbeitet werden können.

Die Charakteristik des Filters im Frequenzbereich lässt sich durch

$$G_{\text{avg}}(f) = \frac{1}{N} \frac{1 - e^{-jN\pi f/f_p}}{1 - e^{-j\pi f/f_p}} \quad (4.13)$$

beschreiben.

Der Betragsfrequenz- und Phasengang des Filters nach (4.13) ist in Abbildung 4.10 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass das Filter eine Tiefpass-Charakteristik aufweist, die allerdings im Vergleich zu einem gewöhnlichen Tiefpass erster Ordnung bei f_p über eine aussergewöhnlich hohe Unterdrückung verfügt. Diese Charakteristik ergibt sich, wenn eine Pulsperiode $T_p = 1/f_p$ in der Filterlänge N liegt.

Je höher die Anzahl der Abtastwerte innerhalb einer Pulsperiode gewählt wird, desto früher beginnt der Verstärkungsabfall, aber auch die Phasendrehung, wie für $N = 4$ in Abbildung 4.10 gezeigt. Es bietet sich daher aus mehreren Gründen der Einsatz eines 2-stufigen *moving average* Filters an ($N = 2$).

Neben der geringeren Phasendrehung ist auch der benötigte Speicherplatz im Signalprozessor und der erforderliche Rechenaufwand geringer. Die Unterdrückung der schaltfrequenten Anteile kann durch eine Erhöhung der Stufenanzahl des Filters nicht verbessert werden. Die Stellen mit hoher Unterdrückung treten jeweils bei

$$f_{u,\text{avg}} = k \cdot \frac{f_p}{N/2}, \quad (4.14)$$

mit ($k = 1 \dots N - 1$) auf, wobei f_p die Schaltfrequenz und N die Anzahl der äquidistant verteilten Abtastwerte innerhalb einer Pulsperiode $T_p = 1/f_p$ bedeuten.

Anmerkung: Der Amplitudenfrequenzgang des digitalen *moving average* Filters nach (4.13) unterscheidet sich gegenüber einem integrierenden (analogen) Messverfahren [43] (z.B. Dual-Slope A/D-Wandler) darin, dass die Hüllkurve nicht um -20dB/Dek abnimmt und die Stellen hoher Unterdrückung nicht bei ganzzahligen Vielfachen von $f_{\text{int}} = 1/T_{\text{int}}$ auftreten (T_{int} entspricht dabei der Messperiodendauer bzw. Integrationsdauer), sondern an den durch (4.14) beschriebenen Stellen.

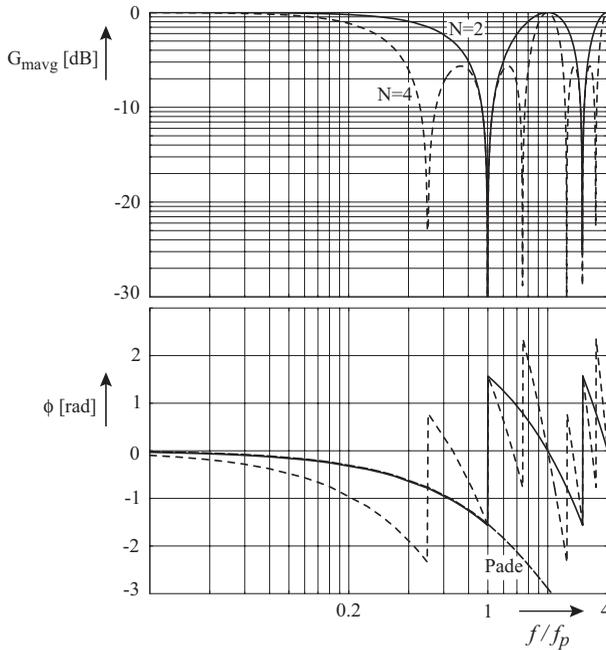


Abbildung. 4.10: Normierter Frequenz- und Phasengang eines *moving average* Filters für $f_p = 500\text{kHz}$, mit $N = 2$ und $N = 4$ äquidistant verteilten Abtastwerten innerhalb der Pulsperiode $T_p = 1/f_p$. Der Phasengang des Filters kann durch eine Pade-Approximation als LTI System in sehr guter Näherung beschrieben werden, wie für $N=2$ gezeigt.

Wahl des Abtastzeitpunktes

Der Rippel des Eingangsstromes bewegt sich stets um den netzfrequenten (grundfrequenten) Anteil \bar{i}_U des Eingangsstromes. Das bedeutet, zu diskreten Zeitpunkten entspricht der aktuelle Wert des Eingangsstromes i_U dem gewünschten Mittelwert [40]. Die Zeitpunkte, an denen der Mittelwert und der Momentanwert übereinstimmen, sind jeweils am Beginn einer Pulsperiode und bei der halben Pulsperiode, also bei den Scheitelwerten des Dreiecksignals u_{DR} , wie in Abbildung 4.11 dargestellt.

Bei einer Abtastung des Eingangsstromes i_U zu diesen Zeitpunkten ist das Strommesssignal rippelfrei und entspricht somit bereits dessen Mit-

telwert \bar{i}_U . Eine Mittelwertbildung der gemessenen Ströme ist daher nicht mehr notwendig und wurde für die weiteren Untersuchungen am System auch nicht mehr implementiert.

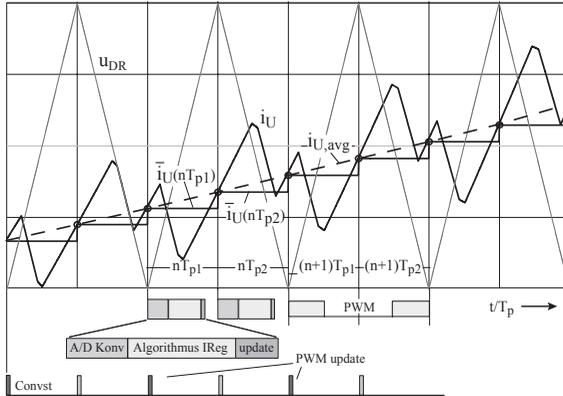


Abbildung 4.11: Darstellung des Zeitverlaufes des Eingangsstromes i_U des Stromrichters eines Stranges. Das normierte Signal u_{DR} stellt das dreieckförmige PWM Trägersignal mit der Periodendauer T_p dar. Bei den Scheitelwerten des Dreiecksignals wird jeweils der Momentanwert des Eingangsstromes i_U vom A/D Wandler abgetastet (*Convst*). Gleichzeitig mit Beginn der Abtastung werden die Einschalt Dauern für die folgende Pulsperiode in die Register des PWM Generator geschrieben (*PWM update*).

Totzeit

Einen entscheidenden Einfluss auf die erreichbare Dynamik und die Stabilität der Regelung hat die Totzeit innerhalb des Stromregelkreises, welche durch die Analog-Digital Konversion, die Rechenzeit sowie durch die Verzögerungen in der Pulsmustererzeugung verursacht wird.

Das Signal des Stromsensors kann als praktisch verzögerungsfrei angenommen werden. Nach dem Abtasten des Strommesssignals benötigt die Pipeline des Analog Digital Konverters $T_{D,ADC} = 725ns$, bis die Daten im Ergebnisregister des Wandlers bereitstehen. Weitere $100ns$ vergehen, bis in die Interrupt-Service-Routine verzweigt und der Regelalgorithmus *IReg* für die Stromregelung abgearbeitet wird.

Die für die Berechnung des Mittelwertes des Strommesssignals zum Zeitpunkt nT_{p1} massgebenden Messwerte sind der aktuelle Messwert am Beginn der Pulsperiode $i_U(nT_{p1})$ und der Messwert der vergangenen Pulshalbperiode $i_U((n-1)T_{p2})$. Die sich durch die Verzögerungszeit der Mittelwertbildung ergebende Phasendrehung berechnet sich nach (4.13) und entspricht näherungsweise

$$G_{mavg} \simeq e^{-sT_p/4}. \quad (4.15)$$

Befindet sich der Stromrichter im quasistationären Zustand, sind die abgetasteten Stromwerte und die durch die gleitende Mittelwertbildung berechneten Mittelwerte ident, und die Mittelwertbildung kann als verzögerungsfrei betrachtet werden. Bei dynamischen Vorgängen erfolgt eine Phasendrehung für zunehmende Frequenzen, was aufgrund der Gleichgewichtung der Messwerte zurückzuführen ist. Mithilfe einer unterschiedlichen Gewichtung der abgetasteten Werte kann eine verbesserte Charakteristik für dynamische Signale gewonnen werden, allerdings erhöht sich dadurch die erforderliche Rechenzeit.

Nach erfolgter Abtastung der Strommesswerte in der zweiten Pulshalbperiode nT_{p2} und anschliessender Mittelung erfolgt die Berechnung des Stromregel-Algorithmus (*IReg*). Die errechneten Einschalt Dauern für die darauf folgende Pulsperiode $(n+1)T_p$ werden vor Beginn dieser in die entsprechenden Register des PWM Generators geladen (*update*). Die Berechnung des Stromregler-Algorithmus verursacht eine zusätzliche Verzögerung von

$$G_{IReg} = e^{-sT_p/2}. \quad (4.16)$$

Anmerkung: Wie in Abbildung 4.11 ebenfalls ersichtlich ist, erfolgt die Abtastung der Strom-Istwerte und die Berechnung des Stromregelalgorithmus *IReg* in jeder Puls-Halbperiode $T_p/2$. Das Pulsmuster wird allerdings nur jede volle Pulsperiode ausgegeben. Aus diesem Grund ist die Berechnung des Regelalgorithmus und das anschliessende Laden der PWM-Register mit den neu berechneten Einschalt Dauern in der ersten Puls-Halbperiode T_{p1} überflüssig. Wegen der einfacheren Realisierbarkeit (Vermeidung von Fallunterscheidungen und Unterprogrammaufrufen) in der digitalen Regelung wurde dieser Mehraufwand in der Berechnung des Stromregel-Algorithmus in Kauf genommen.

Wie in [41, 42] gezeigt, entsteht durch das Halten des PWM Verschneidungssignales während einer Pulsperiode eine zusätzliche Verzögerung von

$$G_{pwm} = e^{-sT_p/2}. \quad (4.17)$$

Nach erfolgter Ausgabe der PWM Signale erfährt das PWM Signal eine weitere Verzögerung, verursacht durch den Gate Treiber und der Verzögerung aufgrund des Schaltverhaltens des Leistungs MOSFETs. Diese Verzögerungszeiten beeinflussen aufgrund ihrer Kleinheit die Bandbreite der Stromregelung nicht wesentlich, haben aber eine unmittelbare Auswirkung auf die Spannungsbildung am Stromrichtereingang und somit auch auf die Strombildung. Die gesamte für die Stromregelung wirksame Verzögerungszeit beträgt damit

$$G_{Totzeit} = G_{IReg} G_{pwm} G_{mavg} \simeq e^{-s \cdot 5T_p/4}. \quad (4.18)$$

Auslegung des Stromreglers

Die im vorigen Abschnitt festgelegte Struktur der Stromregelung ist in Abbildung 4.12 angegeben. Aufgrund der deutlich höheren Bandbreite wird die Stromregelung entkoppelt von der überlagerten Spannungsregelung betrachtet. Die bei niedrigen Frequenzen für die Stromregelung

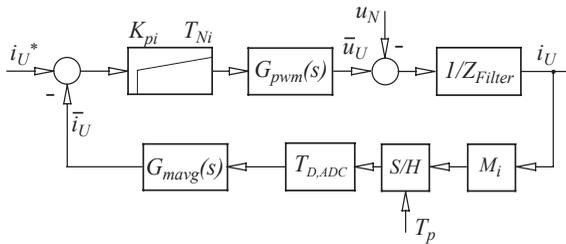


Abbildung. 4.12: Struktur der Stromregelung.

wirksame Strecke verhält sich bis zu den Filterpol- und Nullstellen im Wesentlichen induktiv, was auch unmittelbar aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 4.2 ersichtlich ist. Alle induktiven Bauteile zwischen speisendem Netz und Stromrichtereingang liegen in Serie.

Wegen des integralen Streckenverhaltens ist ein Proportionalregler ausreichend. Es ist aber aufgrund der Problematik im Zusammenhang mit den Verzögerungen in der Spannungsbildung am Stromrichtereingang notwendig, einen Integralanteil zu verwenden. Dieser Sachverhalt wird in Kapitel 7 gesondert behandelt.

Der Stromregler ist daher als PI-Regler ausgeführt:

$$K_i(s) = K_{pi} \left(\frac{1 + sT_{Ni}}{sT_{Ni}} \right). \quad (4.19)$$

Die Strecke $G(s) = Z_{Filter}^{-1}$ entspricht der Ausgangsadmittanz des Eingangsfilters, wobei hier die innere Netzinduktivität bereits mitberücksichtigt ist. Aus regelungstechnischer Sicht wirkt die Netzspannung u_N als Störgrösse, die durch eine Vorsteuerung kompensiert werden kann. Mit dieser Massnahme wird die eigentliche Stellgrösse vom Stromregler bestimmt, der lediglich Störungen auszugleichen und die Stabilität sicherzustellen hat. Damit lässt sich die Qualität der Stromregelung deutlich verbessern.

Abbildung 4.13(a) zeigt das Bode-Diagramm des offenen Regelkreises

$$F_{i,ol}(s) = K_i(s)G_{pwm}(s)Z_{Filter}^{-1}(s)M_i(s)G_{mavg}(s). \quad (4.20)$$

Für die in Kapitel 3 festgelegten Bauteilwerte des Eingangsfilters ergeben sich unterschiedliche Durchtrittskreisfrequenzen ω_D , in Abhängigkeit der Netzinduktivität. Bei steigenden Werten der Netzinduktivität sinkt die Betragskennlinie ab, während der Phasengang bis zur ersten Polstelle nahezu unverändert bleibt. Unabhängig von der gewählten Stromreglerverstärkung hat somit die Netzinduktivität einen wesentlichen Einfluss auf die Streckenverstärkung und bestimmt die erreichbare Dynamik der Stromregelung.

Aufgrund der Filterresonanzen können sich mehrere Schnittpunkte der Betragskennlinie mit der 0-dB Linie ergeben. Es stellt sich nun die Frage, wie gross die Verstärkung des Stromreglers gewählt werden kann, damit die Stromregelung bei unterschiedlichen Netzinduktivitäten stets stabil arbeitet und zugleich eine möglichst hohe Dynamik sichergestellt ist.

Wird die Verstärkung des Stromreglers klein gewählt, sodass alle Betragskennlinien die 0-dB Linie nur einmal schneiden, so ist in jedem Fall die Stabilität gesichert. Die Phasenreserve beträgt dabei nahezu 90° . Das hat allerdings eine geringe Stromreglerbandbreite im Bereich von $2kHz \dots 6kHz$ zur Folge. Für eine grössere Stromreglerverstärkung ergeben sich mehrere Schnittpunkte mit der 0-dB Linie, wie in Abbildung 4.13(a) dargestellt. Ab etwa $30kHz$ sind jedoch alle Betragskennlinien deckungsgleich. Die Filterausgangsimpedanz wird ab dieser Frequenz nur mehr von der Eingangsinduktivität des Stromrichters L_1 bestimmt.

Aufgrund der mehrfachen Schnittpunkte der Betragskennlinie mit der 0-dB Achse kann die Beurteilung der Stabilität des Stromregelkreises im

Bode-Diagramm nicht mehr vorgenommen werden, deshalb wird das Nyquist-Kriterium herangezogen. In Abbildung 4.14 ist das Nyquist-Diagramm für unterschiedliche Netzinduktivitäten und den Stromreglerparametern $K_{pi} = 1.6$ bzw. $T_{Ni} = 80\mu s$ angegeben. Für diese Reglereinstellung ergibt sich eine hohe erste Durchtrittsfrequenz der Stromregelung im Bereich von $f_D = [6kHz \dots 16kHz]$.

Bis zu einer Durchtrittsfrequenz von $\omega_D = 40kHz$ weist der Stromregelkreis noch eine Phasenreserve von $\varphi_{i,R} = 43^\circ$ auf und ist somit noch stabil. Bei noch grösseren Reglerverstärkungen wird die Stromregelung aufgrund der Totzeiten im Regelkreis und der damit verbundenen rapiden Phasendrehung bei höheren Frequenzen instabil.

Eine Analyse der Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises zeigt eine hohe Ordnungszahl, die bei der Dimensionierung des Spannungsregelkreises zu unübersichtlichen Ausdrücken führt und damit die Analyse des Regelkreises erschwert. Es empfiehlt sich daher, die Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises T_i durch eine Übertragungsfunktion mit reduzierter Ordnungszahl $T_{i,r}$, wie in Abbildung 4.13(b) dargestellt, zu ersetzen.

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises lässt sich durch ein System erster Ordnung mit der Zeitkonstante $T_1 = 5\mu s$ und einem Totzeitelement nähern (4.21). Die Totzeit innerhalb des Stromregelkreises wird durch eine Pade-Näherung mit der Schaltperiodendauer T_p dargestellt

$$T_{i,r}(s) = \frac{1}{1 + sT_1} \cdot \frac{1 - 0.5\frac{5T_p}{4}s + \frac{1}{12}\left(\frac{5T_p}{4}\right)^2 s^2}{1 + 0.5\frac{5T_p}{4}s + \frac{1}{12}\left(\frac{5T_p}{4}\right)^2 s^2}. \quad (4.21)$$

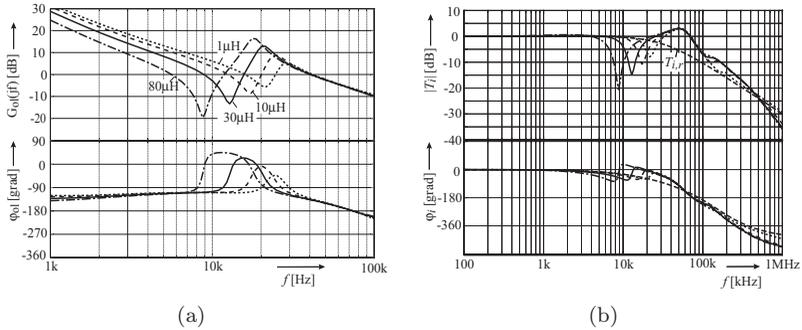


Abbildung. 4.13: (a) Bode-Diagramm der offenen Stromregelstrecke bei unterschiedlichen inneren Netzinduktivitäten L_N . (b) Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises, für unterschiedliche Netzinduktivitäten, sowie einer approximierten ordnungsreduzierten Übertragungsfunktion $T_{i,r}$.

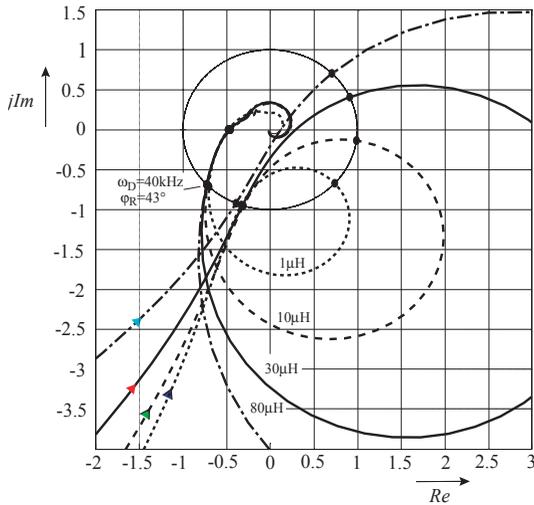


Abbildung. 4.14: Nyquist-Diagramm der offenen Stromregelstrecke $F_{i,ol}$ bei unterschiedlichen inneren Netzinduktivitäten.

4.3.3 Ausgangsspannungsregelkreis

In Abbildung 4.15 ist ein regelungstechnisches Blockschaltbild des Spannungsregelkreises dargestellt. Im lastseitigen Streckenmodell des Stromrichters aus Abbildung 4.6 wird die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Netzstrom und auch das differenzierende Verhalten, welches eine sehr schnelle Zeitkonstante besitzt, für die Analyse der Übertragungsfunktion des Spannungsregelkreises nicht in Betracht gezogen.

Die Strecke, für die der Ausgangsspannungsregler ausgelegt werden muss, verhält sich im Wesentlichen wie ein Integrator mit der Integrationskonstante $C/2$, wenn man von der Rückkopplung $1/R_{sym}$ absieht.

Die Übertragungsfunktion $T_{i,r}(s)$ in Abbildung 4.15 stellt das dynamische Verhalten des ordnungsreduzierten Modells des geschlossenen Stromregelkreises dar.

Die Division des Leistungssollwertes p^* durch die Summe der Quadrate der Netzspannungseffektivwerte $3U_{N,rms}^2$ kompensiert die Abhängigkeit der Streckenverstärkung von der Netzspannung und wirkt wie eine Vorsteuerung, da bei einer Änderung der Netzspannungsamplitude der Leistungsfluss sich ebenfalls ändert, und somit die Reglerkorrektur über den grossen Energiespeicher des Ausgangskondensators und der geringen Dynamik des Spannungsreglers nur eine langsame Ausregelung des Störeinflusses erfolgt.

Die zur Spannungsvorsteuerung notwendigen Netzspannungseffektivwerte können über mehrere Arten berechnet werden. In einer digitalen Realisierung kann auf einfache Weise die Berechnung durch Quadrieren der gemessenen Spannungswerte und Aufsummieren über eine gesamte Netzperiode erfolgen. Der Vorteil ist eine genaue Berechnung des Effektivwertes allerdings mit dem Nachteil eines grossen Rechenaufwandes, zumal nach der Summenbildung auch die Wurzel zu berechnen ist, die den grossen Rechenaufwand verursacht. Für die Berechnung muss zumindest eine Netzhalbperiode abgewartet werden.

Eine weitere Möglichkeit zur Ermittlung besteht durch die Bestimmung des Spitzenwertes der Netzspannung, welcher bei sinusförmigen Grössen über den Faktor $\sqrt{2}$ mit dem Effektivwert verknüpft ist. Auch hier ist eine Netzhalbperiode abzuwarten. Das Ergebnis wird somit in jeder Netzhalbperiode neu bestimmt und stellt dadurch eine diskontinuierliche Funktion dar, vergleichbar mit einer Abtast-Halte Funktion.

Diese diskontinuierliche Funktion lässt sich durch eine Mittelwertbildung mithilfe eines Tiefpassfilters (TP in Abbildung 4.15(a)) umge-

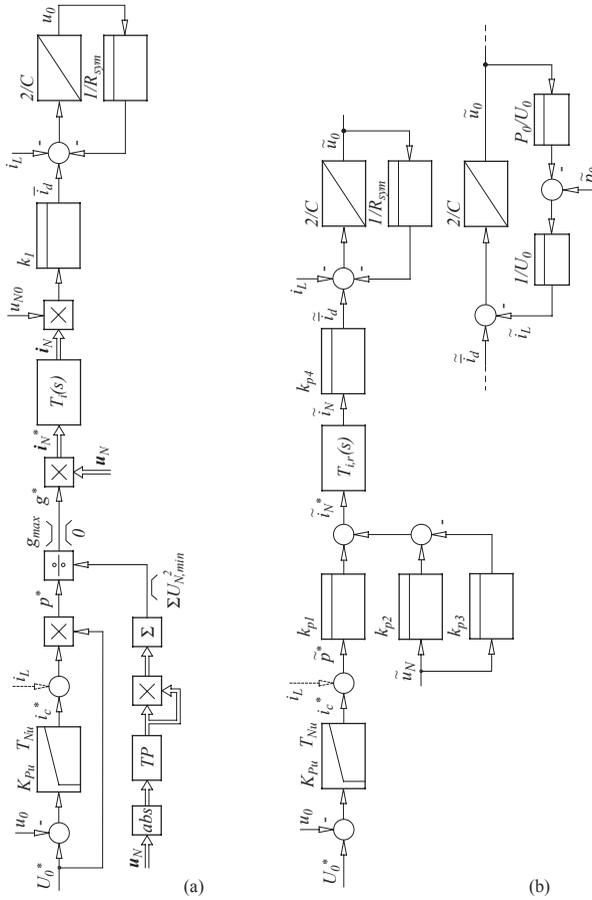


Abbildung. 4.15: Regelungstechnisches Blockschaltbild des (a) vollständigen und (b) des um den Arbeitspunkt (P_0^*, U_{N0}) linearisierten Spannungsregelkreises.

hen. Aufgrund der Tatsache, dass Mittelwert und Effektivwert einer sinusförmigen Grösse sich um den Faktor $U_{rms}/U_{avg} = 1.1$ unterscheiden, kann auf einfache Weise durch Mittelung der gemessenen Strangspannung und anschliessender Skalierung der Effektivwert bestimmt werden. Vor der Mittelwertbildung wird das gemessene Signal mittels einer Betragsbildung gleichgerichtet. Zur Mittelwertbildung kommt ein digitales

Tiefpassfilter vierter Ordnung mit zwei reellen Doppelpolen zum Einsatz, wobei die Grenzfrequenz $f_{g,TP} = 18\text{Hz}$ beträgt:

$$G_{TP}(z^{-1}) = 1.1 \cdot \frac{0.002865 + 0.005729z^{-1} + 0.002865z^{-2}}{1 - 1.786z^{-1} + 0.7974z^{-2}}. \quad (4.22)$$

Die geringe Grenzfrequenz des Tiefpassfilters ist notwendig, damit die gemittelten Strangspannungen frei von jeglichen Anteilen der zweifachen Netzfrequenz sind, die zu einer Modulation der Eingangsströme führen können. Aufgrund der geringen Grenzfrequenz wird das Filter innerhalb des Regelalgorithmus (mit einer Periodendauer von $T_{p,IReg} = 4\mu\text{s}$) nur mit einer Abtastrate von $T_{p,TP} = 255 \cdot T_{p,IReg} = 1\text{ms}$ gerechnet, damit die Koeffizienten des Filters noch mit einer sinnvollen Bitauflösung im Singalprozessor darstellbar sind.

Der für die Spannungsvorsteuerung notwendige Dividierer und der zur Bildung der Führungsgrösse für den Stromregler i_N^* notwendige Multiplizierer stellen nichtlineare Übertragungsfunktionen dar. Eine Linearisierung des Multiplizierers und des Dividierers um den Arbeitspunkt P_0^* und U_{N0} , mit

$$\begin{aligned} p^* &= P_0^* + \tilde{p}^* \\ U_N &= U_{N0} + \tilde{u}_N \\ I_N^* &= I_{N0}^* + \tilde{i}_N^*, \end{aligned} \quad (4.23)$$

liefert die Kleinsignalübertragungsfunktion

$$\tilde{i}_N^* = \frac{1}{3U_{N0}} \cdot \tilde{p}^* + \left(\frac{P_0^*}{3U_{N0}^2} - \frac{2I_{N0}^*}{U_{N0}} \right) \cdot \tilde{u}_N. \quad (4.24)$$

Das Blockschaltbild des linearisierten Spannungsregelkreis ist in Abbildung 4.15(b) dargestellt, mit den Koeffizienten $k_{p1} = 1/(3U_{N0})$, $k_{p2} = P_0^*/(3U_{N0}^2)$, $k_{p3} = 2I_{N0}^*/U_{N0}$ und $k_{p4} = 3\eta U_{N0}/U_0$.

Analyse und Auslegung des Spannungsreglers

Die Spannungsregelung hat die Aufgabe, die Ausgangsspannung u_0 auf einem konstanten Wert zu halten, unabhängig vom jeweiligen Lastzustand und der Spannungssituation des speisenden Netzes.

Der vom Stromrichter gebildete Ausgangsstrom \bar{i}_d , der für die Spannungsbildung an den Ausgangskondensatoren verantwortlich ist, enthält neben dem Mittelwert (Gleichanteil) auch niederfrequente Harmonische

(wie bei der Berechnung der Ausgangskondensatorbelastung gezeigt). Im Wesentlichen treten geradzahlige Harmonische der Netzfrequenz auf. Die ebenfalls vorhandenen schaltfrequenten Anteile sind aus regelungstechnischer Sicht nicht von Bedeutung.

Bei unsymmetrischem Netz oder im Extremfall bei Ausfall eines Stranges erfolgt der Leistungsfluss aus dem Netz pulsierend mit der zweifachen Netzfrequenz. Das führt abhängig vom Wert der Ausgangskapazität zu Schwankungen in der Ausgangsspannung u_0 . Wird für den Spannungsregler eine hohe Dynamik gewählt, sodass der Regler versucht, die Schwankungen mit der doppelten Netzfrequenz auszugleichen, führt das unweigerlich zu Verzerrungen in der Netzstromaufnahme. Die Forderung nach einer sinusförmigen Netzstromaufnahme bei zugleich konstanter Ausgangsspannung ist daher nur bei idealisierten Bedingungen erfüllbar.

Ein sinnvoller Kompromiss liegt daher darin, die Bandbreite des Spannungsreglers deutlich unter der zweifachen Netzfrequenz zu wählen und eine Schwankung der Ausgangsspannung zuzulassen.

Der Spannungsregler ist wegen der geforderten Stationärgenauigkeit als PI-Regler ausgeführt

$$K_u(s) = K_{pu} \left(\frac{1 + sT_{Nu}}{sT_{Nu}} \right). \quad (4.25)$$

Mit den Parametern des Spannungsreglers $K_{pu} = 25$ und $T_{Nu} = 100ms$ ergibt sich eine Durchtrittsfrequenz des offenen Spannungsregelkreises nach (4.27) von $\omega_{D,u} = 2\pi 25Hz$, wie in Abbildung 4.16 dargestellt.

$$F_{u,ol}(s) = K_u(s)k_{p1}T_{i,r}(s)k_{p4} \frac{R_L}{1 + sR_L C/2} \quad (4.26)$$

Für die Analyse der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises wurde eine veränderliche ohmsche Last R_L angenommen, die einem Leistungsbereich von $P_0 = [3kW \dots 10kW]$ entspricht. In Abbildung 4.16 ist weiters zu erkennen, dass die Strecke des Spannungsreglers bei hohen Frequenzen ein integrierendes Verhalten aufweist.

Aufgrund der angenommenen ohmschen Belastung erfährt die Betragskennlinie jedoch gegen niedrige Frequenzen einen Verstärkungsabfall bei wenigen Hertz, wodurch die Streckenverstärkung bei niedrigen Frequenzen klein bleibt und somit ein bleibender Regelfehler in der Ausgangsspannungsregelung auftritt. Zur Vermeidung eines Regelfehlers ist aus diesem Grund die Verwendung eines PI-Reglers gerechtfertigt.

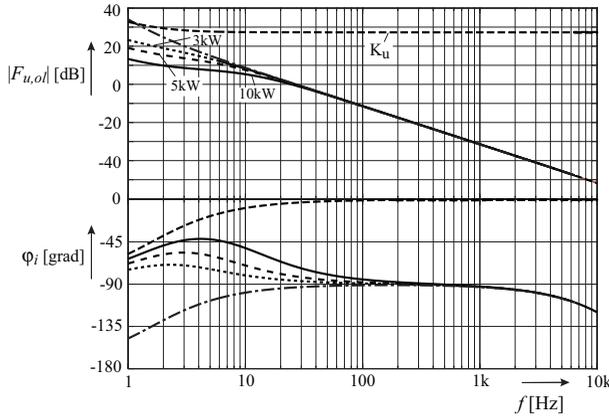


Abbildung. 4.16: Bode-Diagramm des offenen Spannungsregelkreises $F_{u,ol}$, für den Betriebspunkt $U_{N0} = 230V$ und einer Ausgangsleistung von $P_0 = [3kW...10kW]$ bei ohmscher Belastung.

Eine ohmsche Belastung des Stromrichters ist aufgrund der einfachen Realisierbarkeit nur bei Untersuchungen im Labor gegeben. Im standardmässigen Einsatz ist dem Stromrichter ein DC/DC Wandler nachgeschaltet, der die hohe Ausgangsspannung des Stromrichters von $U_0 = 800V$ auf eine niedrige Spannung für unterschiedliche Prozessanwendungen herabsetzt (beispielsweise auf $U_A = 48V$ wie bei Telekomwendungen) und eine Potentialtrennung bereitstellt.

Da der DC/DC Wandler stets die von seiner Last geforderten Leistung P_0 dem Stromrichter entnimmt, unabhängig von der Höhe der Eingangsspannung (Ausgangsspannung des Stromrichters U_0), stellt der DC/DC Wandler einen Konstantleistungs-Verbraucher für den Stromrichter dar. Bei sinkender Ausgangsspannung steigt der Laststrom entsprechend $i_L = P_0/u_0$.

Dieser Zusammenhang ist im Blockschaltbild in Abbildung 4.17 dargestellt. Die Division im Rückkopplungspfad des Blockschaltbildes kann um den Arbeitspunkt (P_0, U_0) linearisiert werden, wodurch das Kleinsignalersatzschaltbild für den Spannungsregler resultiert. Das regelungstechnische Blockschaltbild des Spannungsreglers in Abbildung 4.15 ist bei einem Konstantleistungsverbraucher durch das Kleinsignalersatzschaltbild in Abbildung 4.17 zu ersetzen.

Die Führungsübertragungsfunktion des offenen Spannungsregelkreises bei einer Konstantleistungsbelastung

$$F_{u,ol,c}(s) = K_u(s)k_{p1}T_{i,r}(s)k_{p4} \frac{U_0^2/P_0}{sC/2(U_0^2/P_0) - 1} \quad (4.27)$$

weist sowohl für ohmsche Last als auch für Konstantleistungsbelastung einen identen Verlauf des Betragsfrequenzgangs auf. Einzig die Phasengänge sind für niedrige Frequenzen unterschiedlich.

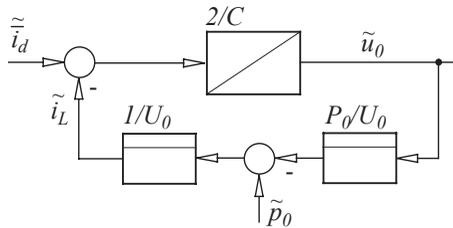


Abbildung. 4.17: Regelungstechnisches Blockschaltbild des für den Ausgangsspannungsregler gültigen Kleinsignalersatzschaltbildes bei einem Konstantleistungsverbraucher für den Arbeitspunkt (P_0, U_0) .

Ein grundlegendes Problem bei der Ausgangsspannungsregelung ist die geringe Bandbreite des Spannungsreglers zusammen mit der grossen Ausgangskapazität des Stromrichters. Ein Lastwechsel wirkt sich aufgrund des Energiespeichers verzögert auf die Ausgangsspannung u_0 aus. Zusammen mit der langsamen Reaktionszeit des Spannungsreglers führt das zu relativ grossem Überschwingen der Ausgangsspannung. Für Anwendungen mit grossen Lastwechseln, bei denen eine gute Spannungs Konstanz gefordert ist, kann dieser Nachteil durch Vorsteuerung mittels des gemessenen Laststromes i_L beseitigt werden.

Da die Laststromvorsteuerung einen direkten Einfluss auf den Leitwert des Stromrichters hat, darf der gemessene Laststrom nur mit einer begrenzten Dynamik aufgeschaltet werden, damit auch von dieser Seite eine Netzstromverzerrung zufolge schneller Lastschwankungen gering bleibt. Die Filterzeitkonstante für die Laststromvorsteuerung sollte etwas kleiner als die Nachstellzeit T_{Nu} des Integrators des Spannungsreglers sein.

4.3.4 Spannungsvorsteuerung der Stromregelung

Die zur Strombildung notwendige Netzspannung \mathbf{u}_N wirkt aus regelungstechnischer Sicht als Störgrösse, allerdings mit geringer Dynamik. Aufgrund des (im Wesentlichen) integralen Streckenverhaltens ist, wie bereits erwähnt, ein P-Regler ausreichend.

Der Stromregler muss neben der Kompensation des Stromregelfehlers auch noch die Stromänderung infolge der sich zeitlich veränderlichen Netzspannung kompensieren. Im Falle eines reinen P-Reglers bedingt es allerdings einen ständigen Regelfehler, damit der Stromregler ein Ausgangssignal ausgibt. Das führt zu einer Abweichung von der Soll-Stromform, die niederfrequente Stromharmonische zur Folge hat.

Aufgrund der Kenntnis der Eingangsspannung ist eine Vorsteuerung dieser Störgrösse problemlos möglich. Mit dieser Massnahme muss der Stromregler nur mehr den Regelfehler ausgeben und für die Stabilität des Stromregelkreises sorgen.

Die Stromrichter-Eingangsspannung muss derart vorgesteuert werden, damit im Idealfall die Spannung über der Eingangsinduktivität respektive dem Eingangfilter, also die Differenz zwischen dem lokalen Mittelwert, der Stromrichter-Eingangsspannung $\bar{\mathbf{u}}_U$ und der Netzspannung \mathbf{u}_N , verschwindet. Die zur Strombildung in der Eingangsinduktivität notwendige Spannungsdifferenz wird vom Stromregler vorgegeben.

Im nichtlückenden Betriebsfall erfolgt die Spannungsbildung an einem Strang des Stromrichtereingangs nach (4.28), wobei das normierte Vorsteuersignal im Bereich $v_i \in [-1 \dots 1]$ liegt.

$$\bar{u}_{U,i} = \frac{U_0}{4} (1 + v_i) \quad (4.28)$$

Zur Erfüllung der oben genannten Forderung nach der Gleichheit der mittleren Stromrichter-Strangspannung mit der Netz-Strangspannung kann folgende Bedingung angegeben werden

$$\hat{U}_N \cdot \sin(\varphi_N - \frac{2\pi}{3}(i-1)) = \frac{U_0}{4} (1 + v_i), \quad (4.29)$$

mit $i = 1, 2, 3$, woraus sich unmittelbar die Vorsteuerfunktion v_i bestimmen lässt.

Die Aussteuerbarkeit des Stromrichters bleibt bei Strang-Sinusmodulation auf $U_0/2$, also einem Modulationsindex $M = 1$, beschränkt.

Bei Betrachtung der Raumzeiger ist allerdings ersichtlich, dass die maximale Spannungsaussteuerung bis auf $U_0/\sqrt{3}$ möglich ist. Das entspricht einem Kreis, der dem Hexagon, das durch die Raumzeiger aufgespannt wird, eingeschrieben ist. Die Spannungsausbeute bei Raumzeigermodulation ist also um $2/\sqrt{3} = 1.15$ höher als bei Strang-Sinusmodulation.

Der Grund für die Limitierung liegt darin, dass im Fall der Strang-Sinusmodulation $\bar{u}_{U1} + \bar{u}_{U2} + \bar{u}_{U3} = 0$ gilt, also die Nullkomponente Null ist. Bei dieser Modulation verhält sich der Stromrichter so, als seien der Netzsternpunkt N und der Mittelpunkt des Stromrichters M miteinander verbunden.

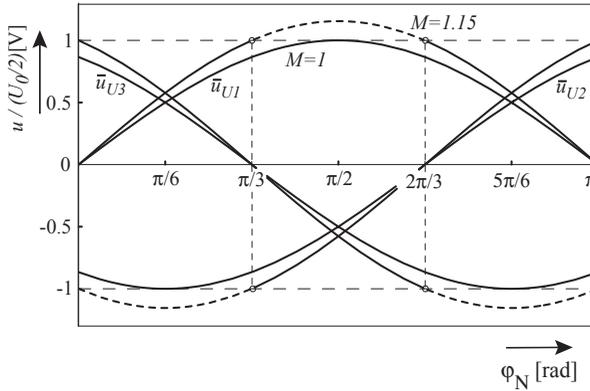
Da der Mittelpunkt M des Stromrichters aber nicht galvanisch mit dem Netzsternpunkt N verbunden ist, kann zu den drei mittleren Strangspannungen $\bar{\mathbf{u}}_U$ des Stromrichters eine Nullkomponente u_0 addiert werden, die zur Optimierung herangezogen werden kann. Die Wahl der Nullkomponente richtet sich nach einem Optimierungsziel [17], welches die maximale Spannungs-Aussteuerbarkeit, die Minimierung des Netzstromrippels oder die Minimierung der Schwankung der Ausgangsspannung darstellen kann.

In Abbildung 4.18(a) sind die Strangspannungsmittelwerte bei Sinusmodulation (Unterschwingungsverfahren) für einen Modulationsindex $M = 1$, sowie für den theoretisch maximal möglichen Wert $M = 2/\sqrt{3}$ dargestellt. Wie unmittelbar zu erkennen ist, wird der Modulator für $M > 1$ übersteuert (strichliert). Das bedeutet, dass der entsprechende Schalter des Stranges dauernd geöffnet bleibt und somit die Strangspannung auf $U_0/2$ begrenzt ist. Bis zur Aussteuergrenze $M = 2/\sqrt{3}$ tritt die Übersteuerung zu jedem Zeitpunkt jeweils nur in einem Strang auf. Ein noch grösserer Modulationsindex führt zu einer Übersteuerung von zwei Strängen, womit eine sinusförmige Spannungsbildung und damit auch eine sinusförmige Stromaufnahme nicht mehr möglich sind.

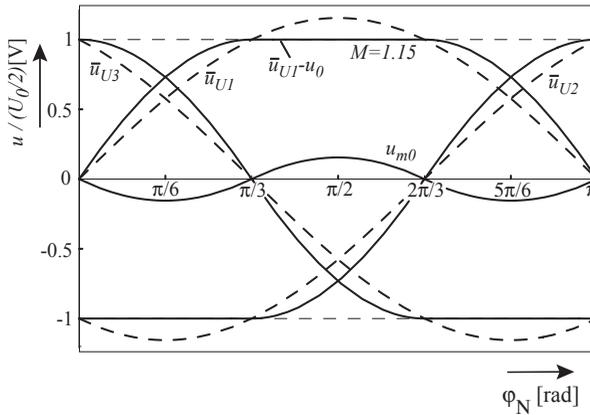
Wird jener Spannungsanteil ermittelt, der zur Übersteuerung führt, resultiert die Nullkomponente u_{m0} , die notwendig ist, um bei Strangmodulation maximale Aussteuerbarkeit zu erlangen. Die Nullkomponente besteht, entsprechend einer Fourier Analyse, aus ungeradzahligen Vielfachen der dreifachen Netzfrequenz $k \cdot 3\omega_N$ mit $k = 1, 3, 5, \dots$

$$u_{m0}(t) = a_3 \cos(3\omega_N t) + a_9 \cos(9\omega_N t) + a_{15} \cos(15\omega_N t) + \dots, \quad (4.30)$$

mit den Koeffizienten $a_3 = 0.159$, $a_9 = 4.133 \cdot 10^{-4}$, $a_{15} = 6.443 \cdot 10^{-5}$. Harmonische ab der Ordnungszahl 9 können aufgrund ihrer Kleinheit vernachlässigt werden.



(a)



(b)

Abbildung. 4.18: (a) Verlauf der Strangspannungsmittelwerte bei Sinusmodulation für einen Modulationsindex $M = 1$ und für einen gedachten Modulationsindex $M = 2/\sqrt{3} = 1.15$. Eine Strangspannungsamplitude grösser als $U_0/2$ ist bei Strang-Sinusmodulation nicht möglich. Die Signalverläufe sind normiert auf die halbe Ausgangsspannung $U_0/2$. (b) Verlauf der mittleren Strangspannung bei Überlagerung einer Nullkomponente. Bei maximaler Aussteuerung ($M = 2/\sqrt{3}$) verweilt die Strangspannung an der Aussteuerungsgrenze während eines $\pi/3$ Intervalls (*flat-top-modulation*).

Subtrahiert man die Nullkomponente u_{m0} von den drei Strangspannungs-Sollwerten gleichermassen, so verweilt die modifizierte Strangspannung in dem Zeitabschnitt, in dem ursprünglich Übersteuerung vorlag an der Aussteuergrenze, wie in Abbildung 4.18(b) dargestellt. Somit ermöglicht diese Massnahme neben der maximalen Spannungsaussteuerbarkeit für Strang-Sinusmodulation (wie bei Raumzeigermodulation) eine Reduzierung der Schaltverlustleistung an der Aussteuergrenze, da der betreffende Schalter in diesem Fall dauernd geöffnet bleibt.

Die Aussenleiterspannung bleibt trotz Überlagerung einer Nullgrösse mit der dreifachen Netzfrequenz aufgrund der Differenz der Strangspannungen sinusförmig.

Die Implementierung einer Nullkomponente, wie in (4.30) angegeben, ist für ein digitales Regelsystem einfach zu realisieren, es bringt aber kaum Vorteile im Vergleich zu einer einfachen Sinusfunktion mit der dreifachen Netzfrequenz (dritte Harmonische). Einzig bei einem Aussteuergrad $1 < M < 2/\sqrt{3}$ und einer rein sinusförmigen Netzspannungssituation ergibt sich eine *flat-top-modulation*, die zu einer Reduzierung der Schaltverlustleistung führt. In einem analog geregelten Stromrichter ist die Erzeugung einer Nullkomponente nach (4.30) praktisch nicht zu realisieren.

Am einfachsten kann die Nullkomponente aus der Summe aus den Minima und Maxima der gemessenen Strangspannungen \mathbf{u}_N erzeugt werden [45].

$$u_{m0tr} = \max\{u_{N1}, u_{N2}, u_{N3}\} + \min\{u_{N1}, u_{N2}, u_{N3}\}. \quad (4.31)$$

In diesem Fall resultiert ein dreieckförmiger Verlauf der Nullkomponente mit der dreifachen Netzfrequenz und der Amplitude $\hat{U}_N/2$, wie in Abbildung 4.19 dargestellt.

Die Amplitude der Nullkomponente ist nun so zu wählen, dass der Modulator bei maximaler Netzspannung gerade die Aussteuergrenze erreicht. Die Amplitude von u_{m0tr} , die der Sinus-Vorsteuerfunktion letztendlich überlagert wird, beträgt $\hat{u}_{m0tr} = (1/6)\hat{U}_N$.

Das auf $U_0/2$ normierte Modulationssignal eines Stranges

$$m_i(t) = 2 \frac{\hat{U}_N}{U_0} \left(\sin(\varphi_N - \frac{2\pi}{3}(i-1)) + \frac{1}{3} u_{m0tr}(3\varphi_N) \right), \quad (4.32)$$

mit $i = 1, 2, 3$, ist in Abbildung 4.20 zusammen mit der sinusförmigen und dreieckförmigen Nullkomponente dargestellt. Abhängig vom Vorzeichen des Netzstromes wird noch ± 1 subtrahiert, woraus die letztendlich

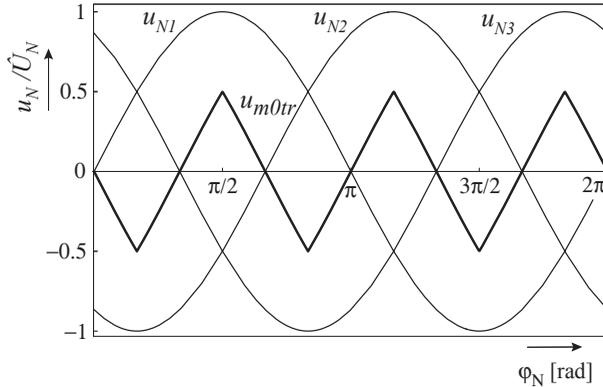


Abbildung 4.19: Bildung der Nullkomponente m_{0tr} (dritte Harmonische) aus der Summe der Minima und Maxima der gemessenen Netzstrangspannung.

implementierte Vorsteuerfunktion resultiert:

$$v_i(t) = 2M \left(\sin(\varphi_N - \frac{2\pi}{3}(i-1)) + \frac{1}{3}u_{m0tr}(3\varphi_N) \right) - \text{sign}\{i_N^*\}. \quad (4.33)$$

Sowohl für eine sinusförmige als auch für eine dreieckförmige Nullkomponente kann Vollaussteuerung erreicht werden. Bezüglich der Aussteuerbarkeit ist als Nullkomponente daher jede Funktion mit Vielfachen der dreifachen Grundfrequenz geeignet.

Bei genauer Betrachtung der Schaltfolge innerhalb eines Sektors ist zu erkennen, dass durch geeignete Wahl des Freilaufzustandes ein dauerndes Ausschalten jenes Schalters, der die grösste Stromamplitude führt, auch bei einer Aussteuerung unterhalb der Aussteuergrenze möglich ist. Gerade bei einer hohen Taktfrequenz ermöglicht diese Massnahme eine erhebliche Einsparung an Schaltverlusten [44].

Bei konventioneller Dreiecksmodulation ergibt sich die Schaltfolge für den in Abbildung 4.21 grau hinterlegten Sektor $1a$, innerhalb einer Puls-halbperiode

$$\dots |_{t_\mu=0} = (011) - (010) - (000) - (100) |_{t_\mu=T_p/2}. \quad (4.34)$$

Da die beiden Schaltzustände $\underline{u}_{U,(100)}$ und $\underline{u}_{U,(011)}$ bezüglich der Span-

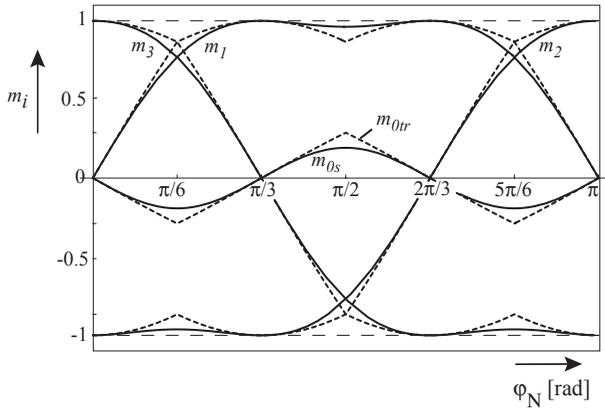


Abbildung. 4.20: Normiertes Modulationssignal m_i eines Stranges mit sinusförmiger (m_{0s}) und dreieckförmiger (m_{0tr}) dritter Harmonischer an der Aussteuergränze $M = 2/\sqrt{3}$.

nungsbildung ident (redundant) sind, kann durch die Wahl des Schaltzustandes $\underline{u}_{U,(011)}$ anstatt $\underline{u}_{U,(100)}$ am Ende der Pulshalbperiode erreicht werden, dass für die gesamte Schaltperiode T_p der Schalter $S1$ geöffnet bleibt und zwar innerhalb eines Aussteuergrades von $M = [1/3 \dots 2/\sqrt{3}]$. Das gilt für das gesamte Intervall in dem sich der Soll-Spannungszeiger \underline{u}_U^* innerhalb (für den betrachteten Fall) des Sektors $1a$ befindet.

In den Sektoren $2a$ und $2b$ ändern sich die Schaltfolgen. Zur Bestimmung der Grenze des Überganges von Sektor $1a$ auf $2a$, die von der Länge des Zeigers $|\underline{u}_U^*|$ respektive dem Phasenwinkel φ_N abhängt, muss eine Reihe von Fallunterscheidungen gemacht werden, um die von der Dreiecksmodulation gelieferten Schaltsequenzen entsprechend modifizieren zu können. Dadurch geht die Einfachheit der Pulsmustererzeugung (mit dem im Signalprozessor integrierten Pulsmustergenerator) verloren, und es steigt der Rechenaufwand an.

Aus diesem Grund wurde dieses Verfahren in dieser Arbeit nicht implementiert. Für die Implementierung einer schaltverlustminimalen Modulation ist eine Raumzeigermodulation vorteilhafter, die allerdings nur geringere Schaltfrequenzen aufgrund des hohen Rechenaufwandes zulässt.

Anmerkung: Die beiden Schaltzustände $\underline{u}_{U,(100)}$ und $\underline{u}_{U,(011)}$ weisen ein unterschiedliches Vorzeichen des Mittelpunktstromes i_M auf. Wird die

Aufteilung der gleichwertigen Schaltzustände zur Maximierung der Aussteuerbarkeit herangezogen, geht die Steuerbarkeit des Mittelpunktstromes verloren (siehe Kapitel 4.3.5).

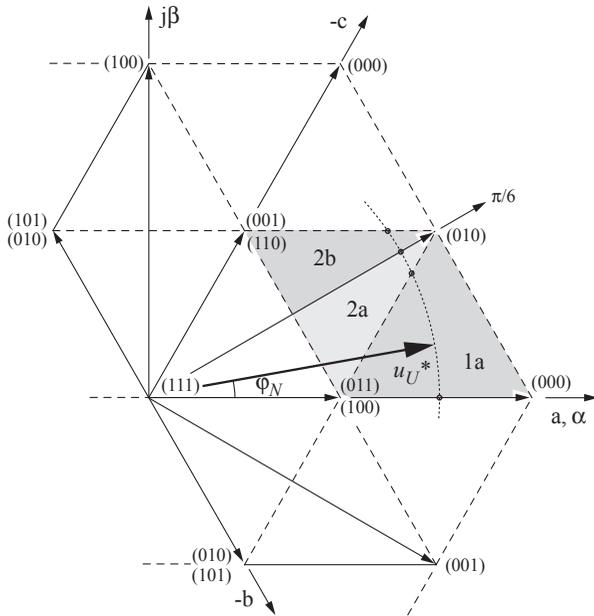


Abbildung. 4.21: Spannungs-Raumzeiger des Stromrichters. Innerhalb $\varphi_N \in (-\pi/6, +\pi/6)$ bzw. für $(i_{N,1} > 0, i_{N,2} < 0, i_{N,3} < 0)$ sind die Schaltzustände $(\underline{u}_{U,(011)})$ und $(\underline{u}_{U,(100)})$ bezüglich der Spannungsbildung am Stromrichter-Eingang gleichwertig.

4.3.5 Symmetrierung der Ausgangsspannung

Neben der Regelung der gesamten Ausgangsspannung U_0 ist auch eine symmetrische Aufteilung der Teilausgangsspannungen U_{C+} und U_{C-} erforderlich.

Eine Unsymmetrie $u_M = 1/2(U_{C+} - U_{C-}) \neq 0$ [44] hat Einfluss auf die Spannungsbildung am Stromrichtereingang, die sich störend auf die Regelung der Eingangsströme auswirkt. Sehr anschaulich kann die Unsymmetrie an den unterschiedlichen Längen der einzelnen Raumzeiger [17] deutlich gemacht werden.

Ursache für eine unsymmetrische Aufteilung der Ausgangsspannung ist ein Gleichanteil oder niederfrequente Harmonische des Mittelpunktstromes.

Unter der Annahme sinusförmiger Netzströme \mathbf{i}_N in Phase zur Netzspannung \mathbf{u}_N ($\varphi_N = 0$) und den gemittelten Tastverhältnissen nach (2.9) lässt sich eine kontinuierliche Funktion des Mittelwertes von \bar{i}_M näherungsweise nach (4.35) berechnen.

$$\bar{i}_M = \alpha_1 i_{N,1} + \alpha_2 i_{N,2} + \alpha_3 i_{N,3}. \quad (4.35)$$

Ohne Überlagerung einer Nullkomponente in der Spannungsvorsteuerung bildet sich ein sinusförmiger Mittelpunktstrom mit der dreifachen Netzfrequenz aus (Abbildung 4.22). Der Mittelpunktstrom \bar{i}_M stellt für den Mittelpunkt der Ausgangskondensatoren eine Last dar, die nach

$$\frac{d}{dt} u_M = \frac{1}{2C} \bar{i}_M \quad (4.36)$$

Einfluss auf die Unsymmetrie der Ausgangsteilspannungen hat. Gleichung (4.36) gilt unter der Annahme einer konstanten Ausgangsspannung U_0 und gleich grossen Kapazitäten $C_+ = C_- = C$. Aufgrund der konstanten (geregelt) Ausgangsspannung U_0 wirkt am Mittelpunkt die Parallelschaltung beider Ausgangskondensatoren $2C$.

Der Einfluss der schaltfrequenten Anteile in i_M auf die Unsymmetrie wird nicht betrachtet.

Entsprechend (4.36) tritt eine sinusförmige Unsymmetrie u_M der Teilausgangsspannungen mit der dreifachen Netzfrequenz auf, deren Amplitude von der Last und von der Netzspannungssituation (Modulationsgrad M) und von der Grösse der Ausgangskondensatoren abhängt.

Im Idealfall ist der globale Mittelwert der Unsymmetrie Null. Abgesehen von einer unsymmetrischen Belastung der Teilausgangsspannungen

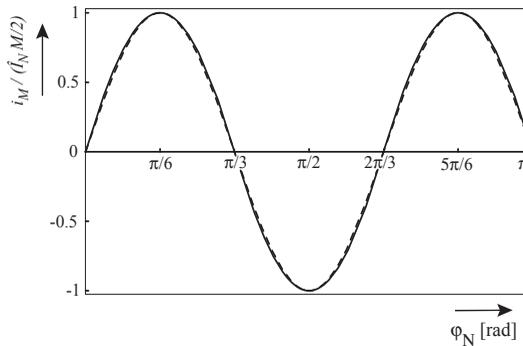


Abbildung. 4.22: Normierte Darstellung des lokalen Mittelwertes des Mittelpunktstromes \bar{i}_M ohne überlagerte Nullkomponente in der Spannungsvorsteuerung. Der auftretende Mittelpunktstrom kann durch eine Sinusfunktion mit der dreifachen Netzfrequenz in guter Näherung approximiert werden (strichliert).

führen unterschiedliche Leckströme in den Elektrolyt-Kondensatoren, unterschiedliche Flussspannungen der Halbleiter sowie Fehler in den Signallaufzeiten der Ansteuerpulse zu einem Mittelpunktstrom $I_{M,avg} \neq 0$ und somit zu einer mittleren Unsymmetrie $U_{M,avg} \neq 0$.

In [17] wurde gezeigt, dass für eine Stromregelung nach dem *Average Current Control* Prinzip eine auftretende Unsymmetrie zwar stabil bleibt, aber ohne aktive Symmetrierung nicht verschwindet.

Die erwähnte, prinzipbedingte Unsymmetrie, die mit der dreifachen Netzfrequenz variiert, kann durch Überlagerung einer geeigneten Nullkomponente in der Spannungsvorsteuerung reduziert (minimiert) werden.

Mit der in (4.31) gewählten (dreieckigen) Nullkomponente $(1/3)u_{m0tr}$ in der Spannungsvorsteuerung resultiert eine maximale Amplitude des Mittelpunktstromes, die im Vergleich zum Mittelpunktstrom ohne Nullkomponente um 77% reduziert ist. Für eine sinusförmige Nullkomponente lässt sich immerhin noch eine Reduzierung um 67% erreichen, wie Abbildung 4.23 zeigt.

Mit einer auf minimale Mittelpunkts-Strombelastung optimierte Nullkomponente $u_{m0,opt} = (1/4)\sin(3\varphi_N)$ kann eine Reduzierung der Am-

plitude auf etwa 6% erreicht werden. Allerdings muss mit dieser Nullkomponente eine um etwa 2.8% verminderte Aussteuerbarkeit in Kauf genommen werden.

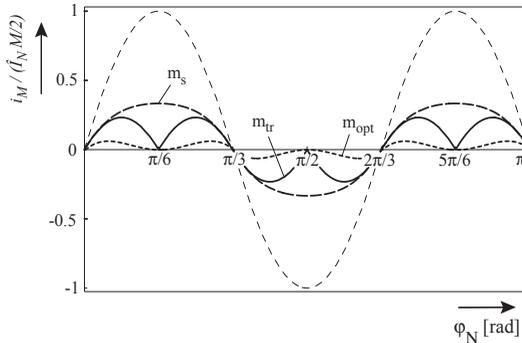


Abbildung. 4.23: Mittelpunktstrom \bar{i}_M mit überlagerter sinusförmiger (u_{m0s}) und dreieckförmiger (u_{m0tr}) Nullkomponente in der Spannungsvorsteuerung, im Vergleich zum Mittelpunktstrom ohne Nullkomponente (strichliert). Mit einer optimierten Nullkomponente (u_{m0opt}) kann eine weitere Reduktion der Amplitude des Mittelpunktstromes erreicht werden, allerdings mit der Einschränkung einer leicht verminderten Spannungsaussteuerbarkeit.

Durch Überlagerung einer geeigneten Nullkomponente lässt sich zwar die Amplitude des Mittelpunktstromes und damit die Amplitude der mit der dreifachen Netzfrequenz variierenden Unsymmetrie reduzieren, die globale Mittelwertfreiheit des Mittelpunktstromes kann dadurch aber nicht gewährleistet werden.

In [46] wurde gezeigt, dass eine auftretende Unsymmetrie $U_{M,avg} \neq 0$ Auswirkungen auf den Mittelpunktstrom hat. Die Auswirkungen einer Unsymmetrie auf die lokalen Mittelwerte der Stromrichter-Eingangsspannungen können durch

$$\bar{u}_{U,i} = m_i \left(\frac{U_0}{2} + U_{M,avg} \text{sign}\{i_N^*\} \right), \quad (4.37)$$

mit m_i aus (4.32) berechnet werden. Durch Einsetzen der Modulationssignale von (4.32) in (4.37) ergeben sich unmittelbar die Modulations-

signale bei einer vorhandenen Unsymmetrie

$$m_i = \frac{2}{U_0} \left(M \left(\sin(\varphi_N - \frac{2\pi}{3}(i-1)) + \frac{1}{6} \sin(3\varphi_N) \right) \right) \left(\frac{U_0}{2} + U_{M,avg} \text{sign}\{i_N^*\} \right), \quad (4.38)$$

aus denen sich mit $\alpha_i = 1 - |m_i|$ die Tastverhältnisse in Abhängigkeit des Netzphasenwinkels berechnen lassen. Zusammen mit (4.35) kann der resultierende Mittelpunktstrom berechnet werden. Eine Integration des gewonnenen Mittelpunktstromes bei Unsymmetrie über eine Netzperiode ergibt den globalen Mittelwert $I_{M,avg}$.

Abbildung 4.24 zeigt den Zusammenhang zwischen einer Unsymmetrie $U_{M,avg}$ der Teilausgangsspannungen (bis zu 15% von U_0) und dem daraus resultierenden Mittelpunktstrom $I_{M,avg}$. Eine Auswertung der Kurvenverläufe liefert

$$I_{M,avg} = -3\hat{I}_N \frac{M}{U_0} U_{M,avg}. \quad (4.39)$$

Eine auftretende Unsymmetrie u_M wirkt wie eine Gegenkopplung auf den Mittelpunktstrom, die für eine stabile Unsymmetrie sorgt. Die Verstärkung dieser Gegenkopplung hängt stark von der aufgenommenen Leistung bzw. der Last I_0 ab, wenn der Wirkungsgrad vernachlässigt wird. Gerade im Schwachlastbereich führt die abnehmende Gegenkopplung zu grösseren Unsymmetrien, die eine aktive Symmetrierung erforderlich machen.

Eine aktive Symmetrierung erfordert die Kenntnis über die Steuerbarkeit des Mittelpunktstromes, die in [46] untersucht wurde.

Die bezüglich der Spannungsbildung am Stromrichtereingang gleichwertigen Schaltzustände $\underline{u}_{U,(100)}$ und $\underline{u}_{U,(011)}$ (Abbildung 4.21) führen zu unterschiedlichen Vorzeichen des Mittelpunktstromes. Durch eine geeignete Aufteilung der gleichwertigen Schaltzustände lässt sich der Mittelpunktstrom steuern. Im Falle einer symmetrischen Aufteilung der redundanten Schaltzustände gilt idealerweise $I_{M,avg} = 0$.

Durch die Addition eines Gleichanteiles u_{mDC} zu den Modulationssignalen

$$m_i = 2M \left(\sin(\varphi_N - \frac{2\pi}{3}(i-1)) + \frac{1}{6} \sin(3\varphi_N) + u_{mDC} \right) \quad (4.40)$$

erfolgt eine ungleichmässige Aufteilung der redundanten Schaltzustände, die zur Steuerung des Mittelpunktstromes herangezogen wird.

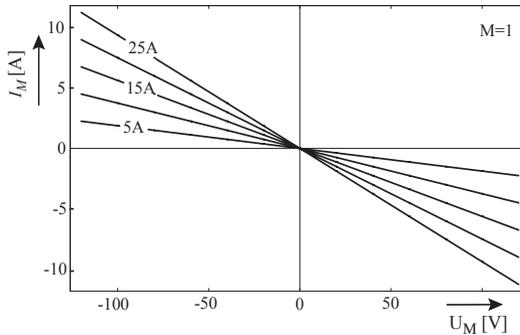


Abbildung 4.24: Mittelpunktstrom $I_{M,avg}$ bei einer vorhandenen Unsymmetrie für unterschiedliche Amplituden des Netz-Strangstromes \hat{I}_N und $u_{m0s} = (1/6)\sin(3\varphi_N)$ als Nullkomponente. Der Kurvenverlauf wurde durch eine numerische Integration von (4.35) gewonnen.

Weiters verschiebt ein Gleichanteil auch die Nulldurchgänge der Modulationssignale m_i , was zu Verzerrungen in der Strombildung führt, da sich die tatsächlichen Nulldurchgänge der Strangspannungen von denen des Modulationssignals unterscheiden und dadurch kurzzeitig falsche Pulsmuster ausgegeben werden. Das kann allerdings problemlos in Kauf genommen werden, da nur ein geringer Gleichanteil zur Kompensation der Unsymmetrie infolge von parasitären Effekten notwendig ist.

Die Wirkung eines überlagerten Gleichanteils u_{mDC} zur aktiven Symmetrierung der Ausgangsspannung wurde ebenfalls durch eine numerische Integration von (4.35) über eine Netzperiode gewonnen. Die Auswertung ergab

$$\bar{i}_M = -1.732 \cdot \hat{I}_N M u_{mDC}. \quad (4.41)$$

Damit lässt sich mit den Gleichungen (4.36), (4.39) und (4.41) ein regelungstechnisches Blockschaltbild der Regelstrecke für den Symmetrierer, wie in Abbildung 4.25 gezeigt, angeben. Das Modell der Regelstrecke zeigt ein nichtlineares Verhalten, das nur für quasi-stationäre Vorgänge gilt. Die Gegenkopplung $2/R_{sym}$ modelliert den Einfluss der Symmetrier-Widerstände auf die Unsymmetrie der Teilausgangsspannungen. Die als Störgrösse wirksamen parasitären Effekte, welche zu einer Unsymmetrie führen, werden durch eine Stromquelle I_{Mz} beschrieben.

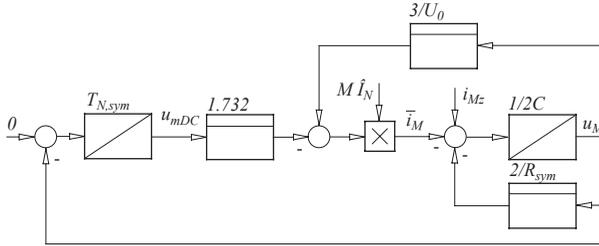


Abbildung. 4.25: Regelungstechnisches Blockschaltbild der Symmetrie-Regelung. Die Regelstrecke ist trotz eines Integralanteils aufgrund einer Gegenkopplung (abhängig von der Leistung) stabil. Bei stark reduzierter Leistung ($I_N \simeq 0$) verschwindet die Gegenkopplung, die eine stabilisierende Wirkung auf die Unsymmetrie hat.

Auslegung des Symmetrie-Reglers

Der Symmetrie-Regler hat für eine gleichmässige Aufteilung der beiden Kondensatorspannungen $U_{C+} = U_{C-} = U_0/2$ zu sorgen.

Der trotz einer überlagerten Nullkomponente in der Spannungsvorsteuerung verbleibende Mittelpunktstrom mit der dreifachen Netzfrequenz führt prinzipbedingt zu einer Schwankung der Aufteilung der Teilausgangsspannungen U_{C+} und U_{C-} und wirkt daher als Störgrösse I_{Mz} .

Die Durchtrittsfrequenz der offenen Regelstrecke zur Symmetrierung der Teilausgangsspannungen muss daher deutlich unter der dreifachen Netzfrequenz liegen. Ansonsten versucht der Symmetrie-Regler diese Schwankung auszugleichen, was zu niederfrequenten Harmonischen im aufgenommenen Netzstrom führt. Zugleich hat der Regler dafür zu sorgen, dass niederfrequente Störströme oder ein Gleichanteil im Störstrom wenig Einfluss auf die Unsymmetrie u_M haben.

Die Auslegung des Reglers hat daher wesentlich aus Sicht des Störübertragungsverhaltens zu erfolgen. Abbildung 4.42 zeigt die Störübertragungsfunktion $F_z(s) = u_M/i_{Mz}$ ohne Regler bei Nennleistung $P_0 = 10kW$. Niederfrequente Störströme und ein Gleichanteil im Störstrom werden mit $20dB$ verstärkt. Bei geringeren Leistungen nimmt der Einfluss der Gegenkopplung über $M\hat{I}_N$ ab und damit die Streckenverstärkung der Störübertragungsfunktion zu. Bei einer Leistung von $P_0 = 3kW$ steigt die Verstärkung auf $|F_z| = 35dB$ an.

Im Falle eines Gleichanteils im Störstrom i_{Mz} strebt die Unsymmetrie trotz eines Integralanteils in der Strecke aufgrund der negativen Rückkopplung (Gegenkopplung) auch ohne Regler einem Stationärwert zu. Dadurch erscheint ein P-Regler als ausreichend.

Ein P-Regler verschiebt die Betragskennlinie der Störübertragungsfunktion $|F_z|$ im Bode-Diagramm für steigende Verstärkung nach unten. Nur für grosse Verstärkungen hat ein Gleichanteil im Störstrom nur mehr vernachlässigbaren Einfluss auf die Unsymmetrie. Zugleich wird auch die dritte Harmonische des Mittelpunktstromes durch den Regler stark unterdrückt, und der Durchtritt durch die $0dB$ -Achse der Führungsübertragungsfunktion $F_{usym,ol}$ erfolgt deutlich über der dreifachen Netzfrequenz. Die Verwendung eines P-Reglers ist in diesem Fall nicht zielführend.

Bei Verwendung eines PT1-Reglers

$$K_{sym} = \frac{K_{p,sym}}{1 + sT_{1,sym}}. \quad (4.42)$$

resultiert der in Abbildung 4.26 dargestellte Verlauf der Führungsübertragungsfunktion $F_{usym,ol}$ und der Störübertragungsfunktion $F_{zsym,ol}$ bei unterschiedlichen Leistungen.

Mit den Parametern des Reglers $K_{p,sym} = 0.48$ und $T_{1,sym} = 0.9s$ ergibt sich bei maximaler Last und maximaler Aussteuerung die geforderte Durchtrittsfrequenz der offenen Regelstrecke von $\omega_{D,sym} = 2\pi 30Hz$. Bei geringeren Leistungen verschiebt sich die Durchtrittsfrequenz der offenen Führungsübertragungsfunktion zu kleineren Frequenzen. Die Verstärkung von mehr als $40dB$ bei kleinen Frequenzen führt zu einer ausreichenden Stationärgenauigkeit.

Der Einfluss einer Störgrösse nimmt für kleine Frequenzen auf $0dB$ ab, bleibt aber für hohe Frequenzen unverändert, wodurch die auftretende dritte Harmonische im Mittelpunktstrom durch den Regler nicht beeinflusst wird.

Die Verwendung eines I-Reglers hat ähnliche Verläufe der Führungs- und Störübertragungsfunktion wie der P-Regler zur Folge. Unterschiedlich ist nur das Verhalten bei kleinen Frequenzen. Das Führungsverhalten weist dabei Stationärgenauigkeit auf, während der Einfluss von Störungen auf U_M stark abgeschwächt wird. Aus diesem Grund wurde letztendlich ein I-Regler mit einer Integrationszeitkonstante von $T_{N,sym} = 800ms$ implementiert.

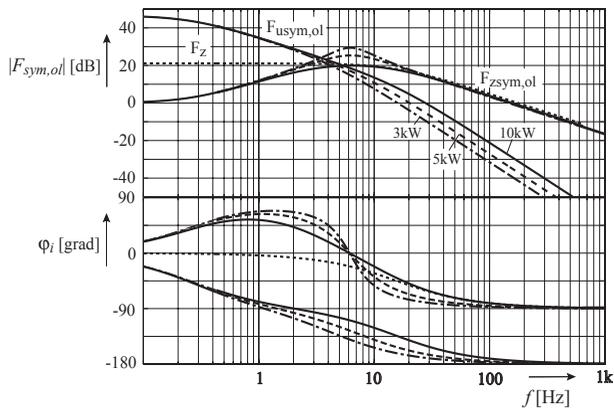


Abbildung. 4.26: Übertragungsfunktion der offenen Regelstrecke $F_{usym,ol}$ der Symmetrieregung bei Verwendung eines PT1-Reglers und der daraus resultierenden Störübertragungsfunktion $F_{zsym,ol}$. F_z stellt die inherent wirksame Störübertragungsfunktion u_m/i_{Mz} (ohne Regler) dar.

4.3.6 Begrenzung und Fehlerabschaltung

Ein wesentlicher Aspekt im Zusammenhang mit dem Schutz des Stromrichters vor unzulässigen Betriebszuständen sind Begrenzungen. Es gilt hier zwischen Fehlerfällen, in denen die Pulse abgeschaltet werden müssen, und Fällen, in denen der Stromrichter an seiner Leistungsgrenze betrieben wird, zu unterscheiden.

Bei Überspannungen, die im speisenden Netz auftreten, kann der Stromrichter nur bedingt geschützt werden. Nur solange die auftretende Überspannung die maximal zulässige Spannungsbelastung der Bauteilbelastung nicht überschreitet, nimmt der Stromrichter keinen Schaden.

Fällt hingegen die Regelung des Stromrichters ausser Tritt, kann dies zu einem unkontrollierten Anwachsen des aufgenommenen Netzstromes führen. Zur Vermeidung eines unkontrollierten Stromaufbaues ist eine Überwachung der gemessenen Netzströme mithilfe von Komparatoren notwendig, die unabhängig von der digitalen Regelung im Fehlerfall zu einer Abschaltung der Leistungsschalter führt. Wenn die Schalter nicht mehr angesteuert werden, verhält sich der Stromrichter wie ein gewöhnlicher passiver Diodengleichrichter. Wird der Stromrichter im erlaubten

Bereich belastet, entspricht das keinem unerlaubten Betriebszustand.

Begrenzungen innerhalb der Regelung des Stromrichters dienen hingegen dazu, den Stellbereich nicht zu überschreiten und dadurch den Stromrichter vor Überlastung zu schützen. Es stellt sich nun die Frage, an welcher Stelle die Begrenzung innerhalb der Regelung einzubauen ist.

Eine Möglichkeit besteht in der Abschaltung der Pulse. Diese Massnahme führt allerdings dazu, dass der Strom nicht mehr aktiv geführt wird und es zu Stromverzerrungen kommt. Aus diesem Grund ist eine Unterdrückung der Pulse nicht sinnvoll.

Vielmehr ist es notwendig, die Führungsgrösse zu begrenzen, wobei auch hier darauf zu achten ist, die Führungsgrösse für den Stromregler, die einen sinusförmigen Verlauf aufweist, nicht einfach abzuschneiden, denn auch das würde zu Stromverzerrungen führen.

Die Begrenzung kann nur sinnvoll über den Leistungs-Sollwert p_0^* bzw. den Leitwert g erfolgen. Die maximal zulässige Stromamplitude, die vom Stromrichter aufgenommen werden darf, wird somit über den maximal zulässigen Leitwert g_{max} bei gegebener minimaler Eingangsspannung

$$g_{max} = \frac{\hat{I}_{N,max}^*}{\hat{U}_{N,min}} \quad (4.43)$$

vorgegeben. Bei dieser Art der Begrenzung wird in jedem Fall der sinusförmige Verlauf der Eingangsspannung gewahrt.

Neben der Begrenzung des Strom-Sollwertes nach oben muss ebenfalls eine Begrenzung nach unten erfolgen $g_{min} = 0$, da der Leistungsfluss nur vom speisenden Netz in den Ausgang aber nicht umgekehrt möglich ist (unidirektionaler Leistungsfluss).

Weiters ist eine Begrenzung des Sollwertes der Ausgangsspannung U_0^* vorzusehen. Nach erfolgter Ladung der Ausgangskondensatoren (bei minimal belastetem Ausgang) näherungsweise auf den Spitzenwert der Eingangsspannung, beginnt der Stromrichter zu takten (Impulsfreigabe). Zu diesem Zeitpunkt weisen Soll- und Istwert typisch eine grosse Abweichung auf, die zu einer sprungförmigen Vorgabe der Soll Leistung und somit des Stromsollwertes führt. Eine Filterung des Ausgangsspannungs-Sollwertes mit einem Filter erster Ordnung ermöglicht einen Sanftanlauf.

4.4 Normierung der physikalischen Grössen

Alle physikalischen dimensionsbehafteten Grössen, die vom Analog Digital Wandler des Signalprozessors digitalisiert werden, müssen in dem beschränkten Zahlendarstellungsbereich des Signalprozessors abgebildet werden können.

Dazu werden die gemessenen Grössen auf eine Referenzgrösse bezogen, wobei die Wahl der Referenzgrösse im Prinzip beliebig ist. Es bieten sich allerdings Vorteile bei einer geschickten Wahl der Bezugsgrösse. Als Normierungswerte werden dabei häufig die Spitzenwerte von Strom und Spannung herangezogen.

Der Spitzenwert der maximal auftretenden verketteten Eingangsspannung beträgt $\hat{U}_{N,II} = \sqrt{2} \cdot 480V = 679V$, womit sich ein Normierungswert für die Spannung von $U_{NORM} = 700V$ anbietet.

Bei Nennleistung beträgt die Amplitude der Grundschiwingung des Phasenstromes des Stromrichters nach (2.35) 25.5A. Unter Berücksichtigung des schaltfrequenten Rippels und mit der Forderung nach einer 1.5-fachen Übersteuerbarkeit des Stromrichters stellt ein Normierungswert für den Strom von $I_{NORM} = 50A$ eine gute Wahl dar.

Neben den gemessenen physikalischen Grössen werden auch DSP interne Rechengrössen normiert. Für die Leistung ergibt sich ein Normierungswert von $P_{NORM} = U_{NORM} \cdot I_{NORM}$ und für den Leitwert $g_{NORM} = I_{NORM}/U_{NORM} = 57.1427S$.

Es muss nun noch eine sinnvolle Abbildung der physikalischen Grössen auf den beschränkten Zahlendarstellungsbereich des Signalprozessors von $Z_{DSP} = [-32768...32767]$ gefunden werden.

Dabei ist einerseits zu beachten, dass eine ausreichend grosse Bitauflösung gewährleistet ist, und es andererseits während der Berechnung des Algorithmus zu keinen Zahlenüberläufen kommt.

Als Normierungswert für Strom und Spannung im Signalprozessor wurde aus diesem Grund $Z_{NORM} = 8192$ gewählt, was einem Viertel des positiven Zahlendarstellungsbereiches entspricht.

Damit erfolgt die Abbildung einer physikalischen Grösse x im Signalprozessor zu:

$$x_{DSP} = \frac{x}{Z_{NORM}} \cdot 8192. \quad (4.44)$$

4.5 PWM Modulator

In der Hardware des Signalprozessors ist bereits ein Dreiphasen PWM Modulator implementiert. Das eigentliche Anwendungsgebiet des Generators sind klassische Dreiphasen Pulswechselrichter, die in der Antriebstechnik breite Anwendung finden. Dieser Modulator kann aber ohne Einschränkungen auch für den Einsatz in einem Dreiphasen Pulsleichrichter verwendet werden, da der Modulator über drei unabhängig voneinander programmierbare PWM Modulatoren verfügt, dessen gewünschte Arbeitsweise sich über dessen Registersatz programmieren lässt.

Mit dem Timer-Register `PWMTM` wird die Schaltfrequenz (Periodendauer) des Stromrichters festgelegt. Für eine Schaltfrequenz von $f_p = 250kHz$ ergibt sich

$$PWMTM = \frac{f_{HCLK}}{2 \cdot f_p} = 160. \quad (4.45)$$

$f_{HCLK} = 80MHz$ entspricht dabei dem Peripherietakt des DSP. Die kleinste mögliche einstellbare Änderung der Pulsbreite beträgt daher $1/(2 \cdot f_{HCLK}) = 12.5ns$, was einer Auflösung bei der Spannungsbildung am Stromrichtereingang von etwas mehr als 8Bit entspricht. Die Spannungsbildung kann somit nicht mehr als quasi-kontinuierlich einstellbar betrachtet werden. Die reduzierte Auflösung hat unmittelbare Auswirkungen auf die Strombildung am Stromrichtereingang.

Über die Register `PWMCHx` (mit $x=A,B,C$) lassen sich die Einschalt Dauern der einzelnen PWM-Kanäle festlegen, dessen Werte sich in jeder neuen Pulsperiode ändern (update) lassen. Die Einschalt Dauern bestimmen sich zu

$$T_{xH} = (PWMTM + 2 \cdot PWMCHx) \cdot t_{HCLK}, \quad (4.46)$$

mit `PWMCHx` \in $[-PWMTM/2 \dots PWMTM/2]$.

Nach jedem Beginn einer Pulsperiode erzeugt der PWM Generator einen Synchronisationspuls `PWMSYNC`, der als Interruptquelle für das Timing des Regelalgorithmus herangezogen wird.

Eine Besonderheit des PWM Generators ist die *Crossover* Funktion. Zu jedem PWM Signal `PWMxH` wird ein Komplementärsignal `PWMxL` erzeugt, dessen Umschaltflanken sich noch durch eine einstellbare Totzeit unterscheiden können. Durch Setzen des *Crossover*-Bit `xHxLXOVR` (Bits 6,7,8 im Register `PWMSEG`) können die `high`- und `low`-Signale eines PWM Kanals ausgekreuzt werden, was einer steuerbaren Inversion des PWM

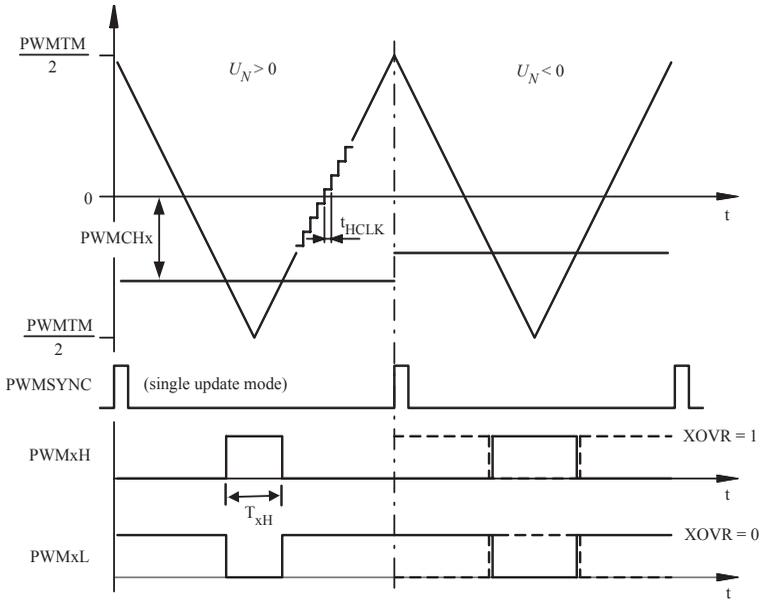


Abbildung. 4.27: PWM Modulator des Signalprozessors. Die Einschaltzeiten T_{xH} der PWM Kanäle werden durch Vergleichen eines Dreieckssignales mit einem Verschneidungssignal $PWMCHx$ festgelegt. Der PWM Generator erzeugt zum PWM Signal $PWMxH$ jeweils auch ein Komplementärsignal $PWMxL$. Durch die *Crossover* Funktion $XOVR$ können die PWM Signale auf einfache Weise invertiert werden.

Signals entspricht. Die Zustände der $xHxLXOVR$ Bits korrespondieren mit den Vorzeichen des jeweiligen Netzstrom-Sollwertes $Sign\{i_{N,i}^*\}$.

Ein Nachteil bei der Verwendung von digitalen PWM Generatoren ist, neben der reduzierten Bitauflösung bei hohen Taktfrequenzen, die phasendrehende Wirkung infolge des Haltens des Vergleichssignales über eine Pulsperiode. Aufgrund des digital implementierten PWM Modulators und eines während einer Pulsperiode konstanten Modulationssignales ergeben sich Unterschiede in der Spannungsbildung, im Vergleich zum *natural sampling* [41, 42]. Das Halten des Verschneidungssignales während einer vollen Pulsperiode entspricht einer Totzeit von einer halben Pulsperiode $T_p/2$.

Da der Stromrichter mit einer hohen Schaltfrequenz betrieben wird und die Signale vom Stromregler abhängig von der Dynamik eine vergleichsweise geringe Frequenz aufweisen, kann die Phasendrehung durch den Modulator praktisch vernachlässigt werden.

Damit lässt sich die zur Berechnung der Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises notwendige Verstärkung des Modulators bestimmen. Die mittlere Spannung \bar{u}_u , welche der Stromrichter an seinen Eingangsklemmen erzeugen kann, bewegt sich nach (4.47) zwischen Null und der halben Ausgangsspannung $U_0/2 = 400V$ abhängig vom *Duty Cycle*, der vom PWM Modulator vorgegeben wird. Das normierte PWM Signal liegt innerhalb des Bereiches $pwm = [-1...1]$.

$$\bar{u}_u = \frac{U_0}{4} \cdot (1 + pwm) \quad (4.47)$$

Die Übertragungsfunktion des PWM Modulators lautet somit:

$$G_{pwm} = \frac{U_0}{4} \cdot e^{-sT_v/2}. \quad (4.48)$$

4.6 Zusammenfassung

Es hat sich gezeigt, dass die Totzeit, verursacht durch die beschränkte Signalverarbeitungsgeschwindigkeit der digitalen Regelung, zu keiner Einschränkung der erzielbaren Stromreglerbandbreite führt. Einen deutlich grösseren Einfluss auf die erreichbare Stromreglerbandbreite hat die innere Netzimpedanz (-induktivität), deren Wert im Bereich des Induktivitätswertes der Eingangsinduktivität L_1 liegen kann, und somit einen signifikanten Einfluss auf die Streckenverstärkung der Stromregelung hat. Die erreichbare Stromreglerbandbreite liegt im Bereich von $f_D = 10kHz$.

Kapitel 5

Kühlung

Die erreichbare Leistungsdichte eines Stromrichters wird wesentlich vom Wirkungsgrad des Stromrichters und der Effizienz des Kühlsystems zur Abfuhr der anfallenden Verlustleistung bestimmt. Eine Wasserkühlung ermöglicht eine äusserst wirksame Abfuhr von grossen Wärmemengen bei zugleich kleinem Volumen im Vergleich zu einer konventionellen Luftkühlung. Das geringe Kühlerolumen bietet deutlich mehr Flexibilität beim Design des gesamten Stromrichters. Die direkte Wasserkühlung des Modulbodens des zu kühlenden Halbleitermoduls hat den Vorteil, dass eine Schicht Wärmeleitpaste, mit einem verhältnismässig hohen thermischen Widerstand, zwischen Modulboden und dem Kühlblech eines Lufkühlungssystems vermieden werden kann. Da die Verlustwärme über das Kühlwasser abgeführt wird, ist der Kühler nur zur Führung des Kühlwassers notwendig und kann daher aus Kunststoff mit sehr geringer elektrischer Leitfähigkeit gefertigt werden. Das bietet wiederum Vorteile beim Entwurf des EMV-Filters für Gleichtaktstörungen.

Im Folgenden wird eine einfach herzustellende schlitzförmige Geometrie des Kühlkanals mit einer etwas komplexeren *Mini Kanalstruktur* mit denselben geometrischen Abmessungen bezüglich des erreichbaren thermischen Widerstandes untersucht. Beide Kühlerkonzepte werden bezüglich des thermischen Widerstandes optimiert, basierend auf analytischen Methoden und mithilfe von CFD-Simulationen. Anhand von experimentellen Messungen werden die systematisch ausgeführten Optimierungsschritte verifiziert.

5.1 Schlitzförmige Geometrie des Kühlers

5.1.1 Pumpen-Charakteristik und Schlitzgeometrie

Die Charakteristik einer Wasserpumpe für den Kühlerkreislauf wird allgemein durch den Druckabfall $\Delta p_{Pumpe} [N/m^2]$ in Abhängigkeit der Durchflussmenge des Wassers $\dot{v} [m^3/s]$ bestimmt. Neben dem eigentlichen Kühler tragen auch der im Kühlkreislauf befindliche Wärmetauscher sowie die Wasserleitungen zur Verbindung von Pumpe, Wärmetauscher und Kühler zu einem zusätzlichen Druckabfall bei. Dieser zusätzliche Druckabfall $\Delta p_{12} [N/m^2]$ wurde für die gegebene Anordnung des Kühlkreislaufes messtechnisch ermittelt und durch ein Polynom zweiter Ordnung entsprechend (5.1) approximiert ($\dot{v} [m^3/s]$).

$$\begin{aligned} \Delta p_{12} &= \Delta p_{12}(\dot{v}) = p_1 - p_2 \\ &= 14.7 \cdot 10^3 - 148.3 \cdot 10^6 (\dot{v}) - 13.88 \cdot 10^{12} (\dot{v})^2. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Der gemessene Verlauf des Druckabfalls Δp_{12} in Abhängigkeit der Durchflussmenge dient für alle folgenden Berechnungen als Grundlage.

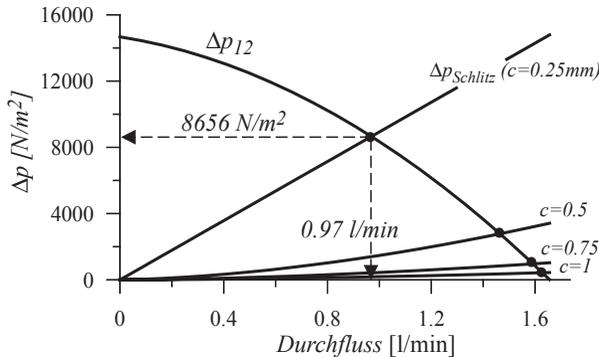


Abbildung. 5.1: Die Pumpen-Charakteristik $\Delta p_{12}(\dot{v})$ und die Charakteristik des Kühlers $\Delta p_{Schlitz}(\dot{v})$ definieren die sich einstellende Durchflussmenge \dot{v} und den Druckabfall $\Delta p [N/m^2]$ für die gegebene Schlitzgeometrie ($L = 20mm$, $b = 19.2mm$).

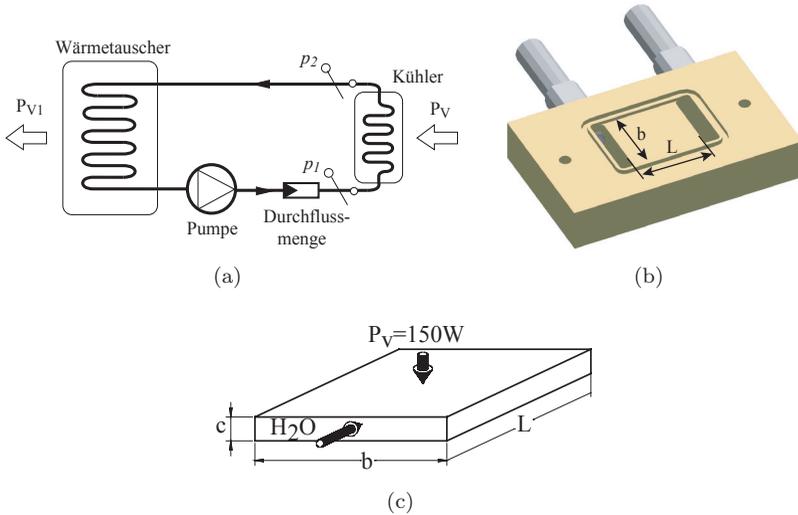


Abbildung. 5.2: (a) Kühlkreislauf bestehend aus Pumpe, Kühler, Wärmetauscher und Verbindungsleitungen. (b) Der Kühler ist aus Kunststoff ($\lambda_{th} = 0.25W/(mK)$) gefertigt. Die Bodenplatte des zu kühlenden Halbleitermoduls wird über der Öffnung des Kühlers befestigt und direkt vom Kühlwasser angeströmt (*direkte Wasserkühlung*). Die wirksame Fläche zur Abfuhr der Verlustwärme beträgt $A_{Bodenplatte} = b \cdot L$. (c) Geometrie des Kanals (*Schlitz* mit der Tiefe c) indem das Kühlwasser unter dem Modulboden geführt wird ($L = 20mm, b = 19.2mm$). Die Verlustleistung $P_v = 150W$ wird von der Bodenplatte des Halbleitermoduls eingepreßt.

5.1.2 Berechnung des Druckabfalls im schlitzförmigen Kanal des Kühlers

Eine laminare Strömung von Wasser durch eine schlitzförmige Geometrie ($c \ll b$) hat einen Druckabfall entlang der Kanallänge (L) von

$$\Delta p_{Schlitz,lam}(\dot{v}) = \frac{48\rho\nu L}{(bc)d_h^2}\dot{v} \quad (5.2)$$

zur Folge, wobei ein Korrekturfaktor für schlitzförmige Geometrien, wie in (6.91) und (6.92) in [56] zusammen mit (3.221) in [57] verwendet wurde. In (5.2) stellt $d_h = 2bc/(b+c)$ den hydrodynamischen

Durchmesser dar, mit der Durchflussmenge \dot{v} [m^3/s], der Dichte von Wasser $\rho = \rho_{H_2O} = 992 kg/m^3$ und der dynamischen Viskosität $\nu = \nu_{H_2O,40^\circ C} = 658 \cdot 10^{-9} m^2/s$. Die schlitzförmige Geometrie des Wasserkanals ist durch $L = 20 mm$, $b = 19.2 mm$ und dem zu optimierenden Parameter c (der Schlitztiefe) definiert. Im Falle einer turbulenten Strömung des Wassers durch den schlitzförmigen Kanal berechnet sich der Druckabfall zu ((3.261) in [57]):

$$\Delta p_{Schlitz,turb}(\dot{v}) = \frac{L \frac{b+c}{2bc} \rho \frac{1}{2} \left(\frac{\dot{v}}{bc}\right)^2}{\left(0.79 \cdot \ln\left(\frac{2\dot{v}}{(b+c)\nu}\right) - 1.64\right)^2}. \quad (5.3)$$

Um feststellen zu können, ob sich eine laminare oder turbulente Strömung einstellt, ist die für die gegebene Problemstellung notwendige Reynoldszahl

$$Re_{Schlitz} = \frac{w_m \cdot d_h}{\nu} = \frac{2\dot{v}}{(b+c)\nu} \quad (5.4)$$

(Seite 351 in [57]) zu berechnen, wobei

$$w_m = \frac{\dot{v}}{A_q} = \frac{\dot{v}}{(bc)} \quad (5.5)$$

die mittlere Fliessgeschwindigkeit bedeutet.

Berechnet sich die Reynoldszahl zu $Re_{Schlitz} < 2300$ gilt laminare Strömung ((7.1) in [56]), ansonsten turbulente. Nimmt man eine turbulente Strömung an, kann die Durchflussmenge \dot{v} , bei gegebener Geometrie (L, b, c) des Schlitzes, mit (5.1) und (5.3) berechnet werden. Abhängig von \dot{v} lässt sich die Reynoldszahl nach (5.4) berechnen. Falls sich $Re > 2300$ ergibt, war die Annahme richtig, ansonsten muss die Durchflussmenge \dot{v} und die Reynoldszahl nach (5.1) und (5.2) berechnet werden. Das Ergebnis der Berechnungen ist in Abbildung 5.1, mit der Tiefe des Strömungskanals c (Schlitztiefe) als Parameter, dargestellt. Durchflussmenge, Druckabfall und die Reynoldszahl sind in Abhängigkeit des Parameters c in Abbildung 5.3 dargestellt. Bei kleineren Schlitztiefen c steigt der Druckabfall entlang des Strömungskanals signifikant an, währenddessen die Durchflussmenge entsprechend abnimmt. Erst bei sehr kleinen Schlitztiefen ($c < 250 \mu m$) erfolgt die Strömung laminar.

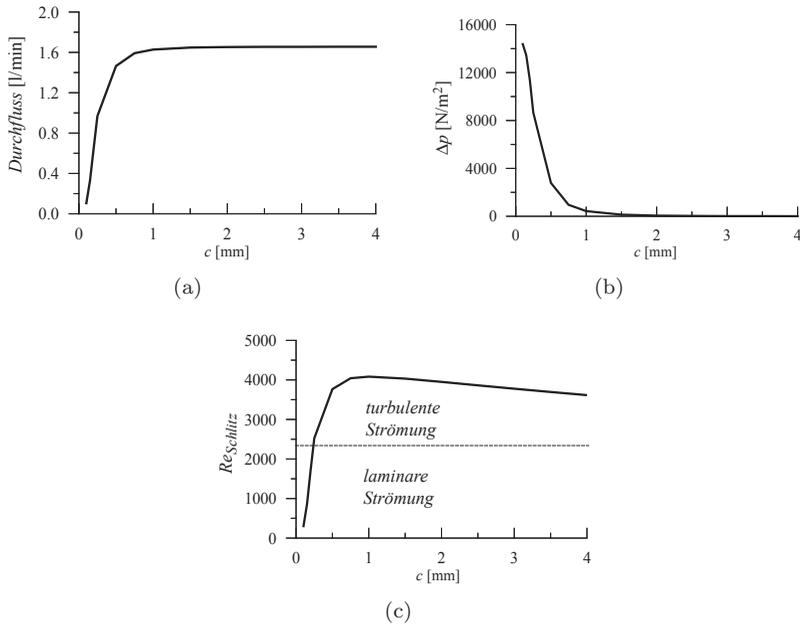


Abbildung. 5.3: (a) Durchflussmenge, (b) Druckabfall und (c) Reynoldszahl in Abhängigkeit der Schlittiefe c .

5.1.3 Berechnung und Minimierung des thermischen Widerstandes für die Schlitzgeometrie

Da das Material des Kühlers nur für die Formgebung des Strömungskanals notwendig ist, nicht aber zur Führung des Wärmestromes, kann der Kühler aus einem Kunststoff gefertigt werden. Der eigentliche Wärmestrom erfolgt vom Modulboden des Halbleitermoduls in das unter dem Modulboden vorbeiströmende Kühlwasser. Aus diesem Grund kann das thermische Modell für strömendes Wasser entlang einer Platte herangezogen werden. Für diese Problemstellung ergibt sich eine an das Wärmeleitungsproblem angepasste Definition der Reynoldszahl (Seite 324 in [57])

$$Re_{Platte} = \frac{w_m \cdot L}{\nu}, \quad (5.6)$$

mit der mittleren Fließgeschwindigkeit aus (5.5).

Zur Berechnung des thermischen Widerstandes ist die Nusseltzahl

$$Nu_{Platte}^2 = \left(\frac{2 \cdot \frac{\sqrt{\pi}}{2} Re_{Platte}^{\frac{1}{2}} Pr^{\frac{1}{2}}}{\left(1 + 2.09 \cdot Pr^{\frac{1}{4}} + 48.74 \cdot Pr\right)^{\frac{1}{6}}} \right)^2 + \left(\frac{0.037 \cdot Re_{Platte}^{0.8} Pr}{1 + 2.443 \cdot Re_{Platte}^{-0.1} \left(Pr^{\frac{2}{3}} - 1\right)} \right)^2 \quad (5.7)$$

notwendig, die für diese Problemstellung durch die Gleichungen (3.196), (3.207), (3.208) in [57] und (11), (12) in [58] definiert ist. Die Nusseltzahl ist sowohl für laminare als auch für turbulente Strömung gültig.

Die Genauigkeit von (5.7) liegt nach [57] bei $\pm 20\%$, im Vergleich zu experimentellen Messdaten innerhalb eines grossen Wertebereiches der Parameter. Entsprechend (5.6) ergibt sich für den Bereich der Parameter $10000 < Re_{Platte} < 100000$ ein maximaler Fehler von $\pm 15\%$. Die Randbedingungen für die Strömung am Einlass des schlitzförmigen Kanals sind durch ein Fluid-Geschwindigkeits Vektorfeld bestimmt, welches einen in hohem Masse inhomogen ist. Diese Randbedingung im Einlassbereich des Schlitzes hat den grössten Einfluss auf die Reynoldszahl, die eine laminare oder turbulente Strömung festlegt. Der kritische Wert der Reynoldszahl liegt für typische technische Systeme bei $Re_{kritisch} = 2300$, welche im vorangegangenen Abschnitt berechnet wurde und im weiteren verwendet wird. Die Gleichungen (5.2) und (5.3) werden durch die Randbedingungen der Strömung am Einlass nicht beeinflusst.

Die Prandtlzahl (in (5.7)) ist ein Fluid-Parameter, der für Wasser $Pr = Pr_{H_2O, 40^\circ C} = 4.328$ beträgt. Basierend auf der Nusseltzahl Nu_{Platte} kann der thermische Widerstand $R_{th, Schlitz}$ zwischen dem Kühlwasser ($T_a = T_{H_2O, amb} = 40^\circ C$, $\lambda_{H_2O} = 0.63 W/(mK)$) im Kühlkanal und der Bodenplatte des Halbleitermoduls berechnet werden.

$$R_{th, Schlitz} = \frac{L}{Nu_{Platte} \cdot \lambda_{H_2O} \cdot A_{Bodenplatte}} = \frac{1}{Nu_{Platte} \cdot \lambda_{H_2O} \cdot b} \quad (5.8)$$

Der minimale thermische Widerstand von $R_{th, min} = 0.1 K/W$ tritt bei $c = 300 \mu m$ auf, wie Abbildung 5.4(a) zeigt.

Das Ergebnis ist übereinstimmend mit der Theorie der *micro-channels* für Einphasen-Kühlsysteme ([64]).

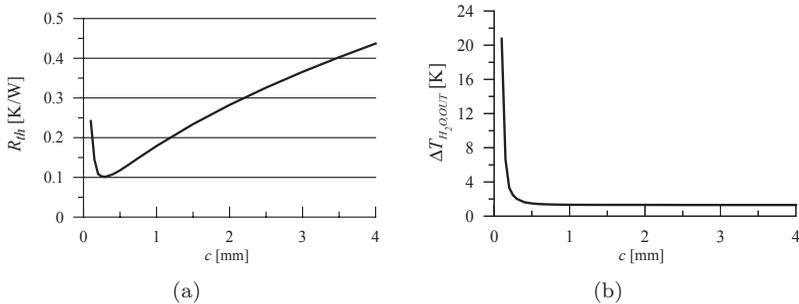


Abbildung. 5.4: (a) Thermischer Widerstand zwischen dem Modulboden des Halbleitermoduls (mit der Fläche $L \cdot b$) und dem Kühlwasser, in Abhängigkeit der Schlitztiefe c . (b) Temperaturdifferenz ΔT der Wassertemperatur zwischen Ein- und Auslass des Kühlkanals für unterschiedliche Schlitztiefen. Bei sehr kleinen Schlitztiefen steigt die Temperaturdifferenz stark an, währenddessen die Durchflussmenge stark abnimmt, was letztendlich in einem stark ansteigenden thermischen Widerstand resultiert.

5.1.4 Einfluss der Röhrenstruktur zwischen Ein- und Ausströmbereich des Kühlers

Zusätzlicher Druckabfall

Der Einfluss der Röhrenstruktur zur Führung des Kühlwassers innerhalb des Kühlers wurde bei der Berechnung des thermischen Widerstandes im vorangegangenen Abschnitt vollständig vernachlässigt. Die Röhrenstruktur beeinflusst jedoch alle Berechnungen aufgrund eines zusätzlichen Druckabfalls innerhalb des Külerein- und auslasses und der zusätzlichen Wärmeabfuhr am Ein- und Austrittsbereich des Kühlwassers in den Schlitz (Kühlkanal). Für den Ein- und Austrittsbereich gelten nicht mehr die Zusammenhänge wie für eine einfache Schlitzgeometrie. Abbildung 5.5 zeigt eine detaillierte dreidimensionale Darstellung des Strömungskanals des Kühlers.

Die Druckabfälle in Röhren mit kreisförmigen und nicht-kreisförmigen Querschnittsflächen, sowie entlang unterschiedlichster Formen von Biegungen sind in einer allgemeinen analytischen Form in der Literatur (basierend auf experimentellen Ergebnissen) angegeben.

$$\Delta p = \xi \cdot \frac{\rho}{2} w_m^2. \quad (5.9)$$

Die Werte für die Koeffizienten ξ in (5.9) sind ebenfalls in der Literatur in Tabellenform angegeben (Seite B52, in [65]). Die Berechnung des gesamten Druckabfalls innerhalb des Kühlers definiert die Werte für ξ entlang des Strömungskanals, entsprechend der ausgezogenen Linie in Abbildung 5.5. Die mittleren Fließgeschwindigkeiten w_m bestimmen sich aus dem Quotienten der Durchflussmenge \dot{v} und der betrachteten Querschnittsfläche A_q . Die Summe der einzelnen Druckabfälle entlang des Strömungskanals liefert den gesamten Druckabfall der gegebenen Kühlerstruktur Δp_{ges} . Da die ξ -Werte für Biegungen bis zu einem Faktor acht variieren können, ist eine genaue Berechnung des Druckabfalls für die komplexe Kanalstruktur ohne experimentelle Messungen und CFD-Simulation nicht sinnvoll durchführbar.

Ganz allgemein kann der resultierende Druckabfall in folgender Form geschrieben werden:

$$\Delta p_{ges} = \sum_{i=1..5} \xi_{(i)} \cdot \frac{\rho}{2} w_{m,(i)}^2 = \frac{\rho}{2} \dot{v}^2 \sum_{i=1..5} \frac{\xi_{(i)}}{A_{q,(i)}^2}. \quad (5.10)$$

Die Strömungsverhältnisse des Wassers in den Querschnittsflächen $A_{q,(2)}$ und $A_{q,(3)}$ sind proportional zur Schlitzgeometrie $A_{q,Schlitz} = b \cdot c$, wie in Abbildung 5.5 dargestellt. Dadurch kann (5.10) auch wie folgt geschrieben werden:

$$\begin{aligned} \Delta p_{ges} &= \frac{\rho}{2} \dot{v}^2 \left(\frac{\xi_{(1)}}{A_{q,(1)}^2} + \frac{\xi_{(2)}}{A_{q,(2)}^2} + \frac{\xi_{(3)}}{A_{q,(3)}^2} + \frac{\xi_{(4)}}{A_{q,(4)}^2} + \frac{\xi_{(5)}}{A_{q,(5)}^2} \right) \\ &= \left(x_a + \frac{x_b}{A_{q,Schlitz}^2} \right) \dot{v}^2, \end{aligned} \quad (5.11)$$

wobei die Parameter x_a und x_b experimentell zu bestimmen sind. Anhand von zwei Kühlern mit unterschiedlicher Schlitztiefe c (ansonsten ident) ist jeweils die Durchflussmenge \dot{v} und die Druckdifferenz Δp_{12} messtechnisch zu bestimmen.

Die Gleichungen (5.2) und (5.3) sind daher folgendermassen zu modifizieren:

$$\Delta p_{12,lam}(\dot{v}) = \Delta p_{Schlitz,lam}(\dot{v}) + \left(x_a + \frac{x_b}{A_{q,Schlitz}^2} \right) \dot{v}^2 \quad (5.12)$$

$$\Delta p_{12,turb}(\dot{v}) = \Delta p_{Schlitz,lam}(\dot{v}) + \left(x_a + \frac{x_b}{A_{q,Schlitz}^2} \right) \dot{v}^2. \quad (5.13)$$

Durch Einsetzen der gemessenen Durchflussmengen und Druckabfälle in (5.12) und (5.13) und nach Bestimmung der strömungsabhängigen Reynoldszahl ((5.4) und (5.5)), resultieren zwei Gleichungen für x_a und x_b . Die experimentellen Messungen anhand von zwei Kühlern mit $c = 0.35\text{mm}$ und $c = 2.5\text{mm}$ ergaben $x_a = 8.3 \cdot 10^{12}$ und $x_b = 130$. Die ermittelten Werte sind für alle betrachteten Kanalgeometrien gültig, da sich das Röhrensystem der Zuleitungen nicht ändert.

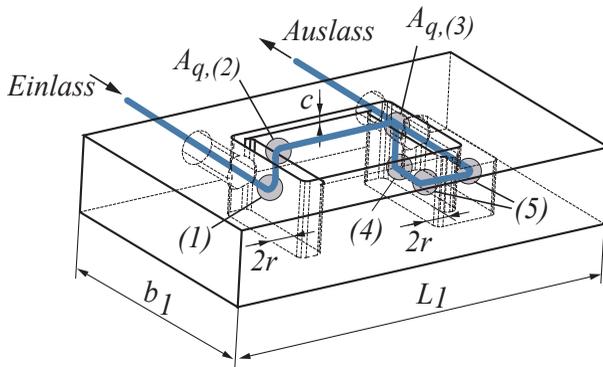


Abbildung. 5.5: Dreidimensionale Darstellung des Kanalstruktur innerhalb des Kühlers zur Führung des Kühlwassers vom Einlass \Rightarrow Einströmbereich \Rightarrow Schlitz mit der Tiefe c (Kühlkanal) \Rightarrow Ausströmbereich \Rightarrow Auslass. An den grau markierten Stellen (1),(2),(3),(4),(5) treten signifikante Druckabfälle innerhalb des Röhrensystems auf.

Thermischer Widerstand des Ein- und Ausströmbereiches

Neben dem eigentlichen Kühlkanal (Schlitz $L \cdot b$) tragen auch noch der Einström- und der Ausströmbereich ($A_{q,(2)}$ und $A_{q,(3)}$) in Abbildung

5.5) des Kühlwassers in den Kühlkanal zum thermischen Widerstand bei, da in diesen Bereichen das Kühlwasser ebenfalls Kontakt zum Modulboden des Halbleitermoduls hat. Diese zusätzlichen thermischen Widerstände werden mit $R_{th,IN}$ und $R_{th,OUT}$ gekennzeichnet und sind dem thermischen Widerstand des Kühlkanals (Abbildung 5.4(a)) parallel geschaltet. Die Strömungsverhältnisse in diesem Bereich sind analytisch schwierig zu beschreiben und aufgrund der speziellen Geometrie stehen auch in der Literatur keine brauchbaren Modelle zur Verfügung. Basierend auf einer CFD-Simulation ergab sich ein thermischer Widerstand von $R_{th,flow} = R_{th,IN} || R_{th,OUT} = 0.4K/W$ für $c > 1.2mm$ und $R_{th,flow} = 1K/W$ für $c < 1.2mm$. Diese grobe Abschätzung ist zulässig, da das Minimum des thermischen Widerstandes des Kühlkanals deutlich kleiner ist als $R_{th,flow}$. Da $R_{th,flow}$ nicht von der Kanalgeometrie abhängig ist, kann diese Näherung für alle untersuchten Kanalgeometrien verwendet werden.

5.1.5 Experimentelle Ergebnisse

Der mechanische Aufbau des Kühlkreislaufes besteht aus einer Pumpe (Eheim 1048 [59]), einem Wärmetauscher und aus den Verbindungsleitungen (mit kreisförmigem Querschnitt, Innendurchmesser $d_i = 8mm$). Der Kühler ist aus dem Polymer *PEEK* (Poly-Ethen-Ethen-Keton) gefertigt, aufgrund der hervorragenden Eigenschaften bezüglich mechanischer Bearbeitbarkeit und Festigkeit sowie einer hohen Temperaturbelastbarkeit. Dieses Material ist aus Kostengründen nicht für eine Serienfertigung geeignet. Es wurden Kühler mit einer Schlitztiefe von $c = [0.2, 0.35, 0.75, 1.5, 2.5]mm$ hergestellt.

Das Halbleitermodul wurde durch einen Kupferblock mit einer Reihe von Heizwiderständen nachgebildet. Diese Wärmequelle wurde thermisch isoliert, damit die gesamte in den Heizwiderständen erzeugte Verlustleistung über den Kupferblock in das Kühlwasser abgegeben wird (Abbildung 5.6). Der Kupferblock wirkt aufgrund der hohen thermischen Leitfähigkeit als Wärmespreizer, wodurch ein gleichmässig verteilter Wärmestrom

$$\dot{q} = \frac{P_V}{A_{Bodenplatte}} = \frac{150W}{25 \cdot 34mm^2} = 17.6W/cm^2 \quad (5.14)$$

in das Kühlwasser sichergestellt werden kann.

Die Messung der Temperatur der Bodenplatte erfolgte mit einem Thermoelement (K-Typ [60]) welches über eine Bohrung (Durchmesser 2mm)

im Kupferblock nahe an der Bodenplatte positioniert ist (Abbildung 5.6). Aufgrund der endlichen thermischen Leitfähigkeit von Kupfer tritt ein geringer Temperaturgradient ($\Delta T < 4^\circ\text{C}$ bei $c < 2.5\text{mm}$) entlang der Fließrichtung des Kühlwassers auf, der durch die Position der Heizwiderstände und im besonderen vom fließenden Kühlwasser beeinflusst wird. Das Kühlwasser erwärmt sich im untersuchten Parameterbereich vom Einlass bis zum Auslass um etwa 2.0°C . Die Vorlauftemperatur des Kühlwassers am Einlass beträgt dabei 30.0°C .

Zur Berechnung des thermischen Widerstandes wurde der Mittelwert der beiden gemessenen Temperaturen herangezogen. Eine CFD-Simulation mit ICEPACK [61] zeigte eine gute Übereinstimmung der gemessenen mittleren Temperatur mit der durch Simulation gewonnenen mittleren Temperatur (Fehler weniger als 6%).

Der Druckabfall Δp_{12} nach (5.1) wurde mit dem Differentialdrucksensor XFDM-025KPDSR [62] (mit einer Genauigkeit von $\pm 2\%$) nahe am Ein- und Auslassanschluss des Kühlers gemessen, die Durchflussmenge wurde mit dem Sensor in [63] gemessen.

Die Messergebnisse in Abbildung 5.7 zeigen eine gute Übereinstimmung mit den theoretischen Überlegungen (durchgezogene Linien nach (5.12), (5.13)). Die strichlierten Verläufe zeigen die Ergebnisse unter Vernachlässigung der Röhrenstruktur des Kühlers. Nur nahe des Minimums des thermischen Widerstandes R_{th} (Abbildung 5.4) kann der zusätzliche thermische Widerstand $R_{th,flow}$ vernachlässigt werden.

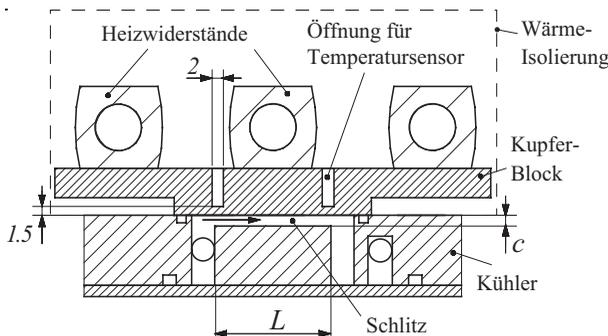


Abbildung. 5.6: Thermisch isolierter Kupferblock mit den Heizwiderständen und den Bohrungen für die Thermoelemente, der einen gleichverteilten Wärmestrom von $17.6\text{W}/\text{cm}^2$ in den Kühler einprägt.

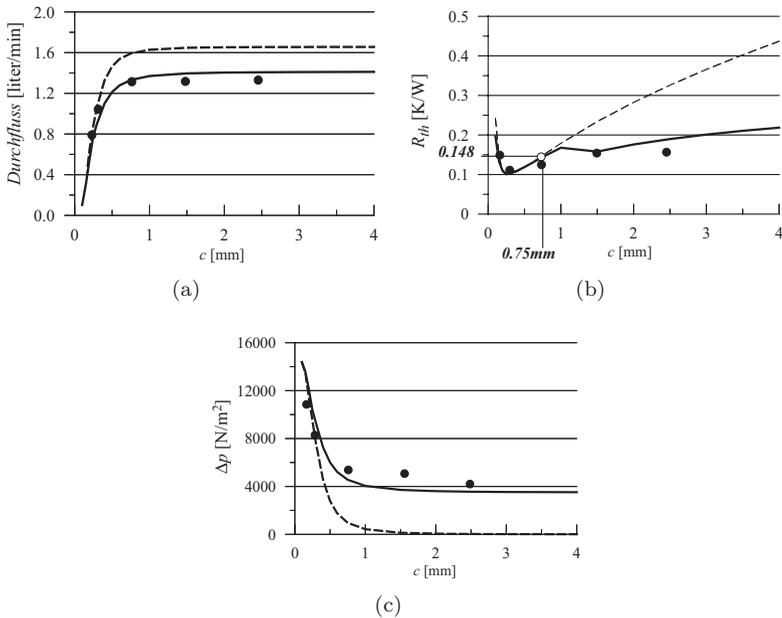


Abbildung 5.7: Das Ergebnis bei Vernachlässigung des Einflusses der Röhrenstruktur im Inneren des Kühlers wird durch den strichlierten Verlauf dargestellt. Die Berechnung nach Kapitel 5.1.4 ergibt die durchgezogenen Kurvenverläufe, wobei die Ergebnisse der einzelnen Messungen durch Punkte dargestellt sind.

5.2 Kühler mit Metalleinlage

Ein Nachteil der im vorhergehenden Abschnitt diskutierten einfachen Schlitzgeometrie des Kühlers besteht darin, dass die Oberfläche über die der Wärmestrom in das Kühlmedium fließt auf die Fläche der Bodenplatte limitiert ist. Abbildung 5.8 zeigt ein Konzept, indem eine Metalleinlage mit kleinen Finnen, die direkten Kontakt zum Modulboden hat und daher eine *Mini-Kanal* Struktur darstellt. Die Federwirkung eines Ringes aus Gummi zwischen der Metalleinlage und dem Kunststoffgehäuse des Kühlers stellt einen direkten Kontakt der Metalleinlage mit dem Modulboden sicher.

Aufgrund der Rauhtiefe der Metallbeschichtung der Bodenplatte des Halbleitermoduls und der Finnen der Metalleinlage befindet sich an den Berührungsflächen zwischen Modulboden und Metalleinlage teilweise eine dünne Schicht ($\approx 1\mu\text{m}$) Wasser mit einer thermischen Leitfähigkeit von $\lambda_{H_2O} = 0.63\text{W}/(\text{mK})$. Im Vergleich dazu beträgt die Wärmeleitfähigkeit von Luft $\lambda_{Luft} = 0.026\text{W}/(\text{mK})$ und von Wärmeleitpaste $\lambda_{Leitpaste} \approx 0.4..1.0\text{W}/(\text{mK})$.

Durch die Metalleinlage fließt nun der Wärmestrom teilweise direkt in das Kühlwasser und teilweise über die Finnen in die Metalleinlage, wodurch sich effektiv die Oberfläche zur Abfuhr der Verlustwärme vergrößert. Mit dieser Massnahme reduziert sich der thermische Widerstand. Im Folgenden wird die Geometrie der Struktur der Metalleinlage, die durch

$$k = \frac{b_{MI}}{\frac{b}{n}} \quad (5.15)$$

definiert ist, optimiert.

Die Metalleinlage bringt nur dann Vorteile, wenn der thermische Widerstand der (ruhenden) Wasserschicht $d_{interface}$ zwischen Modulboden und Metalleinlage kleiner ist als bei einer einfachen Schlitzgeometrie. Abbildung 5.9 zeigt, dass die Bedingung $R_{th,H_2O} < R_{th,Schlitz}$ für das betrachtete Kühlsystem erfüllt ist.

Das verwendete Leistungsmodul besteht aus einer DCB-Keramik ohne einer massiven, bombierten Bodenplatte aus Kupfer zur Wärmespreizung. Der Lagenaufbau des Moduls besteht aus $220\mu\text{m}$ Si-Chips, $300\mu\text{m}$ Cu-Beschichtung auf der Bauteilseite, $630\mu\text{m}$ Al_2O_3 Keramik Trägermaterial und einer $300\mu\text{m}$ Cu-Beschichtung des ebenen Modulbodens.

5.2.1 Berechnung des Druckabfalls

Mit der Definition des hydraulischen Durchmessers $d_h = 2b_{MIc}/(b_{MI} + c)$, für die Geometrie des Strömungskanals in Abbildung 5.8(c), berechnet sich der Druckabfall entlang der Metalleinlage bei laminarer Strömung entsprechend ((3.221) in [57])

$$\Delta p_{Inlay,lam}(\dot{v}) = \frac{32\rho\nu L}{n(b_{MIc})d_h^2} \dot{v}, \quad (5.16)$$

wobei n die Anzahl der Strömungskanäle (zwischen den Finnen) der Metalleinlage darstellt.

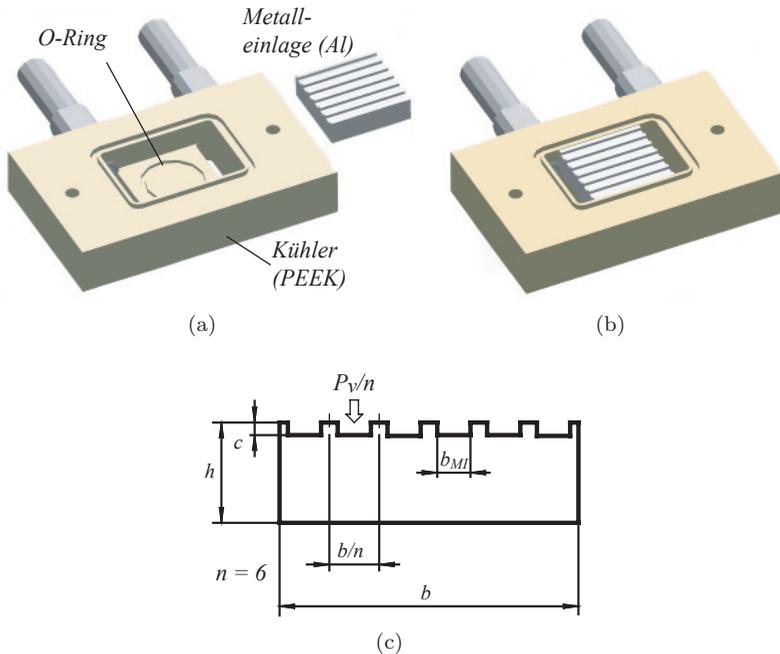


Abbildung. 5.8: (a) Metalleinlage mit kleinen Finnen und (b) in zusammengebautem Zustand. (c) Geometrie der Metalleinlage ($h = 6\text{mm}$, $b = 19.2\text{mm}$, n ...Zahl der Kanäle).

Bei turbulenter Strömung ergibt sich ein Druckabfall entsprechend ((3.261) in [57])

$$\Delta p_{Inlay,turb}(\dot{v}) = \frac{L \frac{b_{MI}+c}{2b_{MI}c} \rho \frac{1}{2} \left(\frac{\dot{v}}{n(b_{MI}c)} \right)^2}{\left(0.79 \cdot \ln \left(\frac{2\dot{v}}{n(b_{MI}+c)\nu} \right) - 1.64 \right)^2}, \quad (5.17)$$

mit der für diese Problemstellung (Seite 351 in [57]) definierten Reynoldszahl

$$Re_{Inlay} = \frac{w_m \cdot d_h}{\nu} = \frac{2\dot{v}}{n(b_{MI} + c)\nu}. \quad (5.18)$$

Für eine Reynoldszahl $Re_{Inlay} < 2300$ erfolgt die Strömung laminar, ansonsten turbulent. Die resultierenden Durchflussmengen und Druckabfälle für unterschiedliche Geometrien der Metalleinlage lassen sich

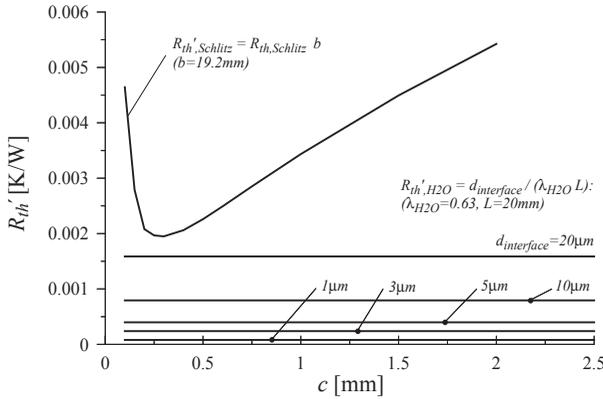


Abbildung. 5.9: Vergleichende Darstellung zwischen dem normierten thermischen Widerstand der einfachen Schlitzgeometrie ($R_{th, Schlitz}$) und dem normierten thermischen Widerstand der Grenzschicht des ruhenden Wassers (R_{th, H_2O}) zwischen der Bodenplatte des Halbleitermoduls und den Finnen der Metalleinlage.

in Analogie zu Abschnitt 5.1.2 berechnen. Die Ergebnisse der Berechnung sind in Abbildung 5.10 dargestellt, wobei die Pumpencharakteristik aus (5.1) (mit Wärmetauscher und Verbindungsleitungen) herangezogen wurde.

5.2.2 Berechnung des thermischen Widerstandes

Mit der Definition der Reynoldszahl aus (5.18) kann die Nusseltzahl $Nu_{Inlay, lam}$ für laminare Strömung ($Re_{Inlay} < 2300$) nach (3.250), (3.255) in [57]

$$Nu_{Inlay, lam} = \frac{3.657 \left[\tanh \left(2.264X^{\frac{1}{3}} + 1.7X^{\frac{2}{3}} \right) \right]^{-1} + \frac{0.0499}{X} \tanh(X)}{\tanh \left[2.432Pr^{\frac{1}{6}} X^{\frac{1}{6}} \right]}, \quad (5.19)$$

mit

$$X = \frac{L}{d_h Re_{Inlay} Pr} \quad (5.20)$$

berechnet werden.

Im Falle einer turbulenten Strömung für $Re_{Inlay} > 2300$ erfolgt die Berechnung nach (3.260), (3.261) in [57] und/oder (14) in [58], wie (5.21) zeigt.

$$\begin{aligned}
 Nu_{Inlay,turb} &= \\
 &= \frac{\left[8 \cdot (0.79 \cdot \ln(Re_{Inlay}))\right]^{-1} (Re_{Inlay} - 1000) Pr}{1 + 12.7 \sqrt{8 \cdot (0.79 \cdot \ln(Re_{Inlay}) - 1.64)^2} \left(Pr^{\frac{2}{3}} - 1\right)} \\
 &\quad \cdot \left[1 + \left(\frac{d_h}{L}\right)^{\frac{2}{3}}\right].
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

Gleichung (5.19) stellt eine empirische Korrelation der Ergebnisse einer numerischen Lösung der Navier-Stokes Differenzialgleichung dar, welche Strömung und Wärmeaustausch an einem idealisierten Röhrenmodell (Kapitel 3.8.1.5 in [57]) beschreibt. Die Genauigkeit zwischen empirischer Korrelation und numerischer Lösung liegt innerhalb von $\pm 5\%$. Für Gleichung (5.17) kann eine Genauigkeit von $\pm 1.65\%$ im Vergleich zu einem idealisierten Modell (Kapitel 3.8.1.5 in [57]) angenommen werden. Gleichung (5.21) ist eine empirische Korrelation von experimentellen Ergebnissen dessen Genauigkeit entsprechend [58] innerhalb von $\pm 20\%$ liegt.

Im Gegensatz zur Theorie der Strömung von Wasser entlang einer heißen Platte ((5.6),(5.7)) in Verbindung mit einem schlitzförmigen Strömungskanal, basiert die Berechnung des Wärmeübergangsproblems des Konzepts mit der Metalleinlage ((5.19)-(5.21)) auf dem theoretischen Modell eines rechteckförmigen Strömungskanals, bei dem alle den Kanal begrenzenden Wände beim Wärmeübergang beteiligt sind. Diese Annahme ist aufgrund der hohen thermischen Leitfähigkeit der Metalleinlage von $\lambda_{Al} = 237 W/(mK)$ mit guter Genauigkeit gültig.

Das Netzwerk der thermischen Widerstände aus Abbildung 5.11 beschreibt den Wärmefluss vom Modulboden des Halbleitermoduls in das Kühlwasser für einen Strömungskanal (zwischen zwei Finnen der Metalleinlage). R_{th,H_2O} stellt den thermische Widerstand der Berührungsfläche zwischen den Finnen und der Bodenplatte dar. Für die Berechnung von R_{th,H_2O} wird eine metallische Oberfläche des Modulbodens und der Finnen mit einer Rautiefe von $d_{interface} = 0.8\mu m \dots 1.6\mu m$ angenommen, wobei der durch die Rautiefe entstehende Zwischenraum

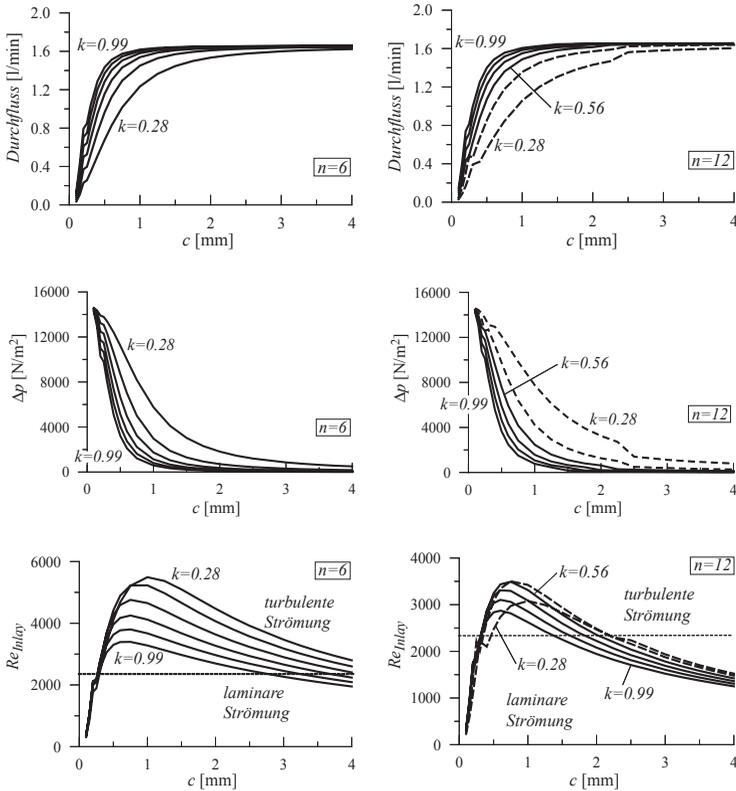


Abbildung. 5.10: Kurvenschar der Durchflussmenge, Druckabfall und Reynoldszahl in Abhängigkeit der Geometrie der Metalleinlage $k = b_{MI}/(b/n) = [0.28, 0.42, 0.56, 0.7, 0.84, 0.99]$ für $n = 6$ und $n = 12$. Die strichliert gezeichneten Verläufe stellen geometrische Verhältnisse dar, die fertigungstechnisch nicht sinnvoll realisierbar sind ($b_{MI} > 0.9$). Die horizontale strichlierte Linie bei $Re_{Inlay} = 2300$ stellt die Grenze zwischen laminarer und turbulenter Strömung dar. Für $k \rightarrow 1$ (dünner werdende Finnen) nähert sich die Querschnittsfläche der Metalleinlage ($n \cdot b_{MI}c$) der Querschnittsfläche der einfachen Schlitzgeometrie ($b \cdot c$). Der Druckabfall entlang der Metalleinlage ist allerdings aufgrund der Reibung des strömenden Kühlwassers an der Finnenwand höher als bei der einfachen Schlitzgeometrie.

vollständig mit Wasser gefüllt ist. Der sich ergebende thermische Widerstand R_{th,H_2O} kann mit (5.22) und (5.23) berechnet werden.

$$\alpha = Nu_{Inlay} \cdot \frac{\lambda_{H_2O}}{d_h} \quad (5.22)$$

$$R_{th,H_2O} = \frac{d_{Interface}}{\left(\frac{\lambda_{H_2O} L \left(\frac{b}{n} - b_{MI} \right)}{2} \right)} \quad (5.23)$$

Analog zu Abschnitt 5.1.3 können die thermischen Widerstände mit den Gleichungen (5.16)-(5.28) abhängig von der Geometrie der Metalleinlage berechnet werden (Abbildung 5.12). Betrachtet man den Wärmestrom für $k = 0.99$, ist der Einfluss der Finnen vernachlässigbar und die Metalleinlage verhält sich thermisch wie die einfache Schlitzgeometrie. Der Verlauf des thermischen Widerstandes der Schlitzgeometrie (aus Abbildung 5.4(a)) ist jeweils strichliert dargestellt.

Die Ergebnisse der Gleichungen (5.16)-(5.28) sind in Abbildung 5.12 dargestellt, wobei die interne Röhrenstruktur des Kühlers vernachlässigt wurde. Da die Röhrenstruktur jeweils unverändert bleibt, können die Gleichungen (5.11)-(5.13) mit den Parametern x_a und x_b unverändert verwendet werden. Die Querschnittsfläche des Strömungskanals $A_{q,Schlitz}$ in Gleichung (5.11) ist dabei durch die Querschnittsfläche der Metalleinlage $A_{q,Inlay} = n \cdot b_{MI} \cdot c = k \cdot b \cdot c$ zu ersetzen.

Die experimentellen Messungen wurden für unterschiedliche Geometrien der Metalleinlage ($n = 6, k = 0.31, c = [0.2, 1.25, 2, 3]mm$) und ($n = 12, k = 0.63, c = [0.2, 1.25, 2, 3]mm$) ausgeführt. Die Messergebnisse in Abbildung 5.13 zeigen eine gute Übereinstimmung mit den theoretischen Berechnungen (Übereinstimmung innerhalb von $\pm 20\%$ über einen weiten Bereich für c).

Der Druckabfall innerhalb des Röhrensystems des Kühlers und der thermische Widerstand im Ein- und Auslassbereich des Kühlers basieren auf experimentell gewonnenen Daten, die ebenfalls zur Genauigkeit des Ergebnis beitragen.

$$R_{th,M1} = \frac{\frac{c}{2}}{\left(\lambda_{Al}L\left(\frac{b}{n} - b_{MI}\right)\right)} \quad (5.24)$$

$$R_{th,M2} = R_{th,M1} + \frac{\frac{b_{MI}}{2}}{(\lambda_{Al}L(h-c))} \quad (5.25)$$

$$R_{th,\alpha1} = \frac{1}{(\alpha Lc)} \quad (5.26)$$

$$R_{th,\alpha2} = \frac{1}{(\alpha Lb_{MI})} \quad (5.27)$$

$$\begin{aligned} R_{th} &= R_{th}(d_{Interface}, Nu_{Inlay}) \\ &= R_{th,\alpha2} \parallel \left[\left(\frac{1}{2}R_{th,H_2O} + \frac{1}{2}R_{th,M1} \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{2}R_{th,M2} + R_{th,\alpha2} \right) \parallel \left(\frac{1}{2}R_{th,\alpha1} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.28)$$

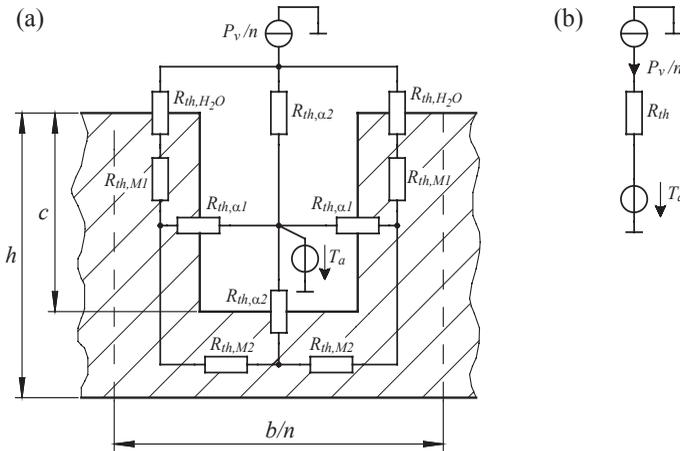


Abbildung 5.11: (a) Wirksames stationäres thermisches Netzwerk zwischen dem Modulboden des Halbleitermoduls und dem Kühlwasser. Der Wärmestrom erfolgt einerseits direkt ($R_{th,\alpha 2}$) und andererseits über die Metalleinlage in das Kühlwasser. Die einzelnen thermischen Widerstände des Ersatznetzwerkes sind in den Gleichungen (5.22)-(5.27) gegeben. (b) Das Netzwerk kann durch einen einzelnen thermischen Widerstand R_{th} ((5.28)) angegeben werden.

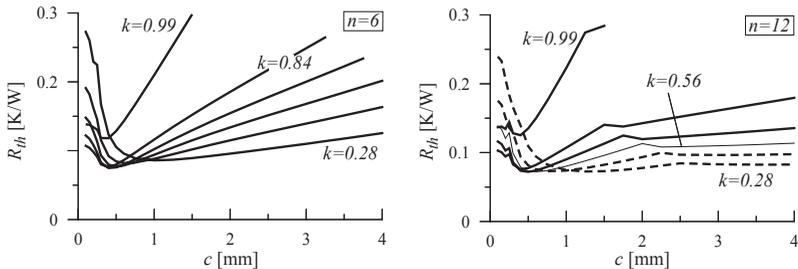


Abbildung 5.12: Thermische Widerstände von der Bodenplatte des Halbleitermoduls in das Kühlwasser in Abhängigkeit der Schlitztiefe c , für unterschiedliche Kanalgeometrien $k = b_{M1}/(b/n)$ und $n = 6, n = 12$. Die Kurvenverläufe sind für $k = [0,28, 0,42, 0,56, 0,70, 0,84, 0,99]$ dargestellt.

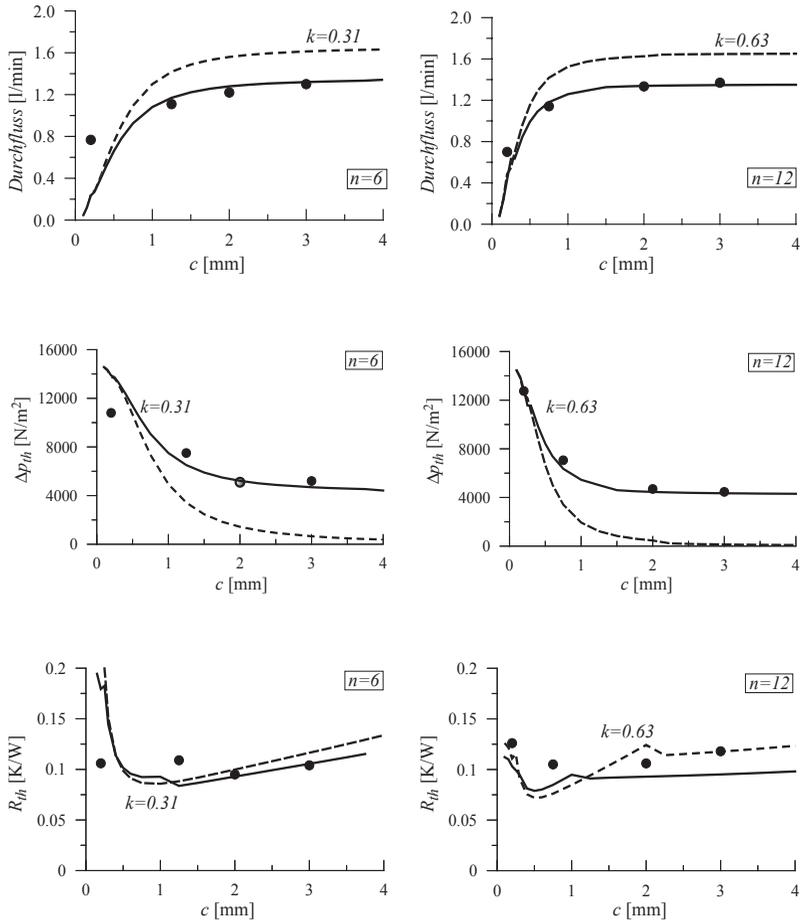


Abbildung. 5.13: Die ausgezogenen Linien basieren auf den Berechnungen im Abschnitt 5.1.4, währenddessen sich die strichlierten Verläufe bei Vernachlässigung des Röhrensystems innerhalb des Kühlers ergeben. Die einzelnen Punkte stellen die Ergebnisse der experimentellen Messung dar.

5.2.3 Direkte Wasserkühlung im Vergleich zu einer konventionellen Luftkühlung

Der experimentell gemessene thermische Widerstand der optimierten Kühlergeometrie beträgt $R_{th,Schlitz} = 0.12K/W$ (Abbildung 5.3(a)) und $R_{th,Inlay} = 0.10K/W$ (Abbildung 5.13). Bei einer Verlustleistung von $150W$ und einer Kühlwasser-Vorlauftemperatur von $T_{a,H_2O} = 80^\circ C$ beträgt die mittlere Temperatur der Bodenplatte $T_{Bodenplatte} = 80 + 150 \cdot 0.1 = 95^\circ C$.

Mit einer konventionellen Luftkühlung ist es praktisch nicht möglich für die gegebene Fläche des Modulbodens von $8.5cm^2$ und der anfallenden Verlustleistung eine Temperatur der Bodenplatte von $95^\circ C$ einzuhalten. Der resultierende Leistungsfluss von $17W/cm^2$ hat einen thermische *hot spot* auf der Kühleroberfläche aufgrund der begrenzten thermischen Leitfähigkeit des Metalls zur Folge, womit effektiv nur ein kleiner Teil der Kühleroberfläche zur Wärmespreizung nutzbar ist.

Industrielle Extrusionsprofile (Strangpressprofile) sind zwar günstig in der Herstellung, weisen allerdings einen thermischen Widerstand von typisch mehr als $1.0K/W$ auf. Das würde für das gegebene Halbleitermodul eine Temperatur der Bodenplatte von $230^\circ C$ ergeben. Um für ein derartiges Profil einen thermischen Widerstand von weniger als $1.0K/W$ erzielen zu können, sind aufwändige, bezüglich Wärmefluss und thermische Effizienz optimierte Hohlfinnen-Profile, zusammen mit einem leistungsstarken Lüfter notwendig.

Das Hohlfinnen-Kühlerprofil *Fischer Elektronik LA V 14* ($120 \cdot 120 \cdot 200mm^3$) [66] zusammen mit dem Lüfter *Papst 4148 NXH* ($24V, 11W, 237m^3/h, 119 \cdot 119 \cdot 38mm^3$) [67] weist (entsprechend den Datenblattangaben) einen thermischen Widerstand von $R_{th} \approx 0.06K/W$ auf. Entsprechend einer simulativen Verifikation (*ICEPACK*) ist diese Angabe allerdings nur für einen gleichmässig auf die gesamte Kühler-Montagefläche ($240cm^2$) verteilten Wärmestrom gültig (Wärmestromdichte $0.63W/cm^2$). Ein Halbleitermodul mit einer für die Kühlung effektiven Fläche von $8.5cm^2$ erzeugt auf einem derartigen Lüftkühler einen *hot spot* in der Umgebung des Moduls, wodurch ein höherer effektiver thermischer Widerstand von $R_{th} \approx 0.14K/W$ resultiert.

In konventionellen Luftkühlssystemen ist aufgrund der Rauhtiefe der Oberflächen eine Wärmeleitpaste zwischen der Kühlblech-Montagefläche und dem zu kühlenden Halbleitermodul aufzubringen, wodurch ein zusätzlicher thermischer Widerstand von $R_{th,Paste} \approx 0.07K/W$ resultiert.

Der gesamte resultierende thermische Widerstand von $0.21K/W$ würde eine Temperatur des Modulbodens von $111.5^{\circ}C$ ergeben, was einem Anstieg von 110% im Vergleich zur hier vorgestellten Wasserkühlung bedeutet. Mit der Verwendung einer speziellen Wärmeleitfolie ([68]) anstatt einer Wärmeleitpaste lässt sich der thermische Widerstand deutlich reduzieren. Der thermische Widerstand der Wärmeleitfolie *KU-CB 2000* von $R_{th_{Folie}} \approx 0.01K/W$ ergibt einen gesamten thermischen Widerstand von $R_{th} = 0.15K/W$ und damit eine Temperatur der Modulbodenplatte von $102^{\circ}C$. Im günstigsten Fall ergibt sich mit dem Luftkühlsystem eine Temperaturerhöhung von 50% im Vergleich zur Wasserkühlung. Der thermische Widerstand eines typischen Luftkühlsystems (aus Aluminium und einem Standardlüfter) kann nur mit grossem Aufwand unter $0.15K/W$ gebracht werden. Mit einem Kühler aus Kupfer ($\lambda_{th,Cu} = 390K/W$) anstatt Aluminium ($\lambda_{th,Al} = 210K/W$) lässt sich ein thermischer Widerstand (mit der Verwendung einer Carbon-Folie zwischen Kühlblech und Halbleitermodul) von $0.10K/W$ erreichen. Die Herstellung von komplizierten Finnen-Strukturen aus Kupfer ist aus Kostengründen allerdings nicht sinnvoll. Der in dieser Arbeit berechnete thermische Widerstand des Wasserkühlsystems von $0.10K/W$ lässt sich durch eine leistungsstärkere Wasserpumpe deutlich reduzieren. Ein deutlicher Vorteil von Wasserkühlssystemen ist die grosse Flexibilität im Design des gesamten Stromrichters. Bei konventioneller Luftkühlung muss darauf geachtet werden, dass die Strömung der Luft durch die Kühler-Finnen nicht durch andere Bauteile beeinträchtigt wird. Das Wasserkühlsystem erlaubt die Entwärmung der Halbleiter über ein sehr geringes Kühlsystem-Volumen. Die Verlustwärme wird durch die Verbindungsleitungen an eine andere Stelle transportiert und dort über den Wärmetauscher an die Umgebung abgegeben.

5.2.4 Zusammenfassung

Wasserkühlung erlaubt die Entwärmung von Halbleitermodulen mit geringer Fläche des Modulbodens zur Abführung der anfallenden Verlustleistung bei zugleich geringem thermischen Widerstand. Vorteilhaft ist eine einfache Geometrie und ein kleines Bauvolumen des Kühlers. Mit einer einfachen Schlitzgeometrie konnte ein thermischer Widerstand von $R_{th} = 0.1K/W$ erreicht werden, allerdings weist der thermische Widerstand in Abhängigkeit der Schlitzbreite ein ausgesprochenes Minimum auf. Durch eine Metalleinlage mit einer Mini-Kanalstruktur kann diese Abhängigkeit vermieden werden.

Kapitel 6

Stromsensorik

Zukünftige Energiekonversionsysteme werden mit zunehmend höheren (ultrahohen) Schaltfrequenzen betrieben. Durch den Einsatz moderner Halbleiterbauelemente wie Siliziumkarbid Schottky Dioden (SiC) und der neuesten MOSFET Technologie (CoolMOS) können die Schaltfrequenz und die Schaltgeschwindigkeit von PWM Pulsleichrichtern bei zugleich hohem Wirkungsgrad signifikant gesteigert werden. Damit ist es möglich, die Eingangsimpedanz im Bauvolumen deutlich zu verkleinern. Damit einhergehend ist jedoch eine Erhöhung der Stromreglerbandbreite und damit auch der Sensorbandbreite erforderlich, um eine hohe Stromregler Bandbreite erreichen zu können. Die derzeit am Markt befindlichen Stromsensoren haben eine obere Frequenzbandbreite von 250kHz . Für die meisten industriellen Anwendungen ist diese Bandbreite ausreichend. Zukünftige Anwendungen fordern allerdings eine höhere Frequenzbandbreite bei zugleich guter Integrierbarkeit (z.B. in Integrated Power Electronic Modules, IPEMs). Mit dem Einsatz der bereits erwähnten SiC Technologie lassen sich Schaltgeschwindigkeiten von bis zu $40\text{kV}/\mu\text{s}$ problemlos realisieren. Neben der grossen Frequenzbandbreite des Stromsensors steht in diesem Zusammenhang auch die Forderung nach einer hohen du/dt -Festigkeit im Vordergrund.

6.1 Überblick über Strommessverfahren

Stromsensoren sind ein wesentliches Subsystem in allen leistungselektronischen Energiekonversionssystemen, einerseits zur Regelung der Konverter und andererseits als Schutzfunktion gegen Überströme. Der geforderte Messbereich der Stromsensoren erstreckt sich dabei je nach Anwendung von wenigen Ampere bis in den kA -Bereich. Neben den Standardanwendungen der Stromsensoren, wie Antriebsumrichter, Schaltnetzteile (im kW -Bereich) oder andere Stromversorgungsanlagen, in denen der Stromsensor als eigenes Bauteil eingesetzt wird, geht der Trend in Richtung Integration in leistungselektronische Module.

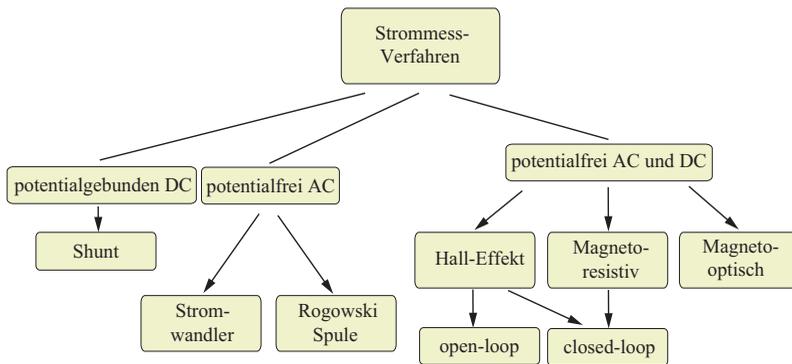


Abbildung. 6.1: Übersicht und Klassifikation der Strommessverfahren.

In [47] wird eine Übersicht über integrierbare Stromsensoren und eine tabellarische Zusammenstellung über deren Eigenschaften gegeben. Von allen in [47] angeführten Sensorkonzepten kommt als integrierbares Stromsensorkonzept nur das Verfahren basierend auf dem *Giant Magnetoresistive Effect* (GMR) in Frage.

Abbildung 6.1 zeigt eine Übersicht über die unterschiedlichen Konzepte zur Strommessung. Für hochfrequent getaktete Dreiphasen-Pulsleichrichter im kW -Leistungsbereich sind allerdings nur das Hall-Effekt-basierte sowie das magneto-resistive Messverfahren verwendbar. Das ist damit zu begründen, dass die Strommessung in einem PFC (und auch bei fast allen anderen industriellen Anwendungen) eine Messung auch des DC-Anteils und Potentialfreiheit fordert.

Die Anforderungen an Stromsensoren für den Einsatz in kompakten, hochfrequent getakteten Pulsleichrichtern sind:

- eine grosse Frequenzbandbreite von DC bis in den MHz-Bereich
- das Messverfahren muss potentialfrei sein, da es meist erforderlich ist, mehrere Ströme unterschiedlichen Potentials zu messen
- geringe Baugrösse und/oder Flächenbedarf
- gute Integrierbarkeit
- hohe du/dt -Störfestigkeit
- geringe Temperaturdrift über einen weiten Temperaturbereich
- geringe Komplexität und Kosten.

6.2 Hall-Effekt-basierter Stromsensor

Das Hall-Effekt-basierte Stromsensorkonzept ist, wie in Abbildung 6.1 dargestellt, in ein *open-loop* und *closed-loop* Verfahren unterteilt. Beide Konzepte haben unterschiedliche Eigenschaften, welche nachfolgend beschrieben werden.

6.2.1 Funktionsprinzip des closed-loop Sensors

Das closed-loop Hall-Effekt-basierte Strommessverfahren ist eines der industriell am häufigsten verwendeten Verfahren. Es beruht auf einem Kompensationsprinzip, welches in Abbildung 6.2 dargestellt ist.

Der zu messende Strom i_1 wird durch den geschlossenen Magnetkreis geführt und erzeugt ein entsprechendes Magnetfeld im Kern. Mit einem im Luftspalt des magnetischen Pfades befindlichen Hall-Sensor wird die magnetische Aussteuerung des Kerns gemessen. Die magnetfeldproportionale Hall-Spannung u_H wird an den Eingang eines Operationsverstärkers geführt, der einen Kompensationsstrom $i_2 = i_1/N_2$ durch die Sekundärwicklung treibt.

Für ein von Null abweichendes Magnetfeld erzeugt der Operationsverstärker einen Kompensationsstrom i_2 , der das vom Primärstrom erzeugte Magnetfeld gerade kompensiert. Somit befindet sich die magnetische Aussteuerung des Kerns stets um Null. Der Hall-Sensor arbeitet als Nullindikator, was vorteilhaft ist, da dann die Linearität des

Hall-Elementes eine untergeordnete Rolle spielt. Der Kompensationsstrom (Sekundärstrom) erzeugt über dem Bürdenwiderstand eine dem Primärstrom proportionale Ausgangsspannung $u_2 = R_B \cdot (1/N_2) \cdot i_1$.

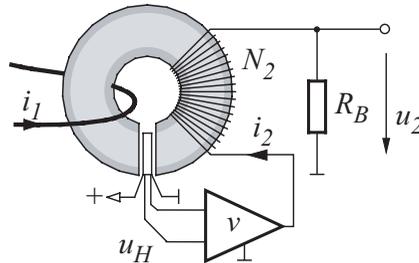


Abbildung. 6.2: Prinzipschaltbild des Hall-Effekt-basierten closed-loop Stromsensors.

6.2.2 Funktionsprinzip des open-loop Sensors

Das mechanische Konzept und das Schaltbild des open-loop Sensors zusammen mit dem zugehörigen Ersatzschaltbild ist in Abbildung 6.3 zu sehen.

Der Sensor besteht aus einem Ringkern mit einem Luftspalt definierter Breite δ . Auf dem Magnetkern ist eine Sekundärwicklung mit einer bestimmten Windungszahl N_2 aufgebracht und mit einem Bürdenwiderstand abgeschlossen.

Die Luftspaltbreite, die notwendige Anzahl der Windungen, der Wert des Bürdenwiderstandes sowie die Wahl der Kerngeometrie und des Kernmaterials werden im nachfolgenden Abschnitt behandelt.

Der Magnetkreis bildet zusammen mit dem Primärleiter, der den Strom i_1 führt, einen AC-Transformator mit dem Stromübersetzungsverhältnis $1/N_2$. Mithilfe des Luftspaltes im Ringkern wird eine magnetische Sättigung des Kernmaterials verhindert, selbst dann, wenn im Primärleiter ein reiner DC Strom (Nennstrom) fließt.

Der AC Stromsensor bildet den Primärstrom bei hohen Frequenzen (nahezu) ideal ab. Niederfrequente Anteile des Primärstromes i_1 werden nicht vollständig vom Sekundärstrom i_2 kompensiert, wodurch ein Ma-

netisierungstrom i_m resultiert. Dieses Verhalten spiegelt das Hochpassverhalten des AC-Stromsensors wider.

Der Magnetisierungsstrom führt zu einer magnetischen Aussteuerung des Kernmaterials und somit zu einer magnetischen Flussdichte B_m im Luftspalt des Ringkerns. Mithilfe eines Hall-Sensor ASICs (Allegro 3515EUA) wird die magnetische Flussdichte B_m im Eisenkern gemessen, welche direkt proportional zum Magnetisierungsstrom i_m ist.

Der integrierte Hall-Sensor liefert eine lineare Ausgangsspannung bezogen auf den Referenzwert von $+2.5V$ (entspricht $B_m = 0$) in Abhängigkeit der magnetischen Flussdichte. Das Sensorelement zeichnet sich dabei durch eine geringe Offset- und Temperaturdrift aus.

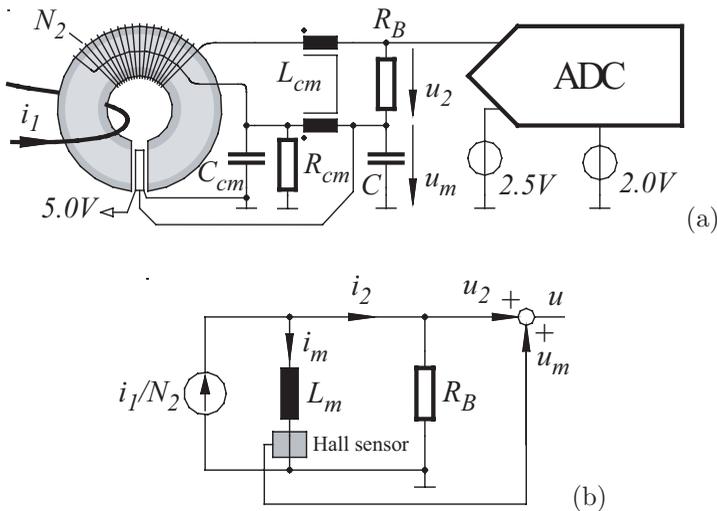


Abbildung 6.3: Prinzipschaltbild des Hall-Effekt-basierten open-loop Stromsensors (a). Ersatzschaltbild des Stromsensors (b).

Aufgrund des open-loop Messverfahrens hängt die Linearität des gesamten Stromsensors direkt von den Eigenschaften des Hall-Elementes, wie der Linearität, der Drift der Ausgangsruhespannung, dem thermischen Rauschen und der Sensitivität ab.

Laut Datenblatt [81] zeigt sich, dass die Drift der Ausgangsruhespannung (*quiescent output voltage drift*) sowie die Sensitivität den Hauptanteil an der Sensorgenauigkeit tragen.

Nach einer überschlagsmässigen Abschätzung mit den worst case Daten kann mit einer Genauigkeit von unter $\pm 15\%$ gerechnet werden. Eine nähere Bestimmung der Genauigkeit ist schwer möglich. Manche notwendige Parameter sind im Datenblatt nicht spezifiziert, wie die Temperaturabhängigkeit der Sensitivität. Andere Einflussfaktoren, wie die Ausgangsruhespannung hängen nichtlinear vom Magnetfeld ab. Experimentelle Messungen zur Abschätzung der Sensorgenauigkeit wurden nicht durchgeführt. Diese besonderen Anforderungen an das Hall-Element sind als Nachteil dieses Verfahrens zu sehen.

Bei geeigneter Skalierung kann das DC- und niederfrequente AC-Signal u_m des Hall-Sensor ASICs direkt mit dem hochfrequenten AC-Signal u_2 des Stromwandlers in Serie geschaltet werden, wie in Abbildung 6.3 (a) dargestellt. Durch diese Massnahme bleibt die Komplexität des Stromsensors gering. Eine Verwendung einer Operationsverstärkerschaltung zur Summation beider Signale würde, abgesehen vom schaltungstechnischen Mehraufwand, zusätzliche Offset- und Temperaturdriftanteile des Sensorausgangssignales zur Folge haben.

Das Hall-Sensor ASIC liefert ein ratiometrisches Ausgangssignal, das bedeutet, dass die Verstärkung und der Offset von der Versorgungsspannung des Sensor ASICs abhängig sind. Dieses Verhalten kann zusammen mit einem nachgeschalteten Analog-Digital Konverter (A/D-Konverter) vorteilhaft genutzt werden.

Das LSB des A/D-Konverters bestimmt sich zu: $LSB = U_{ref}/2^n$, wobei n der Bitanzahl des A/D-Konverters entspricht. Ändert sich der Wert der Referenzspannung U_{ref} , so ändert sich der Wert des LSBs proportional. Werden das Hall-Sensor ASIC und ein nachgeschalteter A/D-Konverter mit derselben Quelle (vorzugsweise mit Referenzqualität) gespeist, wird dadurch das Datenwort des A/D-Konverters unabhängig von der Verstärkung und dem Referenzwert (nominal 2.5V) des Hall-Sensor ASICs.

Das Messsignal des AC-Stromsensors u_2 hängt nur von der Windungszahl und dem Wert des Bürdenwiderstandes ab. Eine sich ändernde Versorgungsspannung am A/D-Konverter hat, wie bereits erwähnt, einen Einfluss auf das resultierende Datenwort. Damit die Sensorsignale u_2 und u_m eine möglichst geringe Abweichung in der Verstärkung (oder Übersetzungsverhältnis) über den gesamten Messbereich zueinander aufweisen, sollte die gemeinsame Speisung des A/D-Konverters und des Hall-Sensor ASICs einen engen Toleranzbereich aufweisen.

Im Betrieb des PFCs treten hohe du/dt -Änderungsraten im Primärleiter

auf, die über unvermeidbare kapazitive Kopplungen (dargestellt durch C_k) zwischen dem Primärleiter und dem Sekundärleiter Gleichtaktstörungen verursachen (siehe Abbildung 6.4).

Damit der Gleichtaktstörstrom i_{cm} nicht über den Bürdenwiderstand fließen kann und damit das Nutzsignal beeinflusst, wird für diesen Störstrom ein Pfad mit niedriger Impedanz in Form des Kondensators C_{cm} bereitgestellt. Zusammen mit der Gleichtaktinduktivität L_{cm} zwischen der Sekundärwicklung und dem Bürdenwiderstand, bildet diese Massnahme eine wirksame Methode zur Unterdrückung der Gleichtaktstörungen.

Die Gleichtaktinduktivität wird durch einen Ringbandkern aus dem Material VITROVAC (VAC 9-E4006-W563) mit $N_{cm} = 7Wdg.$ realisiert. Dieses amorphe Material weist eine ausgesprochen hohe Anfangspermeabilität von $\mu_i = 100000$ auf und zeichnet sich durch hohe Verluste bei hohen Frequenzen aus.

Ein Verlauf der Impedanz in Abhängigkeit der Frequenz ist in Abbildung 2.28 dargestellt. Man erkennt unmittelbar, dass die Gleichtaktinduktivität ein ohmsches Verhalten bei hohen Frequenzen aufweist. Die Impedanz beträgt ca. $1k\Omega$ ab einer Frequenz von $1MHz$.

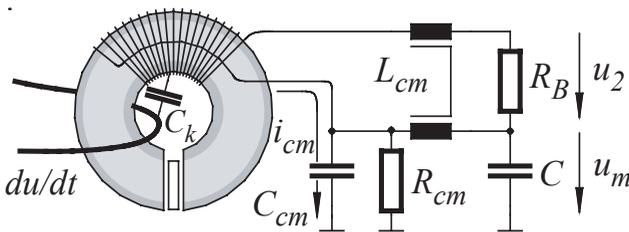


Abbildung. 6.4: Durch Beschaltung der Sekundärwicklung mit einer Gleichtaktinduktivität L_{cm} und einer Gleichtaktkapazität C_{cm} wird verhindert, dass Gleichtaktstörungen, verursacht durch hohe du/dt -Änderungen im Primärleiter und der unvermeidbaren kapazitiven Kopplung C_k zwischen Primärleiter und Sekundärwicklung, das Nutzsignal u_2 beeinflussen.

6.2.3 Dimensionierung des Sensors

Der Spitzenwert des Eingangsstromes des Pulsgleichrichters beträgt 30A. Der Stromsensor soll allerdings in der Lage sein, bis zu $\pm 50A$ messen zu können, um die Stromregeldynamik nicht einschränken zu müssen, und um Überströme detektieren zu können. Damit der Sensor ohne Anpasselektronik direkt an einen A/D-Konverter angeschlossen werden kann, soll der Strommessbereich an den Eingangsspannungsbereich des A/D-Konverters angepasst werden.

Der Stromsensor besteht aus zwei Teilsystemen. Ein Teil dient zur Messung der DC- und niederfrequenten AC-Ströme, und der andere Teil dient zur Messung der hochfrequenten AC-Ströme, wie bereits im vorhergehenden Abschnitt erwähnt. Die beiden Signalkomponenten werden ohne zusätzliche Frequenzganganpassung in Serie geschaltet, was durch geeignete Auslegung der beiden Teilsysteme sichergestellt werden kann. Zur Messung der DC- und niederfrequenten AC-Ströme wird ein integriertes Hall-Sensor ASIC (Allegro 3515E) verwendet. Dieses Bauteil zeichnet sich durch folgende Eigenschaften aus:

- lineares, ratiometrisches Ausgangssignal
- das Ausgangssignal ohne externes Magnetfeld entspricht der halben Versorgungsspannung (typ. 2.5V)
- unipolare Spannungsversorgung im Bereich von 4.5V bis 5.5V (typ. 5.0V)
- dynamische Offsetkompensation
- interne Temperaturdriftkompensation
- $-3dB$ -Bandbreite von $30kHz$.

Das Sensorelement weist eine Sensitivität von $S_{Hall} = 50mV/mT$ auf und verfügt über einen rail-to-rail Ausgangsspannungsbereich.

Dimensionierung des DC- und niederfrequenten AC-Sensors

Zur Flusskonzentration wird ein Toroid aus Ferritmaterial (N30 von EP-COS) verwendet, dessen minimale Luftspaltbreite durch die Gehäuseabmessungen des Hall-Sensor ASICs definiert wird. Laut Datenblatt beträgt die Dicke $1.57mm$. Aus diesem Grund wurde eine Luftspaltbreite von $\delta = 1.6mm$ gewählt.

Die magnetische Flussdichte B_{gap} im Magnetkern, hervorgerufen durch einen primären Strom I_1 , berechnet sich zu

$$B_{gap} = \mu_0 \frac{I_1}{\delta}. \quad (6.1)$$

Entsprechend dem Spitzenwert der magnetischen Flussdichte im Luftspalt erzeugt der Hall-Sensor eine Ausgangsspannung von

$$\pm \hat{U}_H = S_{Hall} \cdot \pm \hat{B}_{gap}. \quad (6.2)$$

Der Eingangsspannungsbereich von vielen A/D-Konvertern mit unipolarer Speisung beträgt $\pm 2.0V$ in Bezug auf eine Offsetspannung von $2.5V$. Aus diesem Grund ist es vorteilhaft, den Ausgangsspannungsbereich des Hall-Sensors so zu wählen, dass eine Anpassung an den A/D Konvertereingangsspannungsbereich ohne Verwendung einer zusätzlichen Anpasseelektronik erfolgen kann. Der Ausgangsspannungshub des Hall-Sensors sollte daher bei positivem Maximalstrom ($50A$) $+2.0V$ und bei negativem Maximalstrom $-2.0V$ betragen.

Mit (6.1) und (6.2) berechnet sich der Strommessbereich zu

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{U}_H}{\mu_0 \cdot S_{Hall}} \delta = \frac{2.0V}{\mu_0 \cdot 50V/T} \cdot 1.6mm = 50.92A, \quad (6.3)$$

was einer Sensitivität von

$$S_{DC} = \frac{2.0V}{50.92A} = 39.27mV/A \quad (6.4)$$

entspricht. Aus (6.3) ist unmittelbar ersichtlich, dass eine Vergrößerung des Luftspaltes eine Reduzierung der magnetischen Flussdichte im Magnetkern und damit eine Vergrößerung des Strommessbereiches zur Folge hat. Die Sensitivität reduziert sich durch eine Vergrößerung des Luftspaltes allerdings ebenfalls.

Dimensionierung des AC-Sensors

Massgebend für die Dimensionierung des AC-Sensors ist die im vorhergehenden Abschnitt bestimmte Sensitivität S_{DC} . Damit das Signal des AC Sensorteils u_2 mit dem Signal des DC Sensorteils u_m ohne Anpasseelektronik in Serie geschaltet werden kann, müssen die beiden Sensitivitäten übereinstimmen.

Ein weiteres Kriterium für die Dimensionierung des AC Sensorteils ist dessen untere Grenzfrequenz f_T . Um insgesamt einen flachen Frequenzgang zu erhalten, ist es erforderlich, dass die untere Grenzfrequenz f_T des AC Sensorteils um eine Dekade unter der oberen Grenzfrequenz f_H des DC Sensorteils liegt.

Die Sensitivität des AC-Transformators wird durch die Anzahl der Sekundärwindungen N_2 und dem Bürdenwiderstand R_B definiert. Eine hohe obere Grenzfrequenz erfordert eine geringe Sekundärwindungszahl, das hat allerdings einen hohen Sekundärstrom und damit auch hohe Verluste im Bürdenwiderstand zur Folge. Es muss daher ein Kompromiss gefunden werden für die Wahl der Anzahl der Sekundärwindungen und der im Bürdenwiderstand umgesetzten Verlustleistung.

Der Wert der Induktivität der Sekundärwicklung N_2 auf einem Magnetkern mit dem Luftspalt δ berechnet sich zu:

$$L = \mu_0 \frac{N_2^2 \cdot A_{Fe}}{\delta}. \quad (6.5)$$

Der auf die Sekundärseite transformierte Spitzenwert des Eingangsstromes $\pm \hat{i}_1 / N_2$ soll einen Spannungsabfall über dem Bürdenwiderstand R_B von $\hat{U}_B = \pm 2.0V$ ergeben, damit dieselbe Sensitivität wie im DC Sensorteil resultiert. Der Bürdenwiderstand kann mit

$$R_B = \frac{N_2}{i_1} \cdot \hat{U}_B \quad (6.6)$$

berechnet werden. Mit einer Sekundärwindungszahl von $N_2 = 70Wdg$, ergibt sich ein Bürdenwiderstand von

$$R_B = \frac{70}{50.92} \cdot 2.0V = 2.75\Omega. \quad (6.7)$$

Um ein kompaktes Bauvolumen des Sensors zu erhalten, wurde ein Ringkern vom Typ R20/10/7 (EPCOS, Material N30) mit einer Eisenquerschnittsfläche von $A_{Fe} = 33.63mm^2$ gewählt. Mit (6.3) ergibt sich ein Induktivitätswert der Sekundärwicklung von

$$L = \mu_0 \frac{(70Wdg)^2 \cdot 33.36mm^2}{1.6mm} = 130\mu H, \quad (6.8)$$

was zu einer unteren Grenzfrequenz von

$$f_T = \frac{R_B}{2\pi L} = \frac{2.75\Omega}{2\pi \cdot 130\mu H} = 3.36kHz \quad (6.9)$$

führt und somit etwa eine Dekade unter der Grenzfrequenz des Hall-Sensor ASICs von $f_H = 30kHz$ liegt.

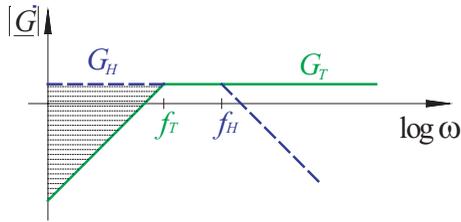


Abbildung. 6.5: Die untere Grenzfrequenz f_T des AC Stromsensors (G_T) liegt deutlich (eine Dekade) unter der oberen Grenzfrequenz f_H des Hall-Sensor Elements (G_H). Für Frequenzen $f > f_T$ ist der Frequenzgang von G_H nicht mehr von Bedeutung und eine Übernahmeverzerrung nach der Summation der Ausgangssignale des AC Sensors und des Hall-Sensors tritt nicht auf. Der Frequenzbereich und der Signalanteil, den der Hall-Sensor abdeckt, sind schraffiert dargestellt.

6.2.4 Obere Grenzfrequenz des Stromsensors

Das obere Limit der Frequenzbandbreite des Stromsensors wird durch die charakteristische Frequenz f_2 des Parallelresonanzkreises, der durch die parasitäre Kapazität C_σ der sekundären Wicklung und der Streuinduktivität L_σ gebildet wird, definiert. Die Kapazität C_σ wird im Wesentlichen durch die kapazitive Kopplung der einzelnen Windungen über den magnetischen Kern (Ferritmaterialien weisen eine ausgesprochen hohe Permittivität auf) bestimmt. Der Anteil der kapazitiven Kopplung zwischen den einzelnen Leitern einer einlagigen Wicklung ist dabei vergleichsweise gering [48]. Eine hohe Windungszahl der Sekundärwicklung reduziert aus diesem Grund die obere Grenzfrequenz des Stromsensors. Einen weiteren Einfluss auf die obere Grenzfrequenz hat die Grösse des Magnetkreises. Eine grosse Kernform hat eine grössere Windungslänge pro Windung zur Folge, womit sich die parasitäre Kapazität vergrössert und dadurch die obere Grenzfrequenz reduziert.

Die Modellierung der parasitären Effekte und die daraus resultierende Bestimmung der oberen Grenzfrequenz wird in einer an der Professur für Leistungselektronik (*PES*) durchgeführten Dissertation behandelt und wird aus diesem Grund hier nicht weiter erläutert.

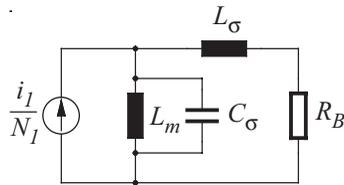


Abbildung. 6.6: Ersatzschaltbild des Transformators. Die charakteristische Frequenz $(2\pi\sqrt{C_\sigma L_\sigma})^{-1}$ des Parallelresonanzkreises, gebildet durch C_σ und L_σ , definiert das obere Limit der Frequenzbandbreite.

6.2.5 Experimentelle Analyse

Die Ergebnisse der experimentellen Analyse sind in Abbildung 6.7 dargestellt. Der Sensor zeigt ein ausgezeichnetes dynamisches Verhalten bei zugleich hoher du/dt -Störfestigkeit ohne zusätzliche Schirmungsmassnahmen.

6.2.6 Zusammenfassung

Der Sensor verfügt über eine ausgesprochen hohe Frequenzbandbreite bei zugleich hoher du/dt Störfestigkeit und geringer Komplexität, und ist somit für zukünftige Applikationen, die mit sehr hohen Schaltfrequenzen/Schaltgeschwindigkeiten betrieben werden, besonders interessant.

Trotz dieser herausragenden Eigenschaften ist eine Reihe von Nachteilen mit diesem Sensorprinzip verbunden. Wie schon erwähnt, hängt die Genauigkeit des Sensorausgangssignales wesentlich von den Eigenschaften des Hall-Sensors ab. Aufgrund des open-loop Verfahrens ist es erforderlich, dass das Hall-Sensor Element im gesamten Aussteuerbereich ein lineares Verhalten und eine geringe Temperaturabhängigkeit aufweist.

Hall-Sensoren haben (wie alle Halbleiter) eine ausgeprägte Temperaturabhängigkeit. Trotz interner Temperaturkompensation im Hall-Sensor ASIC ist die verbleibende Temperaturdrift mit $20mV/C$ nicht unerheblich und führt zu einem Fehler im Stromsensorsignal.

Ein weiterer Nachteil ist die Notwendigkeit eines magnetischen Kerns mit Luftspalt zur Konzentration des magnetischen Flusses. Die Herstellung einer eng tolerierten Luftspaltbreite und das Aufbringen einer Se-

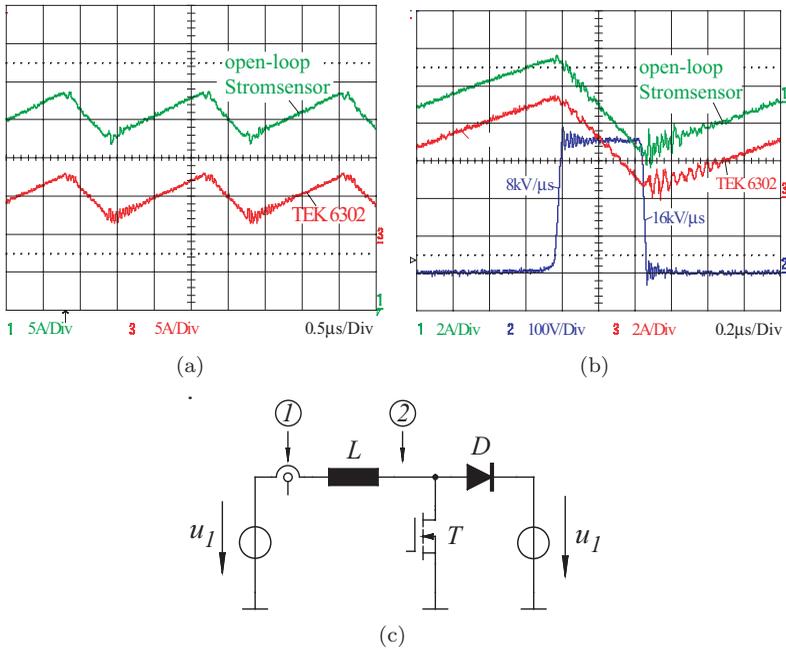


Abbildung. 6.7: (a) Das Ausgangssignal des Sensors (oberes Signal) und der von der TEK Stromzange (TEK 6302, 100MHz) gemessene Stromverlauf. Der Stromsensor ist in diesem Fall an der Stelle 1 in (c) eingefügt. (b) Verlauf des Stromsensorsignales zusammen mit dem Signal der TEK Stromzange, wobei der Sensor an der Position 2 in (c) platziert ist. Zusätzlich ist die Drain-Source Spannung des Leistungstransistors dargestellt. (c) DC/DC Boost Konverter mit einer Schaltfrequenz von 500kHz als Testumgebung für den Stromsensor. Damit werden die Betriebsbedingungen wie im Dreiphasen Pulsleichrichter simuliert.

kundärwicklung sind fertigungstechnisch aufwändig und kostenintensiv. Vor allem die geometrischen Abmessungen und die Notwendigkeit, den Primärleiter durch den Kern zu führen, machen es nahezu unmöglich, den Sensor zu integrieren.

Bezüglich Kompaktheit und Integrierbarkeit ist das Konzept des magneto-resistiven Stromsensors vielversprechender und wird im nachfolgenden Abschnitt ausführlich behandelt.

6.3 Magneto-resistiver Stromsensor

Die weit verbreiteten Hall-Effekt-basierten Stromsensoren haben eine Reihe von Nachteilen, wie im vorhergehenden Abschnitt aufgezeigt wurden. Sie benötigen einen Magnetkern zur Flusskonzentration, wodurch der Sensor voluminös und daher zur Integration nicht geeignet ist. Stromsensoren, die auf dem anisotropen Magneto-resistiven Effekt (AMR) basieren, sind seit einigen Jahren als Produkt auf dem Markt erhältlich (SENSiTEC, [49, 68, 51]). Dieses Sensorkonzept scheint besonders geeignet zur Integration in leistungselektronische Systeme und Module. Aufgrund der geringen Frequenzbandbreite von 100kHz , ist das Anwendungsgebiet dieses Sensors beschränkt [47]. In [52] wird allerdings eine physikalische Frequenzbandbreite des magneto-resistiven (MR) Sensorelementes von bis zu 1MHz angegeben, woraus sich schliessen lässt, dass die Möglichkeiten des Sensorelementes nicht voll ausgeschöpft werden. Der wesentliche Teil dieser Untersuchung besteht darin, die Ursachen für die limitierte Frequenzbandbreite des SENSiTEC Stromsensors zu ermitteln und nachfolgend aufzuzeigen, durch welche Massnahmen die Frequenzbandbreite des Sensors erhöht werden kann.

6.3.1 Anisotroper Magneto-resistiver Effekt (AMR)

Unter dem anisotropen magneto-resistiven Effekt versteht man die Widerstandsänderung ferromagnetischer Materialien bei einem sich ändernden, von aussen einwirkenden, magnetischen Feld. Der AMR Sensor besteht aus einem Dünnschicht Nickel-Eisen Alloy (Permalloy $Ni_{81}Fe_{19}$) mit einer dünnen (ca. 30nm) streifenartigen Geometrie. Im Fertigungsprozess wird dieser Streifenstruktur eine innere magnetische Orientierung M_0 (magnetischer Dipol) entlang der x-Achse gegeben (Abbildung 6.8). Bei einem fehlenden äusseren magnetischen Feld sind die resultierende Magnetisierung $M = M_0$ und ein eingepprägter Strom I entlang der x-Achse parallel ($\theta = 0$). In diesem Fall weist der Streifen den maximalen ohmschen Widerstand R_0 auf. Durch ein sich von aussen eingepprägtes magnetisches Feld H_y in Richtung der sensitiven Achse (y-Richtung) wird das resultierende magnetische Feld $M = M_0 + H_y$ um den Winkel θ aus der x-Achse gedreht. Der Widerstand in Abhängigkeit des anliegenden magnetischen Feldes kann durch ((1) in [52])

$$R(\theta) = R_0 - \Delta R \sin^2(\theta) \quad (6.10)$$

angenähert werden.

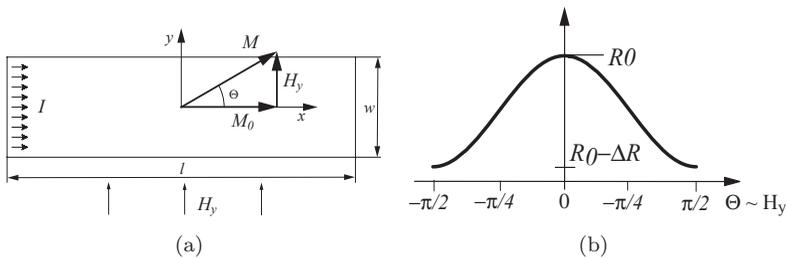


Abbildung. 6.8: (a) Ferromagnetischer $Ni_{81}Fe_{19}$ Permalloystreifen mit der Länge l , der Breite w und der Dicke t . Der Streifen weist eine innere Magnetisierung M_0 entlang der x-Achse auf. Wird ein externes Magnetfeld H_y in y-Richtung (Sensitivitätsachse des Sensors) eingepreßt, ändert sich der Widerstand $R(\Theta)$ in Abhängigkeit der Stärke des anliegenden Magnetfeldes. (b) Die Widerstandsänderung hängt quadratisch vom Magnetfeld ab. Aus diesem Grund ist dieses einfache Sensorelement nicht in der Lage, die Polarität des anliegenden Magnetfeldes zu bestimmen.

Da sich die Widerstandsänderung von AMR Sensoren quadratisch verhält, liefern diese Sensoren (in dieser Ausführung) keine Information über die Richtung des magnetischen Feldes. Weitere Nachteile dieser Sensoren sind die geringe Empfindlichkeit (die maximale Widerstandsänderung beträgt $\Delta R_{max} < 3\%$), eine ausgeprägte Nichtlinearität sowie eine starke Temperaturabhängigkeit ($0.3\%/^{\circ}K$). Eine Temperaturänderung von $10^{\circ}K$ führt zu einer grösseren Widerstandsänderung als das durch ein externes Magnetfeld erreicht werden kann. Der Sensor kann in dieser Form also nicht für die Anwendung in Stromsensoren eingesetzt werden.

Die fehlende Richtungsabhängigkeit des Sensors kann durch sogenanntes *Barberpol-Biasing* behoben werden. Dazu werden dünne Aluminium Leiterbahnen in einem Winkel von 45° quer über die Breite des Permalloy-Streifens aufgedampft (Abbildung 6.9). Die Aluminium Kurzschlussbahnen stellen (näherungsweise) eine Äquipotentialfläche dar, und der eingepreßte Strom I fließt auf kürzestem Weg (in einem -45° Winkel) von einer Kurzschlussbahn zur nächsten. Durch diese Massnahme wird der Arbeitspunkt um $-\Delta R/2$ nach unten (Abbildung 6.9(b)) verschoben, und demzufolge ist die Widerstandsänderung nun abhängig von der Richtung des externen Magnetfeldes. Wenn die Kurzschlussstreifen in einem Winkel von -45° aufgebracht werden, spigelt sich die

Widerstandsabhängigkeit entlang der y -Achse (strichlierte Linie in Abbildung 6.9(b)). Wird an zwei Sensorelementen (ein Sensorelement mit 45° Barberpole, das andere mit -45° Barberpole) einem Magnetfeld H_y eingepreßt, ändert das eine Element den Widerstand um $+\Delta R$ und das andere um $-\Delta R$.

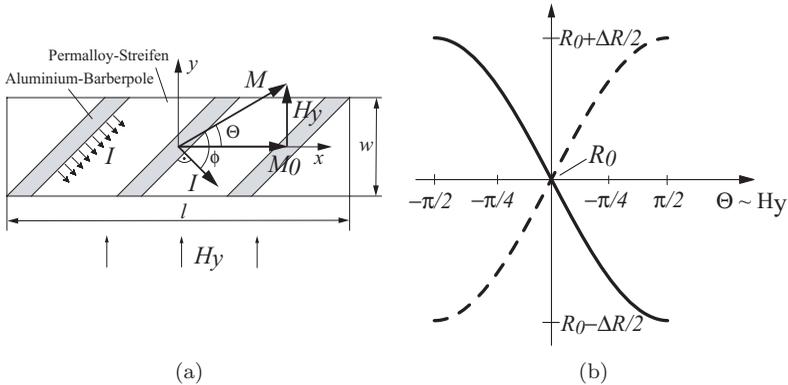


Abbildung 6.9: (a) Permalloy Streifen mit Barberpole-Biasing. (b) Ein externes Magnetfeld $H_y > 0$, das auf den Sensor (mit 45° Barberpole) einwirkt, reduziert den magnetoresistiven Widerstand. Ein Magnetfeld $H_y < 0$ erhöht hingegen den Widerstand. Die strichlierte Linie zeigt das inverse Verhalten des Sensorelementes (bei -45° Barberpole). Bei $H_y = 0$ beträgt der Widerstandswert in beiden Fällen R_0 .

Durch eine Anordnung von vier Sensorelementen in eine Wheatstone-Brücke vergrößert sich die Sensitivität und reduziert gleichzeitig die Temperaturabhängigkeit signifikant. Das Ausgangssignal der Brücke kann maximiert werden, wenn die Sensorelemente derart angeordnet werden, dass die Ausgangsspannung des einen Brückenweges ansteigt, während sie im anderen Brückenweg absinkt. Zur vollen Nutzung des Vorteils der Brückenanordnung der Sensorelemente müssen die Sensorelemente allerdings dieselbe Sensitivität und Temperaturdrift aufweisen.

Die hohe elektrische Leitfähigkeit und die endliche Breite der Aluminium Barberpole-Streifen reduzieren die aktive Sensorfläche, wodurch die Sensitivität reduziert wird. Ein weiterer Nachteil des Barberpole-Biasing ist eine erhöhte Neigung zur Änderung der Magnetisierung bei Einwirkung eines grossen Magnetfeldes in x -Richtung (umgekehrt zur inneren Magnetisierung M_0). In diesem Fall kann sich die innere Ma-

netisierung sprunghaft ändern, was zu einer Umkehrung des Vorzeichens der Richtungsabhängigkeit führt. Aus diesem Grund sind kleine Permanentmagnetstreifen in der Nähe des Sensorelementes angebracht, wodurch die innere Magnetisierung M_0 in x-Richtung vergrößert wird ($M = M_0 + M_{bias}$). Dadurch wird die Neigung zur sprunghaften Änderung der inneren Magnetisierung deutlich verringert. Gleichzeitig wird aber auch die Sensitivität reduziert.

6.3.2 Funktionsprinzip

Trotz Verbesserung der Sensorlinearität mithilfe der Barberpole ist die Nichtlinearität sehr hoch, weshalb ein Kompensationsprinzip für den Einsatz der MR Sensorelemente in den Stromsensor zur Anwendung kommt (Abbildung 6.10(a)).

Zu diesem Zweck wird ein Aluminiumleiter über eine SiO_2 Isolationschicht mit definiertem Abstand über den Sensorelementen angebracht (Abbildung 6.10(b)). Der Ausgang der Wheatstone Brücke ist mit dem Eingang eines Operationsverstärkers verbunden [49], der wiederum eine Push-Pull Ausgangsstufe ansteuert. Die Ausgangsstufe treibt einen Kompensationsstrom i_{comp} , der ein kompensierendes Magnetfeld H_{prim} erzeugt, welches das vom Primärstrom I_{prim} hervorgerufene Magnetfeld H_{prim} zu Null kompensiert. Mithilfe des Widerstandes R_s wird der Kompensationsstrom i_{comp} in eine dem zu messenden Primärstrom proportionale Spannung u_a umgewandelt.

Der Sensor wird dabei stets mit einer Brückenausgangsspannung nahe Null betrieben, wodurch der Einfluss der Sensornichtlinearität verschwindend klein wird. Da sich die magnetische Feldstärke umgekehrt proportional zum Abstand verändert, ist eine exakte Positionierung der Leiter (Primär- und Kompensationsleiter) zueinander und zum Sensorelement zwingend notwendig.

6.3.3 Regelungstechnisches Blockschaltbild

Ein regelungstechnisches Blockschaltbild (Abbildung 6.12(a)) des Sensors wurde durch eine Reihe von experimentellen Messungen ermittelt. In einem ersten Schritt wurde die Brückenausgangsspannung ΔU_{br} in Abhängigkeit eines eingepprägten niederfrequenten Primärstromes i_1 bei offenem Kompensationsleiter ($i_{comp} = 0$) messtechnisch ermittelt.

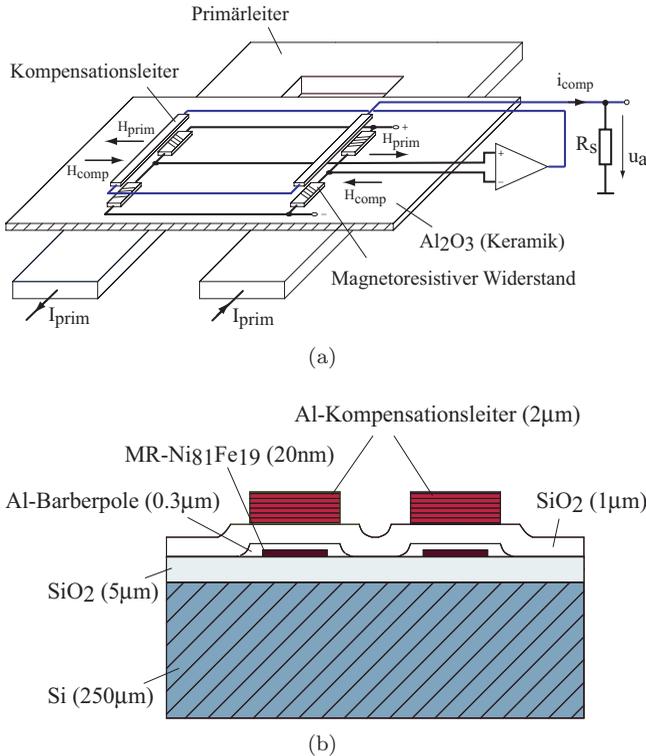


Abbildung 6.10: (a) AMR Sensorelemente, angeordnet als Wheatstone Brücke. Die Brückenausgangsspannung ist mit dem Eingang eines Operationsverstärkers verbunden, der wiederum den Kompensationsstrom i_{comp} durch den Kompensationsleiter treibt. Über den Widerstand R_s erzeugt der Kompensationsstrom eine, dem Primärstrom proportionale Spannung u_a . (b) Querschnitt durch einen AMR Sensor. Die magnetoresistiven Permalloy-Streifen mit der Barberpole-Struktur sind über eine SiO_2 Isolierschicht auf einem Siliziumträger aufgebracht. Getrennt durch eine weitere SiO_2 Isolierschicht definierter Dicke ist der Kompensationsleiter aufgebracht. Die Al_2O_3 Keramik und der Primärleiter sind nicht dargestellt.

Die gemessene Verstärkung beträgt:

$$\Delta U_{br}/i_1 = S_1 K = 0.5mV/A. \quad (6.11)$$

K bezeichnet die nichtlineare Charakteristik des magneto-resistiven Sensorelementes. In einem zweiten Schritt wurde die Verstärkung des Kompensationszweiges zu

$$\Delta U_{br}/i_{comp} = S_2 K = 0.5V/A. \quad (6.12)$$

bestimmt.

Das Verhältnis der beiden Verstärkungen beträgt $S_2 K/S_1 K = 1000$. Alle Messungen wurden mit Kleinsignalanregung ausgeführt, um im linearen Bereich der Sensorcharakteristik $K = \Delta U_{br}/\Delta H_y$ zu bleiben.

Zur Bestimmung der Bandbreite des AMR Sensorelementes wurde ein Kompensationsstrom i_{comp} in den Kompensationsleiter eingepreßt und das Ausgangssignal der MR-Brücke ΔU_{br} durch einen invertierenden Verstärker mit der Verstärkung $v = 10$ gemessen. Der normierte Frequenzgang der nichtlinearen Sensorcharakteristik $S_2 K = \Delta U_{br}/i_{comp}$ ist in Abbildung 6.11 dargestellt und zeigt das Limit der Frequenzbandbreite des AMR Sensorelementes. Für die nachfolgenden Betrachtungen werden $S_1 K$ und $S_2 K$ als zueinander proportional und frequenzunabhängig angenommen.

Die Geradeausverstärkung v_g des Operationsverstärkers (TLE2037) beträgt laut Datenblatt

$$v_g(s) = k_0 \frac{1}{1 + sT_1} \frac{1}{1 + sT_2}, \quad (6.13)$$

mit den Parametern: $k_0 = 155dB$, $T_1 = 0.16s$, $T_2 = 6.18 \cdot 10^{-9}s$.

Die Schleifenverstärkung des Sensors nach Abbildung 6.12(a) berechnet sich zu:

$$F_o(s) = S_1 K \cdot v_g \cdot G_2 \cdot \frac{S_2 K}{S_1 K}. \quad (6.14)$$

Mit $G_2 = 1/(R_s + R_{comp}) = 1/230\Omega$ wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers in den Kompensationsstrom i_{comp} umgewandelt. G_2 entspricht dem ohmschen Anteil des gesamten Kompensationszweiges, bestehend aus dem DC Widerstand des Kompensationsleiters R_{comp} und dem Widerstand R_s (Abbildung 6.10 (a)), der am Ausgang des Operationsverstärkers wirksam ist.

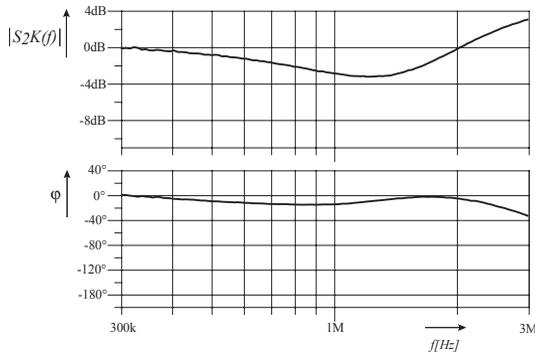


Abbildung. 6.11: Normierter Frequenzgang $\Delta U_{br}/i_{comp} = S_2K(f)$ des Kompensationszweiges. Beginnend bei etwa 200kHz weist der Betragsfrequenzgang einen Abfall der Verstärkung auf. Bei einer Frequenz von 1MHz ist die Verstärkung um 2dB reduziert. Die Phasenverschiebung weist nur eine geringe Abweichung von $\varphi = 0^\circ$ auf.

Eine Analyse der Schleifenverstärkung $F_o(s)$ des Sensors nach (6.14) zeigt, dass trotz der Verwendung eines Operationsverstärkers mit einer 0dB Durchtrittsfrequenz von $f_{GBWP} = 25\text{MHz}$, die Frequenzbandbreite des Sensors auf $f_c = 100\text{kHz}$ limitiert ist.

Das ist der wesentliche Grund für die limitierte Frequenzbandbreite des kommerziell erhältlichen Sensors. $F_o(s)$ zeigt auch, dass die Geradeausverstärkung des Operationsverstärkers um den Faktor $S_1K \cdot G_2 \cdot 1000 = -53\text{dB}$ abgesenkt wird und dadurch eine Durchtrittsfrequenz von $f_c = 100\text{kHz}$ resultiert (Abbildung 6.12 (b)). Frequenzanteile des zu messenden Stromes, die über der Durchtrittsfrequenz f_c liegen, können vom Operationsverstärker nicht mehr kompensiert werden.

Eine Erhöhung der Bandbreite kann somit einfach dadurch erreicht werden, dass eine zusätzliche Verstärkerstufe mit einer Verstärkung von $G_1 = 20 \dots 25\text{dB}$ in Serie zum Operationsverstärkerausgang v_g geschaltet wird, wie durch die strichlierte Linie in Abbildung 6.12 (b) dargestellt ist. Dadurch erhöht sich die Durchtrittsfrequenz $F'_o(s) = 0\text{dB}$ auf etwa 1MHz . Dasselbe Ergebnis kann durch die Verwendung eines einzelnen Operationsverstärkers mit ausreichend hoher Durchtrittsfrequenz erzielt werden.

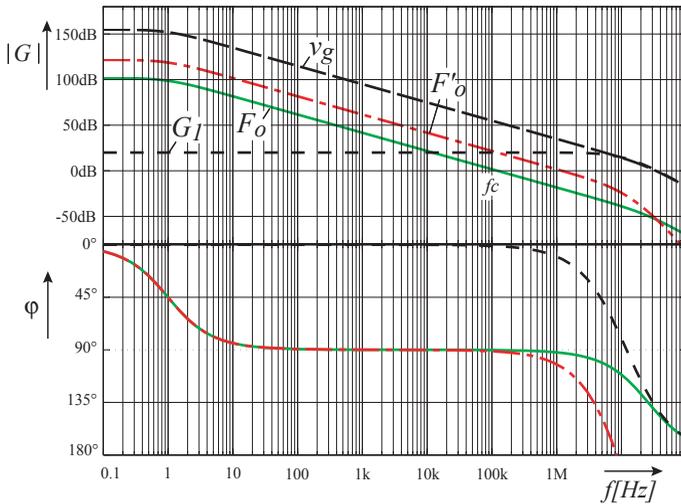
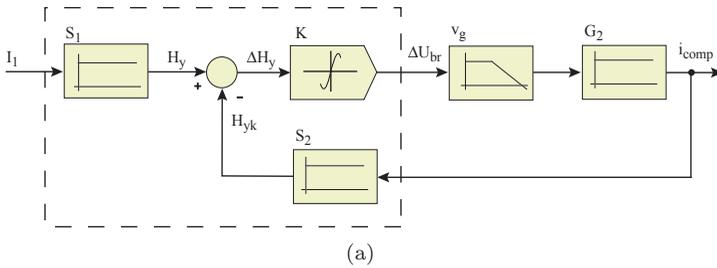


Abbildung. 6.12: (a) Regelungstechnisches Blockschaltbild des Stromsensors. Die Elemente des Blockschaltbildes innerhalb des strichliert gezeichneten Rechtecks stellen das physikalische Verhalten des Sensorelementes dar. Ein Operationsverstärker, der ohne Rückkopplung betrieben wird, verstärkt die Ausgangsspannung der Wheatstone-Brücke ΔU_{br} und treibt einen Kompensationsstrom, der das Magnetfeld H_y zu Null kompensiert. (b) Bode-Diagramm der Geradeausverstärkung des Operationsverstärkers v_g ; resultierende Schleifenverstärkung des Sensors F_o ; zusätzliche Verstärkung G_1 ; verbesserter Frequenzgang F'_o .

6.3.4 Offset und Temperaturdrift Kompensation

Magneto-resistives Material weist eine ausgerägte Temperaturabhängigkeit auf. Der Temperaturgang jedes einzelnen magneto-resistiven Widerstandes der Wheatstone-Brücke ($R_1 \dots R_4$) wurde innerhalb eines Temperaturbereiches von $[20^\circ C \dots 60^\circ C]$ gemessen. Die Auswertung ergab einen für diesen kleinen Temperaturbereich linearen Temperaturkoeffizienten von $\alpha = 2.13 \cdot 10^{-3} 1/K$ für jeden der MR-Widerstände der Brücke.

Aufgrund von Fertigungstoleranzen stimmen die Werte der einzelnen Widerstände der Wheatstone-Brücke nicht exakt überein, wodurch die Brückenausgangsspannung bei einem Primärstrom $i_1 = 0$ einen Offset U_{bro} aufweist. Diese Offsetspannung muss in jedem Fall kompensiert werden, da sich ansonsten die Offsetspannung unmittelbar auf das Sensorausgangssignal u_a auswirkt.

Einen weiteren Einfluss auf die Offsetspannung hat die Temperaturdrift der MR Widerstände. Nimmt man für alle vier Widerstände der Wheatstone-Brücke denselben Temperaturkoeffizienten an, ändern sich die Widerstände der AMR-Brücke bei Temperaturänderung gleichermassen. In diesem Fall bleibt die Brückenausgangsspannung temperaturunabhängig, auch dann, wenn sie eine Offsetspannung aufweist. Durch das Hinzufügen eines Trim-Netzwerkes zur Kompensation der Brückenausgangsspannung U_{br} und der Operationsverstärker Offsetspannung U_{edo} wird U_{br} allerdings temperaturabhängig.

Das Kompensationsnetzwerk parallel zur AMR-Brücke sorgt für die Kompensation der Offsetspannung U_{bro} , verursacht aufgrund von Fertigungstoleranzen bei der Herstellung der Widerstände und der Offsetspannung U_{edo} des nachfolgenden Operationsverstärkers. Weiters stellt das Netzwerk eine geringe Temperaturdrift der Brückenausgangsspannung innerhalb eines engen Toleranzbereiches sicher.

Die Schwierigkeit besteht nun darin, die Struktur eines geeigneten Netzwerkes mit minimaler Anzahl von Bauteilen und optimierten Parametern zu finden, welches in der Lage ist, die oben genannten Forderungen zu erfüllen. Ein Trim-Netzwerk zur Kompensation der Offsetspannung ist in Abbildung 6.13 (a) dargestellt. Dieses Netzwerk ist im kommerziell erhältlichen SENSiTEC Stromsensor in Verwendung. Im Folgenden wird die Bestimmung der freien Parameter des Kompensationsnetzwerkes beschrieben. Die Versorgungsspannung U_0 , die Widerstandswerte $R_1 \dots R_4$ bei $(20^\circ C)$ und der Temperaturkoeffizient α der MR-Brücke sowie der Widerstand R_a werden messtechnisch bestimmt.

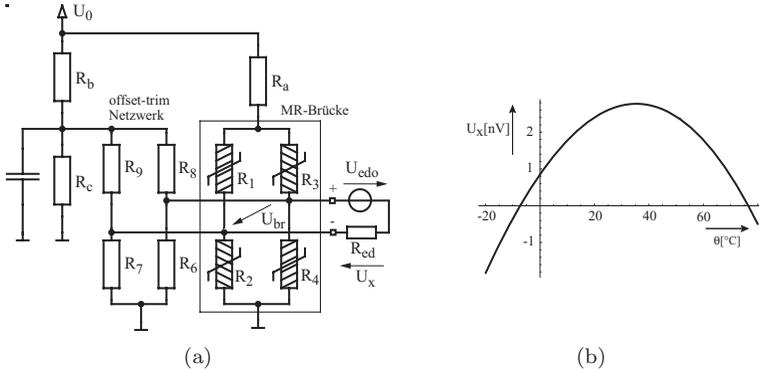


Abbildung. 6.13: (a) Offset-Trim und Temperaturkompensations-Netzwerk parallel zur MR Wheatstone Brücke. U_{edo} und R_{ed} stellen die Offsetspannung und den differentiellen Eingangswiderstand des Operationsverstärkers dar. (b) Die am Operationsverstärkereingang wirksame Spannung $U_x = U_{bro} - U_{edo}$ mit optimiertem Trimmnetzwerk weist eine geringe Temperaturabhängigkeit im nV Bereich auf.

Die frei wählbaren Widerstandswerte des Kompensationsnetzwerkes sind so zu bestimmen, dass die nach der Kompensation verbleibende Offsetspannung und deren Temperaturabhängigkeit minimal werden.

Die Ermittlung der Widerstandswerte erfolgte durch ein numerisches Suchverfahren, welches in *MATHEMATICA* implementiert wurde. Dazu werden die gesuchten Widerstandswerte $X_i = [R6, R7, R8, R9, Rb, Rc]$ durch einen Zufallsgenerator innerhalb eines beschränkten Wertebereiches ausgewählt: $X_{i,init} = Rand\{X_i\}$. Das Ziel des Suchalgorithmus ist es, eine Kombination von Widerstandswerten X_i zu finden, sodass für einen vorgegebenen Temperaturbereich, die Differenz der Brückenausgangsspannung und der Operationsverstärker Offsetspannung möglichst weitgehend kompensiert wird: $u_x = (U_{bro} - U_{edo}) \rightarrow 0$.

Mit den Anfangswerten $X_{i,init}$ wird das *Integral of Squared Error (ISE)* von u_x

$$ISE = \int_{\Theta=-20^{\circ}C}^{80^{\circ}C} (U_{bro}(X_i) - U_{edo})^2 d\Theta \rightarrow min \quad (6.15)$$

berechnet und durch Variation der Parameter minimiert.

Diese Berechnung wird zyklisch durchgeführt (typischerweise werden einige hundert Durchläufe benötigt), wobei jeweils der optimale Parametersatz $X_{i,opt}$ beibehalten wird. Die Offsetspannung U_{edo} des Operationsverstärkers wird der Einfachheit halber als temperaturunabhängig angenommen.

Der Verlauf von u_x als Funktion der Temperatur für einen optimierten Parametersatz (Tabelle 6.1) ist in Abbildung 6.13(b) dargestellt. Die Offsetspannung u_x bleibt über den betrachteten Temperaturbereich innerhalb eines Bereiches von weniger Nanovolt, was allerdings eine Widerstandstoleranz von unter 0.1% bedingt.

Für einen Laboraufbau ist diese Forderung an die Widerstandstoleranz schwer zu erfüllen. Auch durch das Parallelschalten von Widerständen mit Standardtoleranzen von 1% ist diese Anforderungen kaum zu erfüllen. In einer industriellen Produktion werden die Widerstände des Kompensationsnetzwerkes durch Lasertrimmung in einem Abgleichverfahren auf ein Minimum eingestellt. Mit einem Lasertrimmverfahren sind die erforderlichen Widerstandstoleranzen problemlos realisierbar.

Als letzter Punkt wird eine Abschätzung gemacht, welchen Wert die maximale Offsetspannung U_{edo} des Operationsverstärkers und der Offsetspannung zufolge der Widerstandstoleranzen der MR-Brücke für eine Sensorgenauigkeit von besser 0.1% nicht überschreiten darf. Die Eingangsdifferenzspannung $u_x \neq 0$ des Operationsverstärkers, verstärkt mit der Geradeausverstärkung v_g , prägt einen Kompensationsstrom i_{comp} durch den Kompensationsleiter R_{comp} und den Widerstand R_s ein (Abbildung 6.10(a)). Dieser Kompensationsstrom erzeugt wiederum eine Ausgangsspannung an der MR-Brücke $U_{br} = U_{edo} + u_x$, die gerade die Differenzeingangsspannung über dem Eingangswiderstand R_{ed} des Operationsverstärkers kompensiert ($u_x = 0$). Dieses Verhalten eines geschlossenen Regelkreises kann durch

$$\frac{i_{comp}}{U_{edo}} = \frac{v_g}{S_2K \cdot v_g + (R_s + R_{comp})} \cong \frac{1}{S_2K} \quad (6.16)$$

beschrieben werden. Der Faktor $(R_s + R_{comp})/v_g \ll 1$ kann aufgrund der hohen Geradeausverstärkung des Operationsverstärkers näherungsweise vernachlässigt werden.

Das Sensorausgangssignal (Spannung über R_s) beträgt bei nominalem Primärstrom $\pm I_{pn}$, $U_a = \pm 2.5V$. Der Kompensationsstrom i_{comp} beträgt bei Primärnennstrom $i_{comp} = I_{pn}/1000 = 25mA$ (für den Sensortyp CMS2025).

Für eine geforderte zulässige Sensorgenauigkeit von $< 0.1\%$ des Nennausgangssignales darf die Offsetspannung

$$u_x < i_{comp} S_2 K = 0.0001 \cdot 25mA \cdot 0.5V/A = 12.5\mu V. \quad (6.17)$$

nicht überschreiten.

gemessen		berechnet	
$U_0 = 8.034V$	$R_3 = 1775.4\Omega$	$R_b = 2354\Omega$	$R_7 = 126387\Omega$
$R_1 = 1762.8\Omega$	$R_4 = 1788.2\Omega$	$R_c = 3976\Omega$	$R_8 = 26774\Omega$
$R_2 = 1778.2\Omega$	$R_a = 960\Omega$	$R_6 = 123812\Omega$	$R_9 = 27869\Omega$

Tabelle. 6.1: Die Bauteilwerte in der Spalte *gemessen* werden messtechnisch bestimmt und dienen als Parametersatz für das numerische Suchverfahren in (6.15).

6.3.5 Experimentelle Analyse

Zur experimentellen Untersuchung der Frequenzbandbreite und der Störfestigkeit des modifizierten Sensors diente ein DC/DC Boost Konverter, damit reale Bedingungen für den Stromsensor nachgebildet werden können. Als Referenz wurde eine TEK Stromzange mit einer Frequenzbandbreite von $100MHz$ (TEK A6302), eingesetzt.

Zwei Konzepte zur Verbesserung der Frequenzbandbreite wurden untersucht. Konzept *MR-Sensor 1* verwendet einen einzelnen Operationsverstärker mit einer hohen Durchtrittsfrequenz von $GBWP = 80MHz$.

Im Konzept *MR-Sensor 2* werden zwei Operationsverstärkerstufen mit derselben Durchtrittsfrequenz von $80MHz$ in Serie geschaltet. In diesem Fall wird die erste Operationsverstärkerstufe mit Geradeausverstärkung v_g (ohne Rückkopplung) und die zweite Stufe als invertierender Verstärker mit einer Verstärkung von $G_1 = 8.5dB$ betrieben.

Das *MR-Sensor 1* Konzept ist am einfachsten zu realisieren. Die Absicht dahinter war, den Operationsverstärker im SENSiTEC Sensor durch einen Operationsverstärker höherer Bandbreite zu ersetzen.

Die Messergebnisse sind in Abbildung 6.14 dargestellt. Das Ausgangssignal des modifizierten Stromsensors zeigt eine gute Übereinstimmung mit dem Referenzsignal der TEK Stromzange. Verglichen mit dem Referenzsignal sind einzig die *Ecken* des dreieckförmigen Stromsignals ab-

gerundet. Das ist damit zu begründen, dass die hochfrequenten Signal­komponenten aufgrund der geringer werdenden Schleifenverstärkung bei höheren Frequenzen im Spektrum fehlen.

Eine geringfügige Verbesserung der Frequenzbandbreite kann durch den Einsatz von Operationsverstärkern mit noch höherer Bandbreite erzielt werden. Nachteilig sind bei diesen Operationsverstärkern die grössere Offsetspannung, die grössere Offsetspannungsdrift und die höheren Kosten des Bauelementes. Aus diesem Grund erscheint das *MR-Sensor 2* Konzept bezüglich erzielbarer Bandbreite, hoher Genauigkeit und geringen Kosten die geeignetste Lösung zu sein.

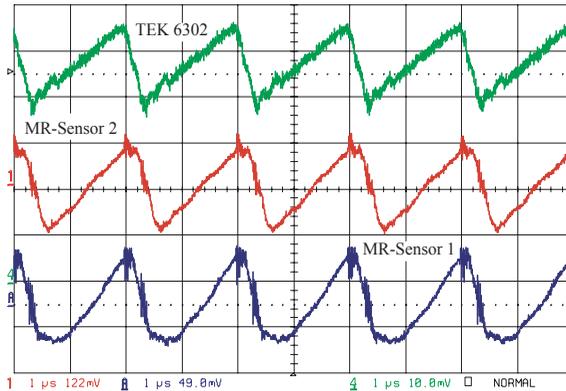


Abbildung. 6.14: Messergebnisse.

Die Messergebnisse zeigen ein ausgezeichnetes dynamisches Verhalten (Abbildung 6.16, *MR-Sensor 2*). Verglichen mit dem Referenzsignal sind nur eine geringe Abweichung in der Signalform sowie eine geringe Phasenverschiebung zu erkennen. Die Phasenverschiebung des Sensorsignales ist im Wesentlichen auf die limitierte Frequenzbandbreite des Sensorelementes zurückzuführen.

Eine bemerkenswerte Eigenschaft dieses Sensors ist die geringe Empfindlichkeit gegenüber hohen du/dt Änderungen. Die hohe Änderungsgeschwindigkeit der Drain-Source Spannung des Boost-Konverters mit $20kV/\mu s$ hat auf das Sensorausgangssignal vernachlässigbare Auswirkungen (siehe Abbildung 6.16). Der Sensor war zwischen der Eingangsinduktivität und dem Transistor des Boost-Konverters eingebaut.

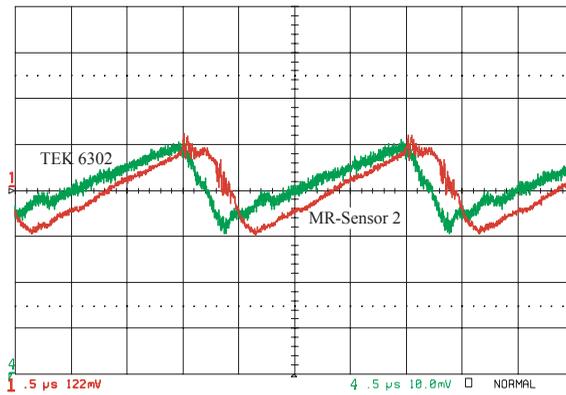


Abbildung. 6.15: Wie der Vergleich zum Referenzsignal (gemessen mit der TEK Stromzange) zeigt, weist das Sensorausgangssignal des modifizierten Sensors (*MR-Sensor 2*) eine ausgezeichnete Dynamik bei einer geringen Phasenverschiebung auf.

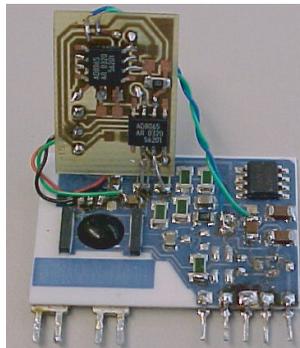


Abbildung. 6.16: Modifizierter Stromsensor (*MR-Sensor 2*) mit zwei Operationsverstärkerstufen in Serie. Die erste Stufe arbeitet mit der Geradeausverstärkung des OPV, die zweite Stufe ist als invertierender Verstärker mit einer Verstärkung von 8.5dB beschaltet.

6.3.6 Zusammenfassung

Durch vergleichsweise einfache Massnahmen ist es möglich, die Frequenzbandbreite eines kommerziell erhältlichen Stromsensors um einen Faktor zehn zu erhöhen und damit das Potential von magnetoresistiven Materialien voll auszuschöpfen.

Der Sensor weist eine sehr kompakte Bauform auf, die durch Integration der Auswerte-Elektronik in ein ASIC noch weiter reduziert werden kann. Dieses Sensorkonzept ist aus diesem Grund zur Integration in leistungselektronische Module besonders geeignet.

Kapitel 7

Experimentelle Analyse

Dieses Kapitel behandelt die Verifizierung der Modellbildung des Stromrichters anhand eines experimentellen Aufbaus. Ein Bild des realisierten Stromrichters (Demonstrator) ist in Abbildung 7.1 zu sehen. Sowohl die Aufbautechnik als auch die verwendeten Komponenten sind industrienahe ausgeführt. Der Leistungsteil des Stromrichters hält die Normvorgaben bezüglich Luft- und Kriechstrecken nach *EN50178* Verschmutzungsgrad-I ein.

Bei den experimentellen Untersuchungen liegt das Hauptaugenmerk auf dem Verhalten des Stromreglers, des Ausgangsspannungs-Reglers und des Symmetrie-Reglers bei unterschiedlichen Betriebszuständen, sowie dem Oberschwingungsgehalt des aufgenommenen Netzstromes und dem Leistungsfaktor in Abhängigkeit der Belastung. Im Besonderen werden anhand von Lastsprüngen und einem Phasenausfall untersucht, ob der Strom- und Ausgangsspannungsregler stabil arbeiten.

Alle Messungen am Stromrichter wurden bei ohmscher Belastung (ohne DC/DC Konverter) ausgeführt. Die Speisung des Stromrichters erfolgte über einen Spartransformator direkt vom Dreiphasen-Netz.

Eine besondere Herausforderung stellt die voll-digitale Regelung des Stromrichters bei einer Schaltfrequenz bis $f_p = 500\text{kHz}$ dar, deren Leistungsfähigkeit ebenfalls anhand des Demonstrators gezeigt wird.

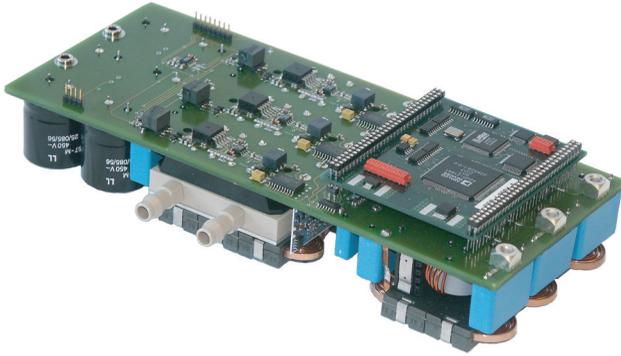


Abbildung. 7.1: Gesamter mechanischer Aufbau des dreiphasigen Stromrichters mit Gleich-/Gegentakt EMV Eingangsfiler, Wasserkühler und digitalem Reglermodul (RMX1). Die geometrischen Abmessungen betragen $(250\text{mm} \times 100\text{mm} \times 45\text{mm})$, womit der Stromrichter die geforderte Leistungsdichte von $10\text{kW}/\text{dm}^3$ aufweist.

Zunächst wird die prinzipielle Funktion des Stromrichters anhand einer Messung eines Strangstromes i_N und der zugehörigen Strangspannung u_N gezeigt. In Abbildung 7.2 sind die Messungen für verschiedene Arbeitspunkte dargestellt. In allen Arbeitspunkten stellen sich die geforderten Stromverläufe entsprechend der eingepprägten Netzspannung und der geforderten Ausgangsleistung ein.

Der Stromverlauf weist eine ausgezeichnete Sinusform in Phase zur Strangspannung auf. Abbildung 7.3 zeigt den erzielbaren Leistungsfaktor in Abhängigkeit der Ausgangsleistung mit dem Effektivwert der Strangspannung als Parameter. Der geringe Verzerrungsanteil im Netzstrom und die geringe Phasenverschiebung gegenüber der zugehörigen Strangspannung äussern sich in einem gemessenen Leistungsfaktor von $\lambda \geq 0.999$ für eine Ausgangsleistung $P_0 > 6\text{kW}$.

Bei Ausgangsleistungen $P_0 < 6\text{kW}$ wird der Leistungsfaktor zunehmend schlechter, da der Blindleistungsbedarf des EMV Filters im Verhältnis zur Gesamtleistung grösser wird. Doch selbst im Schwachlastbereich von $P_0 < 1.5\text{kW}$ beträgt der Leistungsfaktor noch $\lambda > 98.5\%$.

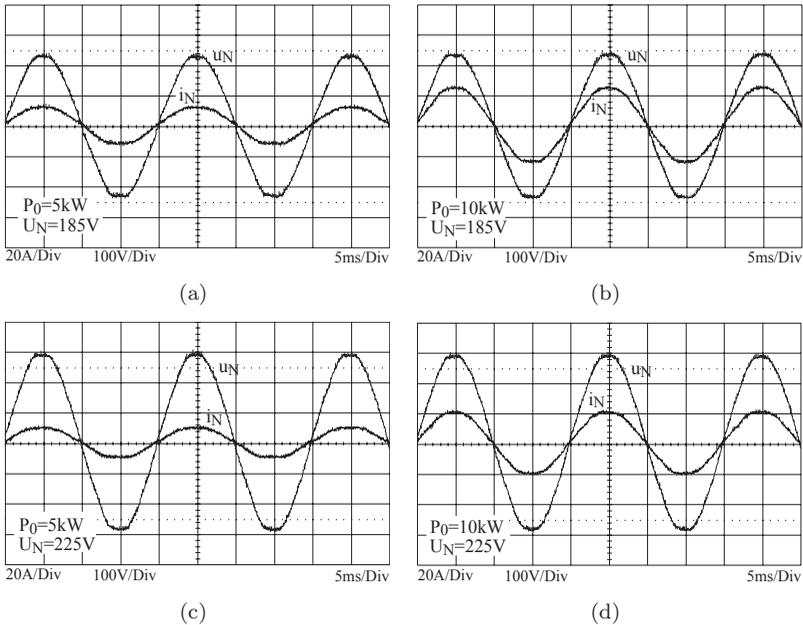


Abbildung. 7.2: Verlauf eines Netz-Strangstromes i_N und der zugehörigen Netz-Strangspannung u_N bei niedrigster Netzspannung und bei nominaler Netzspannung, jeweils für Nennleistung und halbe Nennleistung. Die Ausgangsspannung beträgt $U_0 = 700\text{V}$.

Ein weiteres Kriterium zur Bewertung der Qualität der Stromregelung erfolgt durch den Verzerrungsanteil des Netzstromes (*Total Harmonic Distortion*) THD . Die Ergebnisse einer Spektralanalyse des gemessenen Netzstromes sind in Abbildung 7.4 für unterschiedliche Lastpunkte dargestellt. Die Messungen ergeben eine Netzstromverzerrung für den Nennpunkt von $THD = 2.06\%$ und bestätigen damit die geringe Stromverzerrung.

Die Amplituden der Netzstrom-Harmonischen sind den Grenzwerten nach *EN 61000-3-2* gegenübergestellt und veranschaulichen, dass die auftretenden Netzstrom-Harmonischen jeweils deutlich unter den Grenzwerten der Normvorschrift liegen. Bei kleineren Leistungen nimmt der Verzerrungsanteil im Netzstrom zu und beträgt bei einer Ausgangsleistung von $P_0 = 2\text{kW}$ $THD = 8.13\%$.

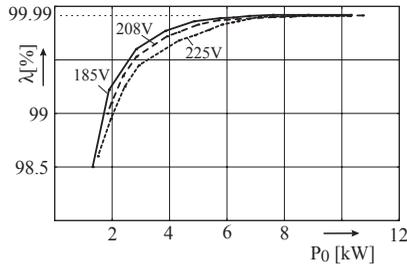


Abbildung. 7.3: Gemessener Leistungsfaktor in Abhängigkeit der Ausgangsleistung mit dem Effektivwert der Netz-Strangspannung als Parameter.

Da die Normvorschrift absolute Grenzwerte vorgibt, wird trotz der Zunahme des Verzerrungsanteils die Normvorschrift stets eingehalten.

Abbildung 7.5(a) zeigt einen Vergleich zwischen dem in Kapitel 2 analytisch berechneten und dem gemessenen Verlauf des Gesamtwirkungsgrades des Stromrichters in Abhängigkeit der Ausgangsleistung bei minimaler und nominaler Netzspannung. Die Verläufe zeigen eine gute Übereinstimmung, vor allem wenn man bedenkt, dass die Messgenauigkeit der Wirkleistungsmessung (an den Netzklemmen und an den Ausgangsklemmen) aufgrund der Gerätespezifikation der verwendeten Leistungsmessgeräte (*Power-Analyzer*) auf 0.2% nach unten beschränkt ist. Ein Fehler in der Leistungsmessung wirkt sich als konstante Abweichung aus, wenn der Fehler in der Strom- und Spannungsmessung (bei der Leistungsmessung) als konstant angenommen wird.

Es zeigt sich tendenziell, dass der gemessene Wirkungsgradverlauf bei geringen Ausgangsleistungen stärker vom berechneten Verlauf abweicht, als bei hohen Ausgangsleistungen.

Um eine bessere Abschätzung zu bekommen, warum der gemessene Wirkungsgrad vom berechneten abweicht, wurden die gesamten Verluste aufgeteilt in: konstante Verluste $P_{v,c}$, in Verluste, die vom Strom-Mittelwert abhängen $P_{v,avg}$ und in Verluste, die vom Strom-Effektivwert $P_{v,rms}$ abhängen. Die Aufteilung der Verluste in der berechneten und in der gemessenen Wirkungsgradkurve ist in Abbildung 7.5(b) dargestellt. Durch die Aufteilung wird deutlicher, in welchen Komponenten die grössten Abweichungen zwischen gemessener und berechneter Wirkungsgradkurve auftreten.

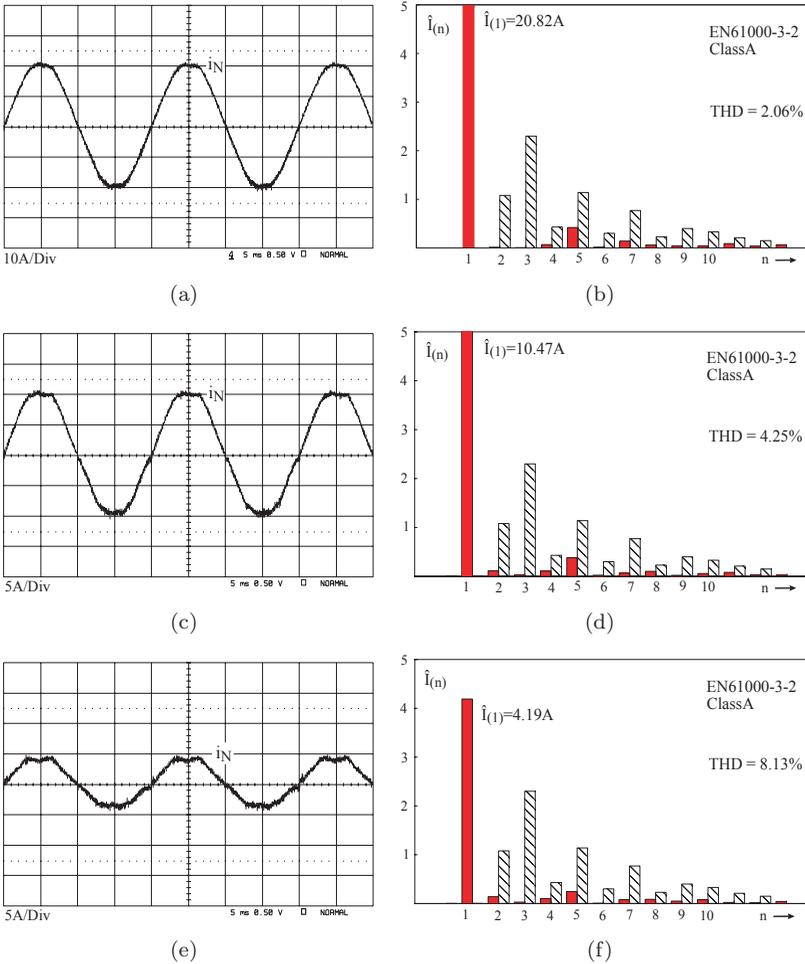


Abbildung. 7.4: Verlauf des Netz-Strangstromes bei einer Netz-Strangspannung $U_{N,rms} = 225 \text{ V}$ und einer Ausgangsleistung von: (a) $P_0 = 10 \text{ kW}$, (c) $P_0 = 5 \text{ kW}$, (e) $P_0 = 2 \text{ kW}$. (b), (d), (f): Spektrum des Netz-Strangstromes aus den Stromverläufen aus den Abbildungen (a), (c) und (e). Die Amplituden der Netzstrom-Harmonischen sind den zulässigen Grenzwerten der Normvorschrift *EN61000-3-2* gegenübergestellt.

Die konstanten Verluste stellen den Leistungsverbrauch der Stromversorgung, der Signalelektronik und der Gate Treiberstufen dar. Ebenso können die Eisenverluste zu den konstanten Verlusten gerechnet werden, wenn man den auftretenden Stromrippel der für die Ummagnetisierung verantwortlich ist, als konstant annimmt. Die Verluste in den Symmetrier-Widerständen zählen ebenfalls zu den konstanten Verlusten, da die Ausgangsspannung auf einen konstanten Wert geregelt wird. Diese Verlustanteile treten auf, sobald der Stromrichter in Betrieb ist, ungeachtet der Leistung, die vom Stromrichter übertragen wird.

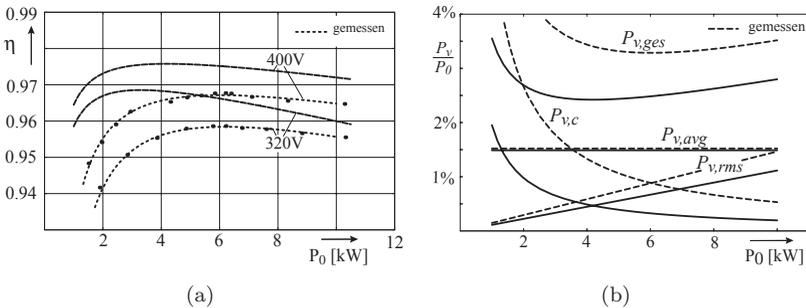


Abbildung 7.5: (a) Gemessener und berechneter Gesamtwirkungsgrad des Stromrichters in Abhängigkeit der Ausgangsleistung P_0 . (b) Darstellung der Aufteilung der Verluste in Prozent der Ausgangsleistung P_0 .

Die vom Strom-Mittelwert abhängigen Verluste entsprechen den in den Diodenstrecken (aufgrund der Flussspannung) umgesetzten Verlusten, währenddessen die vom Strom-Effektivwert abhängigen Verluste im Wesentlichen in den ohmschen Anteilen der induktiven Komponenten und den Dämpfungswiderständen des EMV-Filters sowie den Bahnwiderständen der MOSFETs umgesetzt werden.

Die in Abbildung 7.5(b) gezeigte Aufteilung der Verluste lässt erkennen, dass die vom Strom-Mittelwert abhängigen Verluste sehr gut mit der analytischen Berechnung übereinstimmt. Auch die dem Stromeffektivwert zugeordneten Verluste weichen im Nennpunkt nur um 0.3% von der theoretischen Analyse ab.

Die grösste Abweichung tritt bei den konstanten Verlusten auf. Das ist im Wesentlichen durch die zu niedrig abgeschätzten Eisenverluste in den Induktivitäten $L_{p,(s)}$ und in den vernachlässigten Verlusten in

den Dämpfungswiderständen R_{d2} des EMV Eingangsfilters, sowie den Wicklungsverlusten und vor allem den Eisenverlusten in den Gleichtaktinduktivitäten L_{cm} begründet. Die magnetische Aussteuerung in den Induktivitäten $L_{p,(s)}$ ist deutlich höher als in der Berechnung angenommen. Die Eisenverluste der Gleichtaktinduktivitäten wurden aufgrund fehlender Datenblattangaben nicht in die Berechnung miteinbezogen. Diese Annahme kann durch eine erhebliche Temperaturerhöhung in den betreffenden Bauteilen bestätigt werden.

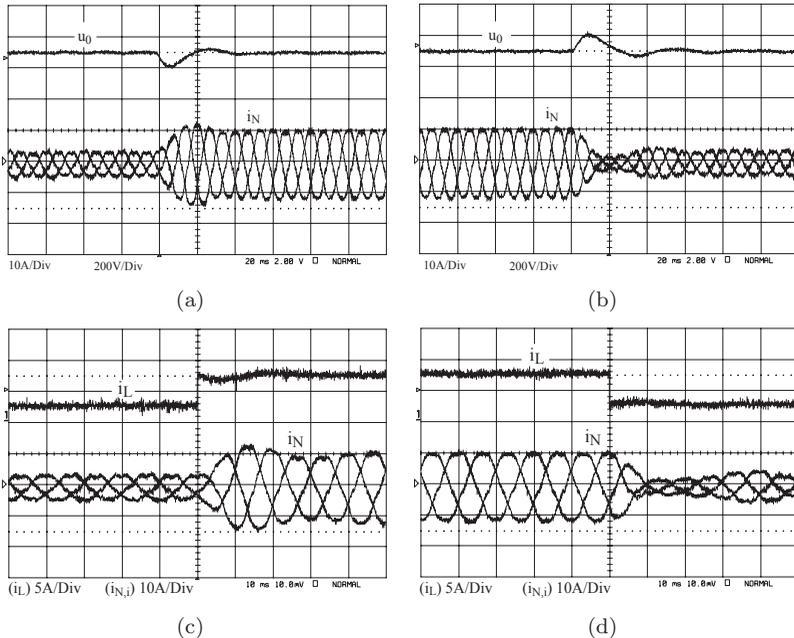


Abbildung 7.6: Zeitlicher Verlauf der Netz-Strangströme $i_{N,i}$ und (a), (b) der Ausgangsspannung u_0 , sowie (c), (d) des Laststromes i_L , bei einer sprungförmigen Änderung der Belastung von $P_{0,1} = 2kW$ auf $P_{0,2} = 5.5kW$ und umgekehrt. Der Effektivwert der Netz-Strangspannung beträgt $U_{N,rms} = 225V$ und der Stationärwert der Ausgangsspannung beträgt $U_0 = 700V$.

Die folgenden Messergebnisse zeigen das dynamische Verhalten der Strom- und Spannungsregelung des Stromrichters. Die Abbildungen 7.6(a)-(d) zeigen das Verhalten des Stromrichters bei einem Lastsprung.

Im betrachteten Fall ändert sich der Leistungsbedarf durch Zu- und Wegschalten eines Lastwiderstandes von $P_{0,1} = 2kW$ auf $P_{0,2} = 5.5kW$. Aufgrund der fehlenden Laststromvorsteuerung erfolgt die Anpassung des Eingangs-Leitwertes g auf die neue Lastsituation über den Ausgangsspannungsregler. Erst nach einer Abweichung vom Sollwert der Ausgangsspannung U_0^* vergrößert der langsame Spannungsregler den Eingangsleitwert g , womit auch die Leistungsaufnahme aus dem Netz der neuen Lastsituation angepasst wird. Durch die langsame Reaktion des Spannungsreglers sinkt die Ausgangsspannung ab, und wegen der ohmschen Belastung sinkt dadurch auch der Laststrom i_L proportional. Nach etwa $30ms$ befindet sich die Ausgangsspannung des Stromrichters wieder in einem Stationärzustand.

Eine Laststromvorsteuerung würde eine deutliche Verbesserung in der Dynamik und somit eine verbesserte Ausgangsspannungs-Qualität bringen. Die Problematik einer fehlenden Laststromvorsteuerung wurde bereits in Kapitel 4 diskutiert.

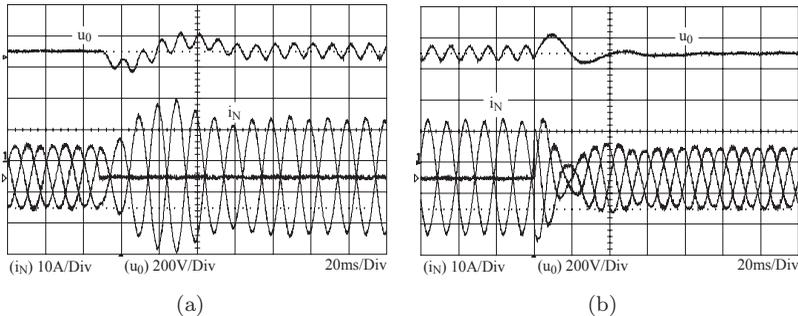


Abbildung. 7.7: Zeitlicher Verlauf der Netz-Strangströme $i_{N,i}$ und der Ausgangsspannung u_0 bei einer Ausgangsleistung von $P_0 = 5kW$. (a) Ausfall einer Strangspannung und (b) Wiederkehr der Strangspannung. Der Effektivwert der Netz-Strangspannung beträgt $U_{N,rms} = 225V$, und der Stationärwert der Ausgangsspannung beträgt $U_0 = 700V$.

Die Reaktion des Stromrichters auf den Ausfall eines Stranges (zweiphasiger Betrieb) ist in Abbildung 7.7 dargestellt. Bei konstanter Last vergrößert sich die Amplitude des Netzstromes im zweiphasigen Betrieb um den Faktor $\sqrt{3}$. Wegen des pulsierenden Leistungsflusses im zweiphasigen Betriebszustand tritt eine Schwankung der Ausgangsspannung u_0 mit der zweifachen Netzfrequenz auf.

Die Amplitude der Schwankung ist abhängig von der transferierten Leistung P_0 und dem Wert der Ausgangskapazität C_0 , wie in (2.56) angegeben.

Zum Zeitpunkt der Wiederkehr der ausgefallenen Strangspannung erhöht sich die vom Netz verfügbare Leistung sprunghaft. Die Leistungsänderung wird augenblicklich am Ausgang wirksam, wodurch die Ausgangsspannung ansteigt und es zu einer Abweichung von der Soll-Ausgangsspannung kommt. Als Folge dessen ändert der Ausgangsspannungsregler (mit seiner geringen Dynamik) den Eingangsleitwert und passt diesen der neuen Leistungssituation an. Nach etwa $60ms$ befindet sich die Ausgangsspannung des Stromrichters wieder im Stationärzustand.

Zur Veranschaulichung der Erfassung der schaltfrequenten Stromsignale und der digitalen Signalverarbeitung im Signalprozessor wird der schaltfrequente Eingangsstrom i_U des Stromrichters (gemessen in L_1) mit dem vom Signalprozessor abgetasteten Signal $i_{U,dsp}$ vom modifizierten *SEN-*SiTEC** Stromsensor aus Kapitel 6 verglichen (Abbildung 7.8).

Aufgrund des gewählten Abtastzeitpunktes am Beginn einer Pulsperiode T_p entspricht der abgetastete Strommesswert bereits dem gewünschten Mittelwert (dem grundfrequenten Anteil) des Stromrichter-Eingangstromes i_U . Das Messsignal vom Stromsensor wird dabei schaltfrequent abgetastet ($f_{sample} = f_p$) und ohne Mittelwertbildung weiter verwendet. Abbildung 7.8(b) zeigt die gute Übereinstimmung des Digitalsignals $i_{U,dsp}$ mit dem Mittelwert des rippelbehafteten Stromrichter-Eingangstromes.

Das Weglassen einer digitalen Mittelwertbildung im DSP bringt daher eine Einsparung an Rechenzeit, ohne die Qualität der Stromregelung zu verschlechtern.

Bei konventionellen Stromrichtern, die mit einer Schaltfrequenz im Bereich von einigen zehn kHz betrieben werden, spielen die Schaltverzugszeiten und die damit verbundenen Fehler in der Spannungsbildung eine untergeordnete Rolle. Bei Stromrichtern, die mit einer Taktfrequenz von $f_p = 200...500kHz$ betrieben werden, betragen die auftretenden Schaltverzugszeiten bereits $t_d = (0.05...0.1) \cdot T_p$ und haben damit einen signifikanten Einfluss auf die Spannungsbildung.

Im Zuge der experimentellen Untersuchungen des Schaltverhaltens konnte eine stromabhängige Schaltverzugszeit vor allem beim Ausschaltvorgang festgestellt werden.

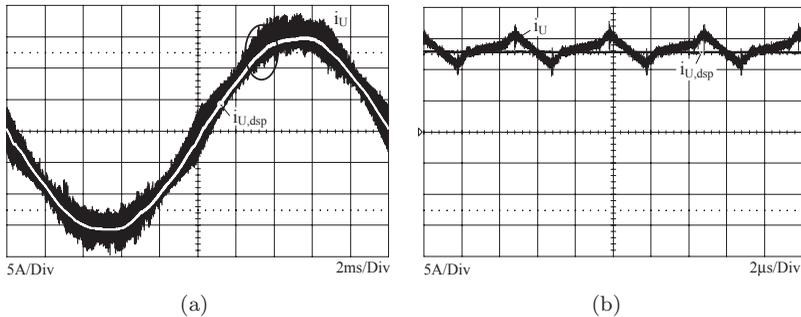


Abbildung. 7.8: (a) Zeitlicher Verlauf des Stromrichter-Eingangstromes i_U eines Stranges und das vom Signalprozessor abgetastete Signal $i_{U,dsp}$, bei einer Schaltfrequenz von $f_p = 200\text{kHz}$ (b) Darstellung der Signale aus (a) in einem anderen Zeitmassstab. Das Stromsignal i_U ist mit einer 100MHz TEK Stromzange gemessen, währenddessen das Signal $i_{U,dsp}$ vom Signalprozessor über den *Hardware Monitor* ausgegeben wurde. Das Signal $i_{U,dsp}$ wird aufgrund der Signalübertragung um $4\mu\text{s}$ verzögert dargestellt.

Abbildung 7.9(a) zeigt das zeitliche Verhalten vom Abschalten der Gate-Spannung bis zum eigentlichen Abschaltvorgang. Die Schaltverzugszeit $t_{d,off}$ in Abhängigkeit des Drain-Stromes i_D ist in Abbildung 7.9(b) dargestellt.

Bei geringen Lastströmen, die im Bereich des Strom-Nulldurchganges auftreten, ist nahezu eine Verdoppelung der Schaltverzugszeit beim Abschalten festzustellen, währenddessen die Schaltverzugszeit beim Einschaltvorgang $t_{d,on}$ stromunabhängig und vor allem deutlich kleiner ist. Dieses Verhalten ist im Wesentlichen durch zwei Mechanismen zu erklären.

Aufgrund der Verwendung einer unipolaren Gate Treiberstufe sind die Zeiten vom Beginn eines Schaltkommandos bis zum Erreichen der Gate Threshold-Spannung $U_{GS,th}$ für das Ein- und das Ausschalten unterschiedlich lang. Die Verzögerungszeit vom Anlegen der Gate-Spannung bis zum Erreichen der Gate Threshold-Spannung ist beim Einschaltvorgang deutlich kürzer als beim Ausschaltvorgang. Zudem ist die den Gatestrom über den Gatewiderstand stromtreibende verfügbare Spannungsdifferenz zur Umladung der Miller-Kapazität beim Ausschaltvorgang geringer (entspricht der Threshold-Spannung $U_{GS,th}$), womit der

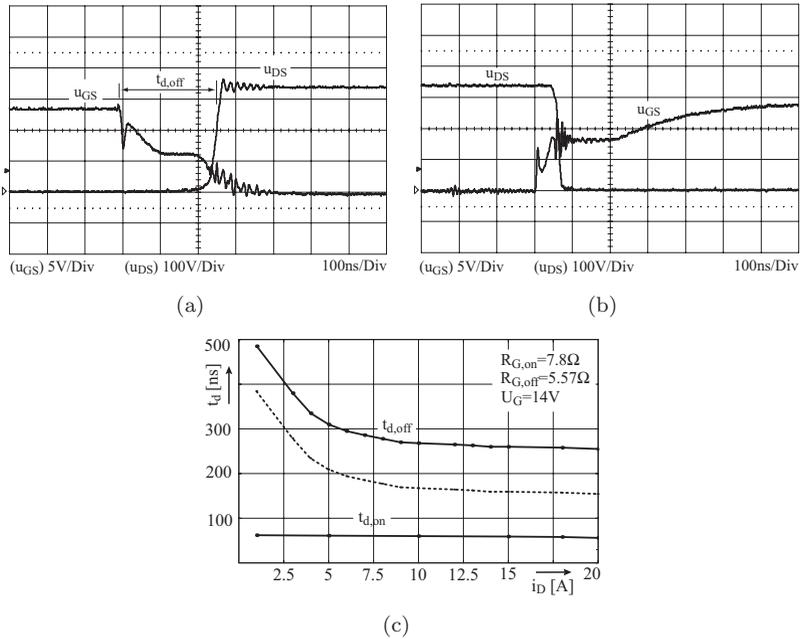


Abbildung. 7.9: (a) Zeitlicher Verlauf einer Schalterspannung u_{DS} und der zugehörigen Gate-Spannung u_{GS} beim Abschalten sowie (b) beim Einschalten. (c) Gemessene Schaltverzugszeiten ($t_{d,on}$, $t_{d,off}$) in Abhängigkeit des Drain-Stromes.

Entladestrom beim Entladen der Gate-Kapazität geringer ist als beim Aufladen. Ein niederohmiger Gatewiderstand für das Entladen der Gate-Kapazität kann diese Problematik entschärfen.

Durch die Verwendung einer unipolaren Gate Treiberstufe (mit einer Versorgungsspannung von $U_{GD} = 12V$) verlängert sich die Ausschaltverzugszeit gegenüber der Einschaltverzugszeit (bei den gegebenen Parametern $U_{GS,th} = 4.5V$, $R_{G,on} = 7.8\Omega$, $R_{G,off} = 5.57\Omega$) um etwa $100ns$, die durch die Verwendung einer bipolaren Treiberstufe (mit $U_{GD+} = 12V$, $U_{GD-} = -8V$) eliminiert werden kann. Mit einer bipolaren Treiberstufe würde sich der strichlierte Verlauf in Abbildung 7.9(b) ergeben.

Einen weiteren Einfluss auf die Schaltverzugszeit beim Abschalten des MOSFET wird von der Charakteristik des Schaltverhaltens bestimmt.

Laut Datenblatt liegt die Verzugszeit im Bereich von $100\dots 150ns$ (bei $i_D = 47A$). Aufgrund der grossen, stark spannungsabhängigen Ausgangskapazität $C_{oss} = f(U_{DS})$ des MOSFET, wird das Ausschaltverhalten stromabhängig.

Im eingeschalteten Zustand ($U_{DS} \simeq 0$) weist die Ausgangskapazität (lt. Datenblattangabe) den grössten Wert von etwa $14nF$ auf. Bei steigender Spannung U_{DS} nimmt die Ausgangskapazität nichtlinear ab, und erreicht bei etwa $U_{DS} = 30V$ den Wert von $C_{oss} = 200pF$, der sich für höhere Spannungen nur mehr geringfügig verringert. Bei kleineren Lastströmen i_D erfolgt der Ladevorgang von C_{oss} entsprechend langsamer, wodurch sich das stromabhängige Schaltverhalten erklären lässt.

Abbildung 7.9(c) zeigt die messtechnisch ermittelte Kennlinie der Ausschaltverzögerungszeit in Abhängigkeit des geschalteten Stromes $t_{d,(off)}$. Die Schaltverzögerungszeit wird von der Ausgabe des Schaltkommandos des Signalprozessors bis zum Erreichen der Hälfte der geschalteten Spannung ($U_0/2$) definiert. Es tragen also auch die Verzugszeiten von Signalkoppler und Gate Treiber zur der gesamten Verzugszeit bei. Diese Verzugszeiten sind aber aufgrund der Kleinheit vernachlässigbar.

Die Schaltverzugszeiten wirken sich unmittelbar auf die Stromform aus, gerade im Falle eines geringen Wertes der Eingangsinduktivität. Da der Stromwert in jeder Pulsperiode abgetastet wird, kann eine Abweichung vom Strom-Sollwert vom Stromregler unmittelbar ausgeglichen werden, zumal die Bandbreite des Stromreglers im Bereich von $10kHz$ liegt und sich der Stromsollwert nur netzfrequent ändert. Die Problematik der stromabhängigen Schaltverzugszeiten wirkt sich in dieser Anwendung daher im allgemeinen nicht negativ auf die Qualität der Stromregelung aus.

Die Stromverzerrungen im Bereich des Stromnulldurchganges (Sektorwechsel) treten für wenige Schaltpulse um den Stromnulldurchgang auf (nahezu unabhängig von der Belastung), die auf die diskontinuierliche Stromführung in der Eingangsinduktivität im Bereich des Stromnulldurchganges zurückzuführen sind. Bei kleiner werdender Belastung (Teillastbetrieb) haben die Stromverzerrungen relativ zur Amplitude des geführten Netzstromes eine grössere Auswirkung. Eine detaillierte Analyse dieser Problematik und ein vorgeschlagener Lösungsansatz wird in [39] ausführlich behandelt.

Eine Kompensation der Verzugszeit ist grundsätzlich möglich, aber aufgrund der grossen Parameterstreuung schlecht zu realisieren. Einfacher ist die Implementierung eines Integralanteiles im Stromregler.

Kapitel 8

Diskussion und Ausblick

Mit dem vorliegenden Demonstrator konnte ein guter Überblick über die Anforderungen an die Halbleiter, die passiven Komponenten und an die Signalverarbeitung (inklusive Messwerterfassung) zur Erlangung einer Leistungsdichte von mehr als $10\text{kW}/\text{dm}^3$ gewonnen werden.

Es hat sich gezeigt, dass insbesondere die anfallende Verlustleistung in den Halbleitern und deren Entwärmung einen wesentlichen Einfluss auf die erreichbare Leistungsdichte darstellt. Auf Basis der mit dem realisierten Demonstrator gewonnenen Erkenntnisse ist es nun möglich, gezielte Optimierungen zur Steigerung der Leistungsdichte vorzunehmen.

Der Stromrichter wurde für eine maximale (dauernde) Ausgangsleistung von $P_0 = 10\text{kW}$ ausgelegt. Die Mittelwert- und Effektivwertstrombelastungen der Halbleiter sind bei dieser Leistung noch nicht voll ausgeschöpft. Ein einfacher Ansatz zur Steigerung der Leistungsdichte liegt daher in der maximalen Ausnutzung des Halbleitermoduls hinsichtlich der Strombelastung.

Eine Analyse der Strombelastung der Halbleiter ergibt eine maximal mögliche Ausgangsleistung von $P_0 = 15\text{kW}$ bei der geringsten Eingangsspannung von $U_{N,ll} = 320\text{V}$. Als limitierendes Bauelement konnte die Netzdiode identifiziert werden, deren maximale mittlere Strombelastung auf $I_{DN,avg} = 15\text{A}$ spezifiziert ist [74]. Die anfallende Verlustleistung bei einer Ausgangsleistung von $P_0 = 15\text{kW}$ stellt für das verwendete Kühlsystem kein Problem dar. Eine detaillierte Diskussion über die erforderliche Kühlung folgt weiter unten.

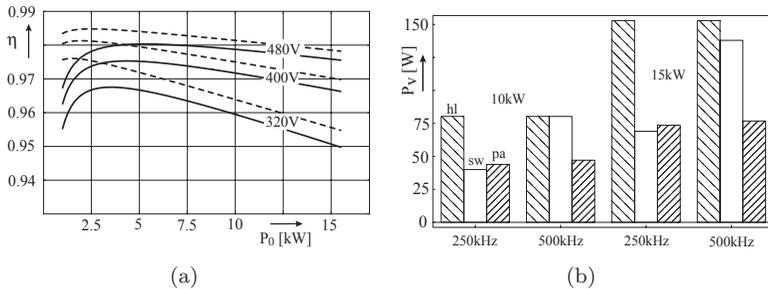


Abbildung 8.1: (a) Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Ausgangsleistung. Die strichlierten Linien zeigen den Wirkungsgradverlauf ohne die Verluste in den passiven Komponenten. (b) Aufteilung der Verluste in: Halbleiter-Leitverluste (hl), Schaltverluste (sw) und passive Verluste (pa) (inklusive DSP), für unterschiedliche Ausgangsleistungen und Schaltfrequenzen.

Bei Erhöhung der Ausgangsleistung muss naturgemäß mit einer Verminderung des Wirkungsgrades gerechnet werden. Abbildung 8.1 zeigt, dass sich der Wirkungsgrad bei einer Ausgangsleistung von $P_0 = 15\text{kW}$ ($U_{N,U} = 320\text{V}$) um 1% gegenüber $P_0 = 10\text{kW}$ verschlechtert. Die auftretenden Verluste in den Halbleitern betragen bei 15kW $P_{V,HL} = 665\text{W}$ und die Verluste in den passiven Komponenten betragen $P_{V,pass} = 74\text{W}$. Eine Erhöhung der Ausgangsleistung von 10kW auf 15kW hat nahezu eine Verdoppelung der Verluste in den Halbleitern zur Folge. Bei den passiven Komponenten liegt (durch Änderung der Dimensionierung) noch erhebliches Einsparungspotential bei den Kupfer- und Eisenverlusten, währenddessen die Verluste in den Halbleitern durch die Wahl der Bauelemente nahezu vorgegeben sind ($R_{DS,(on)}, U_F$).

Mit einer geeigneten Dimensionierung der passiven Komponenten (induktiven Komponenten) für eine Ausgangsleistung von 15kW und unter Ausnutzung der maximalen Strombelastung der Halbleiter kann mit dem bestehenden Stromrichter (und dessen Kühlsystem) eine Leistungsdichte von $15\text{kW}/\text{dm}^3$ problemlos erreicht werden.

Ein weiterer Optimierungsansatz liegt im Aufbau eines neuen Halbleitermoduls. Der von den Halbleitern eingenommene Flächenbedarf lässt eine deutliche Reduzierung (ca. 50%) der Modulgröße zu, wenn anstatt einer konventionellen *Wire-Bond* Verbindung eine neuartige planare (Multilayer) Verbindungstechnik zur Anwendung kommt.

Die Bauhöhe des Moduls lässt sich ebenfalls (um ca. 50%) auf 5mm reduzieren. Durch eine planare Verbindungstechnik im Halbleitermodul kann die Verdrahtungsinduktivität zwischen den Halbleitern drastisch reduziert werden. Als Konsequenz daraus reduzieren sich die auftretenden Schaltüberspannungen deutlich, wobei anzumerken ist, dass die Schaltüberspannungen im bestehenden Demonstrator ohnehin keine nennenswerten Werte erreichen.

Ein besonderer Vorteil der planaren Verbindungstechnik besteht in der Möglichkeit einer sehr niederinduktiven Verbindung des Gate Anschlusses mit der Gate Treiberstufe. Damit kann die Gate Ansteuerung niederohmiger erfolgen, was zu einem verbesserten Schaltverhalten führt. Das Einsparungspotential an Schaltverlusten durch eine verbesserte Gate Ansteuerung liegt bei geschätzten $3 - 5\%$.

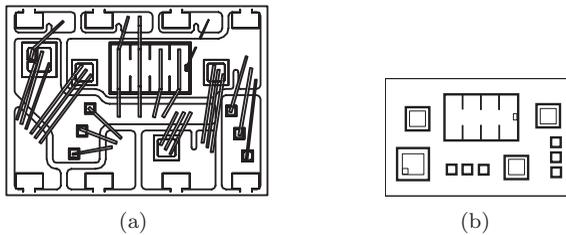


Abbildung. 8.2: (a) Schematische Darstellung des Layouts der DCB Keramik des Halbleiter-Moduls VUM26-06A mit den Abmessungen ($35\text{mm} \times 25\text{mm}$). (b) Mögliches Layout eines neuen Halbleiter-Moduls mit halbierten Abmessungen ($25\text{mm} \times 17\text{mm}$) und planarer Multilayer Verbindungstechnik.

Es stellt sich nun die Frage, ob es möglich ist, die anfallende Verlustleistung im Halbleitermodul über die halbierte Modulfläche abzuführen. Eine CFD Simulation (*IcePack* [61]) zeigt die stationäre Temperaturverteilung innerhalb des Halbleitermoduls VUM26-06A (Abbildung 8.3) unter der Randbedingung einer konstanten Temperatur des Modulbodens und einer Ausgangsleistung von 10kW .

Der MOSFET erreicht aufgrund der höchsten anfallenden Verlustleistung die höchste Temperatur. Es ist auch zu erkennen, dass die thermische Kopplung der einzelnen Halbleiter schwach ausgeprägt ist und im Wesentlichen über das Kühlblech erfolgt (nicht über die Kupferschicht auf der DCB Keramik).

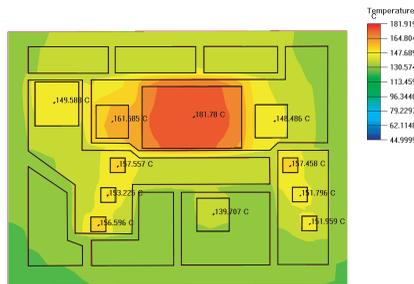


Abbildung. 8.3: Stationäre Temperaturverteilung innerhalb des Halbleitermoduls *VUM26-06A* bei einer Ausgangsleistung von $10kW$.

Das bedeutet, dass sich die Halbleiter thermisch gegenseitig kaum beeinflussen und dadurch deutlich näher zusammengedrückt werden können, ohne einen thermischen *Hot-Spot* zu bilden.

Tabelle 8.1 zeigt eine Aufschlüsselung der Sperrschichttemperaturen T_j der einzelnen Halbleiter, die unter Verwendung des thermischen Modells in Abbildung 8.4 [69] für eine Ausgangsleistung von $15kW$ bei einer Schaltfrequenz von $f_p = 500kHz$ abgeschätzt wurden.

Der thermische Widerstand vom Modulboden in das Kühlwasser beträgt nach [70] $R_{th,C-a} = 0.1K/W$. Zusammen mit der aus dem Modul abzuführenden Verlustleistung $P_{V,module} = 265W$ berechnet sich eine Temperaturerhöhung des Modulbodens gegenüber dem Kühlwasser um $P_{V,module}R_{th,C-a} = 26.3^\circ C$. Bei einer Vorlauftemperatur des Kühlwassers von $T_{amb} < 60^\circ C$ bleiben alle Halbleiter unter den spezifizierten maximalen Sperrschichttemperaturen (siehe Tabelle 8.1). Die grösste Temperaturerhöhung erreicht die Netzdiode D_N , die auch die grösste Strombelastung erfährt.

Falls es die Verbindungstechnik erlaubt, kann ein Halbleitermodul mit denselben Halbleitern wie im Modul *VUM26-06A* in planarer Multilayertechnik aufgebaut werden, welches nur die Hälfte der Fläche des bestehenden Moduls *VUM26-06A* einnimmt und in der Lage ist, eine Ausgangsleistung von $15kW$ (bei $U_{N,u} = 320V$) zu übertragen. Das in [70] untersuchte Kühlsystem stellt für diesen Fall eine ausreichende Kühlleistung zur Verfügung.

Neben der Reduzierung des Volumens des Halbleitermoduls lässt sich auch das Volumen der Eingangsinduktivität L_1 weiter reduzieren, wenn

	[dim]	D_N	T	D_F	D_M	Thy
$P_{V,j}$	[W]	35	146	$2 \cdot 14$	$2 \cdot 17$	22
$T_{J,max,j}$	[°C]	150	150	175	150	150
$R_{th,j,J-C}$	[K/W]	1.7	0.3	$0.5 \cdot 2.6$	$0.5 \cdot 1.7$	1.7
$T_{J,j}$	[°C]	149.5	133.8	126.4	127.4	118.9

Tabelle. 8.1: Die nach dem Modell aus Abbildung 8.4 berechnete Sperrschichttemperatur $T_{J,i}$ der Halbleiter bei einer Ausgangsleistung von $15kW$ liegt jeweils unter der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur $T_{J,max,i}$, wenn eine maximale Kühlwasser-Vorlaufttemperatur von $T_{amb} = 63.7^\circ C$ nicht überschritten wird.

gleichzeitig die Schaltfrequenz erhöht wird. Als Randbedingung wird das Produkt $f_p \cdot L_1$ als konstant angenommen (d.h. die Induktivität L_1 kann bei einer Verdoppelung der Schaltfrequenz halbiert werden). Durch diese Annahme ändert sich die magnetische Aussteuerung nicht, und die volumensbezogenen Ummagnetisierungsverluste steigen in guter Näherung linear mit der Frequenz.

Zur Realisierung der Eingangsinduktivität für eine Schaltfrequenz von $500kHz$ wurde der Kernsatz *EILP-22/16* gewählt. Die wichtigsten Daten der beiden Induktivitäten werden in Tabelle 8.3 vergleichend gegenübergestellt. Da sich das Kernvolumen halbiert, bleiben die Eisenverluste trotz der doppelten Schaltfrequenz unverändert. Das Einsparungspotential in den Kupferverlusten, aufgrund der geringeren mittleren Windungslänge, wird durch den geringeren Kupferquerschnitt zu nichte gemacht. Damit unterscheiden sich der Gleichstromwiderstand und die damit verbundenen Kupferverluste kaum.

Mit einem im Volumen reduzierten Multi-Chip Leistungsmodul und kleineren Eingangsinduktivitäten lässt sich das Volumen des Leistungsteils mit Kühlung und Eingangsinduktivitäten um den Faktor zwei reduzieren. Abbildung 8.5 zeigt eine schematische Darstellung des bestehenden Leistungsmoduls im Vergleich zu einem möglichen, im Bauvolumen reduzierten Leistungsmodul.

Die Ausgangskapazitäten können aufgrund des geforderten minimalen Ausgangsspannungsrippel bei Phasenausfall bzw. einer geforderten minimalen *Hold-Up-Time* nicht verkleinert werden.

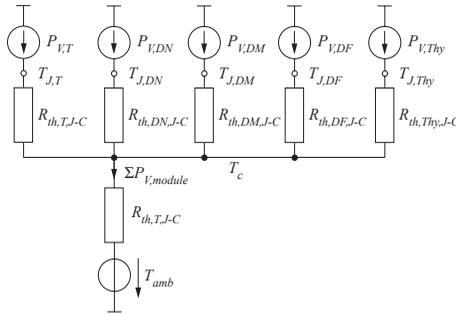


Abbildung. 8.4: Stationäres thermisches Modell der Halbleiter im Leistungsmodul *VUM26-06A*. Die in den einzelnen Halbleitern anfallende Verlustleistung wird durch $P_{V,j}$ charakterisiert. Die thermischen Widerstände von der Sperrschicht der Halbleiter bis zum Chip-Boden ($R_{th,j,J-C}$) wurde aus den Datenblättern [72, 73, 74, 75] entnommen. Dieses Modell setzt eine konstante Temperatur T_c des Kühlers (Kühlblechtemperatur oder Temperatur des Kühlwassers) voraus.

f_p	250kHz	500kHz	Randbedingung
L_1	29μH	14μH	$\hat{I}_1 \geq 40A$
N_1	6Wdg	5Wdg	
A_{Cu}	1 · 3mm ²	1 · 2.8mm ²	
$R_{Cu,DC}$	6.58mΩ	5.5mΩ	$\Delta T = 40^\circ C$
$P_{V,Cu}$	4.75W	4W	$I_{N,rms} = 26.87A$
V_{Fe}	3 · (32x20x10)mm ³	3 · (22x16x9)mm ³	

Tabelle. 8.2: Vergleich der wichtigsten Daten der Eingangsinduktivität L_1 für eine Schaltfrequenz von 250kHz und 500kHz.

Etwa ein Drittel des Volumens des Stromrichters wird vom EMV Eingangsfiler eingenommen. Ein realistisches Ziel ist die Reduzierung des Filtervolumens um 30% (vom bestehenden Filtervolumen) durch eine dreidimensionale Integration der Filterkomponenten.

Damit ist es realistisch, einen Stromrichter mit einem Volumen von $200mm \times 70mm \times 35mm = 0.5dm^3$ aufzubauen. Bei einer Ausgangsleistung von $P_0 = 15kW$ ($U_{N,II} = 320V$) kann damit eine Leistungsdichte von $30kW/dm^3$ erreicht werden.

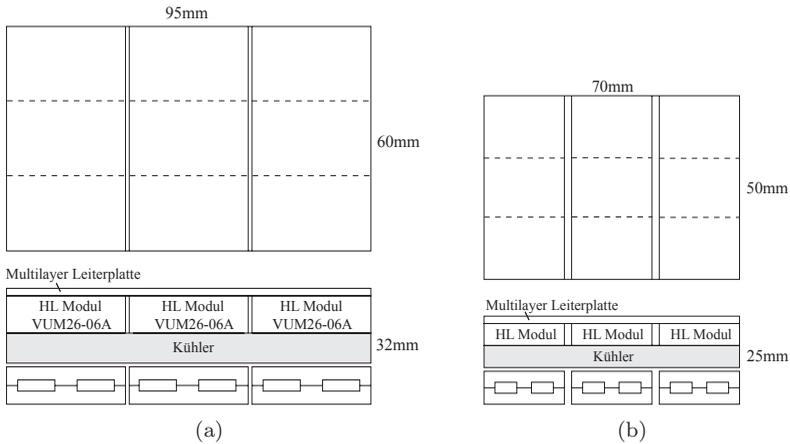


Abbildung. 8.5: (a) Schematische Darstellung des bestehenden Leistungsteils mit Leistungsmodulen, Kühler und Eingangsinduktivität L_1 . (b) Ein um den Faktor zwei im Volumen reduzierter Leistungsteil.

Bauteil	$L \cdot B \cdot H [mm^3]$	$V [dm^3]$	V/dm^3
C_{ELKO}	$62 \cdot 95 \cdot 30$	0.176	18%
C_{Folie}	$10 \cdot 95 \cdot 20$	0.019	2%
Chip-Modul	$60 \cdot 98 \cdot 10$	0.058	6%
Kühler	$60 \cdot 98 \cdot 12$	0.07	7%
L_1	$80 \cdot 98 \cdot 10$	0.078	8%
L_{cm}	$25 \cdot 98 \cdot 15$	0.037	4%
C_{cm}	$10 \cdot 98 \cdot 20$	0.0196	2%
C_{Filter}	$40 \cdot 98 \cdot 30$	0.117	12%
L_{zr}	$60 \cdot 98 \cdot 10$	0.059	6%
DSP,SNT,GD	$250 \cdot 98 \cdot 10$	0.122	12%
leer			23%

Tabelle. 8.3: Anteil des eingenommenen Volumens der einzelnen Bauteile in Bezug auf ein rechteckförmiges Volumen von $1dm^3$, das dem Stromrichter umschrieben wird.

Kapitel 9

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde auf Basis der Topologie eines Dreiphasen-Dreischalter-Dreilevel *Power Factor Correctors* (*Vienna Rectifier I*) untersucht, wie sich die Leistungsdichte (Ausgangsleistung pro Volumen) von leistungselektronischen Systemen signifikant steigern lässt. Insbesondere die Wahl der Halbleiter und der Materialien für die passiven Komponenten, das Kühlkonzept, das EMV Filterkonzept, die Messwerterfassung (im Besonderen die Strommessung) sowie die *High-Speed* Signalverarbeitung und Pulsmustererzeugung waren Gegenstand der Untersuchungen.

In **Kapitel 2** wurde ausgehend von der vereinbarten Spezifikation des Stromrichters die Strombelastung der einzelnen Bauelemente analytisch ermittelt, die als Grundlage für die Dimensionierung des Leistungsteils diente. Anhand der Strombelastung erfolgte die Auswahl geeigneter Halbleiter, mit denen ein kompaktes, integriertes Halbleitermodul (*VUM26-06A*) aufgebaut wurde. Durch die geringen Abmessungen des Moduls konnten die Verdrahtungsinduktivitäten sehr klein gehalten werden, womit die auftretenden hohen Stromänderungsgeschwindigkeiten ($2.5kA/\mu s$) zu keinen nennenswerten Schalt-Überspannungen führten. Der Stromrichter kann somit ohne explizite Schutzbeschaltung gegen Überspannung betrieben werden. Anhand eines detaillierten Verlustmodells erfolgte eine Aufschlüsselung der im Stromrichter anfallenden Verluste und die Berechnung des daraus resultierenden Wirkungsgrades in Abhängigkeit der Ausgangsleistung. Es hat sich gezeigt, dass (bei $f_p = 250kHz$) mehr als 85% der Gesamtverluste auf die Halbleiter

entfällt und davon mehr als 45% Schaltverluste sind. Durch eine weitere Erhöhung der Schaltfrequenz, mit dem Ziel einer weiteren Reduzierung der Baugröße der Eingangsinduktivitäten, kommt es zu einem deutlichen Missverhältnis zwischen Schaltverlusten und den übrigen Verlusten in den Halbleitern und damit zu einem deutlich schlechteren Wirkungsgrad des Gesamtsystems.

Zur Unterdrückung der schaltfrequenten Störströme wurde in **Kapitel 3** ein EMV Eingangsfiler zur Unterdrückung der Gegentaktstörungen entworfen. Dazu wurde ein *Zero-Ripple* Filterkonzept ausgewählt. Die Filterparameter wurden durch Schaltungssimulationen bestimmt, um die erforderliche Unterdrückung der schaltfrequenten Stromharmonischen sicherzustellen. Durch eine ausreichende passive Dämpfung des schwingungsfähigen Filters kann bei sprungförmiger Änderung der Netzspannung (Transiente) eine Überspannung durch Resonanzerscheinungen verhindert werden. Durch eine dreidimensionale Integration des EMV Filters kann eine weitere Reduktion des Filtervolumens erreicht werden.

Die Modellbildung und die Auslegung der für den Betrieb des Stromrichters notwendigen Regelung der Zustandsgrößen erfolgten in **Kapitel 4**. Die Struktur der Regelung entspricht einer klassischen kaskadierten Ausgangsspannungsregelung mit unterlagerter Stromregelung, die vollständig digital in einem Signalprozessor implementiert wurde. Es konnte gezeigt werden, dass die beschränkte Signalverarbeitungsgeschwindigkeit und die damit verbundene Totzeit zwar einen Einfluss auf die erreichbare Stromreglerbandbreite hat, durch geeignete Dimensionierung der Stromregelung kann die Stabilität der Stromregelung auch bei unterschiedlichen Netzimpedanzen sichergestellt werden. Durch geschickte Wahl des Abtastzeitpunktes der Eingangsströme entspricht das Messsignal bereits dem gewünschten Mittelwert, wodurch sich eine Mittelwertbildung in der Signalverarbeitung erübrigt und sich somit Rechenzeit einsparen lässt.

Die Entwärmung der Halbleiter wurde durch eine direkte Wasserkühlung des Modulbodens des Halbleitermoduls realisiert. In **Kapitel 5** erfolgte eine analytische Berechnung der auftretenden Druckabfälle innerhalb des Kühlkreislaufes und der daraus resultierenden Durchflussmenge des Kühlwassers für eine gegebene Pumpencharakteristik. Die Oberfläche, durch die die Verlustwärme an das Kühlwasser abgegeben werden kann, ist bei einer einfachen Schlitzgeometrie durch die Fläche des Modulbodens beschränkt. Durch eine Al-Metalleinlage mit direktem Kontakt

zum Modulboden konnte der thermische Widerstand gegenüber einer einfachen Schlitzgeometrie deutlich reduziert werden. Es wurde ein stationäres thermisches Netzwerk ermittelt, das die Berechnung eines thermischen Ersatzwiderstandes vom Modulboden in das Kühlwasser erlaubt. Der resultierende thermische Widerstand beträgt $0.1K/W$. Es wurde gezeigt, dass eine direkte Wasserkühlung deutlich effizienter ist als eine konventionelle Luftkühlung bei zugleich signifikant geringerem Volumen des Kühlers. Der Wärmetauscher und die Pumpe werden nicht zum das Gesamtvolumen des Stromrichters gerechnet.

In **Kapitel 6** wurden unterschiedliche Stromsensorkonzepte für den Einsatz in hochfrequent getakteten Stromrichtern untersucht. Es wurde ein Hall Effekt basiertes open-loop Verfahren näher untersucht, das aufgrund der geringen Komplexität und der hohen erzielbaren Frequenzbandbreite von $15MHz$ besonders geeignet erscheint. Es hat sich gezeigt, dass aufgrund der ausgeprägten Temperaturabhängigkeit der Hall-Sensoren und dem technischen Aufwand zur Herstellung des notwendigen Luftspaltes im Magnetkern dieses Strommessverfahren für hochintegrierte Stromrichter Nachteile mit sich bringt. Es wurde daher für einen auf dem Magnetoresistiven Effekt basierenden, kommerziell verfügbaren Stromsensor untersucht, inwieweit sich dessen Frequenzbandbreite erhöhen lässt. Es konnte die Frequenzbandbreite durch einfache schaltungstechnische Massnahmen auf $1MHz$ erhöht werden, die damit um den Faktor vier über der bestehender Stromsensorkonzepte liegt. Es konnte weiters gezeigt werden, dass beide untersuchten Stromsensorkonzepte eine ausgesprochen gute du/dt Störfestigkeit aufweisen.

Abschliessend kann Folgendes festgehalten werden: Trotz der sehr geringen Schaltverluste, die durch die Kombination CoolMOS mit Siliziumkarbid Schottky Diode erreicht werden können, ist eine sinnvolle Schaltfrequenz (je nach Eingangsspannung) bei $200..350kHz$ anzusetzen, um noch einen akzeptablen Wirkungsgrad des Gesamtsystems von $\eta > 95\%$ erreichen zu können. Durch eine weitere Erhöhung der Schaltfrequenz lassen sich zwar die Eingangsinduktivitäten weiter verkleinern, da sie aber (bei $250kHz$) nur 7% des Gesamtvolumens einnehmen, kann dadurch keine nennenswerte Reduktion des Gesamtvolumens mehr erzielt werden. Aufgrund der verschärften EMV Vorschriften bei höheren Frequenzen, ist eine Reduktion des Volumens des EMV Filters durch eine Steigerung der Schaltfrequenz ebenfalls beschränkt. Eine weitere signifikante Steigerung der Schaltfrequenz auf $2..5MHz$ könnte technisch sinnvoll nur in Verbindung mit einer weiter verbesserten Halblei-

tertechnologie erfolgen, die eine um den Faktor 10 geringere Schaltverlustleistung aufweist als die Kombination CoolMOS mit Siliziumkarbid Schottky Diode.

Anhang

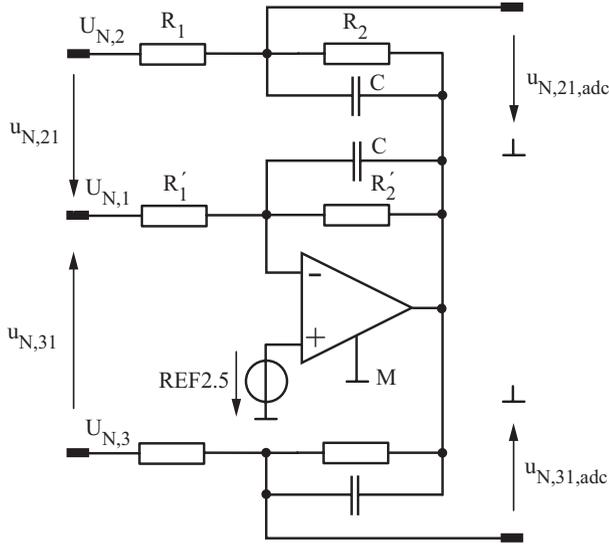


Abbildung. 1: Auswerteschaltung zur Messung zweier verketteter Netzspannungen.

$$u_{N,21,adc} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{N,2} - \frac{R'_2}{R'_1} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) U_{N,1} + \quad (1)$$

$$+ \left(\frac{R'_1 + R'_2}{R'_1} \right) \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) REF2.5 \quad (2)$$

Für eine hohe Gleichtaktunterdrückung muss für die Widerstandsverhältnisse gelten: $R_1 = R'_1$ und $R_2 = R'_2$.

Im Idealfall gilt:

$$u_{N,21,adc} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{N,2} - U_{N,1}) + REF2.5. \quad (3)$$

Literaturverzeichnis

- [1] J.W. Kolar: "Leistungselektronik", *Vorlesungsskript zum Kernfach an der ETH Zürich*, Wintersemester 2004/2005.
- [2] IEC 61000-3-2: "Electromagnetic compatibility (EMC)- Part 3-2: Limits for harmonic current emission (equipment input current \leq 16A per phase)", Geneva, Switzerland, April 1998.
- [3] G. Gong, U. Drofenik, and J.W. Kolar: "12-pulse rectifier for more electric aircraft applications ", in *Proc. IEEE Conf. Industrial Technology*, 2003, pp. 1096-1101.
- [4] G. Gong, M.L. Heldwein, U. Drofenik, J. Miniböck, K. Mino, and J.W. Kolar: "Comparative Evaluation of Three-Phase High-Power-Factor AC-DC Converter Concepts for Application in Future More Electric Aircraft", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No.3, June 2005.
- [5] H. Ohashi: "Power Electronics Innovation with Next Generation Advanced Power Devices", *IEICE/IEEE INTELEC03*, Oct. 19-23, 2003.
- [6] J.W. Kolar, and H. Ertl: "Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains", in *Proc. Int. Telecommunications Energy Conf*, Paper no.14-1, 1999.
- [7] A.R. Prasad, P.D. Ziogas, and S. Manias: "Analysis and design of a three-phase offline DC-DC converter with high-frequency isolation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 28, Issue 4, pp. 824-832, July-Aug 1992.

- [8] J.W. Kolar, and F.C. Zach: "A Novel Three-Phase Three Switch Three-Level Unity Power Factor Rectifier", *Proceedings of the 28th International Power Conversion Conference*, Nuremberg, Germany, June 28-30, pp.125-138, 1994.
- [9] P. Ide, N. Froehlike, and H. Grotstollen: "Comparison of selected 3-phase switched mode rectifiers", *19th International IEEE Telecommunications Energy Conference*, INTELEC, 19-23 Oct., pp.630-636, 1997.
- [10] L. Lorenz, G. Deboy, and I. Zverev: "Matched Pair of CoolMOS Transistor With SiC-Schottky Diode-Advantages in Application", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 40, No.5, September/October 2004.
- [11] L. Lorenz: "High frequency power electronic systems are given by the newest generation of CoolMOS C3 together with SiC-Schottky diode", *Proceedings of the IEEE Power Conversion Conference*, Osaka, April 2-5, Vol. 1, pp. 232-239, 2002.
- [12] T. Matsukawa, H. Chikaraishi, Y. Sato, and R. Shimada: "Basic Study on conductive characteristics of SiC power device for its application to AC/DC converter", *IEEE Transaction on Applied Superconductivity*, Vol. 90, Issue 6, pp. 690-692, 2004.
- [13] A. Elasser, M. Kheraluwala, M. Ghezze, R. Steigerwald, N. Krishnamurthy, J. Kretchmer, and T.P. Chow:"A Comparative Evaluation of New Silicon Carbide Diodes and State-of-the-Art Silicon Diodes for Power Electronic Applications", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 39, Issue 4, July-Aug., pp. 915-921, 2003.
- [14] J. Petzoldt, T. Reinamm, L. Lorenz, and I. Zverev: "Influence of Device and Circuit Parameters on the Switching Losses of an Ultra Fast CoolMOS/SiC-Diode Device-Set: Simulation and Measurement", *Proc. of the 13th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs*, Osaka, June 4-7, pp. 187-190, 2001.
- [15] G. Laimer, and J.W. Kolar: "Accurate Measurement of the Switching Losses of Ultra High Switching Speed CoolMOS Power Transistor / SiC Diode Combination Employed in Unity Power Factor PWM Rectifier Systems", *Proceedings of the 8th European Power*

- Quality Conference (PCIM)*, Nuremberg, Germany, May 14-16, pp. 71-78, 2002.
- [16] J.W. Kolar, and F.C. Zach: "A Novel Three-Phase Three Switch Three-Level Unity Power Factor Rectifier", *Proceedings of the 28th International Power Conversion Conference*, Nuremberg, Germany, June 28-30, pp. 125-138, 1994.
- [17] U. Drofenik: "Optimierung und experimentelle Analyse des stationären Betriebsverhaltens eines VIENNA Rectifier I", *Dissertation*, Technische Universität Wien, 1999.
- [18] A. Trüllinger, A. Nold, M. Gilomen: "Entwicklung und praktische Realisierung eines High-Speed DSP-Moduls für die digitale Regelung eines Dreiphasen-Pulsleichrichtersystems hoher Taktfrequenz", *Diplomarbeit*, Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich, 2003.
- [19] B. Carsten: "Selecting Switchmode Topologies for Various Applications", *Seminar Workbook of APEC*, New Orleans, 2000.
- [20] J. Miniböck, and J.W. Kolar: "Wide input voltage range high power density high efficiency 10kW three-phase three-level unity power factor PWM rectifier", in *Proc. IEEE PESC02*, pp. 1642-1648, 2002.
- [21] J.W. Kolar, H. Ertl, and F.C. Zach: "Design and Experimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unit Power Factor PWM (VIENNA) Rectifier Employing a Novel Integrated Power Semiconductor Module", *Proceedings of the 11th Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol.2, pp.514-523, 3-7 March, 1996.
- [22] J. Miniböck, and J.W. Kolar: "Experimental Analysis of the Application of Latest SiC Diode and CoolMOS Power Transistor Technology in a 10kW Three-Phase PWM (Vienna) Rectifier", *Proceedings of the 43rd International Power Electronics Conference (PCIM)*, Nuremberg, Germany, pp. 121 - 125, June 19 - 21, 2001.
- [23] H. Johnson, and M. Graham: "High-Speed Digital Design-A Handbook of Black Magic", *Prentice-Hall*, ISBN 0-13-395724-1, 1993.
- [24] T&M Research: Series SDN-414 Current Viewing Resistors Description and Specification, www.tandmresearch.com.

- [25] Pearson Current Monitor, Model 2877: www.pearsonelectronics.com.
- [26] Maxwell, FEM-Simulator, www.ansys.com.
- [27] J.A. Ferreira: "Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol 9, no 1, pp.127-131, January 1994.
- [28] S. Mulder: "Power ferrite loss formulas for transformer design", *Power Conversion & Intelligent Motion*, vol.21,no. 7, pp.23-31, July 1995.
- [29] M. Albach, T. Durbaum, and A. Brockmeyer: "Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches", *Proceedings of the 27th IEEE Power Electronic Specialists Conference*, vol.2, pp.1463-8, June 1996.
- [30] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R.W. De Doncker: "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified steinmetz equaiton", *Proceedings of the 34th Annual Meeting of the IEEE Industry Application Society*, vol.3, pp.2087-92, 1990.
- [31] K. Venkatachalam, C.R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca: "Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms Using Only Steinmetz Parameters", *Proceedings of the IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, pp.36-41, ISBN:0-7803-7554-8, 2002.
- [32] H. Garn: "Elektromagnetische Verträglichkeit Elektronischer Geräte", *Vorlesungsskript*, Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Technische Universität Wien, März 1997.
- [33] M.L. Heldwein, and T. Nussbaumer: "Differential Mode EMC Input Filter Design for Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix PWM Converters", *Proceedings of the 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, June 20 - 25, CD-ROM, ISBN: 07803-8400-8, 2004.
- [34] IEC International Special Committee on Radio Interference: *C.I.S.P.R. Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of information Technology Equipment - Publication 22*, Geneva, Switzerland, 1993.

- [35] J.W. Kolar, H. Sree, N. Mohan, and F.C. Zach: "Novel Aspects of an Application of 'Zero'-Ripple Techniques to Basic Converter Topologies", *Proceedings of the 28th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, St. Louis, Missouri, June 22 - 27, 1997.
- [36] M.J. Schutten, R.L. Steigerwald, and J.A. Sabat: "Ripple Current Cancellation Circuit", *Proceedings of the 18th IEEE Applied Power Electronics Conference*, Miami Beach, Florida, February 9 - 13, pp. 464-470, 2003.
- [37] R. Balog, P.T. Krein, and D.C. Hamill: "Coupled Inductors - A Basic Filter Building Block".
- [38] G. Laimer, and J.W. Kolar: "'Zero'-Ripple EMI Input Filter Concepts for Application in a 1-U 500kHz Si/SiC Three-Phase PWM Rectifier", *Proceedings of the 25th IEEE Telecommunications Energy Conference*, Yokohama, Japan, Oct. 19 - 23, pp.750-756, 2003.
- [39] P. Ide, F. Schafmeister, N. Fröhlke, and H. Grotstollen: "Enhanced Control Scheme for Three-Phase / Three-Level Rectifiers at Partial Load", *Proceedings of the 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, June 20-25, 2004.
- [40] V. Blasko, V. Kaura, and W. Niewiadomski: "Sampling Methods for Discontinuous Voltage and Current Signals and Their Influence on Bandwidth of Control Loops of Electrical Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 34, no 5, pp.1123-1130, Sept/Oct 1998.
- [41] D.M. Mitchel: "Pulsewidth Modulator Phase Shift", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, AES 16, no 3, pp.272-278, 1980.
- [42] R.D. Middlebrook: "Predicting Modulator Phase Lag in PWM Converter Feedback Loops", *Proceedings of the Eight National Solid-State Power Conversion Conference Powercon 8*, Paper H-4, April, 1981.
- [43] R. Patzelt, H. Fürst: "Elektrische Messtechnik", Springer-Verlag Wien New York, 1993.
- [44] J.W. Kolar, U. Drogenik, and F.C. Zach: "Space Vector Based Analysis of the Variation and Control of the Neutral Point Potential of Hysteresis Current Controlled Three-Phase/Switch/Level PWM

- Rectifier Systems”, *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Singapore, Feb.21-24, Vol. 1, pp. 22 - 33 1995.
- [45] F. Stögerer, J. Miniböck, and J.W. Kolar: ”Implementation of a Novel Control Concept for Reliable Operation of a VIENNA Rectifier under Heavily Unbalanced Mains Voltage Conditions”, *Proceedings of the 32nd Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, Canada, June 17 -21, Vol. 3, pp. 1641 - 1646, 2001.
- [46] J.W. Kolar, U. Drogenik, and F.C. Zach: ”Current Handling Capability of the Neutral Point fo a Three-Phase/Switch/Level Boost-Type PWM (Vienna) Rectifier”, *Proceedings of the 27th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Baveno, Italy, June 24-27, Vol.II, pp.1329-1336, 1996.
- [47] Ch. Xiao, L. Zhao, T. Asada, W.G. Odendaal, and J.D. van Wyk: ”An Overview of Integratable Current Sensor Technologies”, *Conference Record of the 38th IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp.1251 - 1258, 12-16 Oct 2003.
- [48] E. Labouré, F. Costa, and F. Forest: ”Current measurement in static converters and realization of a high frequency passive current probe”, *Proceedings of the European Power Electronics Conference*, pp.478-483, 1993.
- [49] H. Lemme: ”Ein Modul für alle Strombereiche - Magneto-resistive Stromsensoren kompakt wie noch nie”, *Elektronik*, (www.elektronik.de), Sept. 1999.
- [50] A.P. Friedrich, and J. Kunze: ”Universal Magneto-resistive Current Sensor for Automotive Applications”, *Publikation von SENSiTEC GmbH*, Im Amtmann 6, 6330 Wetzlar-Blankenfeld, Germany.
- [51] B. Drafts, F.W. Bell: ”New Magneto-resistive Current Sensor Improves Power Electronic Performance”, *sensors online*, (www.sensorsmag.com), Sept. 1999.
- [52] F. Dettmann, U. Loreit: ”Grundlagen magneto-resistiver Sensoren”, *Institut für Mikrostrukturtechnologie und Optoelektronik*, SENSi-TEC GmbH, Im Amtmann 6, 6330 Wetzlar-Blankenfeld, Germany 1998.

- [53] Analog Devices Datenblatt: *ADSP-2199x Mixed Signal DSP Controller Hardware Reference, Preliminary Revision 0, PartNumber: 82-000640-01, 2003*, www.analog.com/Processors.
- [54] Analog Devices Datenblatt: *ADSP-219x DSP Hardware Reference, First Edition, Part Number 82-000390-06, July 2001*, www.analog.com/Processors.
- [55] R. Höpli, A. Meens: "Entwicklung eines Debugging- und InSystem-Programmierungstools für eingebettete Systeme", *Semesterarbeit*, Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich, 2003.
- [56] J.H. Spurk: "Strömungslehre - Einführung in die Theorie der Strömungen", 4th ed. Berlin, Germany:Springer-Verlag, 1996.
- [57] H.D. Baehr, K. Stephan: "Wärme und Stoffübertragung", 3rd ed. Berlin, Germany:Springer-Verlag, 1998.
- [58] V. Gnielinski: "Berechnung mittlerer mittlerer Wärme und Stoffübertragungskoeffizienten an laminar und turbulent überströmten Einzelkörpern mit Hilfe einer einheitlichen Gleichung", *Forsch. Ing. Wes.*41, pp.145-153, 1975.
- [59] Eheim, Inc Centrifugal Pump 1048, www.eheim.com, 2005.
- [60] Fluke, Inc. 80 BK Integrated DMM Temperature Probe. www.fluke.ch
- [61] Fluent, 3D-CFD FEM Software ICEPACK. www.icepack.com.
- [62] Fujikura, Inc. Pre-Amplified, Pre-Calibrated and Pre-Compensated Pressure Sensor XFDM-025KPDSR. www.fujikura.co.uk/pdf/xfdm.pdf.
- [63] Remag, Inc. Flow Sensor Vision 2000. www.remag.ch/vision2000/eng/default.html.
- [64] D.B. Tuckermann, and R.F.W. Pease: "High-performance heat sinking for VLSI", *IEEE Electron. Device Lett.*, vol. EDL-2, no.5,pp.126-129, May 1981.
- [65] W. Beitz, K.-H. Grote: "Dubbel-Taschenbuch für den Maschinenbau", 20th ed. Berlin, Germany:Springer-Verlag, 2001.

- [66] Fischer Elektronik GmbH. Hochleistungs-Kühlkörper mit Hohlrippenprofil LA V 14. *www.fischerelektronik.de*.
- [67] ebm-papst Germany. DC-Axiallüfter, Serie 4100N, Typ 4184 NXH, 119x119x38 *www.papst.de*.
- [68] Kunze Folien GmbH. KU-CB 2000. *www.heatmanagement.de*.
- [69] U. Drofenik, G. Laimer, and J.W. Kolar: "Theoretical Converter Power Density Limits for Forced Convection Cooling", *Proceedings of the International PCIM*, Nuremberg, Germany, June 7-9, pp. 608-619, 2005.
- [70] U. Drofenik, G. Laimer, and J.W. Kolar: "Pump Characteristic Based Optimization of a Direct Water Cooling System for a 10kW/500kHz Vienna Rectifier", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 20, no. 3, pp. 704-714, May 2005.

Datenblätter

- [71] Elektrolube, DCA Modifizierter Silikonschutzlack (SCC3), *www.electrolube.com*.
- [72] IXYS Corporation, IXKH47N60C2, *www.ixys.com*.
- [73] IXYS Corporation, SDP06S60, *www.infineon.com*.
- [74] IXYS Corporation, DSEP15-06A, *www.ixys.com*.
- [75] IXYS Corporation, CS19-08ho1C, *www.ixys.com*.
- [76] IXYS Corporation, VUM 85-05A, *www.ixys.com*.
- [77] Vacuumschmelze, *www.vacuumschmelze.com*.
- [78] IXYS Corporation, IXDD409YI, *www.ixys.com*.
- [79] EPCOS AG, Datenblatt Online: B43501.pdf, *www.epcos.com*.
- [80] Analog Devices, ADuM1100, *www.analog.com*.
- [81] Allegro MicroSystems, Inc., Linear Hall Sensors, *www.allegromicro.com*.