

Diss. ETH Nr. 17601

Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt- Pulsleichrichtersystem

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

vorgelegt von

JOHANN MINIBÖCK

Dipl.-Ing., TU Wien
geboren am 5. Mai 1973
von Österreich

angenommen auf Antrag von
Referent: Prof. Dr. J.W. Kolar
Korreferent: Prof. Dr. M. Schrödl

2008

Danksagung

Die Danksagung möchte ich an erster Stelle meinem Doktorvater Prof. Dr. Johann Walter Kolar für die Betreuung der gegenständlichen Arbeit widmen. Er war es, der mich noch an der TU Wien überzeugt hat, diesen weiteren Schritt in meinem Leben zu wagen. Dafür und für die vielen fruchtbaren Gespräche und Diskussionen, für die er trotz seiner extremen Arbeitsleistung stets Zeit gefunden hat, möchte ich ihm danken.

Auch seinen Mitarbeitern an der ETH, an vorderster Stelle Dr. Beat Seiler, Dipl.-Ing. Florian Krismer, Dipl. Phys. Andreas Müsing und Dr. Simon Douglas Round, möchte ich für die freundliche Unterstützung bei den verschiedensten Anliegen bzgl. Organisation und Technik rund um die Dissertation danken. Bei Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr. Manfred Schrödl von der TU Wien möchte ich mich für die Übernahme des Korreferats und das konstruktive Klima bei der Doktorprüfung bedanken.

Einen wesentlichen Anteil an meiner Karriere als Leistungselektroniker hat Ing. Georg Dorfmeister, der mich ohne Vorstellungsgespräch und einschlägiger Berufspraxis in der Entwicklungsabteilung der Fa. Egston zur Entwicklung von Netzgeräten engagiert hat. Er hat mich nach Kräften dabei unterstützt, dass ich mein Studium neben dem Beruf ausüben konnte. Dafür, für das ausgezeichnete Klima in der Entwicklungsabteilung und für den Erfindergeist, den er in mir geweckt hat, möchte ich mich herzlichst bedanken.

Weiters möchte ich mich bei meinen Studienkollegen und Freunden Dipl.-Ing. Dr. Uwe Wilhelm Drogenik, Dipl.-Ing. Dr. Franz Stögerer, Dipl.-Ing. Dr. Martina Baumann und Dipl.-Ing. Dr. Roland Greul sowie Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr. Johann Ertl für die ausgezeichnete Zusammenarbeit an der TU Wien und die daraus entstandene Freundschaft bedanken.

Bei meinen Vorgesetzten in der HTL Hollabrunn, Dipl.-Ing. Dr. Valentin Weichsler und HR Mag. Dipl.-Ing. Dr. Thomas Dietmaier möchte ich mich für die Unterstützung bei notwendigen Freistellungen vom Unterricht bedanken.

Als letztes möchte ich mich bei meiner Frau Dagmar, meinem Sohn Andreas, meiner Tochter Kathrin, dem ungeborenen Kind, für das wir noch keinen Namen haben, und beim Rest meiner Familie für die Geduld bei meiner andauernden Doktorarbeit bedanken.

Kurzfassung

Moderne Stromversorgungen zur potentialgetrennten Speisung von Gleichspannungsverbrauchern sollen ohne Anpasstransformator oder Systemumschaltung weltweit, d.h. an Dreiphasennetzspannungen im Bereich $400\text{V}-20\%$ bis $480\text{V}+10\%$ (320V bis 530V) einsetzbar sein und eine sinusförmige, in Phase mit der Netzspannung liegende Stromaufnahme aufweisen. Weiters soll auch bei starker Unsymmetrie des Netzes oder Phasenausfall eine unterbrechungsfreie Fortsetzung des Betriebes möglich sein.

Die Eigenschaften und die Grundfunktionen des gegenständlichen Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsgleichrichtersystems (VIENNA Rectifier) sind aus der Literatur bekannt. Jedoch sind viele Fragen rund um die industrielle Einsetzbarkeit des Systems bisher offen geblieben. Diese Arbeit beschäftigt sich daher zuerst mit einem genauen, objektiven Vergleich des vorgeschlagenen Systems mit alternativen Topologien. Dabei werden der Leistungsfaktor, die Stromverzerrung (*THDI*), der Wirkungsgrad und die Leistungsdichte für insgesamt acht Gleichrichtersysteme rechnerisch ermittelt und der VIENNA Rectifier als die klar beste Lösung identifiziert. Danach werden alternative Brückenweigtologien zur Realisierung der PWM Eingangsstufe des Dreipunkt-Dreischalter-Pulsgleichrichtersystems auch mit Schaltentlastung detailliert analysiert und eine Wirkungsgradprädiktion durchgeführt.

Daran anschließend werden vorerst die Möglichkeiten der Eingangsstromregelung des Systems vorgestellt und eine konventionelle kaskadierte Regelung entworfen, die auch den Phasenausfall, die Phasenwiederkehr und unsymmetrische Netzbedingungen bei kontinuierlichem Betrieb beherrscht. Der Nachteil der Verwendung von Analogmultiplizierern für die Ermittlung der Eingangsstromsollwerte wird durch die Entwicklung einer neuen dreiphasigen multipliziererlosen Eingangsstromregelung beseitigt. Ein Vergleich mit der herkömmlichen Regelung zeigt in allen Betriebspunkten nur minimale Unterschiede, bei deutlich geringerem Realisierungsaufwand.

Die Stromwandler zur Erfassung der Eingangsphasenströme stellen einen bedeutenden Kostenfaktor bei der Realisierung des Systems dar. Es wird daher ein neues Schaltungskonzept entwickelt, das es ermöglicht, die Phasenströme mit Hilfe von Beobachtern aus dem Strom zum Ausgangsspannungsmittelpunkt zu rekonstruieren. Dabei müssen vor allem Gleichtaktstörungen beachtet werden, was zu einer genauen

Untersuchung derselben in einem eigenen Kapitel führt. Darin werden unterschiedliche Möglichkeiten zur Unterdrückung der Gleichtaktausgangsspannung beschrieben und bewertet, sowie eine neue vorteilhaftere Variante experimentell durch eine genormte EMV Messung bestätigt.

Dies bildet die Basis zur Entwicklung einer DC/DC Ausgangsstufe passend zur Pulsleichrichtereingangsstufe, d.h. mit Leistungshalbleitern gleicher Spannungsfestigkeit und systemimmanenter Sicherheit. Die Konverterstufe wird durch zwei in Serie geschaltete Teilsysteme gebildet, deren Eingangsspannungen durch ein neues Regelverfahren und eine topologische Erweiterung der Grundstruktur symmetriert wird. Die detaillierte Dimensionierung mit Erstellung der Verlustbilanz des Systems wird durch Messung der Wirkungsgrade der Eingangsstufe und der DC/DC Ausgangsstufe verifiziert.

Im letzten Kapitel werden Aspekte der praktischen Realisierung hinterleuchtet. Es wird auf die genaue Auswahl und Dimensionierung der Eingangsinduktivitäten des Pulsleichrichtersystems eingegangen, eine Verbesserung der Ansteuerung moderner Leistungshalbleiter mit hohen Spannungsänderungsraten beim Schaltvorgang präsentiert und die Eigenstromversorgung direkt aus der dreiphasigen Netzspannung entworfen. Schließlich werden die Vorgänge bei der In- und Außerbetriebnahme sowie die denkbaren Fehlerzustände und deren Auswirkungen überlegt. Der Ausblick zielt auf eine Erhöhung der Leistungsdichte und des Wirkungsgrades ab.

Abstract

State of the art power supplies for isolated DC loads shall operate world wide without system change-over on a three-phase mains with a voltage range 320 ... 530V and shall show sinusoidal input currents which are in phase with the mains phase voltage. The power electronic system shall continue operating at heavily unbalanced mains conditions and/or phase loss and phase recovery.

The three-phase/switch/level PWM (VIENNA) rectifier topology is well known in literature, but there are still open questions for a broad application and in the industry. The document at hand first concentrates on a comparison on alternative rectifier topologies on a comparable basis. The power factor, the total harmonic current distortion, the efficiency and the power density are determined by calculation and simulation for in total eight rectifier systems in very much detail, where the VIENNA rectifier was clearly identified as the best choice.

Alternative bridge leg topologies with a lossless turn-on snubber are presented and an efficiency prediction is performed. The work continues with a conventional average current mode control of the rectifier input currents which can handle heavily unbalanced mains conditions and continuous operation with ohmic mains behaviour. In the next chapter a new approach for eliminating the expensive analogue multipliers which are employed in the conventional control board for generation of the input current reference values is developed and compared in detail to the average current mode controller. It can be seen, that the differences in performance of the multiplier-free approach is minor.

Other cost intensive components of the rectifier system are the DC current transducers for input current measurement. In chapter 6 a novel method for reconstruction of the input currents based on a center point current measurement is presented. It turned out, that there is an output voltage common mode noise issue for the rectifier. Chapter 7 presents a novel advantageous method for minimizing high-frequency common-mode EMI keeping the high utilization of the output voltage which was verified by EMI measurements.

One of the last open questions is the connection of a DC/DC converter system to the VIENNA rectifier, which implies the concept of high reliability and employs semiconductor components with the voltage rating as the VIENNA rectifier. For this

reason a 10kW prototype was realized by a series connection of two partial systems and a novel control method for voltage balancing has been developed. The system is analyzed very much in detail and efficiency measures are presented. The last issue is to discuss and present aspects of the practical realization of the system: the design of the input chokes, the drive of the power transistors, the auxiliary power supply and the putting into operation as well as the shut-down of the system.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Vergleich von PWM Gleichrichterkonzepten.....	13
2.1	Vergleichsbasis.....	13
2.2	Hochsetzstellerbasiertes Einschalter-Pulsgleichrichtersystem.....	16
2.3	Halbgesteuerter dreiphasiger Hochsetzsteller	26
2.4	Hochsetzstellerbasiertes Einschalter-Pulsgleichrichtersystem mit diskontinuierlichem Drosselstrom.....	35
2.5	Minnesota Rectifier	44
2.6	Zwölfpulsleichrichter	52
2.7	Dreiphasen-Dreischalte-Dreipunkt-Pulsgleichrichtersystem - VIENNA Rectifier	61
2.8	Tiefsetzstellerbasiertes Dreiphasen-Pulsgleichrichtersystem - Buck+Boost Rectifier	69
2.9	Bidirektionaler Spannungszwischenkreisumrichter.....	78
2.10	Zusammenfassung der Ergebnisse des Vergleichs der PWM Gleichrichterkonzepte	85
2.11	VIENNA Rectifier II.....	89
2.12	VIENNA Rectifier III.....	90
2.13	Modulare Alternativen zum VIENNA Rectifier	91
3	Brückenstrukturstrukturen	93
3.1	Analyse der Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter.....	97
3.2	Einschaltentlastung.....	98
3.3	Analyse des Schaltverhaltens mit und ohne Einschaltentlastung	102
3.4	Verlustbilanz mit und ohne Einschaltentlastung.....	106
3.5	Schlussfolgerungen zu den Brückenstrukturstrukturen	109
4	Regelung des Systems.....	113
4.1	Raumzeigerregelung.....	115
4.2	Toleranzbandregelung der Eingangsströme	116
4.3	Average Current Mode Control.....	117
4.4	Generierung der Stromsollwerte	121
4.5	Digitale Simulation der Regelung	122
4.5.1	Simulation mit symmetrischem Netz.....	122
4.5.2	Simulation des einphasigen Betriebs durch Phasenausfall.....	123

4.5.3	Simulation des einphasigen Betriebs durch Außenleiterkurzschluss	126
4.5.4	Simulation mit reduzierter Phasenspannung	128
4.6	Experimentelle Analyse des Regelungskonzepts	128
4.6.1	Verhalten bei symmetrischem Netz	130
4.6.2	Verhalten bei Phasenausfall	131
4.6.3	Verhalten beim Kurzschluss von Phase R und Phase S	133
4.6.4	Verhalten beim Kurzschluss von Phase R und Neutraleiter	135
4.7	Zusammenfassung zur Regelung	135
5	Multipliziererfreie Eingangsstromregelung	139
5.1	Einphasige multipliziererfreie Leistungsfaktorkorrektur	139
5.2	Dreiphasige multipliziererfreie Leistungsfaktorkorrektur	142
5.3	Dreiphasige multipliziererfreie Eingangsstromregelung ohne Netzspannungsmessung	144
5.4	Experimentelle Analyse der multipliziererfreien Stromregelung	147
5.5	Vergleich der Regelungskonzepte	152
5.5.1	Vergleich bei symmetrischem Netz	154
5.5.2	Vergleich bei Phasenausfall	155
5.5.3	Vergleich beim Kurzschluss von Phase R und Phase S	156
5.5.4	Vergleich beim Kurzschluss von Phase R und Neutraleiter	157
5.5.5	Größenvergleich	158
5.6	Zusammenfassung und Ausblick zur Regelung von Pulsgleichrichtersystemen	159
6	Eingangsstrombeobachtung	161
6.1	Halleffektstromwandler	161
6.2	Strommessung nach dem magnetoresistiven Prinzip	162
6.3	Strommessung mittels Halleffekt mit einem integrierten Schaltkreis	163
6.4	Netzstrommessung mit Wechselstromwandlern	164
6.5	Eingangsstrombeobachtung	166
6.5.1	Bildung des Mittelpunktsstroms	166
6.5.2	Rekonstruktion der Netzphasenströme durch Mittelpunktstrommessung	168
6.5.3	Praktische Realisierung des Beobachters	171
6.5.4	Schaltungsbeschreibung	171
6.5.5	Beobachterdimensionierung	172
6.5.6	Experimentelle Analyse	175

6.6	Zusammenfassung zum Phasenstrombeobachter	180
7	Elektromagnetische Verträglichkeit.....	181
7.1	Strombildende Komponente und Nullsystem der Gleichrichtereingangsspannung	181
7.2	Gleichtaktverschiebung der Gleichrichterausgangsspannung.....	186
7.3	Unterdrückung der Gleichtaktausgangsspannung.....	189
7.3.1	Direkte Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts mit dem Netzsternpunkt	189
7.3.2	Wahl von Schaltzuständen ohne Nullkomponente	190
7.3.3	Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts mit einem künstlichen kapazitiven Netzsternpunkt	190
7.3.4	Dimensionierung der Sternpunktskondensatoren.....	194
7.3.5	Einfluss des Filters auf die Bauteilbelastung.....	197
7.4	Experimentelle Analyse	198
8	DC/DC Ausgangsstufe.....	201
8.1	Auswahl der Konvertertopologie	202
8.2	Symmetrierung der Eingangsteilspannungen.....	205
8.3	Regelung des Systems	209
8.3.1	Ausgangsspannungsregelung.....	209
8.3.2	Synchronisierung mit der Eingangsstufe	210
8.4	Dimensionierung des Leistungsteils.....	211
8.4.1	Transformator	211
8.4.2	Ausgangsinduktivität	212
8.4.3	Leistungstransistoren	212
8.4.4	Ausgangsdioden.....	213
8.4.5	Eigenstromversorgung	214
8.4.6	Schaltentlastungen	214
8.4.7	Verlustaufteilung, Wirkungsgrad.....	215
8.4.8	Diskussion.....	217
8.5	Experimentelle Analyse	217
8.5.1	Nichtlückender Betrieb	218
8.5.2	Lückender Betrieb.....	221
8.5.3	Praktische Realisierung, Leistungsdaten	223
8.6	Zusammenfassung und Ausblick zum DC/DC Konverter	224
9	Aspekte der praktischen Realisierung.....	227
9.1	Eingangsinduktivitäten	227

9.1.1	Ferritkern.....	227
9.1.2	Amorphe metallische Legierungen.....	227
9.1.3	Eisenpulverringkerne.....	228
9.1.4	Eisenpulverkern mit Flachkupferwicklung.....	231
9.1.5	Dreiphasige Induktivität.....	232
9.2	Ansteuerung der Leistungstransistoren.....	233
9.3	Eigenbedarfsversorgung.....	235
9.3.1	Dimensionierung des Transformators.....	236
9.3.2	Dimensionierung der Halbleiter.....	238
9.4	Inbetriebnahme und Stillsetzen des Systems, Fehlerzustände.....	239
10	Zusammenfassung.....	243
11	Ausblick.....	247
11.1	Erhöhung der Leistungsdichte des Systems.....	247
11.2	Wirkungsgradmaximierung zweistufiger Stromversorgungssysteme.....	247
12	Literaturverzeichnis.....	251
13	Verzeichnis verwendeter Formelzeichen.....	265
14	Curriculum Vitae.....	271

Kapitel 1

Einleitung

Im Bereich der Telekommunikation wird vom Anlagenbetreiber eine vom Netz galvanisch getrennte Gleichspannung mit typisch -48V und Ausgangsströmen bis zu 10000A gefordert. Dort liegt spezielles Augenmerk auf der unterbrechungsfreien Stromversorgung auch bei Netzausfall, weshalb die Ausgangsgleichspannung mittels Batterien großer Kapazität gepuffert wird (vgl. Abb.1.1). Um den enormen Strombedarf decken zu können, sind viele Einheiten ausgangsseitig parallel geschaltet, d.h. jede einzelne Stromversorgung muss im Verbund mit vielen anderen Einheiten stabil arbeiten. Eine Unsymmetrie im Netz, ein Versorgungsspannungseinbruch oder der Ausfall einer Netzphase dürfen nicht zur Abschaltung der Stromversorgung führen, es soll dem Netz noch soviel Leistung entnommen werden können, wie es das Netz oder die Stromversorgung zulässt. Außerdem ist in jedem Betriebspunkt eine gute Qualität der Gleichspannung zur Verfügung zu stellen, d.h. der überlagerte Wechselspannungsanteil muss typisch kleiner als $100 \dots 200\text{mV}$ sein. Zusätzlich muss die Ausgangsspannung auch bei Laststromtransienten von bis zu 100% innerhalb eng definierter Toleranzen von max. 5% der Ausgangsnennspannung bleiben.

Aufgrund der vielen Forderungen hat es sich bewährt, die Stromversorgung zweistufig auszuführen, wobei sich für die Eingangsstufe ein direkt dreiphasiges Pulsgleichrichtersystem mit einer geregelten Ausgangsgleichspannung anbietet. Damit ist es möglich, die einzelnen Aufgaben im Stromversorgungssystem klar zu definieren: Die AC/DC Eingangsstufe entnimmt dem Netz die geforderte Leistung in bestmöglicher Qualität, d.h. mit minimaler Stromverzerrung und maximalem Leistungsfaktor und stellt diese dem Gleichspannungszwischenkreis zur Verfügung. Die DC/DC Ausgangsstufe regelt die Ausgangsspannung und den -strom entsprechend der Anforderungen und den Lastbedingungen ausgehend von der nahezu konstanten

Zwischenkreisspannung. Die beiden Einheiten sind regelungstechnisch eng miteinander verbunden, damit die Eingangsstufe z.B. speziell bei großen Lastsprüngen unmittelbar reagieren kann.

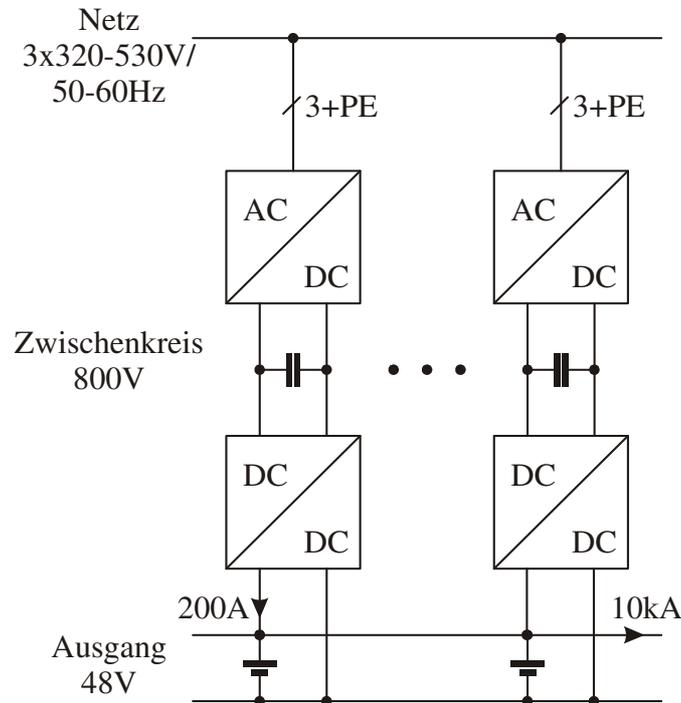


Abb.1.1: Anlagenstruktur einer Telekomstromversorgung.

Eine Herausforderung bei Telekomstromversorgungen ist noch die Leistungsaufteilung zwischen den vielen parallelen Einheiten. Diese kann durch eine überlagerte Steuereinheit oder im besten Fall selbsttätig ohne Kommunikation zwischen den Einheiten erfolgen. Die netzseitig parallel geschalteten Pulsgleichrichtersysteme müssen daher auch in allen Betriebspunkten stabil arbeiten, was sich am einfachsten garantieren lässt, wenn sich die einzelne Stromversorgung wie ein linearer ohmscher Widerstand verhält. Dies lässt sich allerdings nur für das Verhalten zwischen Spannung und Strom innerhalb z.B. einer Netzperiode erfüllen. Bei einer größeren, längeren Änderung der Netzspannung muss das Pulsgleichrichtersystem eine Konstantleistungscharakteristik aufweisen, d.h. eine Vergrößerung der Netzspannung bewirkt eine Verkleinerung des Eingangsstroms. Damit ergibt sich für das Kleinsignalverhalten des Gleichrichters ein negativer differentieller Eingangswiderstand, was eine regelungstechnische Herausforderung darstellt.

Bei all den elektrotechnischen Anforderungen an das Gesamtsystem ist auch die Leistungsdichte bzw. das Leistungsgewicht von Telekomstromversorgungen ein Thema, im urbanen Bereich ist das Platzangebot für Stromversorgungen begrenzt und

vergleichsweise teuer. Das Gewicht der Stromversorgung ist deswegen von Bedeutung, da explizite arbeitsmedizinische Vorschriften für Arbeitnehmer und Arbeitgeber existieren, die definieren, wie viel Gewicht die Anlagen- und Servicetechniker handhaben dürfen. Die Hersteller von Stromversorgungen sind bestrebt, unter dieser Beschränkung zu bleiben, da dann aufwändige Maßnahmen und Werkzeuge (wie z.B. Kräne und Stapler) zur Installation der Anlage entfallen können.

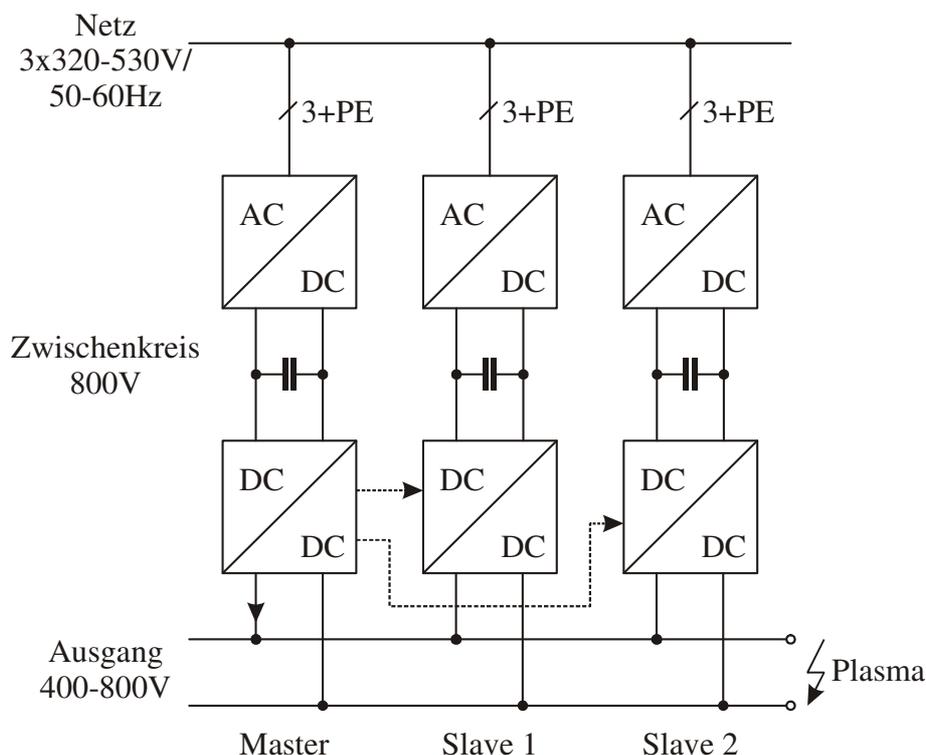


Abb.1.2: Anlagenstruktur einer Plasmastromversorgung.

Eine andere Anwendung stellt die Plasmastromversorgung in der Beschichtungstechnik dar (vgl. Abb.1.2). Hier wird im einfachsten Fall eine galvanisch getrennte Ausgangsspannung mit 400 ... 800VDC mit hoher Dynamik und extrem kleiner Restenergie im Fall eines Überschlags benötigt. Dadurch werden auch diese Stromversorgungen zweistufig ausgeführt, um der hochdynamischen DC/DC Ausgangsstufe eine geregelte, konstante Zwischenkreisspannung anbieten zu können. Bei dieser Anwendung werden allerdings nur wenige Einheiten und dies stets in einem „Master – Slave“ Modus parallel betrieben. Als Verkaufsargument werden ein hoher Wirkungsgrad und ein hoher Leistungsfaktor sowie eine hohe Leistungsdichte angeführt. D.h. obwohl die Anwendung sehr unterschiedlich zur Telekomstromversorgung ist, kommt man auf eine vergleichbare Systemstruktur mit einem

netzrückwirkungsarmen Pulsleichrichtersystem am Netzeingang und einer DC/DC Ausgangsstufe.

Schließlich werden im Bereich der Luftfahrt wegen der möglichen Gewichtseinsparung zunehmend hydraulische Aktoren durch elektrische ersetzt. Diese Aktoren bestehen aus einem Drehstromservomotor, gespeist durch einen Frequenzumrichter bzw. Servoverstärker mit Gleichspannungszwischenkreis. Damit der Generator in der Turbine des Flugzeugs nicht überdimensioniert werden muss, verlangen die Hersteller einen hohen Leistungsfaktor und geringe Stromverzerrungen bei der Leistungsabnahme. Da die Baugröße und das Gewicht eines Generators wesentlich von der Drehzahl abhängig sind, liegt die Frequenz des Versorgungsnetzes bei 400 ... 800Hz, so können auch für einen Festfrequenzbetrieb erforderliche mechanische Zwischenstufen entfallen. Dies wiederum stellt eine hohe Anforderung an die Dynamik der Eingangsstromregelung des Pulsleichrichtersystems dar, da ein derartiges System bei einer Netzfrequenz von bis zu 800Hz mit einer Schaltfrequenz von min. 200kHz betrieben werden sollte. Weiters sind im Bereich der Luftfahrt die Anforderungen an die Leistungsdichte und das Leistungsgewicht einer Stromversorgung sehr hoch.

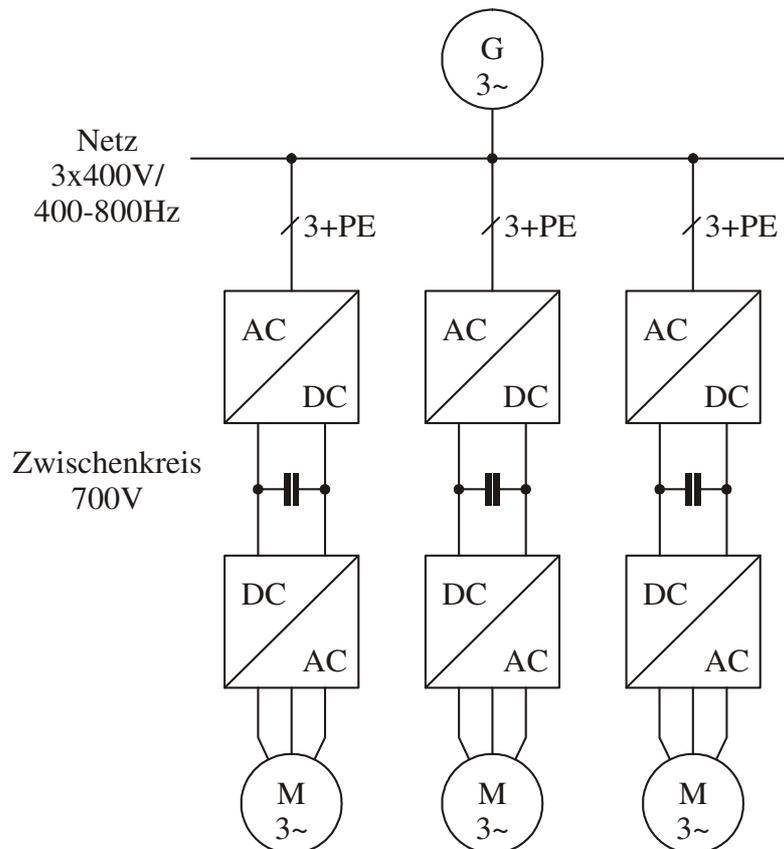


Abb.1.3: Anlagenstruktur der elektrischen Aktoren in einem modernen Flugzeug.

Allen oben exemplarisch angeführten Anwendungen ist gemeinsam, dass eine Rückspeisung aus dem Gleichspannungszwischenkreis in das Versorgungsnetz nicht gefordert ist. Bei der Telekom- und der Plasmastromversorgung ist das offensichtlich, aber auch die Akteure im Luftfahrtbereich müssen/dürfen nicht in das Versorgungsnetz rückspeisen.

Ein wesentlicher Punkt im Anforderungskatalog der Anlagenhersteller ist die Versorgung des Systems mit einem Dreileitersystem ohne Neutralleiter. Damit wird der Verdrahtungsaufwand minimiert und es kann keine ungebührliche Neutralleiterbelastung (z.B. durch eine dritte Harmonische) bzw. Sternpunktverschiebung auftreten.

Weiters ist allen Anwendungen gemeinsam, dass sie nicht nur am stationären, symmetrischen Drehstromnetz eine geregelte, unter Umständen galvanisch getrennte Ausgangsgleichspannung zur Verfügung stellen, sondern auch unter schwierigen Umgebungsbedingungen. Dazu zählen Spannungsschwankungen und -unsymmetrien des Netzes, sowie Phasenausfall und -wiederkehr und der Parallelbetrieb einiger Einheiten. Um die Zuverlässigkeit der gesamten Anlage gewährleisten zu können, verlangen die Anlagenhersteller vom Lieferanten der Stromversorgungen oft die Einhaltung bestimmter Leistungsfaktoren und/oder Stromverzerrungen, obwohl im Leistungsbereich größer 1kW bei der industriellen Nutzung keine verpflichtenden Normen existieren. Die Standards EN61000-3-2, EN61000-3-4 und EN61000-3-12 definieren Grenzwerte der Oberschwingungsströme in Abhängigkeit des Eingangsstroms der Stromversorgung. Speziell im Bereich der Telekomstromversorgungen, der industriellen Schweiß- und Beschichtungstechnik, bei Hochleistungsdrucksystemen und in der Luftfahrt sind die Anlagen- und Stromversorgungshersteller bemüht, die besondere Zuverlässigkeit ihres Systems zu unterstreichen.

In [1], [2] und [3] wurde ein unidirektionales, dreiphasiges Dreipunkt-PWM-Pulsgleichrichtersystem mit nur drei abschaltbaren Leistungshalbleitern vorgestellt, das die o.a. Anforderungen nach einer sinusförmigen Stromaufnahme, hohem Wirkungsgrad der Energieumformung, hoher Leistungsdichte, Speisung mit einem Dreileitersystem, hoher Zuverlässigkeit und geregelter Ausgangsgleichspannung erfüllt. In der Literatur und der Industrie hat sich dieses System unter der Bezeichnung „VIENNA Rectifier“ etabliert.

Dies führt zu der Motivation, zuerst die dem Stand der Technik entsprechenden dreiphasigen Schaltungsstrukturen anhand gleicher Voraussetzungen einem objektiven Vergleich zu unterziehen, um die Eigenschaften des vorgeschlagenen Dreischalter-Dreipunkt-Pulsgleichrichtersystems (VIENNA Rectifier) im direkten Vergleich zu alternativen Topologien beurteilen zu können. In **Kapitel 2** werden dazu der Leistungsfaktor, die Stromverzerrung (*THDI*), der Wirkungsgrad und die Leistungsdichte für acht unterschiedliche Gleichrichtersysteme errechnet bzw. durch digitale Simulation ermittelt.

In **Kapitel 3** wird der Frage nachgegangen, ob die vorgeschlagene Struktur des Dreischalter-Dreipunkt-Pulsgleichrichtersystems bereits optimal ist, oder ob alternative Brückenstrukturstrukturen bessere Ergebnisse liefern könnten. Es wird auch die Möglichkeit einer Einschaltentlastung diskutiert und experimentell verifiziert.

Bisher hat sich die Forschung zum Thema der Regelung des Eingangsstroms des VIENNA Rectifier nur auf theoretische Betrachtungen und Simulationen beschränkt. Es existierten praktische Versuchsaufbauten basierend auf einem Toleranzbandregler, sowie eine industrielle Realisierung basierend auf einem integrierten Schaltkreis für Einphasen-PFCs (Power Factor Correction) [14], die sogar einen Phasenausfall beherrschen soll. Die folgenden **Kapitel 4** und **Kapitel 5** beschäftigen sich daher mit zwei unterschiedlichen Methoden der zuverlässigen Regelung des Systems, die beide den Phasenausfall und die Phasenwiederkehr bei ohmschen Netzverhalten ohne Umschaltung der Reglerstruktur beherrschen: In ersterem Fall wird ein „Average Current Mode Controller“ näher untersucht und im zweiten Fall wird versucht, die zur Generierung der Stromsollwerte notwendigen Analogmultiplizierer durch eine einfachere Reglerstruktur zu vermeiden.

Kapitel 6 präsentiert die unterschiedlichen Möglichkeiten zur Messung der Drosselströme und stellt sich der Frage, ob es möglich ist, eine Beobachtung des Eingangsstroms durch Messung des Stroms zum Ausgangsspannungsmittelpunkt als Alternative zu den kostenintensiven Stromwandlern zur Messung der eingangseitigen Drosselströme vorzusehen, um damit den Sensoraufwand verringern zu können.

Eine relativ große Unsicherheit stellt die elektromagnetische Verträglichkeit des vorgeschlagenen Systems dar, da die Ausgangsspannung einen hohen Gleichtaktanteil mit Schaltfrequenz aufweist. Dazu sollen in **Kapitel 7** die Störquellen identifiziert und entsprechende Entstörmaßnahmen getroffen werden. Schließlich stellt sich in **Kapitel 8**

die Frage, ob ein angeschlossener DC/DC Konverter mit galvanischer Trennung zuverlässig funktionieren kann und welcher Wirkungsgrad der Energieumformung insgesamt erreichbar ist. Abschließend werden in **Kapitel 9** einige Fragen der praktischen Realisierung näher beleuchtet: Wie können die Einganginduktivitäten realisiert werden, was muss bei der Treiberschaltung für die Leistungstransistoren beachtet werden, wie kann eine Eigenbedarfsversorgung des Systems mit eingebunden werden und wie muss die Inbetriebnahme und die Abschaltung des Systems erfolgen?

Die Beantwortung oben angeführter Fragestellungen hat u.a. auf folgende Patente und wissenschaftliche Veröffentlichungen geführt:

Patente

- [1] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Vorrichtung zur Erhöhung der Spannungsreserve dreiphasiger Pulsleichrichtersysteme mit Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunktes mit einem fiktiven Netzsternpunkt.* Österreichische Patentanmeldung, Aktenzeichen A1212/99, am 13. Juli 1999.
- [2] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Verfahren zum Parallelbetrieb elektronischer Leistungsschalter mit negativem Temperaturkoeffizient der Durchlaßspannung oder hoher Toleranz der Schaltschwellspannungen.* Österreichische Patentanmeldung Aktenzeichen A1396/99, am 13. Aug. 1999.
- [3] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Verfahren und Vorrichtung zur Stabilisierung und Verlustminimierung einer an den Ausgangsteilspannungen eines Dreipunkt Pulsleichrichtersystems liegenden Serienschaltung von Gleichspannungsgleichspannungswandlern.* Österreichische Patentanmeldung, Aktenzeichen A25/2000, am 10. Jan. 2000.
- [4] **Kolar, J.W., Stögerer, F., und Miniböck, J.:** *Multipliziererfreie Phasenstromregelung für unidirektionale Dreiphasen-Dreipunkt-Pulsleichrichtersysteme mit weitem Aussteuerbereich.* Österreichische Patentanmeldung, Aktenzeichen AT1202/2000, am 6. Okt. 2000.
- [5] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Verfahren zur Maximierung des Wirkungsgrades zweistufiger Stromversorgungskonzepte.* Österreichische Patentanmeldung, Aktenzeichen AT1982/2000, am 24. Nov. 2000.
- [6] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Vorrichtung hoher Gleichtaktstörfestigkeit zur Ansteuerung abschaltbarer Leistungshalbleiter.* Schweizer Patentanmeldung, am 25. Apr. 2003.
- [7] **Miniböck, und J. Kolar, J. W.:** *Vorrichtung zur Messung gleichanteilbehafteter Wechselströme mittels eines einfachen Wechselstromwandlers.* Schweizer Patentanmeldung, am 28. Feb. 2006.

Veröffentlichungen

- [8] **Kolar, J.W., Drofenik, U., Miniböck, J., und Ertl, H.:** *A New Concept for Minimizing High-Frequency Common-Mode EMI of Three-Phase PWM Rectifier Systems Keeping High Utilization of the Output Voltage.* Proceedings of the 15th IEEE Applied Power Electronics Conference, New Orleans, USA, 6. bis 10. Feb., Vol. 1, S. 519 - 527 (2000).
- [9] **Miniböck, J., Kolar, J.W., und Ertl, H.:** *Design and Experimental Analysis of a 10kW Dual 400V/48V Interleaved Two - Transistor DC/DC Forward Converter System Supplied by a VIENNA Rectifier I.* Proceedings of the International Power Conversion / Intelligent Motion / Power Quality Conference, Nürnberg, Deutschland, 6. bis 8. Juni (2000).
- [10] **Kolar, J.W., Stögerer, F., Miniböck, J., und Ertl, H.:** *A New Concept for Reconstruction of the Input Phase Currents of a Three-Phase/Switch/Level PWM (VIENNA) Rectifier Based on Neutral Point Current Measurement.* Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Galway, Irland, 18. bis 23. Juni, Vol. 1, S. 139-146 (2000).
- [11] **Miniböck, J., Stögerer, F., und Kolar, J.W.:** *A Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a VIENNA Rectifier Eliminating Controller Multipliers. Part I: Basic Theoretical Considerations and Experimental Verification.* Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim, USA, 4. bis 8. März, Vol. 1, S. 582 – 586 (2001).
- [12] **Stögerer, F., Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *A Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a VIENNA Rectifier Eliminating Controller Multipliers. Part II: Operation for Heavily Unbalanced Mains Phase Voltages and in Wide Input Voltage Range.* Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim, USA, 4. bis 8. März, Vol. 1, S. 587 – 591 (2001).
- [13] **Miniböck, J., Stögerer, F., Kolar, J.W., und Wolfgang, E.:** *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 International Power Conversion / Intelligent Motion / Power Quality Conference, Nürnberg, Deutschland, 19. bis 21. Juni, S. 121 – 125 (2001).

- [14] **Miniböck, J., Stögerer, F., und Kolar, J.W.:** *Comparative Theoretical and Experimental Evaluation of Bridge Leg Topologies of a Three-Phase Three-Level Unity Power Factor Rectifier*. Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, Kanada, 17. bis 21. Juni, Vol. 3, S. 1641 – 1646 (2001).
- [15] **Stögerer, F., Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *Implementation of a Novel Control Concept for Reliable Operation of a VIENNA Rectifier under Heavily Unbalanced Mains Voltage Conditions*. Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, Kanada, 17. bis 21. Juni, Vol. 3, S. 1333 – 1338 (2001).
- [16] **Miniböck, J., Greul, R. und Kolar, J.W.:** *Evaluation of a Delta-Connection of Three Single-Phase Unity Power Factor Rectifier Modules (Δ -Rectifier) in Comparison to a Direct Three-Phase Rectifier Realization. Part II – Components Stress Evaluation, Efficiency, Control*. Proceedings of the IEEE International Telecommunication Energy Conference, Edinburgh, UK, 14. bis 18. Okt., S. 446 – 454 (2001).
- [17] **Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *A Novel 10kW 2-U Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Module*. Proceedings of the International Symposium on Power Electronics – Ee2001, Novi Sad, Jugoslawien, 31. Okt. bis 2. Nov. (2001).
- [18] **Miniböck, J., Greul, R., und Kolar, J.W.:** *A Novel Control Concept for Operating a Two-Stage Δ -Rectifier-Based Telecommunications Power Supply Module under Heavily Unbalanced Mains Voltage Conditions*. Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, Dallas, USA, 10. bis 14. März, Vol. 2, S. 716 – 721 (2002).
- [19] **Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *A Novel 10kW Three-Phase High Power Density (2-U) Telecommunications Unity Power Factor Rectifier Module*. Proceedings of the Conference on Integration of Power Electronics, Bremen, 11. bis 12. Juni, S. 19 – 23 (2002).
- [20] **Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *Wide Input Voltage Range High Power Density High Efficiency 10 kW Three-Phase Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier*. Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cairns, Australien, 23. bis 27. Juni, Vol. 4, S. 1642 – 1648 (2002).

- [21] **Kolar, J.W., Miniböck, J., und Baumann, M.:** *Three-Phase PWM Power Conversion – The Route to Ultra High Power Density and Efficiency*. Proceedings of the CPES Annual Seminar/Industry Review, Blacksburg, USA, 27. bis 29. April (2003).
- [22] **Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a VIENNA Rectifier Eliminating Controller Multipliers*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, S. 162 – 170 (2005).
- [23] **Kolar, J.W., Miniböck, J., und Nussbaumer, T.:** *Three-Phase PWM Power Conversion - The Route to Ultra High Power Density and Efficiency*. Journal of Power Electronics, Xian Power Electronics Research Institute, China Power Electronics Society, Vol. 39, No. 6, S. 2 – 9, (2005).
- [24] **Nishida, Y., Miniböck, J., Round, S. D., und Kolar, J. W.:** *A New 3-phase Buck-Boost Unity Power Factor Rectifier with Two Independently Controlled DC Outputs*. Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim, USA, 25. Feb. bis 1. März, Vol. 1, S. 172 – 178 (2007).
- [25] **Wiedemuth, P., Bontemps, S., und Miniböck, J.:** *35 kW Active Rectifier with Integrated Power Modules*. Proceedings of the International Power Electronics/Intelligent Motion/Power Quality Conference, Nürnberg, Deutschland, 22. bis 24. Mai, (2007).
- [26] **Biela, J., Drofenik, U., Krenn, F., Miniböck, J., und Kolar, J. W.:** *Novel Three-Phase Y-Rectifier Cyclic 2 out of 3 DC Output Voltage Balancing*. Proceedings of the IEEE International Telecommunications Energy Conference, Rom, Italien, 30. Sept. bis 4. Okt. (2007).

Kapitel 2

Vergleich von PWM Gleichrichterkonzepten

In diesem Kapitel werden bisher in der Literatur beschriebene dreiphasige Stromrichterkonzepte für einen Leistungsfaktor im Bereich $\lambda = 0.95 \dots 1$ diskutiert und vergleichend gegenübergestellt. Der Vergleich basiert auf analytischen Berechnungen und digitalen Simulationen um den Wirkungsgrad, die Eingangsstromverzerrung und die Leistungsdichte zu ermitteln.

2.1 Vergleichsbasis

Die unterschiedlichen Gleichrichtersysteme sollen hier für das europäische 400V und das amerikanische 480V Versorgungsnetz, für eine Ausgangsleistung der zweiten Stufe (DC/DC Konverter) von 10kW und einen angenommenen Wirkungsgrad der Ausgangsstufe von ca. 95% verglichen werden. Damit ergibt sich eine Ausgangsleistung des Gleichrichtersystems von 10.5kW.

Eingang (3~AC):

Außenleiterspannung nominell 400 ... 480VAC (208...400VAC)

Außenleiterspannungsbereich 320 ... 530VAC (166...480VAC)

Ausgang (DC):

Nennausgangsspannung durch die Topologie vorgegeben

Nennausgangsleistung 10kW (5kW)

Die Verlustleistungsaufstellungen der einzelnen Systeme sind zusätzlich für das amerikanische 208V Versorgungsspannungsniveau angegeben, allerdings für eine reduzierte Ausgangsleistung von 5.25kW. Dies führt vorteilhafterweise zu einer vergleichbaren Strombelastung der Komponenten und daher zu der identischen Dimensionierung der Bauelemente.

Ordnung	EN61000-3-2 ($I_{N,rms} \leq 16A$)	EN61000-3-4 ($I_{N,rms} > 16A$)		EN61000-3-12 ($16A < I_{N,rms} \leq 75A$)	
n	$I_{(n),rms}$	$I_{(n)}/I_{(1)}$	$I_{(n),rms}$	$I_{(n)}/I_{(1)}$	$I_{(n),rms}$
Ungerade	A	%	A	%	A
3	2.3	21.6	3.41	21.6	3.41
5	1.14	10.7	1.69	10.7	1.69
7	0.77	7.2	1.14	7.2	1.14
9	0.4	3.8	0.60	3.8	0.60
11	0.33	3.1	0.49	3.1	0.49
13	0.21	2	0.32	2	0.32
15	$2.25/n$	0.7	0.11	-	-
17	"-	1.2	0.19	-	-
19	"-	1.1	0.17	-	-
21	"-	0.6	0.09	-	-
23	"-	0.9	0.14	-	-
25	"-	0.8	0.13	-	-
27	"-	0.6	0.09	-	-
29	"-	0.7	0.11	-	-
31	"-	0.7	0.11	-	-
≥ 33	"-	0.6	0.09	-	-
	$I_{(n),rms}$	$I_{(n)}/I_{(1)}$	$I_{(n),rms}$	$I_{(n)}/I_{(1)}$	$I_{(n),rms}$
Gerade	A	%	A	%	A
2	1.08	$8/n$	0.63	$16/n$	1.26
4	0.43	"-	0.32	"-	0.63
6	0.3	"-	0.21	"-	0.42
$8 \leq n \leq 40$	$1.84/n$	"-	"-	"-	"-

Tab.2.1: Grenzwerte der Oberschwingungsströme von symmetrischen Dreiphasenverbrauchern nach EN61000-3-2, EN61000-3-4 und EN61000-3-12.

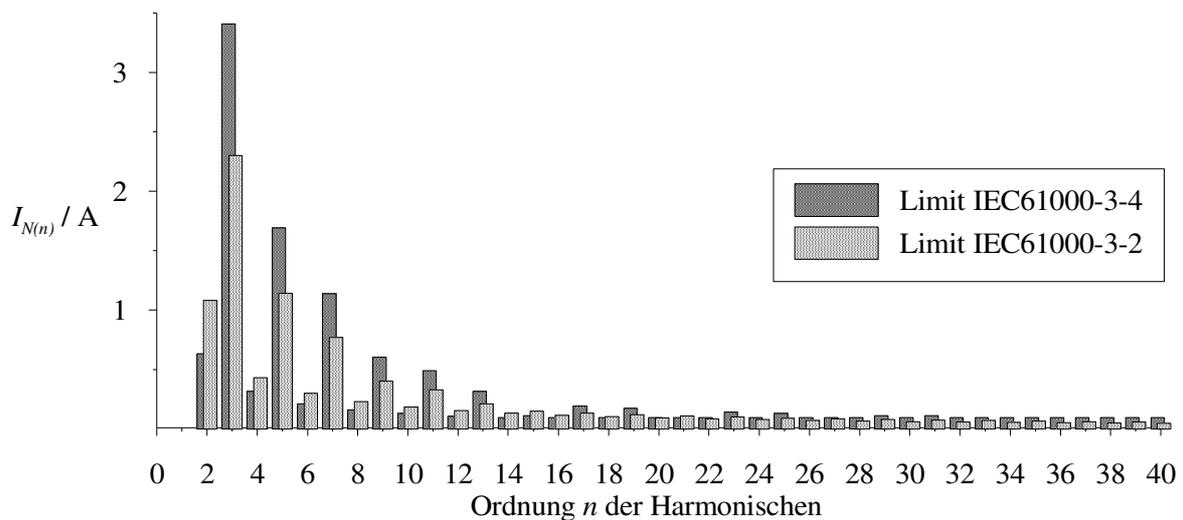


Fig.2.1: Grafische Darstellung der Grenzwerte der Oberschwingungsströme nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 für ein Pulsleichrichtersystem mit einer Ausgangsleistung von 10.5kW.

Die Wirkungsgradberechnungen erfolgen für Halbleiterbauelemente welche ausschließlich auf Basis der technischen Daten ausgewählt wurden, da realistische Preise für größere Stückzahlen nicht verfügbar sind. Beträgt die Sperrspannungsbeanspruchung eines abschaltbaren Leistungshalbleiters (IGBT) 1200V so wird eine Schaltfrequenz von 25kHz zugrunde gelegt, bei einer Sperrspannung von nur 600V werden MOSFETs mit einer Schaltfrequenz von 50kHz gewählt.

Als Grundlage für eine Klassifizierung der Systeme dient die Einhaltung des Standards für niederfrequente Netzurückwirkungen EN61000-6-3, der sich wiederum auf die Standards EN61000-3-2, EN61000-3-4 und EN61000-3-12 bezieht. Der Hauptunterschied in den einzelnen Normen ist, dass die EN61000-3-2 Absolutwerte der Harmonischen vorgibt, während die EN61000-3-4 und die EN61000-3-12 die Grenzwerte der Oberschwingungen im Bezug zur Grundschwingung $I_{(1)}$ des Stroms angeben. In Tab.2.1 sind zum Vergleich die Absolutwerte eines 10.5kW Gleichrichtersystems mit einem angenommenen Wirkungsgrad von $\eta = 96\%$ und einem Grundschwingungsverschiebungsfaktor $\cos\varphi = 1$ angegeben. Wegen der vergleichbaren Werte der EN61000-3-4 und der EN61000-3-12 werden im Folgenden nur mehr die EN61000-3-2 und die EN61000-3-4 in Betracht gezogen. Entsprechen die Oberschwingungsströme der EN61000-3-4, so ist auch EN61000-3-12 erfüllt. Es ist interessant zu erwähnen, dass die geradzahigen Harmonischen strengere Grenzwerte aufweisen als die ungeradzahigen.

Bei der Ermittlung der Verluste der beteiligten Komponenten für die Wirkungsgradprädiktionen wurden ausschließlich Datenblattwerte der verwendeten Bauelemente herangezogen. Dies betrifft insbesondere die Leit- und Schaltverluste der Halbleiter, die Eisenverluste der Induktivitäten und die Stromwärmeverluste der Kondensatoren. Zusätzlich werden in den Verlustleistungsbilanzen ein Anteil P_{aux} zur Deckung des Leistungsbedarfs der Steuerplatine, der Lüfter und zur Ansteuerung der Leistungstransistoren und ein Anteil P_{add} , zur Erfassung aller rechnerisch nicht erfassten Verluste wie z.B. Verdrahtung, Überspannungs- und Spannungsanstiegsbegrenzungsschaltungen, einbezogen.

2.2 Hochsetzstellerbasiertes Einschalter-Pulsleichrichtersystem

Das hochsetzstellerbasierte Einschalter-Pulsleichrichtersystem (im Folgenden: „1S Boost“) mit einer Induktivität auf der Gleichspannungsseite eines dreiphasigen Sechspuls-Brückengleichrichters (B6U) (Abb.2.1) ist eine Kombination einer herkömmlichen passiven Gleichrichterschaltung mit einem Hochsetz-DC/DC-Konverter. Abhängig vom Modulationsschema des Hochsetzstellers können geringfügig unterschiedliche Eingangsstromformen eingestellt werden. Wird der Drosselstrom i_L auf einen konstanten Wert geregelt, so sind die Netzströme $i_{N,i}$ Rechteckblöcke. Der simulierte Leistungsfaktor des Systems liegt bei $\lambda \approx 0.95$, die Eingangsstromverzerrung bei $THDI \approx 30\%$. Die Vorteile des Systems sind:

- niedrige Komponentenanzahl;
- geregelte Ausgangsspannung;
- nur ein abschaltbarer Leistungshalbleiter S ;
- niedrigere Stromverzerrung als ein herkömmlicher passiver Gleichrichter.

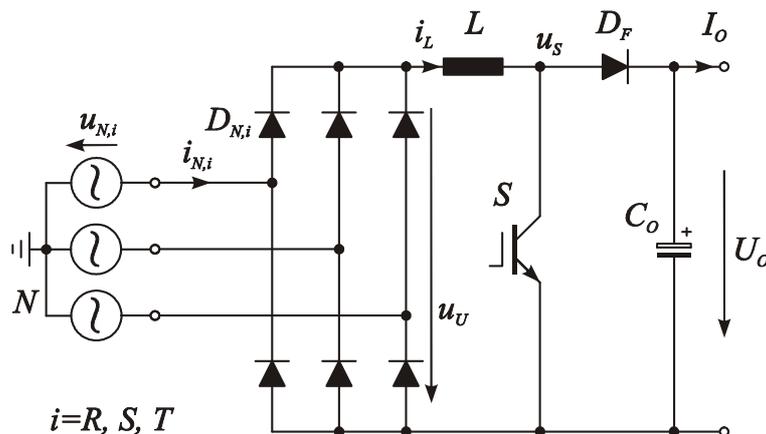


Abb.2.1: Schaltungstopologie des hochsetzstellerbasierten Einschalter-Pulsleichrichtersystems (1S Boost).

Bei Anwendungen mit höherer Leistung ist die niedrige Komponentenanzahl eher ein Nachteil, da die Spannungs- und Strombeanspruchung der einzelnen Komponenten, speziell die des Leistungstransistors S , sehr groß ist.

Die Regelung des Drosselstroms kann mit einem einfachen Zweipunktregler erfolgen (siehe Abb.2.2), wodurch blockförmige Eingangsströme resultieren. Die Ausgangsspannung wird durch einen PI-Regler auf einen konstanten Wert geregelt. Wird eine Durchtrittsfrequenz des Spannungsregelkreises unter der Netzfrequenz

liegend gewählt, so ergibt sich ein konstanter Sollwert und damit ein konstanter Istwert des Drosselstroms. In diesem Fall wird jedoch die Ausgangsspannung eine Welligkeit mit der sechsfachen Netzfrequenz aufweisen. Wird die Durchtrittsfrequenz des Ausgangsspannungsreglers signifikant höher als die der Netzfrequenz gewählt, so ergibt sich eine konstante Ausgangsspannung und der Drosselstrom wird eine Welligkeit mit sechsfacher Netzfrequenz aufweisen. Für die folgenden Simulationen und Dimensionierungen wird vom ersten Fall (konstanter Drosselstrom) ausgegangen, die Unterschiede in den Strombelastungen zum zweiten Fall sind minimal.

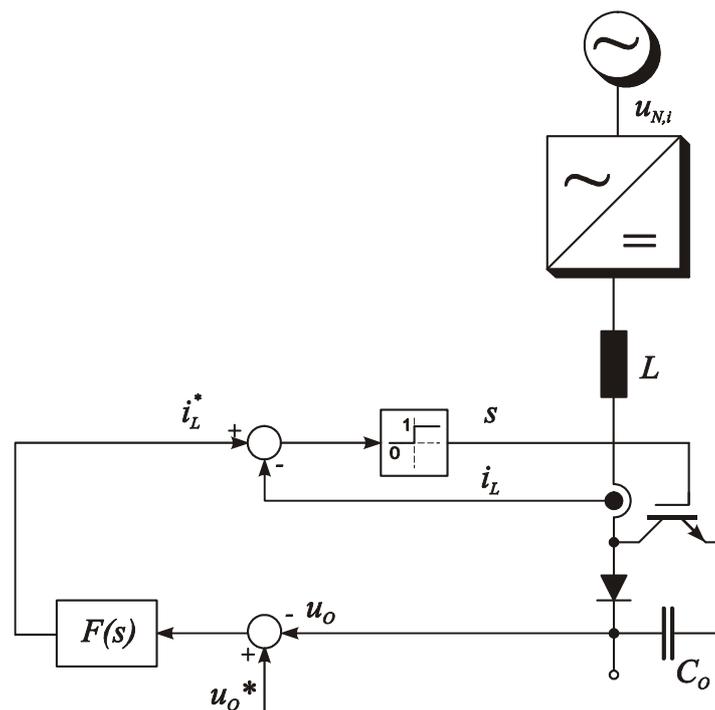


Abb.2.2: Blockschaltbild der kaskadierten Regelung des hochsetzstellerbasierten Einschalter-Pulsleichrichtersystems mit innerem Stromregelkreis ausgeführt als Zweipunktregler, und überlagertem Ausgangsspannungsregler $F(s)$.

Eingangsspannung:	$U_{N,l-l} = 400\text{V}$	$U_{N,l-l} = 208\text{V}$
Ausgangsleistung:	$P_O = 10.5\text{kW}$	$P_O = 5.25\text{kW}$
Ausgangsspannung:	$U_O = 750\text{V}$	$U_O = 680\text{V}$
Schaltfrequenz:	$f_P \approx 25\text{kHz}$	$f_P \approx 25\text{kHz}$

Tab.2.2: Parameter für die Simulation des „1S Boost“.

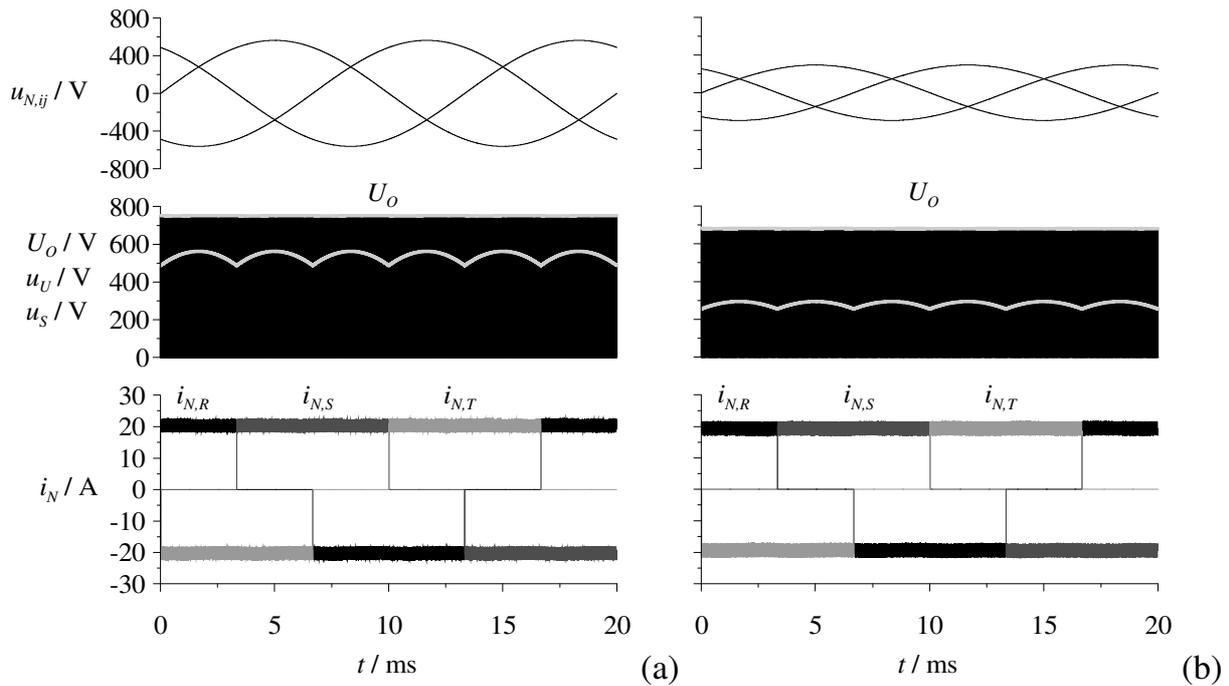


Abb.2.3: Simulation des „1S Boost“ für eine Netzperiode. Dargestellt sind die Außenleiterspannungen $u_{N,ij}$ ($ij = RS, ST, TR$), die Ausgangsspannung U_o , die Umrichtereingangsspannung für den Hochsetzsteller u_U , die Spannungsbeanspruchung des Leistungstransistors u_S und die Netzströme $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$, eine Ausgangsleistung $P_o = 10.5\text{kW}$ (a) und eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 208\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_o = 5.25\text{kW}$ (b).

In Abb.2.3 ist das Systemverhalten (Simulationsergebnis) mit einem Regler nach Abb.2.2 und Simulationsparametern nach Tab.2.2 dargestellt. Die Eingangsströme sind rechteckförmig und weisen innerhalb der positiven und der negativen Phasenspannungshalbschwingung einen Stromflusswinkel von $2\pi/3$ (120°) auf. Der Leistungsfaktor eines Gleichrichters mit einem rechteckförmigen Eingangsstrom, o.a. Stromflussdauer und vernachlässigtem Stromrippel beträgt theoretisch $\lambda = 3/\pi = 0.955$ bei einer Stromverzerrung von $THDI = 31.1\%$. Die Simulation liefert mit einem Leistungsfaktor von $\lambda = 0.9531$ und einer Stromverzerrung $THDI = 31.74\%$ Werte, die sehr nahe an der Theorie liegen.

Das Frequenzspektrum der Eingangsströme ohne EMV Filter ist in Abb.2.4(a) dargestellt. Die Grundschiwingung (1. Harmonische) des Eingangsstroms beträgt $I_{N(1),rms} = 15.8\text{A}$. Der Hauptanteil des Stromrippels liegt bei Frequenzen im Bereich 20 ... 30kHz, daher wird für die Berechnung der Schaltverluste eine mittlere

Schaltfrequenz von $f_p = 25\text{kHz}$ gewählt. Die Harmonischen des Eingangsstroms mit Ordnungszahlen $n = 2 \dots 40$ sind in Abb.2.4(b) gemeinsam mit den zulässigen Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 dargestellt. Mit dem „1S Boost“ kann keiner der beiden Grenzwerte eingehalten werden, da die ungeradzahigen Harmonischen zu hoch sind. Geradzahlige Harmonische treten hingegen nicht auf. Diese Schaltungsstruktur kann daher nur angewendet werden, wo die EN61000-3-2 und EN61000-3-4 nicht verlangt werden.

Im Folgenden werden in Tab.2.3 die Berechnungsformeln für die mittleren und effektiven Strombelastungen der Leistungshalbleiter präsentiert, um im Anschluss eine Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.4) des Systems durchführen zu können. Bei der Ermittlung der Verluste der beteiligten Komponenten wurden ausschließlich Datenblattwerte der verwendeten Bauelemente herangezogen. Dies betrifft insbesondere die Leit- und Schaltverluste der Halbleiter, die Eisenverluste der Induktivitäten und die Stromwärmeverluste der Kondensatoren. Es werden rein rechteckförmige Ströme unter Vernachlässigung des Stromrippels und eine konstante Schaltfrequenz angenommen. Die Richtigkeit der Formeln wird mit der Simulation überprüft.

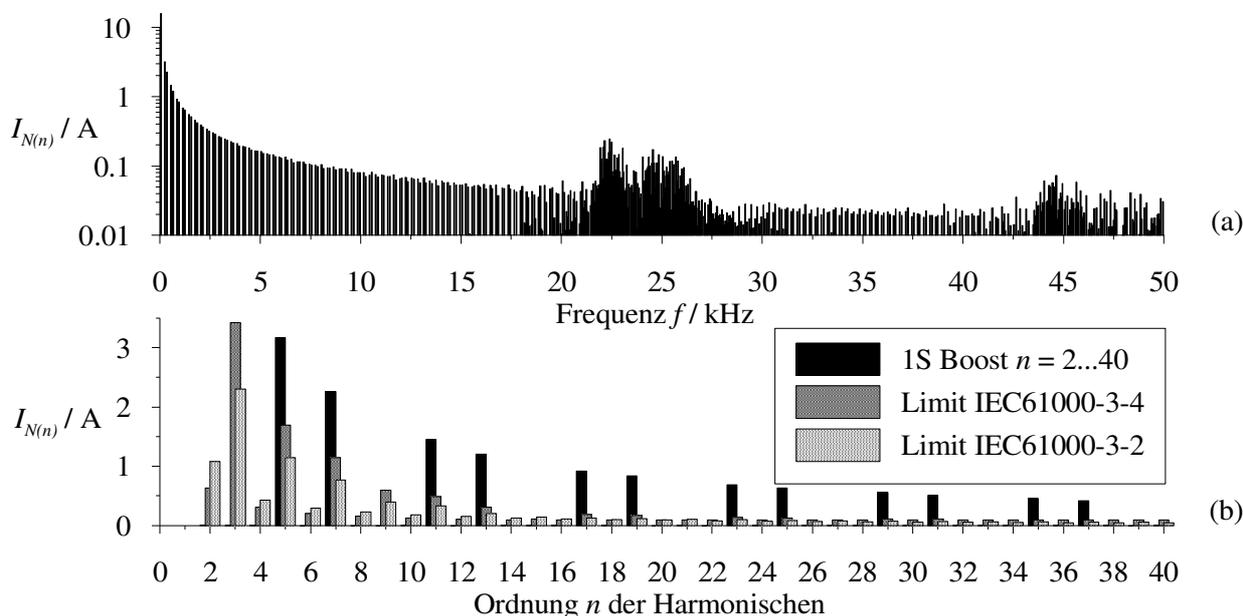


Abb.2.4: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N (a) und Harmonische $n = 2 \dots 40$ im Vergleich zu den anwendbaren Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 (b) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_o = 10.5\text{kW}$ für den „1S Boost“.

Spannungs- übersetzungsverhältnis:	$N = \frac{U_O}{\hat{U}_{N,l-l}}$	
Netzströme:	$\hat{I}_N = I_O \frac{N\pi}{3}$	$I_{N,rms} = \hat{I}_N \sqrt{\frac{2}{3}}$
Freilaufdiode:	$I_{D_F,avg} = \frac{3\hat{I}_N}{N\pi} = I_O$	$I_{D_F,rms} = \hat{I}_N \sqrt{\frac{3}{N\pi}}$
Leistungstransistor:	$I_{S,avg} = \hat{I}_N \left(1 - \frac{3}{N\pi}\right)$	$I_{S,rms} = \hat{I}_N \sqrt{1 - \frac{3}{N\pi}}$
Netzdioden:	$I_{D_N,avg} = \frac{\hat{I}_N}{3}$	$I_{D_N,rms} = \frac{\hat{I}_N}{\sqrt{3}}$
Ausgangskondensator:		$I_{C_o,rms} = \hat{I}_N \sqrt{\frac{3}{N\pi} \left(1 - \frac{3}{N\pi}\right)}$

Tab.2.3: Strombelastung der Leistungskomponenten des „1S Boost“.

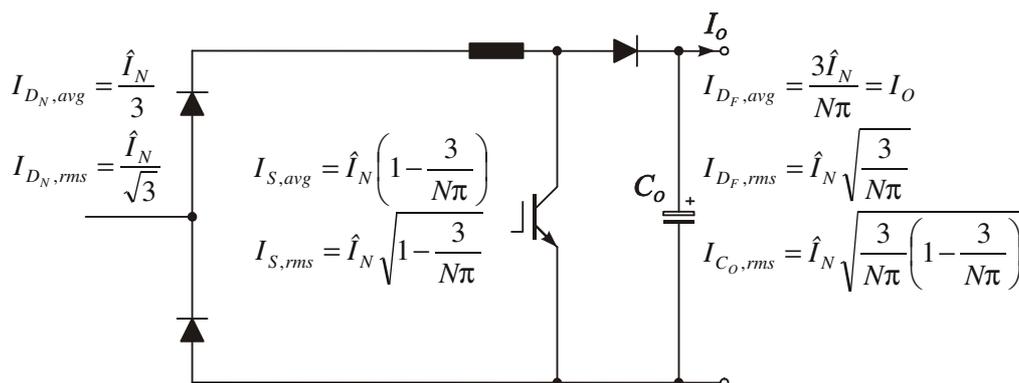


Abb.2.5: Schaltungsstruktur des „1S Boost“ mit Formeln zur Berechnung der Strombelastung der Leistungsbauteile.

Die Sperrspannungsbeanspruchung der Halbleiter wird durch die Ausgangsspannung U_O (zuzüglich der transienten Überspannungen beim Schalten) vorgegeben. Das gegenständliche System kann mit einem IGBT als Leistungsschalter S mit einer Spannungsfestigkeit von 1200V (APT45GP120J) realisiert werden. Als Freilaufdioden D_F werden ultraschnelle soft recovery Dioden mit einer Spannungsfestigkeit von 1000V (APT40DQ100B) im TO-247 Gehäuse verwendet. Der Gleichrichter am Eingang des Systems könnte vorteilhafterweise als halbgesteuerte Brücke (z.B. IXYS VVZ24) ausgeführt werden, dadurch könnte die Vorladung der Ausgangskondensatoren bei Inbetriebnahme bewerkstelligt werden.

Der Dimensionierung des Systems und Erstellung der Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.4) wurde folgende Spezifikation zugrunde gelegt (vgl. Abschnitt 2.1):

- Eingang (3~AC):

Außenleiterspannung nominell	400 ... 480VAC	(208...400VAC)
Außenleiterspannungsbereich	320 ... 530VAC	(166...480VAC)
- Ausgang (DC):

Nennausgangsspannung	750V	(680V)
Nennausgangsleistung	10.5kW	(5.25kW)

Der Leistungstransistor S kann durch einen einzigen 1200V IGBT (APT45GP120J) in einem ISOTOP[®] (TO-227) Gehäuse realisiert werden. Dessen Verluste sind insgesamt $P_S = 110.1W$ im ungünstigsten Betriebspunkt (vgl. Tab.2.4), bei einem thermischen Widerstand von $R_{TH,JC} = 0.38K/W$ und einer Montage des Gehäuses auf den Kühlkörper mit Wärmeleitpaste ($R_{TH,CH} = 0.05K/W$) resultiert dies in einer Erwärmung von 47.3K. Bei einer angenommenen maximalen Kühlkörpertemperatur von $T_H = 90^\circ C$ ergibt sich damit eine Sperrschichttemperatur von $T_J = 137.3^\circ C$ and daher noch Reserve zur maximal erlaubten Sperrschichttemperatur $T_{J,max} = 150^\circ C$. Ähnliches gilt für die Freilaufdiode D_F : Die maximalen Verluste betragen $P_{DF} = 25.1W$, der thermische Widerstand $R_{TH,JH} = R_{TH,JC} + R_{TH,CH} = 0.61 + 0.5 = 1.11K/W$, da zwischen Gehäuse und Kühlkörper eine Isolierung benötigt wird. Insgesamt resultiert dies in einer Erwärmung von 27.9K und einer Sperrschichttemperatur von $T_J = 117.9^\circ C$ ($T_{J,max} = 175^\circ C$).

Der Wirkungsgrad des Systems ist mit $\eta = 97.71\%$ bei der Nennaußenleiterspannung von 400V vergleichsweise hoch (Tab.2.4). In Abb.2.6(a) sind die Einzelverluste der Komponenten für eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5kW$ und einen Eingangsspannungsbereich von 320 ... 530V grafisch dargestellt, in Abb.2.6(b) sind die Verhältnisse für eine Ausgangsleistung von $P_O = 5.25kW$ und einen Spannungsbereich von 166...480V angegeben. Die Gesamtverluste der Halbleiter betragen $P_V = 196.4W$, d.h. es ist ein Kühlkörper mit einem thermischen Widerstand von $R_{TH} = 0.204K/W$ ($\Delta T = 40K$) einzusetzen. Das Volumen eines passenden Kühlkörpers von AAVID Thermalloy mit der Bezeichnung S101/120PG beträgt $V_H = 0.48dm^3$ [16]. Ein passender Lüfter dazu beansprucht ein Volumen von $V_F = 0.3dm^3$ incl. nicht nutzbarem Raum zufolge der unterschiedlichen Grundfläche des Kühlkörpers und des Lüfters (vgl. Tab.2.6).

Ausgangsleistung	$P_O=$	10500	10500	10500	5250	5250	5250	W
Angenommener Wirkungsgrad	$\eta=$	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	%
Eingangsleistung	$P_N=$	10938	10938	10938	5469	5469	5469	W
Eingangsspannung	$U_{N,I}=$	320	400	530	166	208	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms}=$	20.67	16.53	12.48	19.92	15.90	6.89	A
	$I_{N,avg}=$	16.87	13.50	10.19	16.26	12.98	5.62	A
	$\hat{I}_N=$	25.31	20.25	15.28	24.39	19.47	8.44	A
	$I_{N(I),rms}=$	19.73	15.79	11.91	19.02	15.18	6.58	
Ausgangsspannung	$U_O=$	750	750	750	680	680	680	V
Spannungsübersetzungsverhältnis	$N=$	1.66	1.33	1.00	2.90	2.31	1.00	
Transistorstrom	$I_{S,rms}=$	16.48	10.71	3.27	19.97	14.92	1.82	A
	$I_{S,avg}=$	10.73	5.66	0.70	16.35	11.43	0.39	A
APT45GP120J	$R_{CE}=$	0.033	=	=	0.033	=	=	Ohm
	$U_{CE,sat}=$	1.5	=	=	1.5	=	=	V
Leitverluste	$P_{S,C}=$	25.13	12.32	1.40	37.81	24.55	0.70	W
Schaltfrequenz	$f_p=$	25	=	=	25	=	=	kHz
	$K_{I,on}=$	68.4	=	=	68.4	=	=	$\mu J/A$
Einschaltverluste	$P_{S,on}=$	43.31	34.65	26.15	41.74	33.31	14.44	W
	$K_{I,off}=$	50.1	=	=	50.1	=	=	$\mu J/A$
Ausschaltverluste	$P_{S,off}=$	31.71	25.37	19.14	30.56	24.39	10.57	W
Verluste der Transistoren	$P_S=$	100.1	72.3	46.7	110.1	82.3	25.7	W
Freilaufdiodenstrom	$I_{DF,rms}=$	19.21	17.18	14.93	14.01	12.51	8.24	A
	$I_{DF,avg}=$	14.58	14.58	14.58	8.04	8.04	8.04	A
APT40DQ100B	$R_{DF}=$	0.0167	=	=	0.0167	=	=	Ohm
	$U_{DF}=$	1.3	=	=	1.3	=	=	V
Verluste der Freilaufdioden	$P_{DF}=$	25.1	23.9	22.7	13.7	13.1	11.6	W
Netzdiodenstrom	$I_{DN,rms}=$	14.61	11.69	8.82	14.08	11.24	4.87	A
	$I_{DN,avg}=$	8.44	6.75	5.09	8.13	6.49	2.81	A
IXYS VVZ 24	$R_{DN}=$	0.016	=	=	0.016	=	=	Ohm
	$U_{DN}=$	1	=	=	1	=	=	V
Verluste der Netzdioden	$P_{DN}=$	71.1	53.6	38.0	67.8	51.1	19.2	W
Halbleitergesamtverluste		196.4	149.8	107.4	191.7	146.4	56.4	W
Stromrippel		20%	=	=	20%	=	=	
Eingangsdrosselstrom	$I_{L,rms}=$	25.31	20.25	15.28	24.39	19.47	8.44	A
	$L=$	1500	=	=	1500	=	=	μH
Eingangsimpedanz @100°C	$R_L=$	0.036	=	=	0.036	=	=	Ohm
Eisenverluste	$P_{FE}=$	4	4	4	4	4	4	W
Verluste der Eingangsimpedanzen	$P_L=$	27.3	14.0	9.7	18.5	13.2	5.7	W
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms}=$	12.5	9.1	3.2	11.5	9.6	1.8	A
VISHAY 159 PUL-SI 330 μF /450V		2*6	=	=	2*6	=	=	Stk.
Ersatzserienwiderstand	$ESR=$	0.038	=	=	0.038	=	=	Ohm
Verluste der Ausgangskondensatoren	$P_{CO}=$	12.0	6.3	0.8	10.1	7.0	0.2	W
Eigenstromversorgung	$P_{aux}=$	30	30	30	30	30	30	W
Zusatzverluste	$P_{add}=$	50	50	50	50	50	50	W
Gesamtverluste	$P=$	315.7	250.1	197.9	300.2	246.6	142.4	W
Wirkungsgrad	$\eta=$	97.11	97.71	98.19	94.51	95.49	97.40	%

Tab.2.4: Verlustleistungsbilanz des „1S Boost“ für Ausgangsleistungen von 10.5kW und 5.25kW bei Eingangsspannungen in den Bereichen 320...530V und 166...480V.

Einer der wesentlichen Nachteile des Systems ist der große erforderliche Induktivitätswert von $L = 1.5\text{mH}$ bei einer effektiven Strombelastung von 25A. Die Induktivität könnte vorteilhafterweise auf zwei Einzelinduktivitäten aufgeteilt werden, wobei eine im positiven und eine im negativen Zweig der Schaltung angeordnet werden sollte. Diese Induktivitäten könnten dann mit Metglas Powerlite C-Kernen [17] mit der Typenbezeichnung AMCC32 und einem Luftspalt von $g = 1\text{mm}$ und einer Windungszahl $N = 48\text{Wdg}$ ausgeführt werden. Das Volumen der beiden Induktivitäten summiert sich zu $V_L = 0.46\text{dm}^3$. Die Ausgangskondensatoren (12 Stück) besitzen ein Volumen von $V_C = 0.486\text{dm}^3$ und für die Eigenstromversorgung, Überspannungsbegrenzungsschaltungen, die Ansteuerschaltung und die Leiterplatte wird ein Volumen von $V_{aux} = 0.75\text{dm}^3$ angenommen. Die Regelung des Systems ist vergleichsweise einfach und wird mit einem Bauraum von $V_{con} = 0.1\text{dm}^3$ in die Berechnung der Leistungsdichte aufgenommen. Damit ergibt sich ein Gesamtvolumen des Systems von $V = 2.576\text{dm}^3$, bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW resultiert daraus eine Leistungsdichte von $\rho = 4.08\text{kW/dm}^3$.

Tab.2.5 zeigt den Vergleich der Strombelastung des Netzes, des Leistungstransistors, der Freilaufdiode, der Netzdioden, des Drosselstroms und der Ausgangskondensatoren durch die Simulation und die Rechnung. Der Fehler beträgt max. 2.8% beim Mittelwert und 2.2% beim Effektivwert des Transistorstroms. Der Zweck der Berechnung ist einerseits die Wirkungsgradprädiktion und andererseits die Dimensionierung der Komponenten, wofür eine Genauigkeit der Stromwerte (nicht des Wirkungsgrades) von 5% ausreichen sollte. Der exakte Wert des Wirkungsgrades kann nur durch eine experimentelle Analyse eines realisierten Systems ermittelt werden.

		Simulation	Rechnung		Fehler
Eingangsspannung	$U_{N,eff}$	400	400	V	
Eingangsstrom	$I_{N,rms}$	16.53	16.58	A	-0.3%
Transistorstrom	$I_{S,rms}$	10.71	10.95	A	-2.2%
	$I_{S,avg}$	5.66	5.83	A	-2.8%
Freilaufdiodenstrom	$I_{DF,rms}$	17.18	17.17	A	0.1%
	$I_{DF,avg}$	14.58	14.50	A	0.6%
Netzdiodenstrom	$I_{DN,rms}$	11.69	11.78	A	-0.8%
	$I_{DN,avg}$	6.75	6.79	A	-0.6%
Eingangsdrosselstrom	$I_{L,rms}$	20.25	20.41	A	-0.8%
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms}$	9.1	9.20	A	-1.2%

Tab.2.5: Vergleich der Strombelastung bestimmt durch Simulation und Rechnung. Der maximale Unterschied beträgt 2.8%.

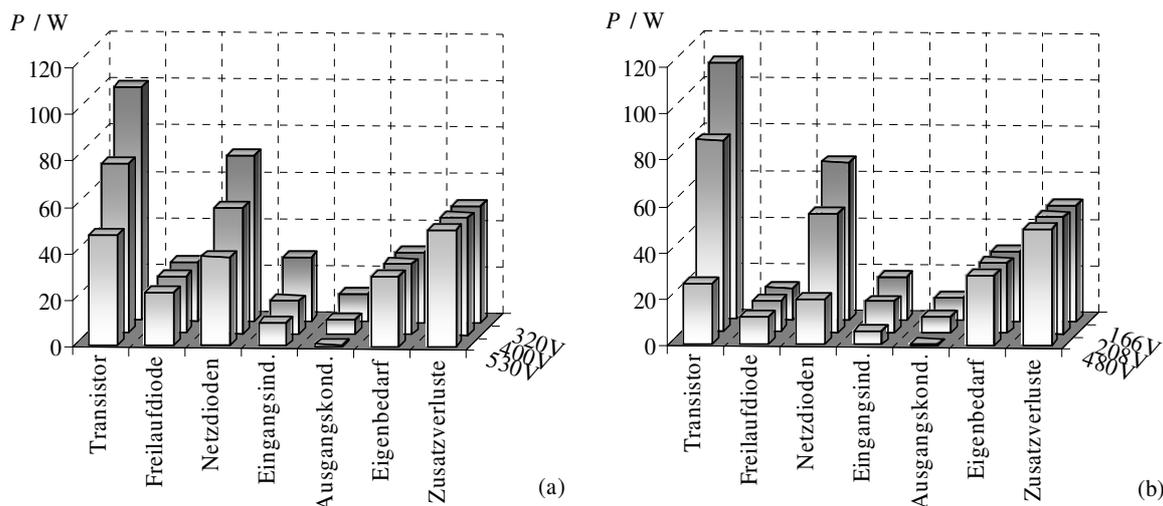


Abb.2.6: Aufteilung der Verluste des „1S Boost“ nach Tab.2.4 für die unterschiedlichen Eingangsspannungen 320, 400 und 530V bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW (a) und für 166, 208 und 480V bei 5.25kW Ausgangsleistung (b).

Abb.2.7 zeigt eine grafische Darstellung der Einzelvolumina der Komponenten des Gleichrichtersystems. Die Hauptanteile gehen dabei an die Hochsetzstellerinduktivität und die Ausgangskondensatoren, wie es für die Hochsetzstellertopologie zu erwarten war. Zuzufolge des guten Wirkungsgrades weisen der Kühlkörper und die Lüfter nur ein vergleichsweise kleines Volumen auf. Das Zusatzvolumen soll die Eigenstromversorgung, die Überspannungsbegrenzungsschaltungen, den Stromwandler und die Leiterplatte beinhalten und ist entsprechend der Erfahrung mit vergleichbaren praktisch realisierten Systemen angenommen. Ein EMV Filter ist weder in der Berechnung des Wirkungsgrades noch im Volumen und damit auch nicht bei der Leistungsdichte berücksichtigt.

Kühlkörpertemperatur	$T_H=$	90	°C
Umgebungstemperatur	$T_A=$	50	°C
Benötigter Kühlkörper AAVID Typ S101/120PG	$R_{TH}=$	0.204	°C/W
Thermischer Widerstand	$R_{TH}=$	0.189	°C/W
Kühlkörpervolumen	$V_H=$	0.480	dm ³
Lüftervolumen	$V_F=$	0.300	dm ³
Eingangsdrosselvolumen	$V_L=$	0.460	dm ³
Ausgangskondensatorvolumen	$V_C=$	0.486	dm ³
Eigenstromversorgung, Leiterplatten, etc.	$V_{aux}=$	0.750	dm ³
Steuerplatine	$V_{con}=$	0.100	dm ³
Gesamtvolumen	$V=$	2.576	dm ³
Leistungsdichte	$\rho=$	4.08	kW/dm ³

Tab.2.6: Berechnung der Leistungsdichte des „1S Boost“.

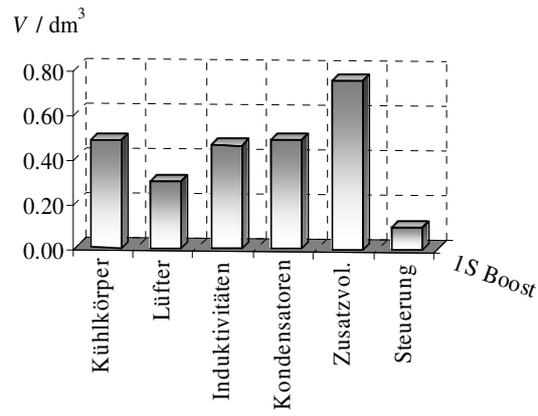


Abb.2.7: Aufstellung der Einzelvolumina der Leistungskomponenten des „1S Boost“.

2.3 Halbgesteuerter dreiphasiger Hochsetzsteller

Der halbgesteuerte dreiphasige Hochsetzsteller (im Folgenden „3S Boost“, vgl. Abb.2.8) stellt eine einfache und ökonomische Schaltungstopologie für Anwendungen dar, wo ein Leistungsfaktor von $\lambda \approx 0.95$ und eine Stromverzerrung von $THDI \approx 30\%$ ausreichend sind [18]. Die Vorteile des „3S Boost“ insbesondere gegenüber einer vollgesteuerten Schaltung sind:

- Einfache Schaltungsstruktur;
- nur drei gesteuerte Leistungsschalter und Ansteuerschaltungen;
- eine gemeinsame Versorgung für alle drei Gate-Ansteuerschaltungen;
- ein Brückenkurzschluss ist aufgrund der Schaltungsstruktur ausgeschlossen;

und gegenüber einem passiven Gleichrichter:

- geregelte Ausgangsspannung
- geringere Stromverzerrung.

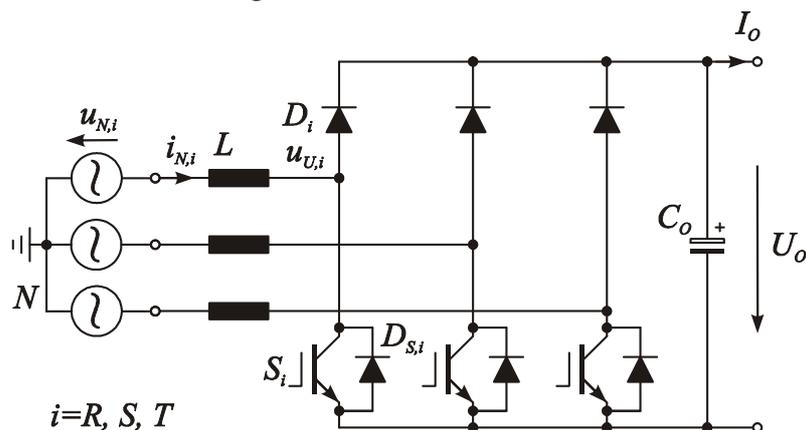


Abb.2.8: Schaltungstopologie des halbgesteuerten dreiphasigen Hochsetzstellers „3S Boost“.

Beim dreiphasigen Hochsetzsteller wird immer die jeweils höchste Außenleiterspannung zur Ausgangsspannung U_o hochgesetzt. Die dritte Netzzuleitung führt dann keinen Strom, weiters werden negative Ströme $i_{N,i} < 0$ nicht aktiv geregelt.

Für rechteckförmige Netzströme kann die Eingangsstromregelung wieder durch einen einfachen Zweipunktregler (vgl. Abb.2.9) erfolgen. Es ist nicht möglich, ein Modulationsschema zu finden, dass sinusförmige Eingangsströme bewirkt, da negative Netzströme wegen der Dioden $D_{S,i}$ nicht aktiv geregelt werden können. D.h. die negativen Anteile der Netzströme sind jedenfalls blockförmig, weshalb auch die

positiven Anteile blockförmig geregelt werden, was die geradzahigen Harmonischen minimiert. Die Ausgangsspannungsregelung erfolgt mit einem PI-Regler dessen Durchtrittsfrequenz im Bereich 10-20Hz liegt um eine Rückwirkung der Welligkeit der Ausgangsspannung mit sechsfacher Netzfrequenz auf die Eingangsstromform zu vermeiden.

Abb.2.10 zeigt das Ergebnis der Simulation des „3S Boost“ mit der Reglerstruktur nach Abb.2.9 und Simulationsparametern nach Tab.2.7, wobei die Zweipunktcharakteristik des Gleichrichtersystems erkannt werden kann. Auch der rechteckförmige Verlauf der Netzströme mit dem Stromflusswinkel von $2\pi/3$ (120°) in positiver und negativer Richtung sind zu erkennen. Der Leistungsfaktor ist daher wieder theoretisch $\lambda = 3/\pi = 0.955$ bei einer Stromverzerrung von $THDI = 31.1\%$, bei Vernachlässigung des Stromrippels. Die Simulation liefert mit einem Leistungsfaktor $\lambda = 0.957$ und einer Stromverzerrung $THDI = 29.7\%$ Werte, die wieder sehr nahe an der Theorie liegen.

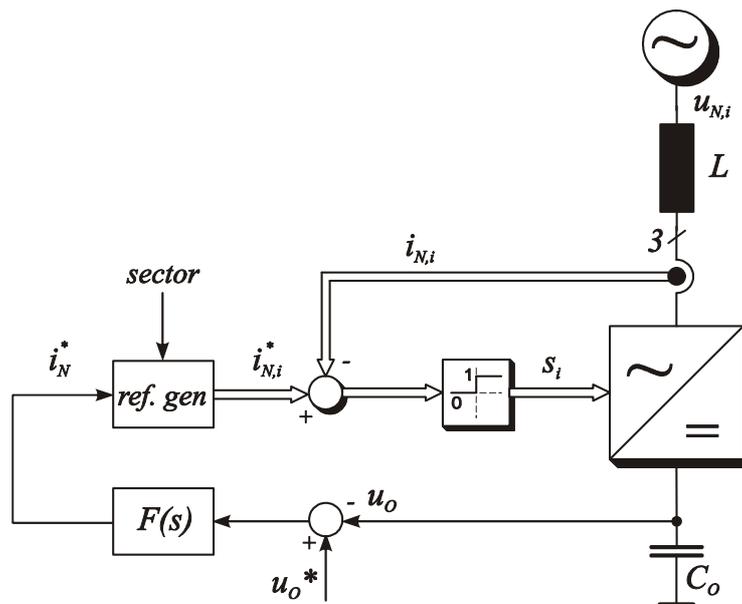


Abb.2.9: Blockschaltbild der kaskadierten Regelung des halbgesteuerten dreiphasigen Hochsetzstellers mit drei inneren Zweipunktstromreglern und einem überlagerten Ausgangsspannungsregler $F(s)$.

Eingangsspannung:	$U_{N,l-l} = 400V$	$U_{N,l-l} = 208V$
Ausgangsleistung:	$P_O = 10.5kW$	$P_O = 5.25kW$
Ausgangsspannung:	$U_O = 750V$	$U_O = 680V$
Schaltfrequenz:	$f_P \approx 25kHz$	$f_P \approx 25kHz$

Tab.2.7: Parameter für die Simulation des „3S Boost“.

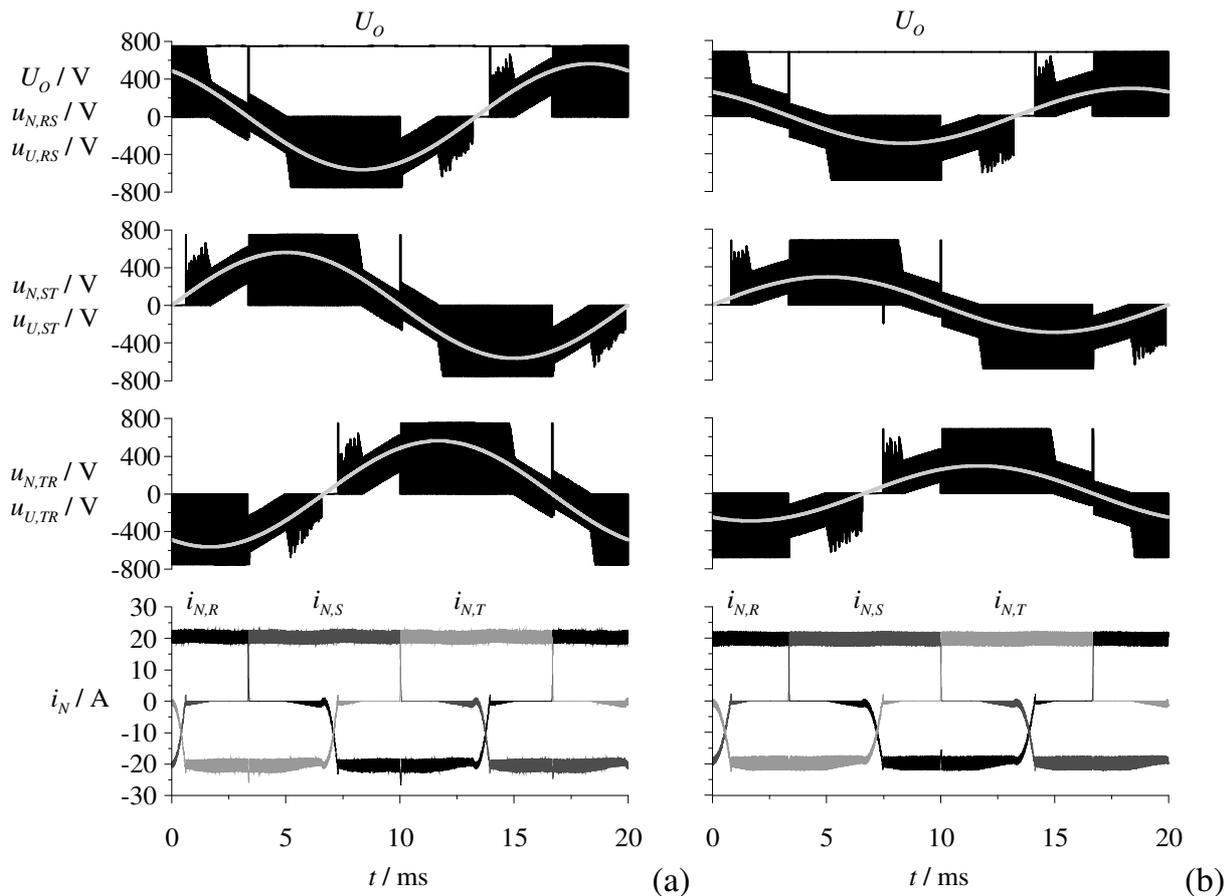


Abb.2.10: Simulation des „3S Boost“ für eine Netzperiode (20ms). Dargestellt sind die Außenleiterspannungen $u_{N,ij}$ und die Umrichtereingangsspannungen $u_{U,ij}$ ($ij = RS, ST, TR$), die Ausgangsspannung U_O und die Netzströme $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ (a) und einer Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 208\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 5.25\text{kW}$ (b).

Das Frequenzspektrum der Eingangsströme ohne EMV Filter ist in Abb.2.11(a) dargestellt. Die Grundschiwingung (1. Harmonische) des Eingangsstroms beträgt $I_{N(1),rms} = 15.8\text{A}$. Der Hauptanteil des Stromrippels liegt bei Frequenzen im Bereich 20 ... 37kHz, daher wird für die Berechnung der Schaltverluste eine mittlere Schaltfrequenz von $f_P = 25\text{kHz}$ gewählt. Die Harmonischen des Eingangsstroms für $n = 2 \dots 40$ sind in Abb.2.11(b) gemeinsam mit den zulässigen Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 dargestellt. Mit dem „3S Boost“ kann keiner der beiden Grenzwerte eingehalten werden, da die ungeradzahigen Harmonischen zu hoch sind. Auch die geradzahigen Harmonischen liegen bei dieser Schaltungstopologie über den Grenzen,

da die Eingangströme nicht symmetrisch sind. Diese Schaltungsstruktur kann daher nur angewendet werden, wo die EN61000-3-2 und EN61000-3-4 nicht verlangt werden.

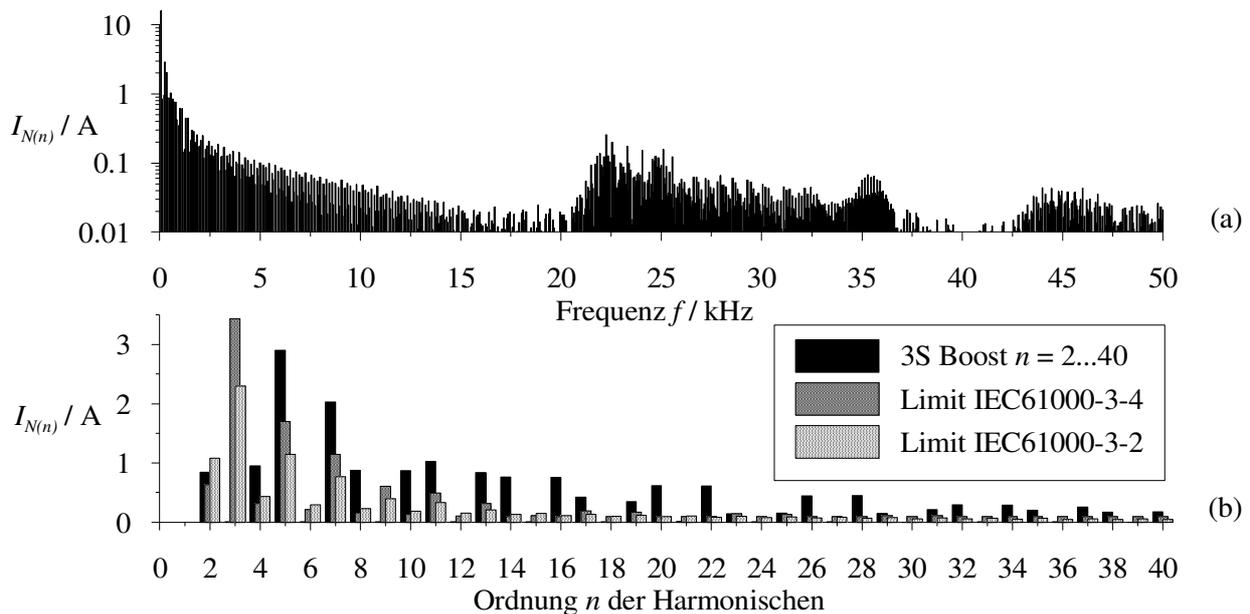


Abb.2.11: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N (a) und Harmonische $n = 2 \dots 40$ im Vergleich zu den zulässigen Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 (vgl. (b)) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ für den „3S Boost“.

Im Folgenden werden die Berechnungsformeln für die mittleren und effektiven Strombelastungen der Leistungshalbleiter präsentiert, um im Anschluss eine Wirkungsgradprädiktion des Systems durchführen zu können. Es werden rein rechteckförmige Ströme unter Vernachlässigung des Stromrippels und eine konstante Schaltfrequenz angenommen. Die Richtigkeit der Formeln wird mit der Simulation überprüft.

Die Sperrspannungsbeanspruchung der Halbleiter wird durch die Ausgangsspannung U_O (zuzüglich der transienten Überspannungen beim Schalten) definiert. Das vorliegende System kann mit IGBTs als Leistungstransistoren S_i mit einer Spannungsfestigkeit von 1200V (APT45GP120B2DQ2) realisiert werden, wobei die antiparallelen Dioden $D_{S,i}$ bereits im Gehäuse integriert sind (Gehäuse T-MAX entspricht TO247 ohne Montageloch). Als Freilaufdioden D_i werden ultraschnelle soft recovery Dioden mit einer Spannungsfestigkeit von 1000V (APT40DQ100B) im TO-247 Gehäuse verwendet.

Spannungs- übersetzungsverhältnis:	$N = \frac{U_O}{\hat{U}_{N,l-l}}$	
Netzströme:	$\hat{I}_N = I_O \frac{N\pi}{3}$	$I_{N,rms} = \hat{I}_N \sqrt{\frac{2}{3}}$
Freilaufdioden:	$I_{D,avg} = \frac{\hat{I}_N}{N\pi}$	$I_{D,rms} = \frac{\hat{I}_N}{\sqrt{N\pi}}$
Leistungstransistoren:	$I_{S,avg} = \hat{I}_N \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{N\pi} \right)$	$I_{S,rms} = \hat{I}_N \sqrt{\frac{1}{3} - \frac{1}{N\pi}}$
Netzdioden:	$I_{D_s,avg} = \frac{\hat{I}_N}{3}$	$I_{D_s,rms} = \frac{\hat{I}_N}{\sqrt{3}}$
Ausgangskondensator:		$I_{C_o,rms} = \hat{I}_N \sqrt{\frac{3}{N\pi} \left(1 - \frac{3}{N\pi} \right)}$

Tab.2.8: Strombelastung der Leistungskomponenten des „3S Boost“.

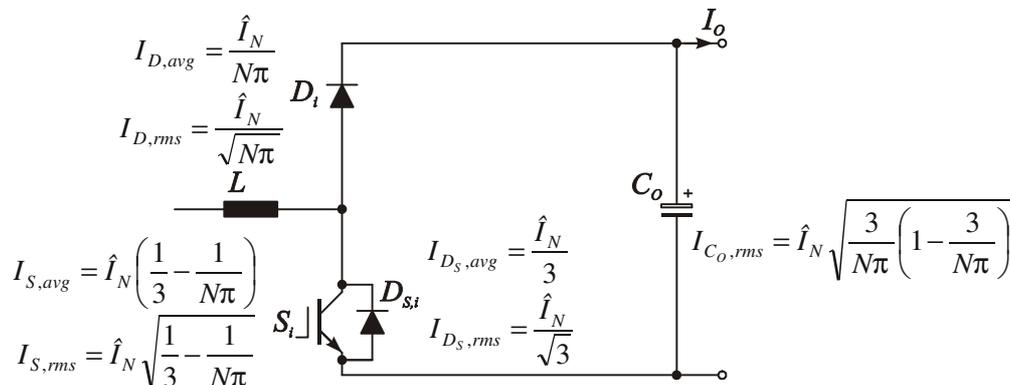


Abb.2.12: Schaltungsstruktur des „3S Boost“ mit Formeln zur Berechnung der Strombelastung der Leistungsbauteile.

Zur Dimensionierung des Systems und Erstellung der Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.9) wurde folgende Spezifikation herangezogen (vgl. Abschnitt 2.1):

- Eingang (3~AC):

Außenleiterspannung nominell	400 ... 480VAC	(208...400VAC)
Außenleiterspannungsbereich	320 ... 530VAC	(166...480VAC)
- Ausgang (DC):

Nennausgangsspannung	750V	(680V)
Nennausgangsleistung	10.5kW	(5.25kW)

Durch die niedrige Anzahl an Halbleitern im Strompfad und die Möglichkeit der Verwendung von expliziten Freilaufdioden mit guten Sperreigenschaften wird mit

$\eta = 97.85\%$ bei einer Eingangsspannung von 400V ein guter Wirkungsgrad des Gesamtsystems erreicht. In Abb.2.13(a) sind die Einzelverluste für eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ und einen Spannungsbereich von 320 ... 530V, in Abb.2.13(b) für eine Ausgangsleistung von $P_O = 5.25\text{kW}$ und einen Spannungsbereich von 166...480V grafisch dargestellt. Die Verluste der Halbleiter belaufen sich auf $P_V \approx 170\text{W}$, d.h. ein Kühlkörper mit einem thermischen Widerstand von $R_{TH} = 0.235\text{K/W}$ ($\Delta T = 40\text{K}$) ist ausreichend. Das Volumen des vorgeschlagenen Kühlkörpers von AAVID Thermalloy mit der Typenbezeichnung S101/120PG beträgt $V_H = 0.48\text{dm}^3$. Der Lüfter beansprucht ein Volumen von $V_F = 0.3\text{dm}^3$ incl. nicht nutzbarem Raum zufolge der unterschiedlichen Grundfläche des Kühlkörpers und des Lüfters (vgl. Tab.2.11).

Der Nachteil des Systems sind die großen Eingangsinduktivitäten mit einem Wert von $L = 750\mu\text{H}$ bei einer effektiven Strombelastung von über 20A und einem Spitzenstrom von über 25A. Die Induktivitäten können dann gleich ausgeführt werden wie die Induktivität des „1S Boost“, nur benötigt man jetzt drei Induktivitäten mit einem Gesamtvolumen von $V_L = 0.69\text{dm}^3$. Die Ausgangskondensatoren (12 Stück) besitzen ein Volumen von $V_C = 0.486\text{dm}^3$ und für die Eigenstromversorgung, Überspannungsbegrenzungsschaltungen, die Ansteuerschaltung und die Leiterplatte wird ein Volumen von $V_{aux} = 0.75\text{dm}^3$ angenommen. Die Regelung des Systems ist vergleichsweise einfach und wird mit einem Bauraum von $V_{con} = 0.1\text{dm}^3$ in die Berechnung der Leistungsdichte aufgenommen. Damit ergibt sich ein Gesamtvolumen des Systems von $V = 2.8\text{dm}^3$, bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW resultiert daraus eine Leistungsdichte von $\rho = 3.74\text{kW/dm}^3$.

Tab.2.10 zeigt den Vergleich der Strombelastung des Netzes, der Leistungstransistoren, der Freilaufdioden und der Ausgangskondensatoren bei der Simulation und der Rechnung. Der Fehler beträgt max. 4.4% beim Mittelwert und 3.2% beim Effektivwert des Transistorstroms, was für eine Wirkungsgradprädiktion und Dimensionierung ausreichend genau ist.

Ausgangsleistung	$P_O=$	10500	10500	10500	5250	5250	5250	W
Angenommener Wirkungsgrad	$\eta=$	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	%
Eingangsleistung	$P_N=$	10938	10938	10938	5469	5469	5469	W
Eingangsspannung	$U_{N,i}=$	320	400	530	166	208	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms}=$	20.67	16.53	12.48	19.92	15.90	6.89	A
	$I N _{avg}=$	16.87	13.50	10.19	16.26	12.98	5.62	A
	$\hat{I}_N=$	25.31	20.25	15.28	24.39	19.47	8.44	A
	$I_{N(1),rms}=$	19.73	15.79	11.91	19.02	15.18	6.58	A
Ausgangsspannung	$U_O=$	750	750	750	680	680	680	V
Spannungsübersetzungsverhältnis	$N=$	1.66	1.33	1.00	2.90	2.31	1.00	
Transistorstrom	$I_{S,rms}=$	9.51	6.18	1.89	11.53	8.61	1.05	A
	$I_{S,avg}=$	3.58	1.89	0.23	5.45	3.81	0.13	A
APT45GP120B2DQ2	$R_{CE}=$	0.033	=	=	0.033	=	=	Ohm
	$U_{CE,sat}=$	1.5	=	=	1.5	=	=	V
Leitverluste	$P_{S,C}=$	8.38	4.11	0.47	12.60	8.18	0.23	W
Schaltfrequenz	$f_p=$	25	=	=	25	=	=	kHz
	$K_{I,on}=$	68.4	=	=	68.4	=	=	μ J/A
Einschaltverluste	$P_{S,on}=$	14.44	11.55	8.72	13.91	11.10	4.81	W
	$K_{I,off}=$	50.1	=	=	50.1	=	=	μ J/A
Ausschaltverluste	$P_{S,off}=$	10.57	8.46	6.38	10.19	8.13	3.52	W
Verluste der Transistoren	$P_S=$	100.1	72.3	46.7	110.1	82.3	25.7	W
Freilaufdiodenstrom	$I_{D,rms}=$	11.09	9.92	8.62	8.09	7.22	4.76	A
	$I_{D,avg}=$	4.86	4.86	4.86	2.68	2.68	2.68	A
APT40DQ100B	$R_D=$	0.0167	=	=	0.0167	=	=	Ohm
	$U_D=$	1.3	=	=	1.3	=	=	V
Verluste der Freilaufdioden	$P_D=$	25.1	23.9	22.7	13.7	13.1	11.6	W
Antiparalleldiodenstrom	$I_{DS,rms}=$	14.61	11.69	8.82	14.08	11.24	4.87	A
	$I_{DS,avg}=$	8.44	6.75	5.09	8.13	6.49	2.81	A
APT45GP120B2DQ2	$R_{DS}=$	0.031	=	=	0.031	=	=	Ohm
	$U_{DS}=$	1	=	=	1	=	=	V
Verluste der Antiparalleldioden	$P_{DS}=$	45.2	33.0	22.5	42.8	31.2	10.6	W
Halbleitergesamtverluste		170.4	129.2	91.9	166.7	126.5	47.9	W
Stromrippel		20%	=	=	20%	=	=	
Eingangsimpedanz	$L=$	750	=	=	750	=	=	μ H
Eingangsimpedanz @100°C	$R_L=$	0.017	=	=	0.017	=	=	Ohm
Eisenverluste	$P_{FE}=$	2	2	2	2	2	2	W
Verluste der Eingangsimpedanz	$P_L=$	27.3	19.7	13.8	25.8	18.6	8.4	W
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms}=$	12.5	9.1	3.2	11.5	9.6	1.8	A
VISHAY 159 PUL-SI 330 μ F/450V		2*6	=	=	2*6	=	=	Stk.
Ersatzserienwiderstand	$ESR=$	0.038	=	=	0.038	=	=	Ohm
Verluste der Ausgangskondensatoren	$P_{CO}=$	12.0	6.3	0.8	10.1	7.0	0.2	W
Eigenstromversorgung	$P_{aux}=$	30	30	30	30	30	30	W
Zusatzverluste	$P_{add}=$	50	50	50	50	50	50	W
Gesamtverluste	$P=$	289.8	235.2	186.4	282.6	232.2	136.5	W
Wirkungsgrad	$\eta=$	97.35	97.85	98.30	94.83	95.75	97.50	%

Tab.2.9: Verlustleistungsbilanz des „3S Boost“ für die Ausgangsspannungsniveaus 10.5kW und 5.25kW und Eingangsspannungen mit den Bereichen 320...530V und 166...480V.

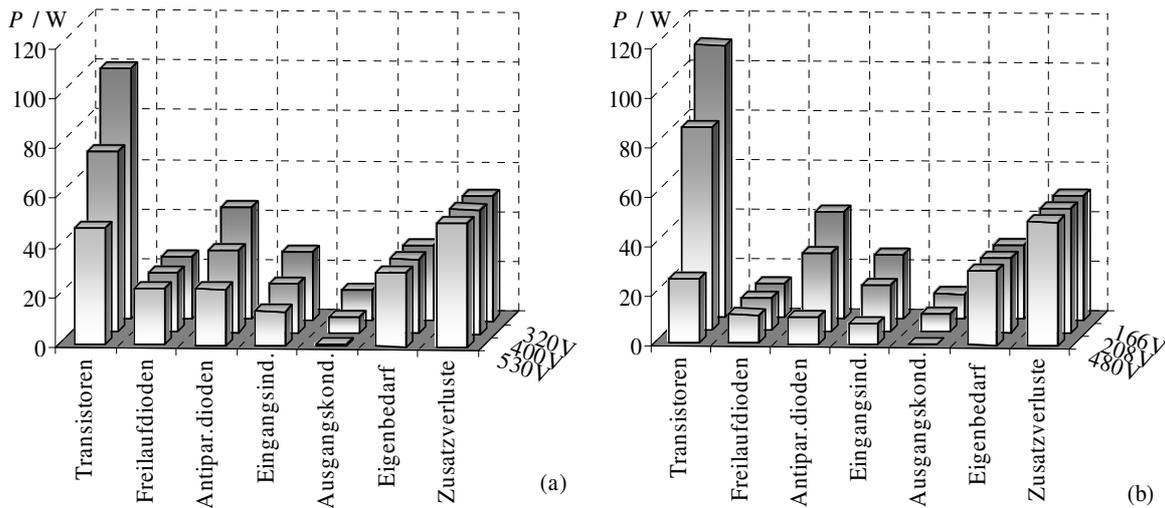


Abb.2.13: Aufteilung der Verluste des „3S Boost“ nach Tab.2.9 für die unterschiedlichen Eingangsspannungen 320, 400 und 530V bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW (a) und für 166, 208 und 480V bei 5.25kW Ausgangsleistung (b).

Abb.2.14 zeigt eine grafische Darstellung der Einzelvolumina der Komponenten des Gleichrichtersystems. Die Hauptanteile gehen dabei an die Hochsetzstellerinduktivitäten und die Ausgangskondensatoren, wie es für die Hochsetzstellertopologie zu erwarten ist. Infolge des guten Wirkungsgrades weisen der Kühlkörper und die Lüfter nur ein vergleichsweise kleines Volumen auf. Das Zusatzvolumen soll die Eigenstromversorgung, die Überspannungsbegrenzungsschaltungen, die Stromwandler zur Eingangsstrommessung, die Vorladeschaltung für die Ausgangskondensatoren und die Leiterplatte beinhalten und ist entsprechend der Erfahrung mit vergleichbaren Systemen angenommen. Ein EMV Filter ist weder in der Berechnung des Wirkungsgrades noch im Volumen und damit auch nicht in der Leistungsdichte berücksichtigt.

		Simulation	Rechnung		Fehler
Eingangsspannung	$U_{N,I} =$	400	400	V	
Eingangsstrom	$I_{N,rms} =$	16.532	16.576	A	-0.3%
Transistorstrom	$I_{S,rms} =$	6.183	6.387	A	-3.2%
	$I_{S,avg} =$	1.888	1.976	A	-4.4%
Freilaufdiodenstrom	$I_{D,rms} =$	9.921	9.927	A	-0.1%
	$I_{D,avg} =$	4.861	4.840	A	0.4%
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms} =$	9.089	9.220	A	-1.4%

Tab.2.10: Vergleich der Strombelastung bestimmt durch Simulation und Rechnung. Der maximale Unterschied beträgt 4.4%.

Kühlkörpertemperatur	$T_H=$	90	°C
Umgebungstemperatur	$T_A=$	50	°C
Benötigter Kühlkörper AAVID Typ S101/120PG	$R_{TH}=$	0.235	°C/W
Thermischer Widerstand	$R_{TH}=$	0.189	°C/W
Kühlkörpervolumen	$V_H=$	0.480	dm ³
Lüftervolumen	$V_F=$	0.300	dm ³
Eingangsdrosselvolumen	$V_L=$	0.690	dm ³
Ausgangskondensatorvolumen	$V_C=$	0.486	dm ³
Eigenstromversorgung, Leiterplatten, etc.	$V_{aux}=$	0.750	dm ³
Steuerplatine	$V_{con}=$	0.100	dm ³
Gesamtvolumen	$V=$	2.806	dm ³
Leistungsdichte	$\rho=$	3.74	kW/dm ³

Tab.2.11: Berechnung der Leistungsdichte des „3S Boost“.

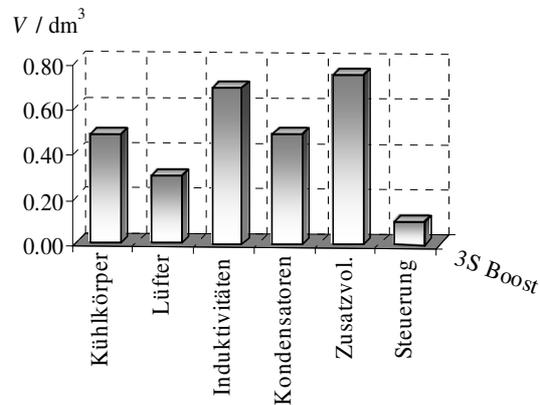


Abb.2.14: Aufstellung der Einzelvolumina der Leistungskomponenten des „3S Boost“.

2.4 Hochsetzstellerbasiertes Einschalter-Pulsleichrichtersystem mit diskontinuierlichem Drosselstrom

Beim hochsetzstellerbasierten Einschalter-Pulsleichrichtersystem mit diskontinuierlichem Drosselstrom [19] (im Folgenden: „1S DCM Boost“) sind die Induktivitäten auf der Netzseite des Umrichters angeordnet (vgl. Abb.2.15). Die Diodenbrücke, gebildet durch Dioden $D_{N,i}$, wird periodisch mit kleinem und während einer Netzperiode konstantem Tastverhältnis durch den Leistungstransistor S kurzgeschlossen. Der Spitzenwert des Eingangsstroms zum Ausschaltzeitpunkt ist damit proportional zum aktuellen Wert der Netzspannung $u_{N,i}$. Nach dem Ausschalten erfolgt die Entmagnetisierung der Eingangsinduktivitäten in den Ausgangskondensator. Der Leistungsfluss wird bestimmt durch die Einschaltdauer des Leistungstransistors. Wegen der Einfachheit der Regelung (konstantes Tastverhältnis über eine Netzperiode eingestellt durch den Ausgangsspannungsregler) wird diese hier nicht angeführt.

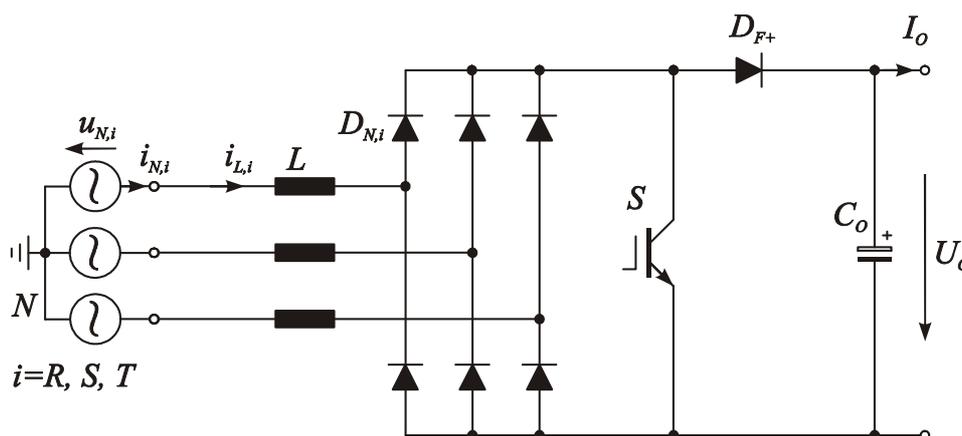


Abb.2.15: Schaltungstopologie des hochsetzstellerbasierten Einschalter-Pulsleichrichtersystems mit diskontinuierlichem Drosselstrom (1S DCM Boost).

Der diskontinuierliche Eingangsstrom des Gleichrichtersystems weist niederfrequente Harmonische auf, deren Amplituden abhängig vom Spannungsübersetzungsverhältnis $N = U_o / \hat{U}_{N,i}$ sind [20], [21]. Eine hohe Netzstromqualität ist daher verbunden mit einem hohen Spannungsübersetzungsverhältnis bzw. einer hohen Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter. Bei einem Leistungsfaktor $\lambda > 0.98$ muss das Spannungsübersetzungsverhältnis bereits $N > 1.25$ sein [22]. Weitere Nachteile des Systems sind die hohe Spitzenstrombelastung der Leistungskomponenten und der hohe Filteraufwand für die Erfüllung der EMV Vorschriften.

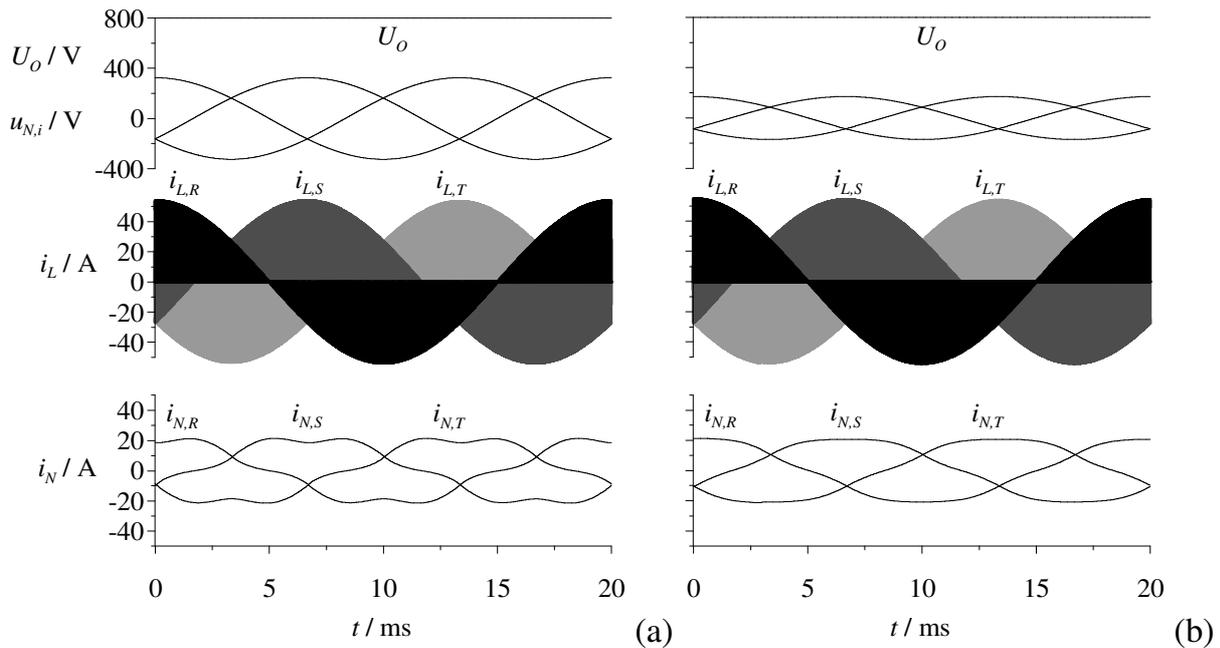


Abb.2.16: Simulation des „1S DCM Boost“ für eine Netzperiode (20ms). Dargestellt sind die Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, die Ausgangsspannung U_o , die Eingangsdrosselströme $i_{L,i}$ und die Netzströme $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$) nach EMV Filterung bei einer Eingangsspannung von $U_{N,l-I} = 400\text{V}$ und einer Ausgangsleistung von $P_o = 10.5\text{kW}$ (a) und einer Eingangsspannung von $U_{N,l-I} = 208\text{V}$ und einer Ausgangsleistung von $P_o = 5.25\text{kW}$ (b).

Abb.2.16 zeigt die Ergebnisse der Simulation des „1S DCM Boost“ für den Betrieb mit konstantem Tastverhältnis während einer Netzperiode mit den Simulationsparametern nach Tab.2.12. Die hohen schaltfrequenten Oberschwingungen des Eingangsstroms können verringert werden, indem zwei Systeme phasenversetzt parallel betrieben werden, wodurch sich in weiten Teilen der Netzperiode wieder ein kontinuierlicher Netzstrom ergibt (vgl. Abb.2.17 und Abb.2.18). Der Leistungsfaktor des Systems ist durch die Parallelschaltung unbeeinflusst bei $\lambda = 0.9843$ mit einer Stromverzerrung von $THDI = 17.9\%$ ($U_{N,l-I} = 400\text{V}$, $U_o = 800\text{V}$), wobei im Leistungsfaktor und in der Stromverzerrung die schaltfrequenten Verzerrungen nicht berücksichtigt sind. Die schaltfrequenten Eingangsströme des Systems müssten durch ein geeignetes EMV Filter bereitgestellt werden.

In Abb.2.19(a) ist das Frequenzspektrum der Eingangsströme ohne EMV Filter dargestellt. Der hohe Rippelstromanteil bei der Schaltfrequenz $f_p = 25\text{kHz}$ zufolge der diskontinuierlichen Drosselströme ist deutlich erkennbar. Der niederfrequente Anteil der Eingangsströme ist in Abb.2.19(b) dargestellt. Die Grenzwerte der Normen

EN61000-3-2 und EN61000-3-4 werden nur mehr durch die 5. Harmonische überschritten. Durch Anwendung eines verbesserten Modulationsschemas, d.h. durch Reduktion des Tastverhältnisses mit einer ausgeprägten 6. Harmonischen, könnte die 5. Harmonische unter den Grenzwert gedrückt werden [21].

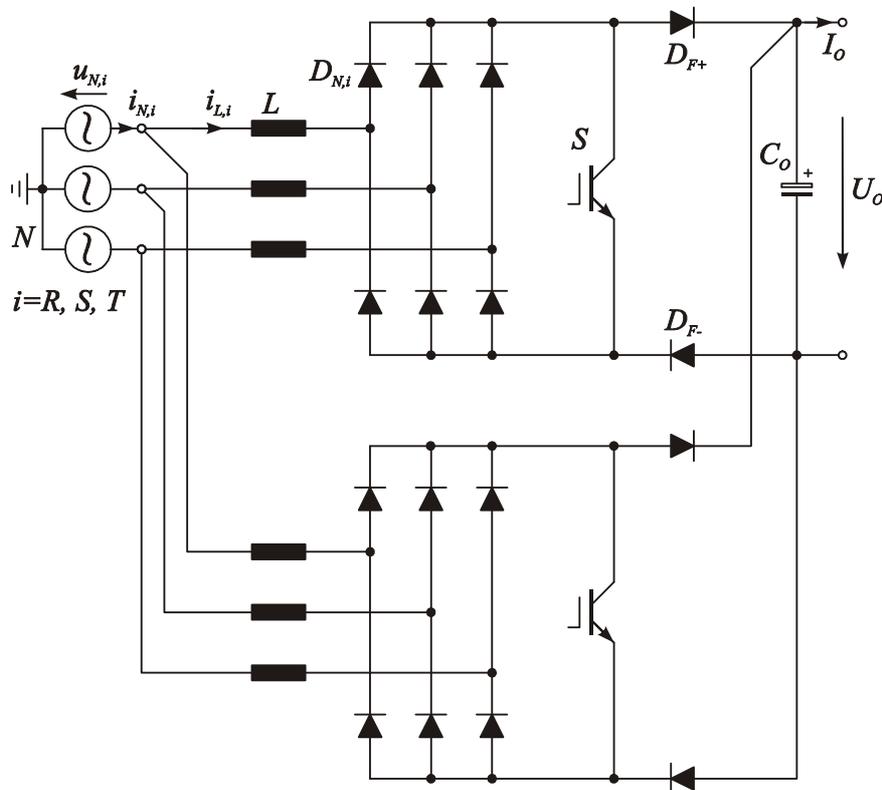


Abb.2.17: Anordnung von zwei phasenversetzt getakteten parallelen „1S DCM Boost“ Gleichrichtersystemen.

Eingangsspannung:	$U_{N,l-l} = 400\text{V}$	$U_{N,l-l} = 208\text{V}$
Ausgangsleistung:	$P_O = 10.5\text{kW}$	$P_O = 5.25\text{kW}$
Ausgangsspannung:	$U_O = 800\text{V}$	$U_O = 800\text{V}$
Schaltfrequenz:	$f_P = 25\text{kHz}$	$f_P = 25\text{kHz}$

Tab.2.12: Parameter für die Simulation des „1S DCM Boost“.

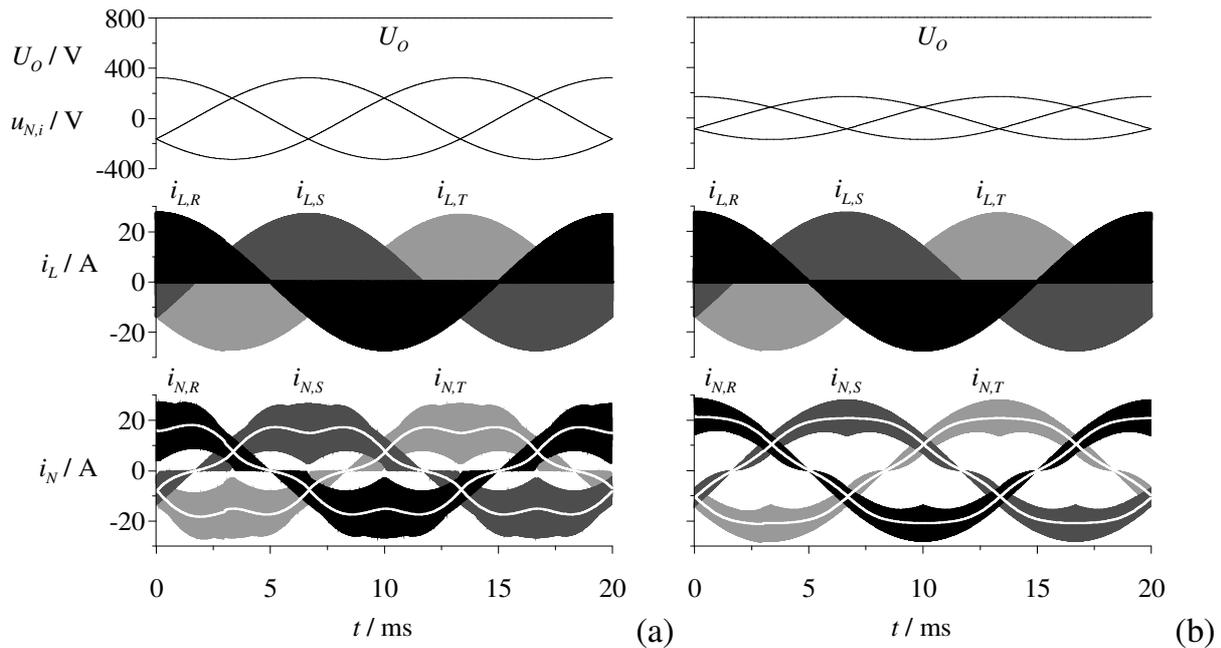


Abb.2.18: Simulation von zwei phasenversetzt getakteten parallel geschalteten „1S DCM Boost“ Gleichrichtersystemen (siehe Abb.2.17). Dargestellt sind die Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, die Ausgangsspannung U_O , die Drosselströme $i_{L,i}$ und die Netzströme $i_{N,i}$ (weiße Linien, $i = R, S, T$) mit einem EMV Filter für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und einer Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ (a) sowie einer Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 208\text{V}$ und einer Ausgangsleistung von $P_O = 5.25\text{kW}$ (b).

Im Folgenden werden die Berechnungsformeln für die mittleren und effektiven Strombelastungen der Leistungshalbleiter präsentiert, um im Anschluss eine Wirkungsgradprädiktion des Systems durchführen zu können [22]. Folgende Annahmen werden dabei getroffen:

- eine rein sinusförmige Versorgungsspannung;
- die Einschaltdauer $t_{\mu,1}$ (und damit das Tastverhältnis $\delta_P = \frac{t_{\mu,1}}{T_P}$) ist konstant innerhalb der Netzperiode $T_N = \frac{1}{f_N}$;
- eine konstante Ausgangsspannung U_O ;
- konstanter Ausgangsstrom I_O ;
- $f_P > 200f_N$ bzw. $T_P \ll T_N$ ($T_P = \frac{1}{f_P}$ bezeichnet die Pulsperiode);
- ideale Systemkomponenten (speziell: Vernachlässigung der Verluste, der Vorwärtsspannungsabfälle, Schaltzeiten der Leistungshalbleiter usw.);

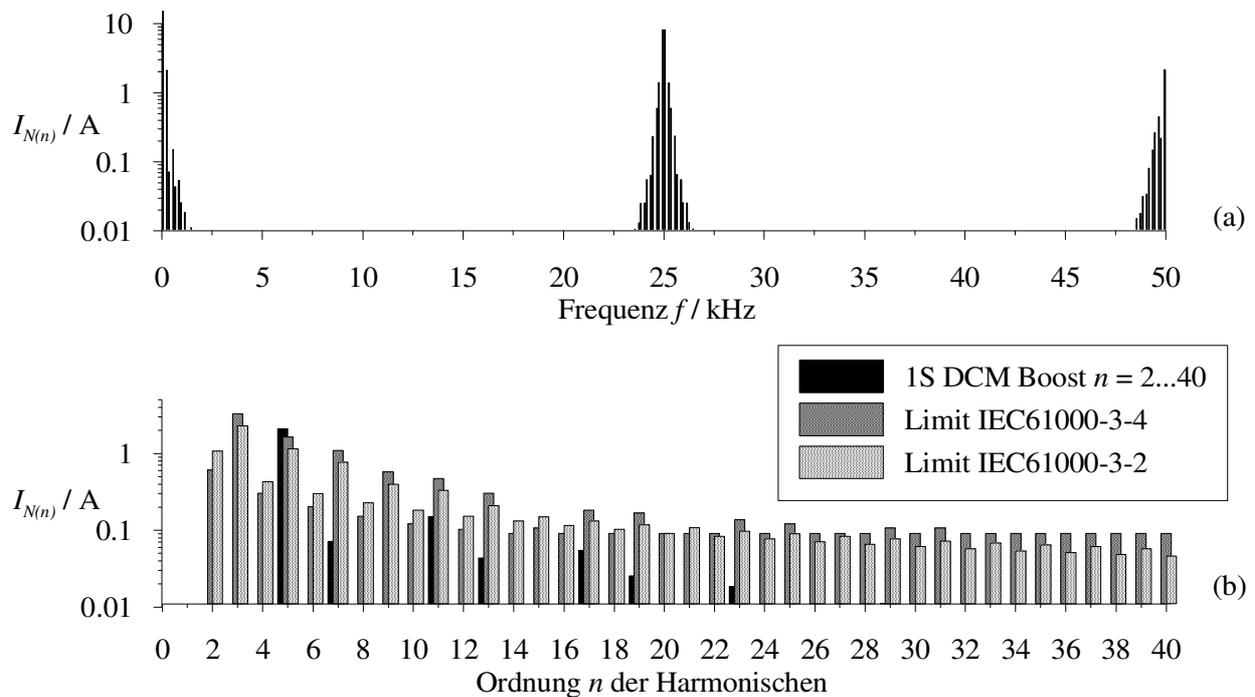


Abb.2.19: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N (a) und Harmonische $n = 2 \dots 40$ (b) in Vergleich mit den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ für den „1S DCM Boost“.

Spannungs- übersetzungsverhältnis:	$N = \frac{U_O}{\hat{U}_{N,l-l}}$	
Netzströme:	$I_{N,rms} = I_O \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{N}{\lambda}$	
Spitzenwert des Transistorstroms:	$\hat{I}_S = \hat{U}_N \frac{T_P}{L} \delta_P$	
Leistungstransistoren:	$I_{S,avg} = \hat{I}_S \frac{3\delta_P}{2\pi}$	$I_{S,rms} = \hat{I}_S \sqrt{\frac{1}{6} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)} \delta_P$
Freilaufdioden:	$I_{D_F,avg} = I_O$	$I_{D_F,rms} = \hat{I}_S I_O \frac{16}{9\pi}$
Netzdioden:	$I_{D_N,avg} = \frac{I_{S,avg} + I_{D_F,avg}}{3}$	$I_{S,rms} = \hat{I}_S \sqrt{\frac{\delta_3}{12}}$
Ausgangskondensator:		$I_{C_O,rms} = \sqrt{I_{D_F,rms}^2 - I_O^2}$

Tab.2.13: Strombelastung der Leistungskomponenten des „1S DCM Boost“.

Zur Dimensionierung des Systems und Erstellung der Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.14) wurde folgende Spezifikation herangezogen (vgl. Abschnitt 2.1):

- Eingang (3~AC):

Außenleiterspannung nominell	400 ... 480VAC	(208...400VAC)
Außenleiterspannungsbereich	320 ... 530VAC	(166...480VAC)
- Ausgang (DC):

Nennausgangsspannung	800V	(800V)
Nennausgangsleistung	10kW	(5kW)

Um eine akzeptable Netzstromform zu erhalten muss die Ausgangsspannung des Gleichrichtersystems bei einer Eingangsspannung von 480V auf $U_O = 850V$ und bei einer Eingangsspannung von 530V auf $U_O = 900V$ angehoben werden.

Das Gleichrichtersystem kann mit einem IGBT als Leistungstransistor S mit einer Sperrspannungsfestigkeit von 1200V (APT45GP120J) realisiert werden. Als Freilaufdiode D_F muss eine ultraschnelle soft recovery Diode mit einer Spannungsfestigkeit von 1200V (APT40DY120B) im TO-247 Gehäuse verwendet werden, eine Diode mit 1000V Spannungsfestigkeit ist in diesem Fall nicht ausreichend, da die Ausgangsspannung auf $U_O = 900V$ bei einer Eingangsausleiterspannung von 530V angehoben werden muss.

Ein großer Vorteil der Schaltungstopologie ist, dass durch den diskontinuierlichen Drosselstrom keine Einschaltverluste am Leistungstransistor auftreten. Die Ausschaltverluste stellen den Hauptanteil der Verluste im Leistungstransistor mit $P_S = 118.8W$ im ungünstigsten Betriebspunkt dar. Mit einem thermischen Widerstand von $R_{TH,JC} = 0.38K/W$ und einer Montage des Gehäuses auf den Kühlkörper mit Wärmeleitpaste ($R_{TH,CH} = 0.05K/W$) sowie einer maximalen Kühlkörpertemperatur von $T_H = 90^\circ C$ ergibt sich eine Sperrschichttemperatur von $T_J = 141^\circ C < 150^\circ C = T_{J,max}$. Die Erwärmung der Freilaufdiode ist nicht kritisch ($T_J = 119^\circ C$ mit $R_{TH,JH} = 1.11K/W$). Besondere Beachtung verdient die Gleichrichterbrücke, deren Sperrschichttemperatur $T_J = 121^\circ C$ beträgt ($T_{J,max} = 130^\circ C$). Der Wirkungsgrad des Systems ist mit $\eta = 97.34\%$ bei $U_{N,l-l} = 400V$ und $P_O = 10.5kW$ akzeptabel. In Abb.2.20 sind die Hauptanteile der Verluste in Abhängigkeit der Eingangsspannung und der Ausgangsleistung grafisch dargestellt.

Ausgangsleistung	$P_O=$	10500	10500	10500	5250	5250	5250	W
Angenommener Wirkungsgrad	$\eta=$	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	%
Eingangsleistung	$P_N=$	10938	10938	10938	5469	5469	5469	W
Eingangsspannung	$U_{N,IJ}=$	320	400	530	166	208	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms}=$	20.03	16.03	12.10	19.31	15.41	6.68	A
	$I_{N(I),rms}=$	19.73	15.79	11.91	19.02	15.18	6.58	A
Ausgangsspannung	$U_O=$	800	800	900	800	800	850	V
Spannungsübersetzungsverhältnis	$N=$	1.77	1.41	1.20	3.41	2.72	1.25	
Tastverhältnis	$\delta_p=$	0.403	0.271	0.162	0.684	0.519	0.136	
	$\delta_s=$	0.927	0.926	0.967	0.968	0.821	0.677	
Transistorstrom	$\hat{I}_S=$	64.765	54.501	43.068	57.063	54.233	32.882	A
	$I_{S,rms}=$	22.68	15.66	9.56	26.04	21.56	6.70	A
	$I_{S,avg}=$	12.46	7.06	3.33	18.64	13.44	2.14	A
APT45GP120J	$R_{CE}=$	0.033	=	=	0.033	=	=	Ohm
	$U_{CE,sat}=$	1.5	=	=	1.5	=	=	V
Leitverluste	$P_{S,C}=$	35.81	18.75	8.03	50.55	35.63	4.71	W
Schaltfrequenz	$f_P=$	25	=	=	25	=	=	kHz
	$K_{I,off}=$	50.1	=	=	50.1	=	=	$\mu\text{J/A}$
Ausschaltverluste	$P_{S,off}=$	77.48	65.20	51.52	68.27	64.88	39.34	W
Transistor	$P_S=$	113.3	84.0	59.6	118.8	100.5	44.0	W
Freilaufdiodenstrom	$I_{DF,rms}=$	22.38	20.53	17.21	14.86	14.48	10.94	A
	$I_{DF,avg}=$	13.67	13.67	12.15	6.84	6.84	6.43	A
APT40DQ100B	$R_{DF}=$	0.0167	=	=	0.0167	=	=	Ohm
	$U_{DF}=$	1.3	=	=	1.3	=	=	V
Verluste der Freilaufdioden	$P_{DF}=$	26.1	24.8	20.7	12.6	12.4	10.4	W
Netzdiodenstrom	$I_{DN,rms}=$	18.00	15.14	12.23	16.21	14.18	7.81	A
	$I_{DN,avg}=$	8.71	6.91	5.16	8.49	6.76	2.86	A
IXYS VUO 34	$R_{DN}=$	0.015	=	=	0.015	=	=	Ohm
	$U_{DN}=$	0.85	=	=	0.85	=	=	V
Verluste der Netzdioden	$P_{DN}=$	73.6	55.9	39.8	67.0	52.6	20.1	W
Halbleitergesamtverluste		213.0	164.6	120.1	198.3	165.5	74.5	W
Eingangsdrosselstrom	$I_{L,rms}=$	25.46	21.41	17.29	22.92	20.06	11.05	A
	$L=$	65	=	=	65	=	=	μH
Eingangsimpedanz @100°C	$R_L=$	0.008	=	=	0.008	=	=	Ohm
Eisenverluste	$P_{FE}=$	7.86	7.86	7.86	7.86	7.86	7.86	W
Verluste der Eingangsimpedanzen	$P_L=$	39.1	34.6	30.8	36.2	33.2	26.5	W
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms}=$	17.7	15.3	12.2	13.2	12.8	8.9	A
VISHAY 159 PUL-SI 330 μF /450V		2*9	=	=	2*9	=	=	Stk.
Ersatzserienwiderstand	$ESR=$	0.026	=	=	0.026	=	=	Ohm
Verluste der Ausgangskondensatoren	$P_{CO}=$	16.1	12.0	7.6	8.9	8.3	4.0	W
Eigenstromversorgung	$P_{aux}=$	30	30	30	30	30	30	W
Zusatzverluste	$P_{add}=$	50	50	50	50	50	50	W
Gesamtverluste	$P=$	348.2	291.2	238.4	323.4	287.0	185.0	W
Wirkungsgrad	$\eta=$	96.82	97.34	97.82	94.09	94.75	96.62	%

Tab.2.14: Verlustleistungsbilanz des „1S DCM Boost“ für die Ausgangsleistungen 10.5kW und 5.25kW und Eingangsspannungen in den Bereichen 320...530V und 166...480V.

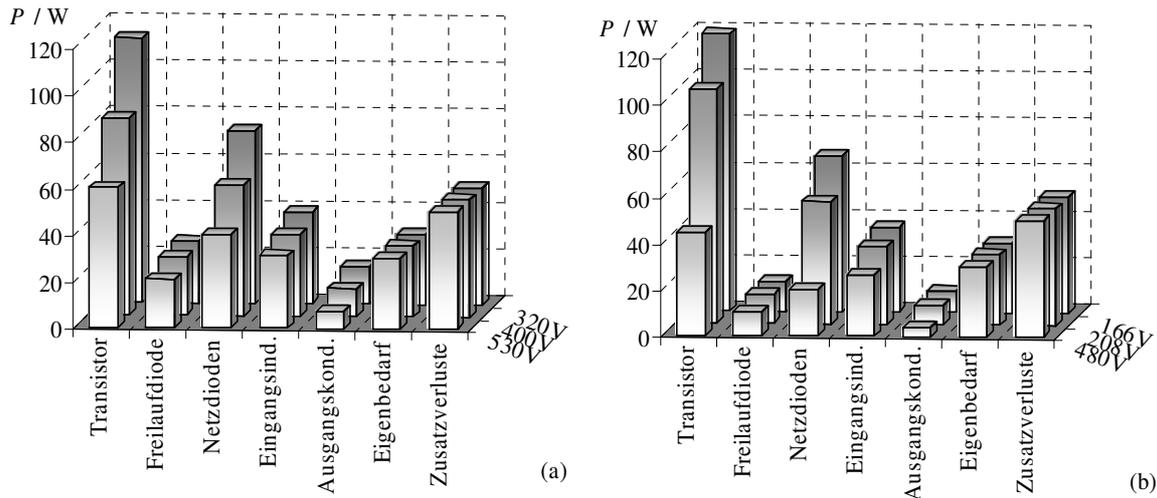


Abb.2.20: Aufteilung der Verluste des „1S DCM Boost“ nach Tab.2.14 für die unterschiedlichen Eingangsspannungen 320, 400 und 530V bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW (a) und für 166, 208 und 480V bei 5.25kW Ausgangsleistung (b).

Als alternative Realisierungsvariante könnte man die Ausgangskondensatoren in eine Serienschaltung aufteilen und zwei in Serie geschaltete 600V MOSFETs an Stelle des 1200V IGBTs verwenden, wobei der Mittelpunkt der Serienschaltung der Kondensatoren mit dem Mittelpunkt der Serienschaltung der MOSFETs zu verbinden wäre. In diesem Fall müsste man auch die Freilaufdiode D_F durch zwei 600V Dioden ersetzen, wobei eine im oberen und eine im unteren Zweig der Schaltung anzuordnen wäre.

Abb.2.21 zeigt die grafische Darstellung der Hauptanteile des Gleichrichtervolumens nach Tab.2.15. Die Eingangsinduktivitäten weisen zwar nur einen Induktivitätswert von $L = 65\mu\text{H}$ auf, müssen aber für einen Spitzenstrom von $\hat{I}_L = 65\text{A}$ und eine Schaltfrequenz von $f_p = 25\text{kHz}$ ausgelegt werden. Dies hat zur Folge, dass die Realisierung mit Ferritkernen des Typs E65/32/27 mit z.B. EPCOS N27 Material erfolgen muss. Die Induktivitäten weisen dann ein Einzelvolumen von 0.237dm^3 und ein Gesamtvolumen von $V_L = 0.711\text{dm}^3$ auf. Damit ist eine Induktivität ungefähr gleich groß, wie eine Induktivität des „1S Boost“ mit einem Induktivitätswert von $L = 750\mu\text{H}$ und einem Spitzenstrom von 25A, welche mit einem AMCC Metglas Kern mit wesentlich höherer Sättigungsinduktion realisiert werden konnte. Wegen der einfachen Regelung des Systems kann das notwendige Volumen der Steuerplatine sehr klein angenommen werden ($V_{con} = 0.025\text{dm}^3$). Das Zusatzvolumen soll die

Eigenstromversorgung, die Überspannungsbegrenzungsschaltungen und die Leiterplatte beinhalten und ist entsprechend der Erfahrung mit vergleichbaren Systemen angenommen. Ein EMV Filter, das in diesem Fall wegen der diskontinuierlichen Drosselströme eine entsprechend hohe Dämpfung aufweisen muss, ist weder in der Berechnung des Wirkungsgrades noch im Volumen und damit auch nicht in der der Leistungsdichte berücksichtigt. Die Leistungsdichte des Systems beträgt $\rho = 3.05 \text{ kW/dm}^3$.

Kühlkörpertemperatur	$T_H =$	90	°C
Umgebungstemperatur	$T_A =$	50	°C
Benötigter Kühlkörper AAVID Typ 2451PG	$R_{TH} =$	0.188	°C/W
Thermischer Widerstand	$R_{TH} =$	0.169	°C/W
Kühlkörpervolumen	$V_H =$	0.660	dm ³
Lüftervolumen	$V_F =$	0.565	dm ³
Eingangsdrosselvolumen	$V_L =$	0.711	dm ³
Ausgangskondensatorvolumen	$V_C =$	0.729	dm ³
Eigenstromversorgung, Leiterplatten, etc.	$V_{aux} =$	0.750	dm ³
Steuerplatine	$V_{con} =$	0.025	dm ³
Gesamtvolumen	$V =$	3.440	dm ³
Leistungsdichte	$\rho =$	3.05	kW/dm ³

Tab.2.15: Berechnung der Leistungsdichte des „1S DCM Boost“.

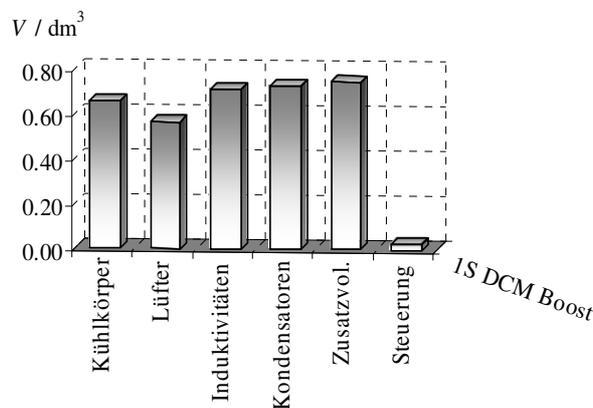


Abb.2.21: Aufstellung der Einzelvolumina der Leistungskomponenten des „1S DCM Boost“.

2.5 Minnesota Rectifier

Der „Minnesota Rectifier“ ist ein dreiphasiges, hochsetzstellerbasiertes PWM Gleichrichtersystem mit Addition einer dritten Harmonischen zu den Eingangsströmen der netzseitigen Drehstrom-Diodenbrücke. Diese dritte Harmonische wird entweder durch einen Zick-Zack Transformator T (Abb.2.22) oder eine andere Schaltung mit geringer Nullimpedanz, wie z.B. eine Sternschaltung von LC-Serienresonanzkreisen erzeugt [23]. Um einen nahezu sinusförmigen Eingangsstrom $i_{N,i}$ zu erhalten, muss eine dritte Harmonische i_3 , die durch die Hochsetzstellerinduktivitäten und die Stromregelung getrieben wird, im System zirkulieren. Der Vorteil des Systems ist die einfache Schaltungsstruktur, die geregelte Ausgangsspannung, der hohe Leistungsfaktor $\lambda = 0.9979$ und die niedrige Stromverzerrung von $THDI = 6.47\%$. Der verwendete Transformator T muss für ca. 20% der Ausgangsleistung bemessen werden [24]. Anzumerken ist, dass durch Erweiterung von i_3 mit Oberschwingungen der Ordnungszahlen 9, 15, 21, ... auch ein rein sinusförmiger Verlauf des Netzstromes erzielt werden kann.

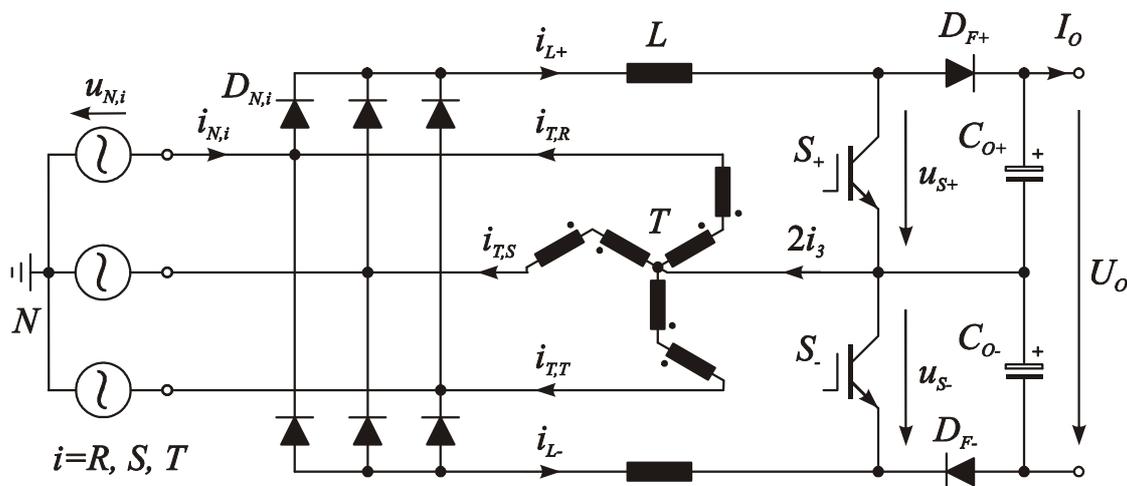


Abb.2.22: Schaltungstopologie des dreiphasigen PWM hochsetzstellerbasierten Gleichrichtersystems mit netzseitiger Injektion einer dritten Harmonischen (Minnesota Rectifier).

Die Regelung der Drosselströme i_L kann durch einen Zweipunktregler oder einen „Average Current Mode“-Regler erfolgen. Der Sollwert der Drosselströme muss eine dritte Harmonische i_3 mit einer einstellbaren Amplitude enthalten, wobei das beste Ergebnis hinsichtlich Stromverzerrung $THDI$ mit einem Verhältnis $\hat{I}_3 = 0.74$, $I_L = 0.74 i_{L,avg}$ [25] erreicht wird. Wird eine dreieckförmige Nullkomponente i_3

verwendet, kann der Gehalt des Netzstroms an niederfrequenten Harmonischen weiter verringert werden. Wird das Modulationsschema nach [26] verwendet, ergibt sich ein rein sinusförmiger Eingangsstrom. Die äußere, überlagerte Regelschleife besteht aus dem Ausgangsspannungsregler $F(s)$ und dem Regler für die Ausgangsspannungssymmetrie $F_d(s)$ (Abb.2.23).

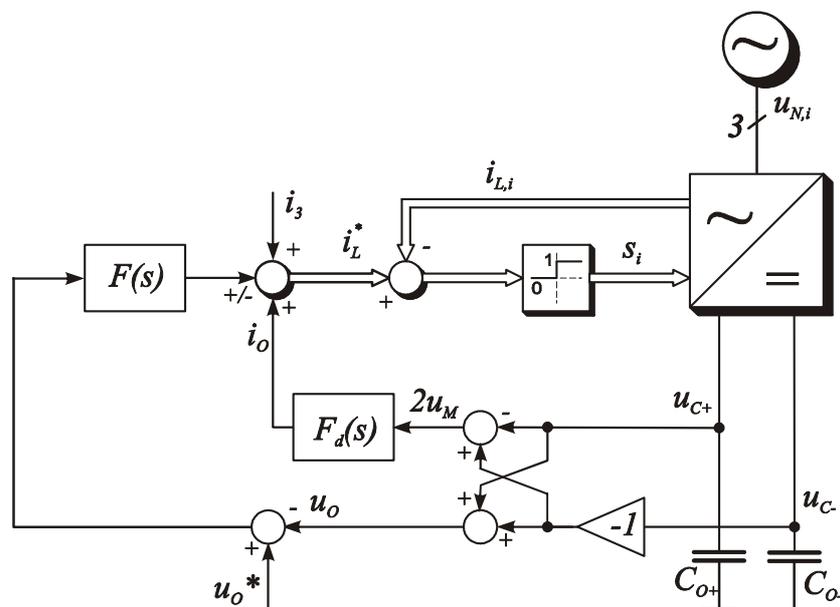


Abb.2.23: Blockschaltbild der kaskadierten Regelung des „Minnesota Rectifier“, realisiert mit innerem Stromregelkreis, überlagertem Ausgangsspannungsregler $F(s)$ und Ausgangsspannungssymmetrieregler $F_d(s)$. Die Injektion der dritten Harmonischen ist mit i_3 dargestellt.

Die Abb.2.24 zeigt das Simulationsergebnis mit einer dreieckförmigen Nullkomponente i_3 . Die Drosselströme i_L weisen signifikante dritte Harmonische auf, die der Transformator T auf die einzelnen Wicklungen $i_{T,i}$ aufteilt. Diese Nullkomponenten werden dann zum Netzstrom addiert und ergeben einen Verlauf, der sehr nahe an der Sinusform liegt. Das Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N ist in Abb.2.25(a) dargestellt, die Eingangsstromharmonischen in Abb.2.25(b). Wird eine dreieckförmige Nullkomponente i_3 verwendet, sind alle Harmonischen unter den Grenzwerten der EN61000-3-2 und IEC61000-3-4, bei einer sinusförmigen Nullkomponente dreifacher Netzfrequenz werden die Normen für einige Stromharmonische ($n = 17, 21, 25 \dots$) nicht erfüllt.

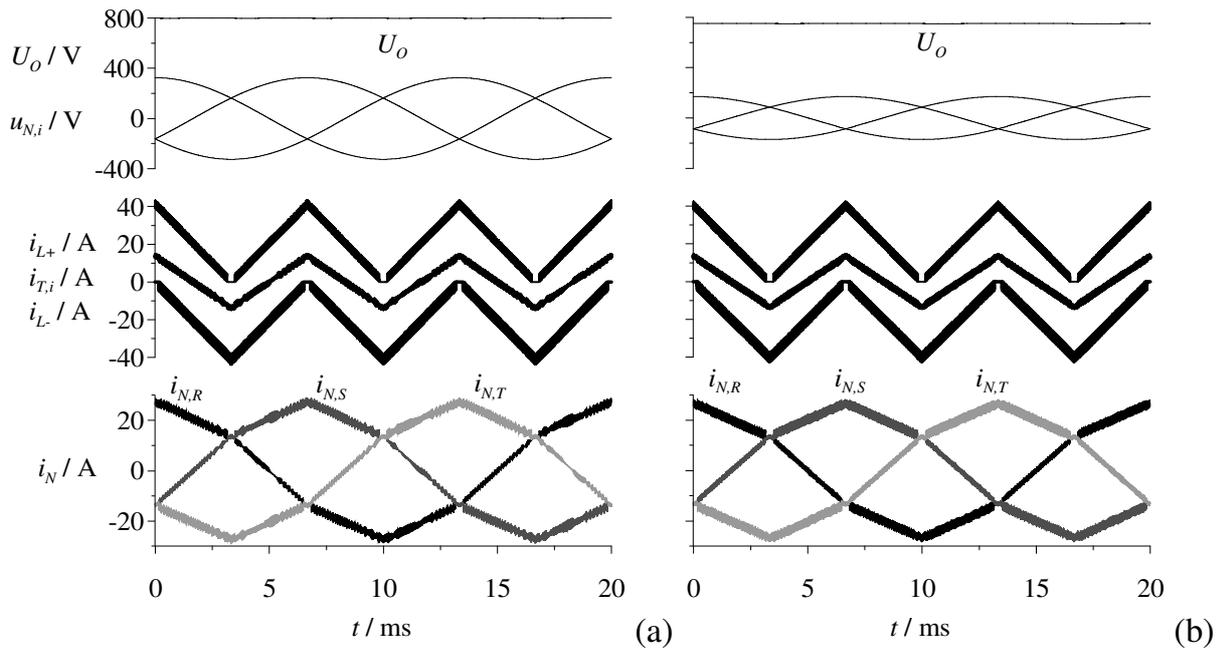


Abb.2.24: Simulation des „Minnesota Rectifier“ für eine Netzperiode. Dargestellt sind die Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, die Ausgangsspannung U_O , die Drosselströme i_L , die Transformatorströme $i_{T,i}$ und die Netzströme $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$, eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ (a) sowie eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 208\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 5.25\text{kW}$ (b) mit dreieckförmiger Nullkomponente i_3 .

Der Transformator wird mit den Eingangsphasenspannungen und $2/3i_3$ beansprucht und ist im Normalbetrieb für einen effektiven Strom $I_{T,rms} = 6.57\text{A}$ (vgl. Tab.2.16 und Tab.2.17) zu bemessen. Aufgrund der Tatsache, dass nur eine Primärwicklung und keine Sekundärwicklung existiert, resultiert dies in einer Bemessungsleistung des Transformators:

$$P_T = \frac{3}{2} U_T I_T = 2.62 \text{ kW}. \quad (2.1)$$

Nach [27] kann ein dreiphasiger Eisenkern mit der Typenbezeichnung 3UI 132a / EI 220/220 mit einer Nennleistung von $P_N = 1.99\text{kW}$ bei forcierter Kühlung verwendet werden. Die Eisenverluste sind dann $P_{V,Fe} = 36.4\text{W}$, und die Kupferverluste $P_{V,Cu} = 76\text{W}$. Die Masse des Eisens beträgt $m_{Fe} = 10.54\text{kg}$, die Kupfermasse $m_{Cu} = 11.89\text{kg}$, resultierend in einer Gesamtmasse von $m_T = 22.43\text{kg}$. Das Volumen des Transformators beträgt $V_T = 4.4\text{dm}^3$.

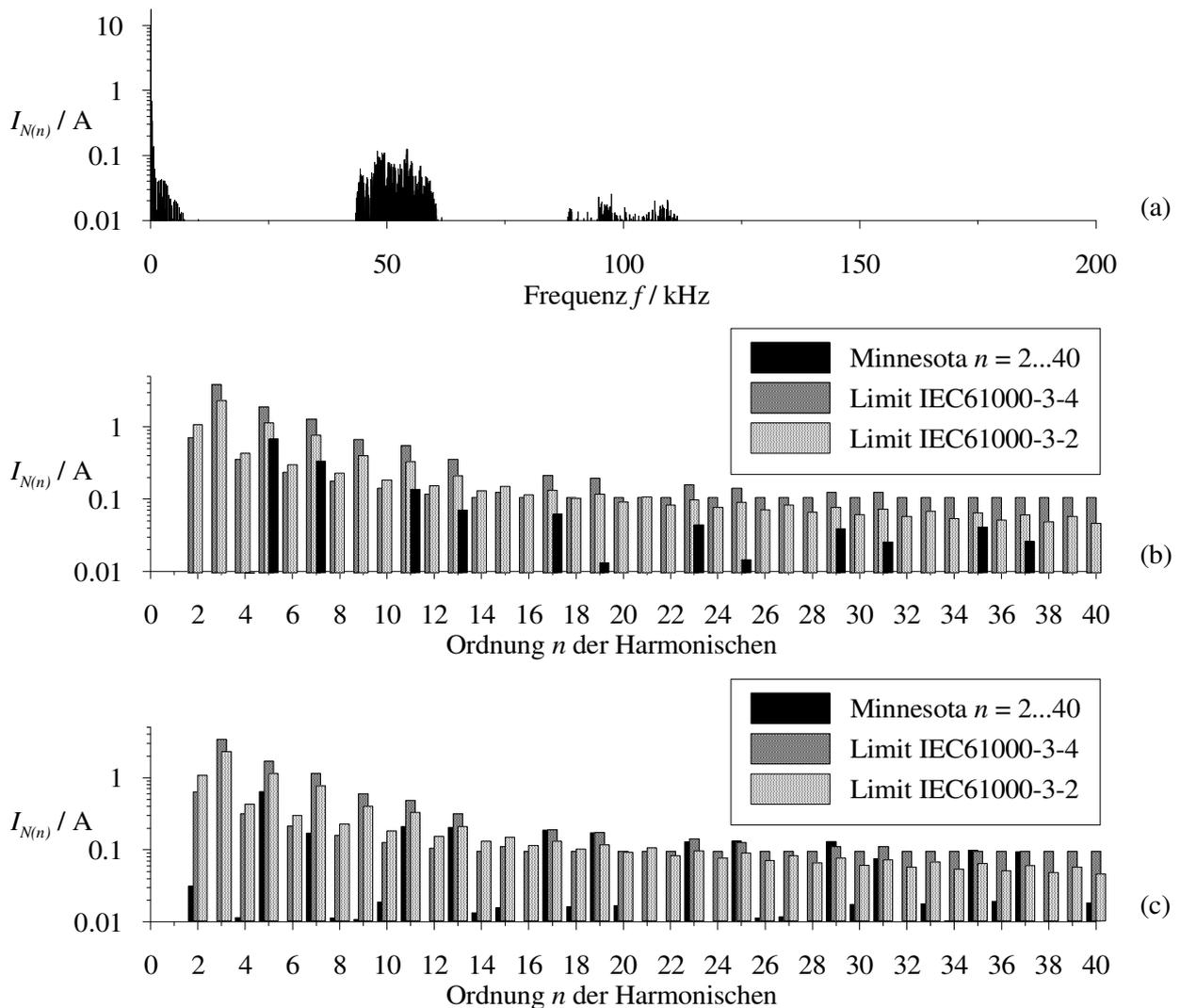


Abb.2.25: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N des „Minnesota Rectifier“ (a) und Harmonische $n = 2...40$ im Vergleich zu den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400V$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5kW$ bei einer dreieckförmigen Nullkomponente (b) und bei einer sinusförmigen Nullkomponente (c).

Die Mittelwerte und Effektivwerte der Ströme in den Leistungskomponenten sind in Tab.2.16 aufgelistet, sie dienen als Grundlage für die Dimensionierung und die Wirkungsgradprädiktion des Systems. Für die Herleitung der Formeln wurden sinusförmige Versorgungsspannungen und Netzströme angenommen, der Stromrippel in den Induktivitäten wurde vernachlässigt und die Schaltfrequenz wurde als konstant angesehen.

Modulationsindex:	$M = \frac{\hat{U}_U}{\frac{1}{2}U_O} \approx \frac{\hat{U}_N}{\frac{1}{2}U_O}$	
Netzdioden:	$I_{D_{N,avg}} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \hat{I}_N$	$I_{D_{N,rms}} = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}} \cdot \hat{I}_N$
Leistungstransistoren:	$I_{S_{avg}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} - \frac{3M}{4} \right) \hat{I}_N$	$I_{S_{rms}} = \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{9\sqrt{3}}{8\pi} - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} M} \cdot \hat{I}_N$
Freilaufdioden:	$I_{D_{F,avg}} = \frac{3M}{4} \hat{I}_N$	$I_{D_{F,rms}} = \sqrt{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} M \cdot \hat{I}_N$
Induktivität:	$I_{L_{avg}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{I}_N$	$I_{L_{rms}} = \sqrt{\frac{3}{2} - \frac{9\sqrt{3}}{8\pi}} \cdot \hat{I}_N$
Transformator:		$I_{T_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}} \cdot \hat{I}_N$
Ausgangskondensator:		$I_{C_{O,rms}} = \sqrt{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} M \hat{I}_N^2 - I_O^2}$

Tab.2.16: Strombelastung der Leistungskomponenten des „Minnesota Rectifier“.

Zur Dimensionierung des Systems und Erstellung der Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.17) wurde folgende Spezifikation verwendet (vgl. Abschnitt 2.1):

- Eingang (3~AC):

Außenleiterspannung nominell	400 ... 480VAC	(208...400VAC)
Außenleiterspannungsbereich	320 ... 530VAC	(166...480VAC)
- Ausgang (DC):

Nennausgangsspannung	800V	(750V)
Nennausgangsleistung	10.5kW	(5.25kW)

Der Wirkungsgrad des Systems bei der Nennspannung von 400V beträgt $\eta = 96.58\%$, die Hauptverlustanteile sind in Abb.2.26 dargestellt, die größten Verluste treten in den Leistungstransistoren und im Zick-Zack Transformator auf.

Ausgangsleistung	$P_O=$	10500	10500	10500	5250	5250	5250	W
Angenommener Wirkungsgrad	$\eta=$	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	%
Eingangsleistung	$P_N=$	10938	10938	10938	5469	5469	5469	W
Eingangsspannung	$U_{N,i}=$	320	400	530	166	208	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms}=$	19.73	15.79	11.91	19.02	15.18	6.58	A
	$I_{N,avg}=$	17.77	14.21	10.73	17.12	13.67	5.92	A
	$\hat{I}_N=$	27.91	22.33	16.85	26.90	21.47	9.30	A
	$I_{L,avg}=$	23.08	18.46	13.93	22.25	17.75	7.69	A
	$I_{L,rms}=$	26.18	20.94	15.80	25.23	20.14	8.73	A
	$I_{T,rms}=$	8.21	6.57	4.96	7.91	6.31	2.74	A
Ausgangsspannung	$U_O=$	800	800	800	750	750	750	V
Modulationsindex	$M=$	0.65	0.82	1.08	0.36	0.45	1.05	
Transistorstrom	$I_{S,rms}=$	16.26	10.10	0.00	20.50	15.26	1.16	A
	$I_{S,avg}=$	9.41	4.79	0.26	14.95	10.46	0.40	A
IPW60R045CS	$R_{DS,on}=$	0.085	=	=	0.085	=	=	Ohm
Leitverluste	$P_{S,C}=$	22.48	8.67	0.00	35.72	19.79	0.11	W
Schaltfrequenz	$f_P=$	50	=	=	50	=	=	kHz
	$K_{I,on}=$	9.5	=	=	9.5	=	=	$\mu J/A$
	$K_{0,on}=$	-2.81	=	=	-2.81	=	=	μJ
Einschaltverluste	$P_{S,on}=$	10.81	8.62	6.47	10.41	8.28	3.51	W
	$K_{I,off}=$	18.0	=	=	18.0	=	=	$\mu J/A$
	$K_{0,off}=$	-127.5	=	=	-127.5	=	=	μJ
Ausschaltverluste	$P_{S,off}=$	18.74	13.72	8.79	17.83	12.95	2.00	W
Verluste der Transistoren	$P_S=$	104.1	62.0	30.5	127.9	82.0	11.2	W
Freilaufdiodenstrom	$I_{DF,rms}=$	20.51	18.35	15.94	14.71	13.14	8.65	A
	$I_{DF,avg}=$	13.67	13.67	13.67	7.29	7.29	7.29	A
ISL9K3060G3	$R_{DF}=$	0.026	=	=	0.0255	=	=	Ohm
	$U_{DF}=$	0.875	=	=	0.875	=	=	V
Verluste der Freilaufdioden	$P_{DF}=$	45.4	41.1	36.9	23.8	21.6	16.6	W
Netzdiodenstrom	$I_{DN,rms}=$	15.11	12.09	9.12	14.57	11.63	5.04	A
	$I_{DN,avg}=$	7.69	6.15	4.64	7.42	5.92	2.56	A
IR 40TTS12	$R_{DN}=$	0.0114	=	=	0.011	=	=	Ohm
	$U_{DN}=$	0.96	=	=	0.96	=	=	V
Verluste der Netzdioden	$P_{DN}=$	59.9	45.4	32.4	57.2	43.3	16.5	W
Halbleitergesamtverluste		209.4	148.5	99.9	209.0	146.9	44.3	W
Stromrippel		20%	=	=	20%	=	=	
Glättungsinduktivität	$L=$	400	=	=	400	=	=	μH
Glättungsinduktivität @100°C	$R_L=$	0.015	=	=	0.015	=	=	Ohm
Eisenverluste	$P_{FE}=$	3.25	3.25	3.25	3.25	3.25	3.25	W
Verluste der Glättungsinduktivitäten	$P_L=$	27.3	21.1	16.2	26.3	20.3	11.7	W
Transformator	$P_T=$	142.0	112.4	107.2	116.6	80.1	65.6	W
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms}=$	15.3	12.2	8.2	12.8	10.9	4.7	A
VISHAY 159 PUL-SI 330 μF /450V		2*6	=	=	2*6	=	=	Stk.
Ersatzserienwiderstand	$ESR=$	0.038	=	=	0.038	=	=	Ohm
Verluste der Ausgangskondensatoren	$P_{CO}=$	17.9	11.5	5.1	12.5	9.2	1.7	W
Eigenstromversorgung	$P_{aux}=$	30	30	30	30	30	30	W
Zusatzverluste	$P_{add}=$	50	50	50	50	50	50	W
Gesamtverluste	$P=$	476.7	373.5	308.4	327.7	256.4	137.7	W
Wirkungsgrad	$\eta=$	95.64	96.58	97.18	94.01	95.31	97.48	%

Tab.2.17: Verlustleistungsbilanz des „Minnesota Rectifier“ für Ausgangsleistungen 10.5kW und 5.25kW und Eingangsspannungen in den Bereichen 320...530V und 166...480V.

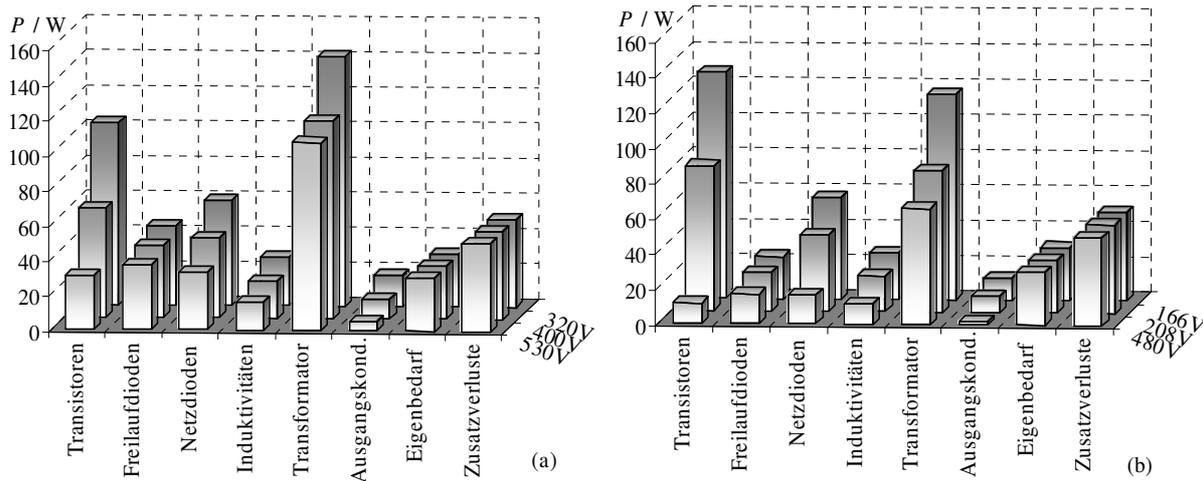


Abb.2.26: Aufteilung der Verluste des „Minnesota Rectifier“ nach Tab.2.17 für unterschiedliche Eingangsspannungen 320, 400 und 530V bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW (a) und für 166, 208 und 480V bei 5.25kW Ausgangsleistung (b).

Die Hauptteile des Gleichrichtervolumens sind in Tab.2.18 aufgelistet und in Abb.2.27 grafisch dargestellt. Die resultierende Leistungsdichte beträgt $\rho = 1.52\text{kW/dm}^3$, das Leistungsgewicht nur ca. 470W/kg. Diese schlechten Werte resultieren direkt aus dem großen Volumen und Gewicht des Niederfrequenztransformators, der mit 50Hz betrieben wird. Das Konzept ist daher für 50/60Hz Netze nicht besonders interessant, kann aber von Interesse bei Hochgeschwindigkeitsturbinen oder im Bereich der Luftfahrt sein, wo die Speisefrequenz im Bereich 400Hz ... 800Hz liegt und daher das Transformatorvolumen und -gewicht entsprechend geringer ausfällt.

Kühlkörpertemperatur	$T_H=$	90	°C
Umgebungstemperatur	$T_A=$	50	°C
Benötigter Kühlkörper AAVID Typ S101/120PG	$R_{TH}=$	0.191	°C/W
Thermischer Widerstand	$R_{TH}=$	0.189	°C/W
Kühlkörpervolumen	$V_H=$	0.480	dm ³
Lüftervolumen	$V_F=$	0.300	dm ³
Induktivitäten	$V_L=$	0.386	dm ³
Transformator	$V_T=$	4.400	dm ³
Ausgangskondensatorvolumen	$V_C=$	0.486	dm ³
Eigenstromversorgung, Leiterplatten, etc.	$V_{aux}=$	0.750	dm ³
Steuerplatine	$V_{con}=$	0.100	dm ³
Gesamtvolumen	$V=$	6.902	dm ³
Leistungsdichte	$\rho=$	1.52	kW/dm ³

Tab.2.18: Berechnung der Leistungsdichte des „Minnesota Rectifier“.

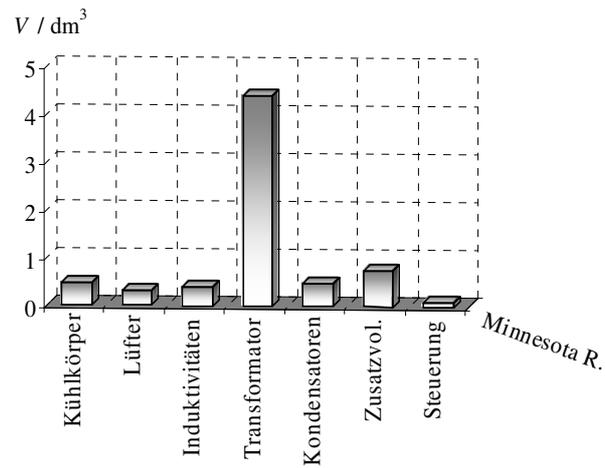


Abb.2.27: Aufstellung der Einzelvolumina der Leistungskomponenten des „Minnesota Rectifier“. Der Transformator beansprucht beinahe 65% des Gesamtvolumens.

2.6 Zwölfpulsgleichrichter

Passive Gleichrichter mit annähernd sinusförmiger Stromaufnahme, wie der 12-Puls-Gleichrichter nach Abb.2.28, werden typischerweise bei mittleren bis höheren Leistungen eingesetzt. Solche Systeme erreichen ohne Regelung einen näherungsweise sinusförmigen Verlauf des Netzstromes und zeichnen sich daher durch geringen Realisierungsaufwand und hohe Zuverlässigkeit aus. Die benötigten niederfrequenten Komponenten bewirken jedoch eine niedrige Leistungsdichte und ein hohes Gesamtgewicht. Bei Luftfahrtanwendungen liegen die Versorgungsfrequenzen im Bereich 400 ... 800Hz, wodurch die Größe und das Gewicht der magnetischen Komponenten signifikant reduziert werden. Überraschenderweise ist das Volumen eines 400Hz 12-Puls-Gleichrichtersystems vergleichbar mit dem eines aktiven dreiphasigen PWM Gleichrichters gleicher Leistung (Schaltfrequenz 50kHz, [28]). Trotzdem wird hier der Vergleich für eine Versorgungsfrequenz von 50Hz durchgeführt.

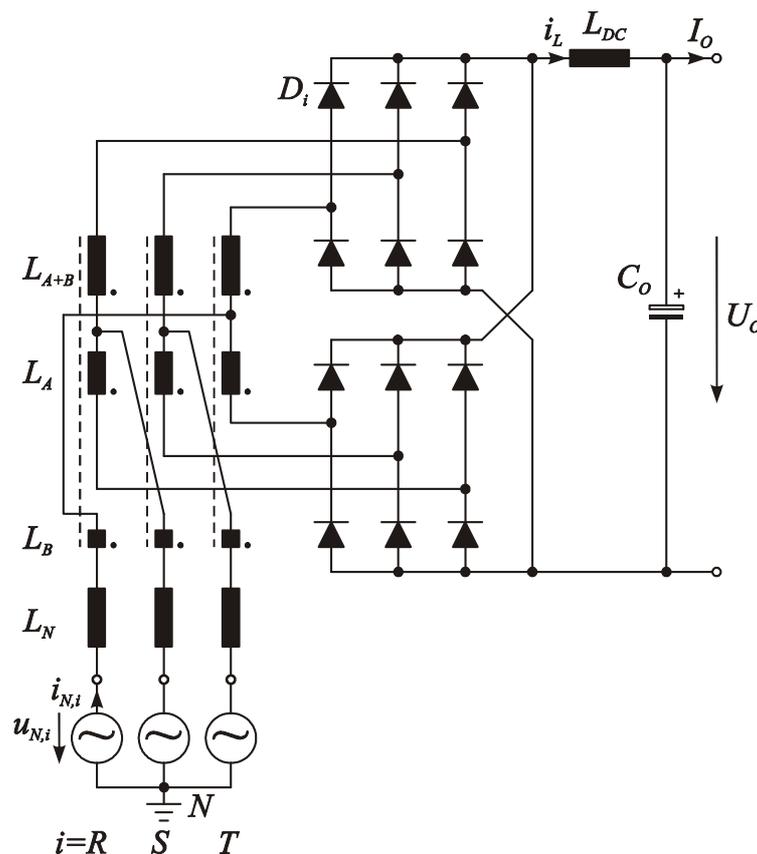


Abb.2.28: Schaltungstopologie des 12-Puls-Gleichrichters mit netzseitiger Saugdrossel und Glättungsdrossel auf der Wechselstromseite (L_N) oder der Gleichstromseite (L_{DC}) des Gleichrichters.

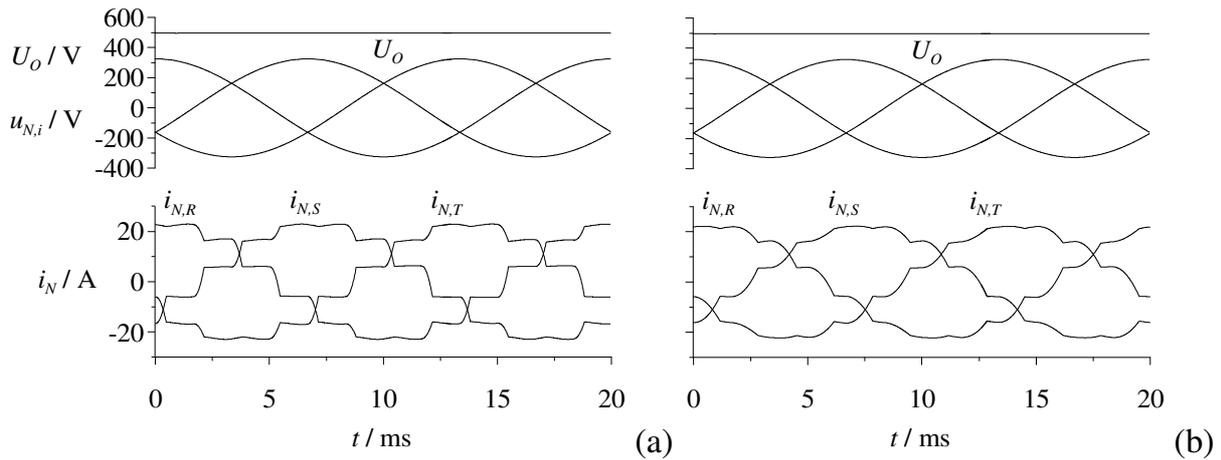


Abb.2.29: Simulation des 12-Puls-Gleichrichters für eine Netzperiode. Dargestellt sind die Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, die Ausgangsspannung $U_O = 494\text{V}$ und die Netzströme $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$, eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ und Anordnung der Glättungsdrosseln $L_{DC} = 5\text{mH}$ auf der Gleichstromseite (a) bzw. Anordnung der Glättungsdrosseln $L_N = 5\text{mH}$ auf der Wechselstromseite (b).

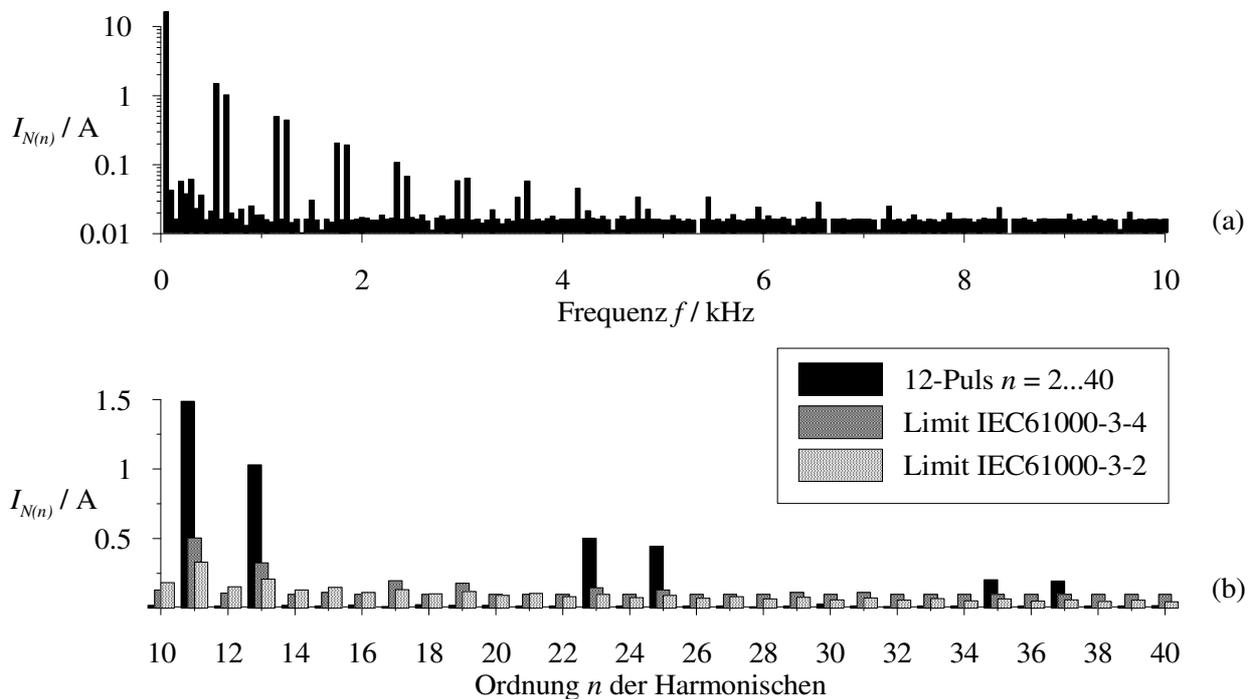


Abb.2.30: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N (a) und Harmonische $n = 10 \dots 40$ im Vergleich zu den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 (b) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ für den 12-Puls-Gleichrichter mit Glättungsinduktivitäten $L_{DC} = 5\text{mH}$ auf der Gleichstromseite.

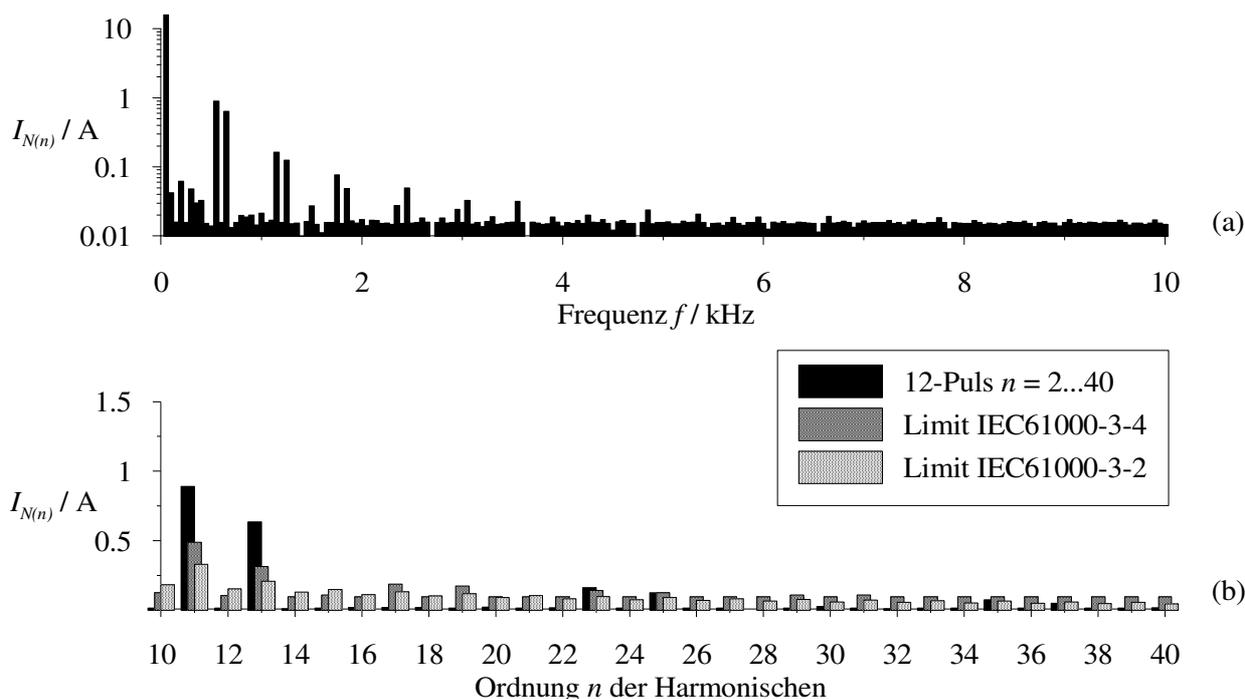


Abb.2.31: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N (a) und Harmonische $n = 10 \dots 40$ im Vergleich zu den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 (b) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ für den 12-Puls-Gleichrichter mit Glättungsinduktivitäten $L_N = 5\text{mH}$ auf der Wechselstromseite.

Die Unterschiede im Frequenzspektrum bei Anordnung der Induktivitäten auf der Gleichstromseite oder der Wechselstromseite des Gleichrichters sind in Abb.2.30 und Abb.2.31 dargestellt. Beide Systeme überschreiten die Grenzwerte nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4, speziell die 11. und die 13. Harmonische sind um einen Faktor 2 bis 3 zu hoch. Die Grenzwerte der höheren Harmonischen könnten bei wechselstromseitiger Anordnung der Induktivitäten beinahe eingehalten werden.

Die Dimensionierung der Kopplungsinduktivitäten L_A , L_B und L_{A+B} (vgl. Abb.2.28) muss nach dem Verkettungsfluss $\hat{\psi}$ im Bemessungspunkt $U_{N,l-l} = 400\text{V}$, $U_O = 494\text{V}$, $f_N = 50\text{Hz}$ erfolgen [29]:

$$\hat{\psi} = \frac{U_O T}{24} = 0.412 \text{ Vs.} \quad (2.2)$$

Die Spannung, die für den Verkettungsfluss verantwortlich ist, liegt an der Serienschaltung von L_A und L_{A+B} . Dies resultiert in einem Kern mit der Typen-

bezeichnung SU90b ($A_{Fe} = 1340\text{mm}^2$) [27] und bei einem Spitzenwert der Flussdichte von $\hat{B} = 1.5\text{T}$ in der Windungszahl:

$$N_{2A+B} = \frac{\hat{\psi}}{\hat{B}A_{Fe}} = 205 \text{ Wdg.} \quad (2.3)$$

Mit $N_B / N_A = 0.366$ folgt daher:

$$N_A = 87 \text{ Wdg.}, \quad (2.4)$$

$$N_B = 32 \text{ Wdg.}, \quad (2.5)$$

$$N_{A+B} = 119 \text{ Wdg.} \quad (2.6)$$

Die angenommene Flussdichte $\hat{B} = 1.5\text{T}$ erlaubt es, den Gleichrichter im gesamten Eingangsspannungsbereich bis $U_{N,l-l} = 530\text{V}$ ohne Sättigung des Eisens zu betreiben. Die Flussdichte beträgt dann $\hat{B} = 2\text{T}$, was den Grenzwert für herkömmliche Kernmaterialien darstellt. Die effektive Strombelastung der Wicklungen kann mit $P_N = P_O / \eta = 10938\text{W}$, $U_{N,l-l,min} = 320\text{V}$ und $\lambda = 0.98$ berechnet werden:

$$I_B = \frac{P_N}{\sqrt{3}U_{N,l-l,min}\lambda} = 20.14 \text{ A}, \quad (2.7)$$

$$I_A = I_{A+B} = \frac{I_B}{2\cos(\pi/12)} = 10.42 \text{ A}. \quad (2.8)$$

Der Widerstand der einzelnen Wicklungen errechnen sich dann mit zwei Spulenkörpern der Typenbezeichnung UI90/51.5/1 [30], einer mittleren Windungslänge $l_W = 233.4\text{mm}$ und einem Draht 2.5Cu2L, wobei die Wicklung L_B zufolge der annähernd doppelten Strombelastung mit zwei 2.5Cu2L parallel ausgeführt wird:

$$R_{A,20^\circ\text{C}} = \frac{N_A l_W}{\gamma A_W} = 73.6 \text{ m}\Omega, \quad (2.9)$$

$$R_{B,20^\circ\text{C}} = \frac{N_B l_W}{\gamma 2 A_W} = 13.5 \text{ m}\Omega, \quad (2.10)$$

$$R_{A+B,20^\circ\text{C}} = \frac{N_{A+B} l_W}{\gamma A_W} = 100.5 \text{ m}\Omega. \quad (2.11)$$

Wie durch einfache geometrische Überlegungen gezeigt werden kann, passen die drei Wicklungen in die beiden Spulenkörper: der Außendurchmesser eines einzelnen Drahtes beträgt $d_A = 2.631\text{mm}$, die Gesamtwindungszahl $N_A + 2N_B + N_{A+B} = 269\text{Wdg.}$ Da ein Leiter näherungsweise eine quadratische Fläche und nicht die reine kreisförmige Querschnittsfläche beansprucht, ergibt sich ein benötigter Wickelraum von 1862mm^2 , wobei insgesamt $A_{Cu} = 2090\text{mm}^2$ auf beiden Spulenkörpern zur Verfügung stehen.

Bei einer angenommenen Erwärmung von $\Delta T = 80^\circ\text{C}$ erhöht sich der Wicklungswiderstand um einen Faktor $(1+\alpha\Delta T) = 1.31$ und daher betragen die Kupferverluste der einzelnen Wicklungen:

$$P_{A,Cu,100^\circ\text{C}} = I_A^2 R_{A,20^\circ\text{C}} (1 + \alpha\Delta T) = 10.47 \text{ W}, \quad (2.12)$$

$$P_{B,Cu,100^\circ\text{C}} = I_B^2 R_{B,20^\circ\text{C}} (1 + \alpha\Delta T) = 7.15 \text{ W}, \quad (2.13)$$

$$P_{A+B,Cu,100^\circ\text{C}} = I_{A+B}^2 R_{A+B,20^\circ\text{C}} (1 + \alpha\Delta T) = 14.3 \text{ W}. \quad (2.14)$$

Da der thermische Widerstand des verwendeten Transformators SU90b nicht bekannt ist, wird der thermischen Widerstand des seitens der mechanischen Abmessungen vergleichbaren Transformators UI90B $R_{TH,Cu} = 2.3\text{K/W}$, für die Errechnung der Erwärmung ($\Delta T_{Cu} = 73.4^\circ\text{C}$) verwendet. Die Temperaturerhöhung zufolge der Kernverluste errechnen sich mit $\hat{B} = 1.5\text{T}$, $p_{Fe} = 1.2\text{W/kg}$, $m_{Fe} = 3.49\text{kg}$ und $R_{TH,Fe} = 0.8\text{K/W}$ zu $\Delta T_{Fe} = 3.4^\circ\text{C}$, d.h. die Gesamterwärmung des Transformators beträgt $\Delta T = 76.8^\circ\text{C}$. Bei einer Umgebungstemperatur von $T_A = 50^\circ\text{C}$ ergibt sich eine Maximaltemperatur von 126.8°C , mit forcierter Kühlung kann dieser Wert noch verringert werden. Das Volumen der fertigen Kopplungsinduktivität beträgt $V_L = 1.58\text{dm}^3$ pro Phase.

Die Dimensionierung der Glättungsinduktivität $L_{DC} = 5\text{mH}$ erfolgt auf Basis des höchsten Stroms im Betriebsbereich, d.h. für minimale Eingangsspannung ($U_{N,l-l} = 320\text{V}$) und für Anwendung der Induktivität auf der Gleichspannungsseite des Gleichrichters. Dies entspricht einer Worst-case-Abschätzung, da hier die Strombelastung $I_L = P_O / U_O = 26.4\text{A}$ am größten ist; der Ripplestrom von i_L wird vernachlässigt. Die Spitzenstrombelastung wird vom Einbauort der Induktivitäten im Gleichrichtersystem (wechsel- oder gleichstromseitig) nicht beeinflusst und wird mit $\hat{I}_L = 30\text{A}$ gewählt. Bei Verwendung eines Kern mit der Typenbezeichnung SU75b ($A_{Fe} = 901\text{mm}^2$) [27] und der maximalen Flussdichte von $\hat{B} = 2\text{T}$ ergibt sich die Windungszahl:

$$N_L = \frac{L_{DC} \hat{I}_L}{\hat{B} A_{Fe}} = 83 \text{ Wdg.} \quad (2.15)$$

Mit zwei Spulenkörpern des Typs UI75/41.5/1 [30], einer mittleren Windungslänge $l_W = 194.7\text{mm}$ und vier Drähten 2.0 Cu2L parallel ergibt sich ein Wicklungswiderstand:

$$R_{L,20^{\circ}\text{C}} = \frac{N_L I_W}{\gamma A_W} = 23.0 \text{ m}\Omega. \quad (2.16)$$

Bei einer angenommenen Erwärmung von $\Delta T = 80^{\circ}\text{C}$ erhöht sich der Wicklungswiderstand um den Faktor $(1 + \alpha \Delta T) = 1.31$, die maximalen Kupferverluste betragen daher:

$$P_{L,Cu,100^{\circ}\text{C}} = I_L^2 R_{L,20^{\circ}\text{C}} (1 + \alpha \Delta T) = 20.93 \text{ W}. \quad (2.17)$$

Da der thermische Widerstand des verwendeten Kerns SU75b auch nicht verfügbar ist, wird der thermischen Widerstand des seitens der mechanischen Abmessungen vergleichbaren Kerns UI75B von $R_{TH,Cu} = 3.3 \text{ K/W}$, für die Errechnung der Erwärmung ($\Delta T_{Cu} = 69.1^{\circ}\text{C}$) verwendet. Da die verhältnismäßig kleine Stromwelligkeit nur kleine Änderungen der Flussdichte bewirkt, können die Kernverluste und damit die Erwärmung zufolge der Kernverluste vernachlässigt werden. Bei einer Umgebungstemperatur von $T_A = 50^{\circ}\text{C}$ ergibt sich damit eine Temperatur von 119.1°C , die durch forcierte Kühlung noch verringert werden könnte.

Das Volumen der fertig gestellten Glättungsdrossel L_{DC} beträgt $V_L = 0.92 \text{ dm}^3$. Die gleiche Induktivität kann so auch je Phase auf der Wechselstromseite des Gleichrichters verwendet werden. Die Kupferverluste weisen dann durch die verringerte effektive Strombelastung geringere Werte auf, jedoch können die Eisenverluste nicht mehr vernachlässigt werden. Eine detaillierte Berechnung führt auf Gesamtverluste von $P_{L,AC} = 19.92 \text{ W}$ ($P_{L,Fe} = 7.8 \text{ W}$, $P_{L,Cu} = 12.16 \text{ W}$). Die Erwärmung ist geringer, da die Verluste geringer sind und der thermische Widerstand des Eisenkerns kleiner ist: $R_{TH,Fe} = 1.12 \text{ K/W}$, $\Delta T = 48.8^{\circ}\text{C}$.

Die Strommittel- und Effektivwerte der Leistungsdioden sind in Tab.2.19 aufgelistet, und dienen als Grundlage der Dimensionierung und der Wirkungsgradprädiktion des Systems. Für die Herleitung der Formeln wurden sinusförmige Versorgungsspannungen angenommen, der Stromrippel in den Induktivitäten wurde vernachlässigt.

Netzströme:	$I_N = \frac{P_N}{3U_N \lambda}$	
Gleichrichterioden:	$I_{D,avg} = \frac{I_O}{6}$	$I_{D,rms} = \frac{I_N}{2\sqrt{2} \cos(\pi/12)}$

Tab.2.19: Strombelastung der Leistungskomponenten des 12-Puls-Gleichrichters.

Zur Dimensionierung des Systems und Erstellung der Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.20) wurde folgende Spezifikation herangezogen (vgl. Abschnitt 2.1):

- Eingang (3~AC):
 Außenleiterspannung nominell 400 ... 480VAC (208...400VAC)
 Außenleiterspannungsbereich 320 ... 530VAC (166...480VAC)
- Ausgang (DC):
 Nennausgangsspannung 397 ... 658V (206 ... 596V)
 Nennausgangsleistung 10.5kW (5.25kW)

Ausgangsleistung	$P_O=$	10500	10500	10500	5250	5250	5250	W
Angenommener Wirkungsgrad	$\eta=$	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	%
Angenommener Leistungsfaktor	$\lambda=$	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98	
Eingangsleistung	$P_N=$	10938	10938	10938	5469	5469	5469	W
Eingangsspannung	$U_{N,l,l}=$	320	400	530	166	208	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms}=$	20.14	16.11	12.16	19.41	15.49	6.71	A
Ausgangsspannung	$U_O=$	397.1	496.4	657.8	206.0	258.1	595.7	V
Gleichrichterdiodenstrom	$I_{D,rms}=$	7.37	5.90	4.45	7.10	5.67	2.46	A
	$I_{D,avg}=$	4.59	3.67	2.77	4.42	3.53	1.53	A
IXYS VUO16	$R_D=$	0.050	=	=	0.050	=	=	Ohm
	$U_D=$	0.8	=	=	0.8	=	=	V
Verluste der Gleichrichterdioden	$P_D=$	76.7	56.1	38.5	72.8	53.2	18.3	W
Glättungsdrossel	$L=$	5	=	=	5	=	=	mH
Glättungsdrossel @100°C	$R_L=$	0.030	=	=	0.030	=	=	Ohm
Verluste der Glättungsdrossel	$P_L=$	20.9	13.4	7.6	19.4	12.4	2.3	W
Saugdrossel @ 100°C	$R_A=$	0.096	=	=	0.096	=	=	Ohm
	$R_B=$	0.018	=	=	0.0177	=	=	Ohm
	$R_{A+B}=$	0.132	=	=	0.1317	=	=	Ohm
Kupferverluste	$P_{Cu}=$	31.9	20.4	11.6	29.7	18.9	3.5	W
Eisenverluste	$P_{FE}=$	2.7	4.2	7.4	0.7	1.1	6.0	W
Verluste der Saugdrossel	$P_L=$	103.9	73.9	57.1	91.2	60.1	28.8	W
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms}=$	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	A
VISHAY 159 PUL-SI 330µF/450V		2	=	=	2	=	=	Stk.
Ersatzserienwiderstand	$ESR=$	0.46	=	=	0.46	=	=	Ohm
Verluste der Ausgangskondensatoren	$P_{CO}=$	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	0.9	W
Zusatzverluste	$P_{add}=$	30	30	30	30	30	30	W
Gesamtverluste	$P=$	232.4	174.4	134.1	214.3	156.6	80.3	W
Wirkungsgrad	$\eta=$	97.88	98.41	98.77	96.08	97.14	98.53	%

Tab.2.20: Verlustleistungsbilanz des „12-Puls-Gleichrichters“ für die Ausgangsleistungen 10.5kW und 5.25kW und Eingangsspannungen in den Bereichen 320...530V und 166...480V.

Abb.2.33 zeigt eine grafische Darstellung der Hauptteile des Gleichrichtervolumens nach Tab.2.21. Die Leistungsdichte ist mit $\rho = 1.53\text{kW/dm}^3$ sehr niedrig, der Hauptvorteil des Systems liegt in der Robustheit, im Umstand, dass keine Regelung notwendig ist und im hohen Wirkungsgrad von $\eta = 98.41\%$. Auch ein EMV Filter ist

nicht notwendig. Das System ist von speziellem Interesse, wenn die Frequenz des Versorgungsnetzes, wie z.B. in der Luftfahrt, bei hohen Werten (400Hz) liegt.

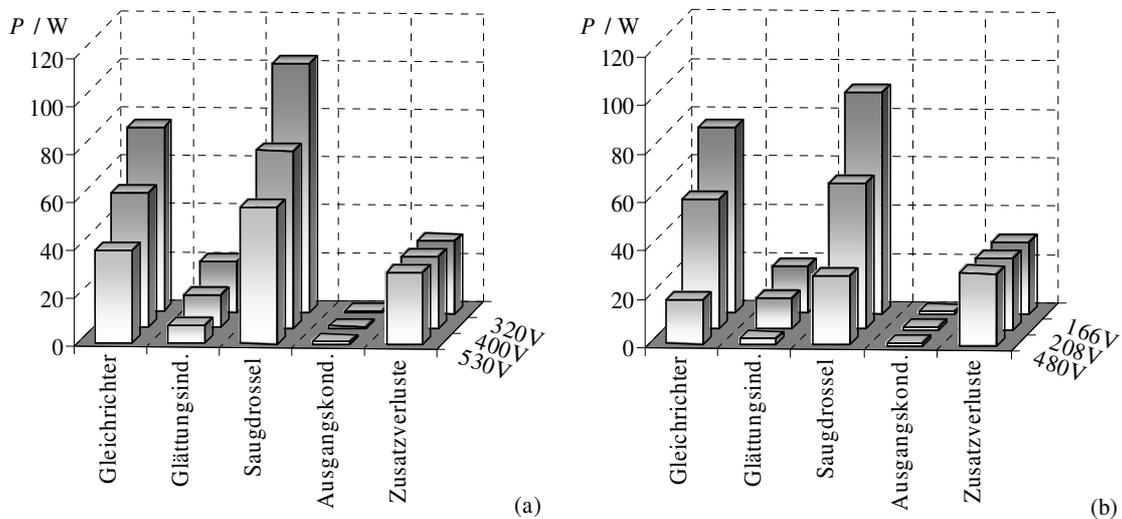


Abb.2.32: Aufteilung der Verluste des „12-Puls-Gleichrichter“ nach Tab.2.20 für unterschiedliche Eingangsspannungen 320, 400 und 530V bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW (a) und für 166, 208 und 480V bei 5.25kW Ausgangsleistung (b).

Kühlkörpertemperatur	$T_H=$	90	°C
Umgebungstemperatur	$T_A=$	50	°C
Benötigter Kühlkörper AAVID Typ 2421PG	$R_{TH}=$	0.522	°C/W
Thermischer Widerstand	$R_{TH}=$	0.333	°C/W
Kühlkörpervolumen	$V_H=$	0.148	dm ³
Lüftervolumen	$V_F=$	0.207	dm ³
Induktivitäten	$V_L=$	0.920	dm ³
Saugdrossel	$V_T=$	4.740	dm ³
Ausgangskondensatorvolumen	$V_C=$	0.081	dm ³
Leiterplatte	$V_{aux}=$	0.750	dm ³
Gesamtvolumen	$V=$	6.846	dm ³
Leistungsdichte	$\rho=$	1.53	kW/dm ³

Tab.2.21: Berechnung der Leistungsdichte des „12-Puls-Gleichrichters“.

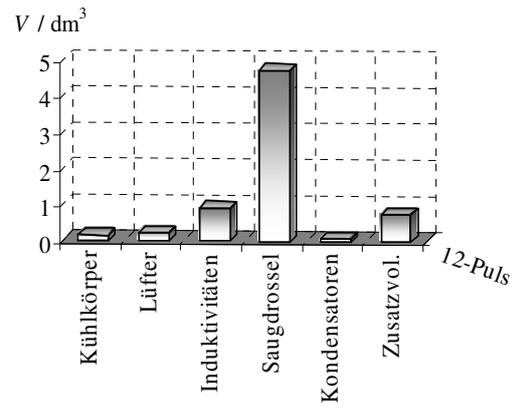


Abb.2.33: Aufstellung der Einzelvolumina der Leistungskomponenten des „12-Puls-Gleichrichters“.

2.7 Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystem - VIENNA Rectifier

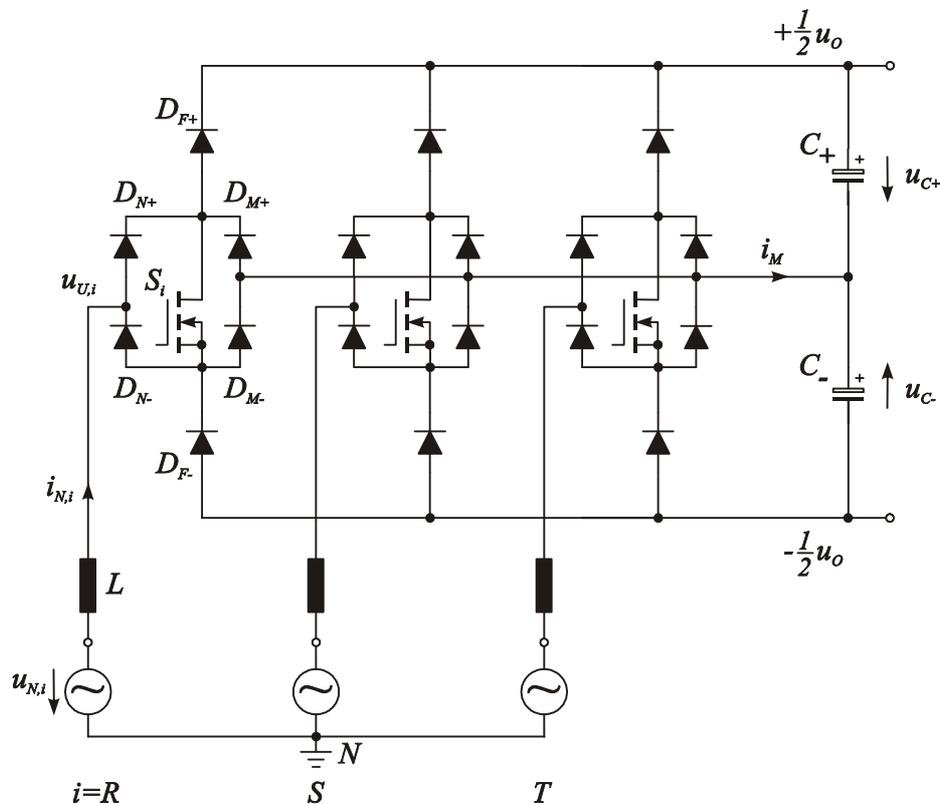
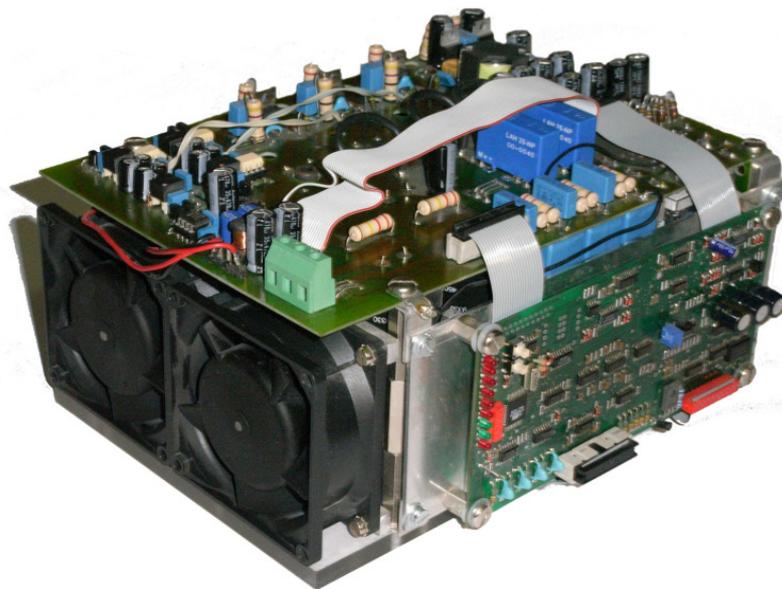


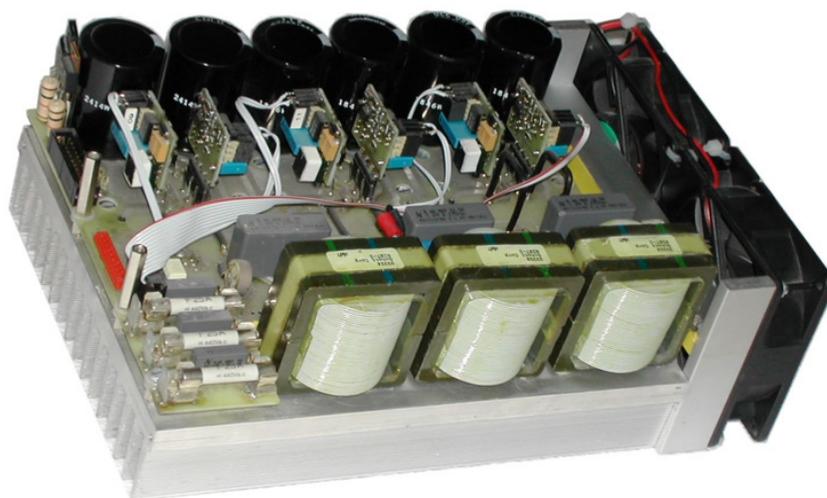
Abb.2.34: Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystem – VIENNA Rectifier.

In Abb.2.34 ist die Schaltungsstruktur eines Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystems („VIENNA Rectifier“) dargestellt. Die technischen und ökonomischen Vorteile des Systems im Vergleich zu alternativen Konzepten wurden in [4] und [5] detailliert analysiert. Die Hauptvorteile sind:

- nur ein abschaltbarer Leistungshalbleiter (MOSFET oder IGBT) pro Phase;
- Dreipunktcharakteristik der Brückenzweige, die in einer
- niedrigen Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter resultiert;
- kontinuierlicher, nichtlückender Eingangsstrom mit vergleichsweise geringen schaltfrequenten Anteilen;
- zwei Ausgangsteilspannungen mit der Möglichkeit, diese unsymmetrisch zu belasten [6];
- hohe Zuverlässigkeit, da auch im Fall eines Steuerungsfehlers kein Brücken- bzw. Ausgangsspannungskurzschluss auftreten kann.



(a)



(b)

Abb.2.35: Fotos von industrienah realisierten Prototypen des Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystems mit einer Ausgangsspannung $U_o = 800\text{V}$ und einer Ausgangsleistung von $P_o = 10\text{kW}$ (a) bzw. Sechsschaltervariante nach [15] mit einer Ausgangsleistung von $P_o = 12\text{kW}$ (b).

In Abb.2.35(a) ist ein Prototyp des Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystems dargestellt. Abb.2.36 zeigt das Ergebnis der Simulation des VIENNA Rectifier mit der multipliziererfreien Stromregelung nach [31] bzw. [32] und den Simulationsparametern nach Tab.2.22. Die Eingangsströme $i_{N,i}$ sind sinusförmig mit einer Stromverzerrung von $THDI = 2.7\%$ und einem Leistungsfaktor $\lambda = 0.9996$, in beiden Werten ist der Stromrippel enthalten.

Eingangsspannung:	$U_{N,l-l} = 400\text{V}$	$U_{N,l-l} = 208\text{V}$
Ausgangsleistung:	$P_O = 10.5\text{kW}$	$P_O = 5.25\text{kW}$
Ausgangsspannung:	$U_O = 800\text{V}$	$U_O = 750\text{V}$
Schaltfrequenz:	$f_P = 50\text{kHz}$	$f_P = 50\text{kHz}$

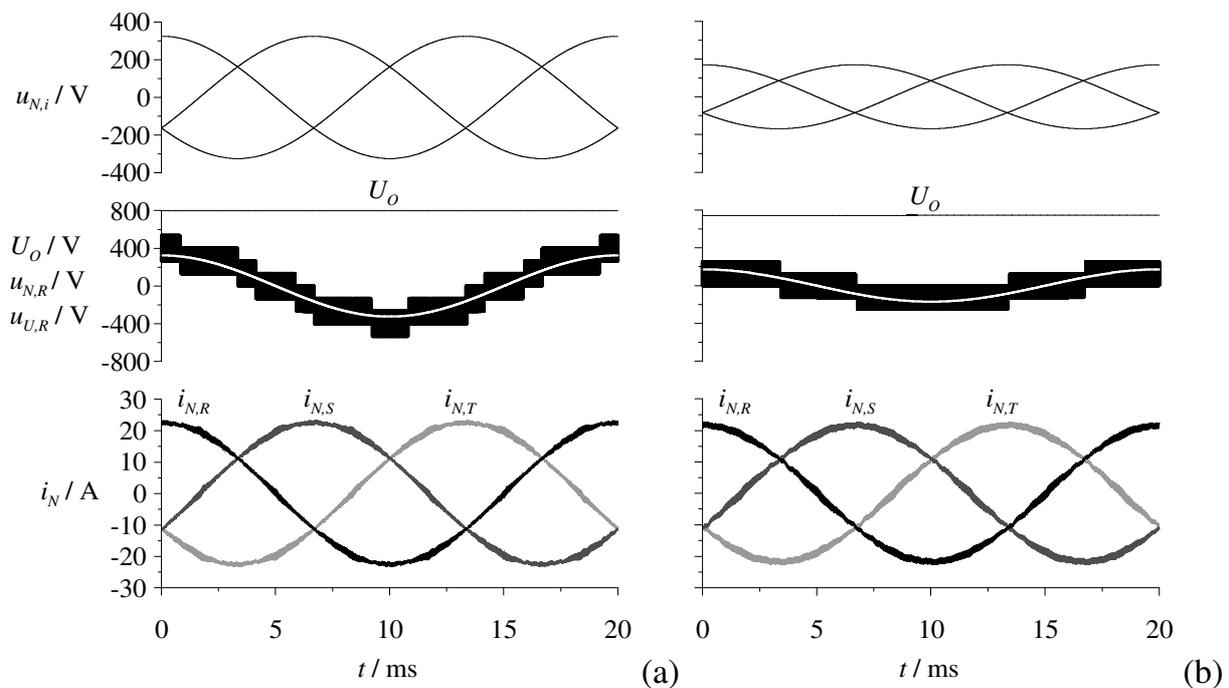
Tab.2.22: Parameter für die Simulation des „VIENNA Rectifier“.


Abb.2.36: Simulation des „VIENNA Rectifier“ für eine Netzperiode. Dargestellt sind die Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, die Ausgangsspannung U_O , die Umrichtereingangsphasenspannung $u_{U,R}$ und die Netzströme $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$, eine Ausgangsleistung $P_O = 10.5\text{kW}$ (a) und eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 208\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 5.25\text{kW}$ (b).

In Abb.2.37(a) ist das Frequenzspektrum der Eingangsströme ohne EMV Filter dargestellt. Es ist zu erkennen, dass aufgrund der Kopplung der drei Phasen (freier Mittelpunkt der Ausgangsspannung bzw. freier Netzsternpunkt) Frequenzanteile des Netzstroms nicht nur bei der einfachen, sondern auch bei der doppelten Schaltfrequenz mit signifikanter Amplitude Anteil auftreten. Die Harmonischen des Eingangsstroms für $n = 2 \dots 40$ sind in Abb.2.37(b) gemeinsam mit den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 dargestellt. Die niederfrequenten Harmonischen weisen sehr kleine Amplituden auf und sind nur in logarithmischem Maßstab gut darstellbar, d.h. die Grenzwerte werden mit großer Reserve eingehalten.

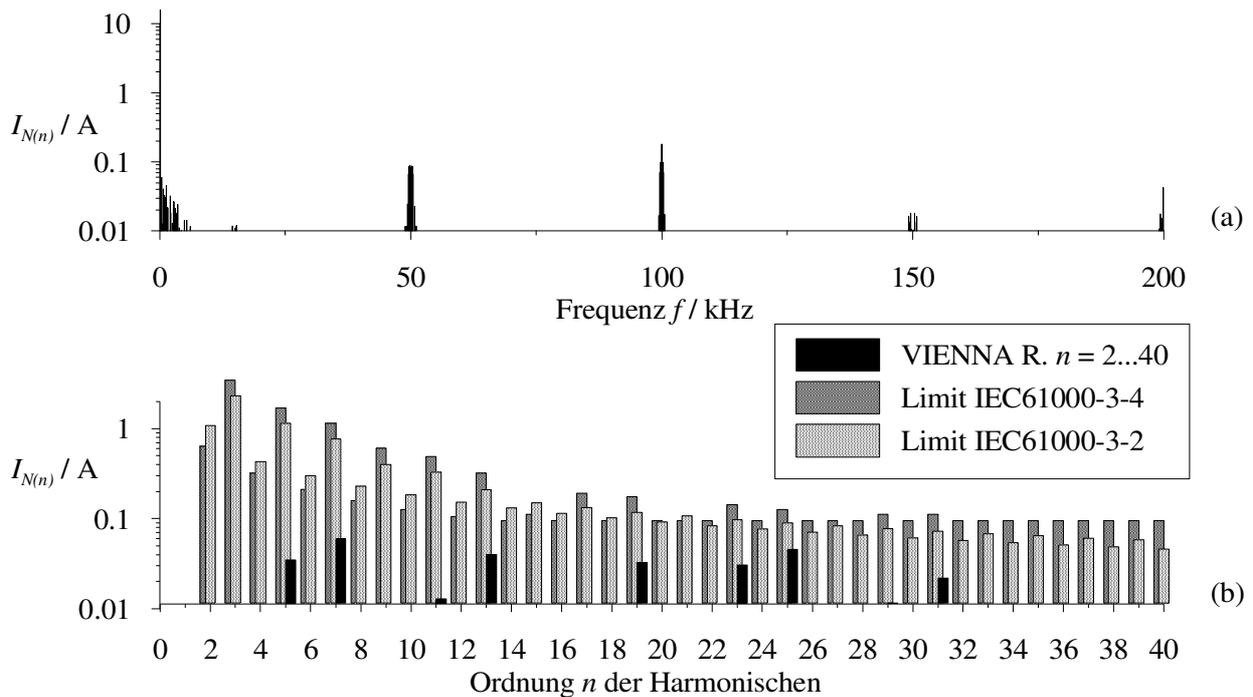


Abb.2.37: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N des „VIENNA Rectifier“ (a) und Harmonische $n = 2...40$ im Vergleich zu den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 (b) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$.

Im Folgenden werden die Berechnungsformeln für die mittleren und effektiven Strombelastungen der Leistungshalbleiter präsentiert, um im Anschluss eine Wirkungsgradprädiktion des Systems durchführen zu können [34]. Es wird angenommen:

- ein rein sinusförmiger Verlauf des Phasenstromes;
- ohmsches Grundschwingungsverhalten;
- konstante Schaltfrequenz;
- ein vernachlässigbarer Spannungsabfall an den Eingangsinduktivitäten bei Netzfrequenz;
- lineares Verhalten der Eingangsinduktivitäten, d.h. der Induktivitätswert ist unabhängig vom Eingangsstrom.

Modulationsindex:	$M = \frac{\hat{U}_U}{\frac{1}{2}U_O} \approx \frac{\hat{U}_N}{\frac{1}{2}U_O}$	
Netzdioden:	$I_{D_{N,avg}} = \frac{\hat{I}_N}{\pi}$	$I_{D_{N,rms}} = \frac{\hat{I}_N}{2}$
Freilaufdioden:	$I_{D_{F,avg}} = \frac{M}{4}\hat{I}_N$	$I_{D_{F,rms}} = \sqrt{\frac{2M}{3\pi}}\hat{I}_N$
Leistungstransistor:	$I_{S_{avg}} = \left(\frac{2}{\pi} - \frac{M}{2}\right)\hat{I}_N$	$I_{S_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4M}{3\pi}}\hat{I}_N$
Mittelpunktdioden:	$I_{D_{M,avg}} = \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4}\right)\hat{I}_N$	$I_{D_{M,rms}} = \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi}}\hat{I}_N$
Ausgangskondensator:	$I_{C_{O,rms}} = \sqrt{\frac{5\sqrt{3}M}{4\pi} - \frac{9M^2}{16}}\hat{I}_N$	

Tab.2.23: Strombelastung der Leistungskomponenten des „VIENNA Rectifier“.

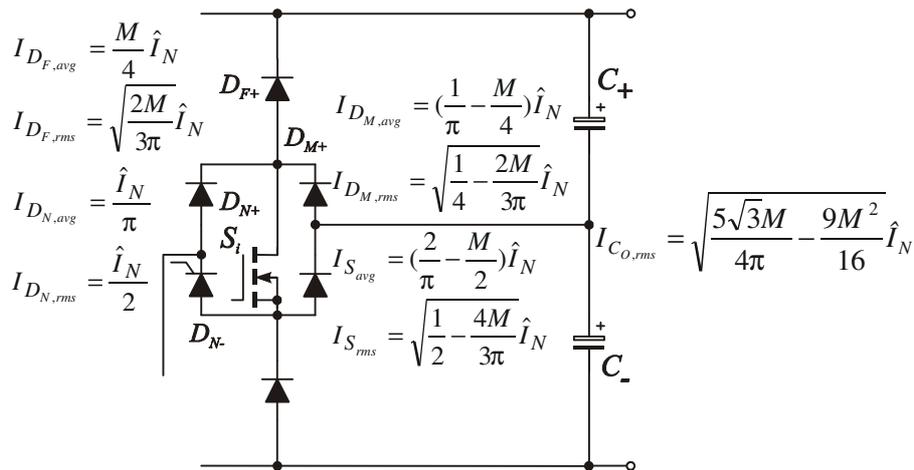


Abb.2.38: Schaltungsstruktur des „VIENNA Rectifier“ mit Strombelastung der Leistungsbauteile.

Zur Dimensionierung des Systems und Erstellung der Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.24) wurde folgende Spezifikation herangezogen (vgl. Abschnitt 2.1):

- Eingang (3~AC):

Außenleiterspannung nominell	400 ... 480VAC	(208...400VAC)
Außenleiterspannungsbereich	320 ... 530VAC	(166...480VAC)
- Ausgang (DC):

Nennausgangsspannung	800V	(750V)
Nennausgangsleistung	10.5kW	(5.25kW)

Ausgangsleistung	$P_{O=}$	10500	10500	10500	5250	5250	5250	W
Angenommener Wirkungsgrad	$\eta=$	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	%
Eingangsleistung	$P_{N=}$	10938	10938	10938	5469	5469	5469	W
Eingangsspannung	$U_{N,I=}$	320	400	530	166	208	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms=}$	19.73	15.79	11.91	19.02	15.18	6.58	A
	$I_{N,avg=}$	17.77	14.21	10.73	17.12	13.67	5.92	A
	$\hat{I}_N=$	27.91	22.33	16.85	26.90	21.47	9.30	A
Ausgangsspannung	$U_{O=}$	800	800	800	750	750	750	V
Modulationsindex	$M=$	0.65	0.82	1.08	0.36	0.45	1.05	
Transistorstrom	$I_{S,rms=}$	13.17	8.75	3.41	15.84	11.91	2.21	A
	$I_{S,avg=}$	8.65	5.10	1.61	12.26	8.81	1.06	A
IPW60R045CS	$R_{DS,on=}$	0.085	=	=	0.085	=	=	Ohm
Leitverluste	$P_{S,C=}$	14.75	6.50	0.99	21.32	12.06	0.42	W
Schaltfrequenz	$f_F=$	50	=	=	50	=	=	kHz
	$K_{I,on=}$	9.5	=	=	9.5	=	=	μ J/A
	$K_{O,on=}$	-2.81	=	=	-2.81	=	=	μ J
Einschaltverluste	$P_{S,on=}$	8.29	6.60	4.95	7.99	6.34	2.67	W
	$K_{I,off=}$	18.0	=	=	18.0	=	=	μ J/A
	$K_{O,off=}$	-127.5	=	=	-127.5	=	=	
Ausschaltverluste	$P_{S,off=}$	9.61	6.42	3.28	9.04	5.92	-1.05	W
Verluste der Transistoren	$P_S=$	98.0	58.6	27.6	115.0	73.0	6.1	W
Freilaufdiodenstrom	$I_{DF,rms=}$	10.39	9.29	8.07	7.45	6.66	4.38	A
	$I_{DF,avg=}$	4.56	4.56	4.56	2.43	2.43	2.43	A
ISL9K3060G3	$R_{DF=}$	0.026	=	=	0.026	=	=	Ohm
	$U_{DF=}$	0.875	=	=	0.875	=	=	V
Verluste der Freilaufdioden	$P_{DF=}$	40.4	37.1	33.9	21.3	19.5	15.7	W
Netzthyristorstrom	$I_{DN,rms=}$	13.95	11.16	8.42	13.45	10.73	4.65	A
	$I_{DN,avg=}$	8.88	7.11	5.36	8.56	6.83	2.96	A
IR 40TTS12	$R_{DN=}$	0.0114	=	=	0.0114	=	=	Ohm
	$U_{DN=}$	0.96	=	=	0.96	=	=	V
Verluste der Netzthyristoren	$P_{DN=}$	32.2	24.7	17.9	30.8	23.6	9.3	W
IR20ETS08	$R_{DN=}$	0.0104	=	=	0.0104	=	=	Ohm
	$U_{DN=}$	0.85	=	=	0.85	=	=	V
Verluste der Netzdioden	$P_{DN=}$	28.7	22.0	15.9	27.5	21.0	8.2	W
Mittelpunktsdiodenstrom	$I_{DM,rms=}$	9.31	6.18	2.41	11.20	8.42	1.56	A
	$I_{DM,avg=}$	4.33	2.55	0.81	6.13	4.40	0.53	A
IR20ETS08	$R_{DM=}$	0.0104	=	=	0.0104	=	=	Ohm
	$U_{DM=}$	0.85	=	=	0.85	=	=	V
Verluste der Mittelpunktsdioden	$P_{DM=}$	27.48	15.39	4.47	39.10	26.88	2.9	W
Halbleitersgesamtverluste		226.8	157.8	99.8	233.7	164.0	42.2	W
Stromrippel		20%	=	=	20%	=	=	
Eingangsinduktivität	$L=$	358	=	=	348	=	=	μ H
Eingangsinduktivität @100°C	$R_L=$	0.016	=	=	0.016	=	=	Ohm
Eisenverluste	$P_{FE=}$	2.25	2.25	2.25	2.25	2.25	2.25	W
Verluste der Eingangsinduktivitäten	$P_L=$	25.6	18.8	13.6	24.2	17.9	8.8	W
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms=}$	12.8	9.7	5.0	11.3	9.5	3.0	A
VISHAY 159 PUL-SI 330 μ F/450V		2*6	=	=	2*6	=	=	Stk.
Ersatzserienwiderstand	$ESR=$	0.038	=	=	0.038	=	=	Ohm
Verluste der Ausgangskondensatoren	$P_{CO=}$	12.5	7.2	1.9	9.7	7.0	0.7	W
Eigenstromversorgung	$P_{aux=}$	30	30	30	30	30	30	W
Zusatzverluste	$P_{add=}$	50	50	50	50	50	50	W
Gesamtverluste	$P=$	345.0	263.8	195.3	347.7	268.9	131.7	W
Wirkungsgrad	$\eta=$	96.85	97.59	98.21	93.64	95.08	97.59	%

Tab.2.24: Verlustleistungsbilanz des „VIENNA Rectifier“ für Ausgangsleistungen 10.5kW und 5.25kW und Eingangsspannungen in den Bereichen 320...530V und 166...480V.

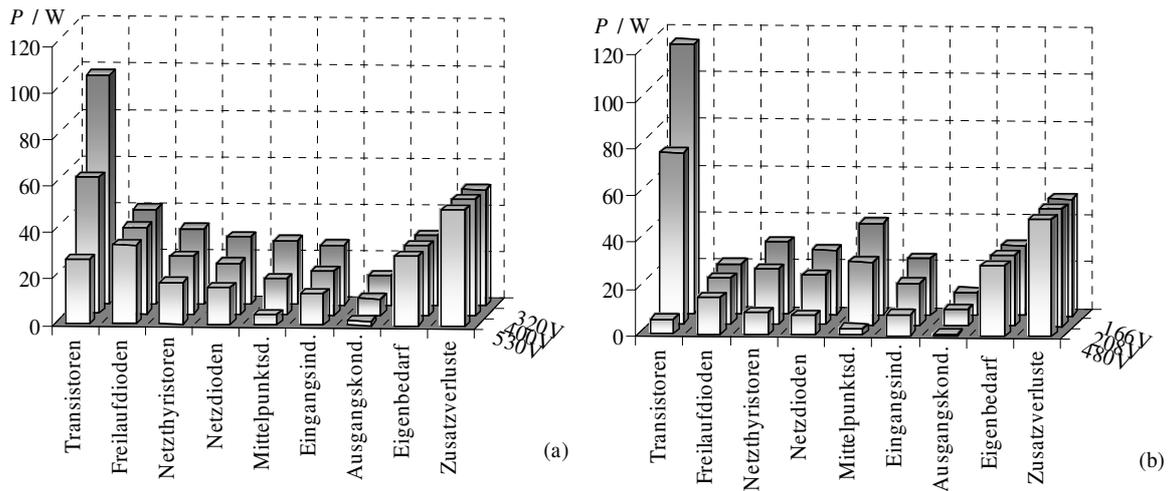


Abb.2.39: Aufteilung der Verluste des „VIENNA Rectifier“ nach Tab.2.24 für die unterschiedlichen Eingangsspannungen 320, 400 und 530V bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW (a) und für 166, 208 und 480V bei 5.25kW Ausgangsleistung (b).

Die Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter ist gleich der halben Ausgangsspannung $u_{C+} = u_{C-} = U_o/2$ [33]. Aus diesem Grund können schnelle 600V Halbleiterbauelemente mit einer Schaltfrequenz von $f_p = 50\text{kHz}$ verwendet werden. Alle Halbleiterkomponenten können mit kostengünstigen TO-247 oder TO-220 Gehäusen realisiert werden. Durch die Dreipunktcharakteristik des Gleichrichtersystems führt bereits ein vergleichsweise kleiner Induktivitätswert von $L = 358\mu\text{H}$ auf einen geringen Ripple des Eingangsstromes. Mit diesen Daten ergibt sich ein Wirkungsgrad des Gleichrichters von 97.59% im Bemessungspunkt für eine Eingangsspannung von 400V. Die Leistungsdichte beträgt nach der Volumenberechnung in Tab.2.25 $\rho = 3.58\text{kW}/\text{dm}^3$, wobei die Hauptanteile des Konvertervolumens wieder in Abb.2.40 dargestellt sind.

Kühlkörpertemperatur	$T_H=$	90	°C
Umgebungstemperatur	$T_A=$	50	°C
Benötigter Kühlkörper AAVID Typ 2451PG	$R_{TH}=$	0.176	°C/W
Thermischer Widerstand	$R_{TH}=$	0.169	°C/W
Kühlkörpervolumen	$V_H=$	0.660	dm ³
Lüftervolumen	$V_F=$	0.565	dm ³
Eingangsdrosselvolumen	$V_L=$	0.375	dm ³
Ausgangskondensatorvolumen	$V_C=$	0.486	dm ³
Eigenstromversorgung, Leiterplatten, etc.	$V_{aux}=$	0.750	dm ³
Steuerplatine	$V_{con}=$	0.100	dm ³
Gesamtvolumen	$V=$	2.936	dm ³
Leistungsdichte	$\rho=$	3.58	kW/dm ³

Tab.2.25: Berechnung der Leistungsdichte des „VIENNA Rectifier“.

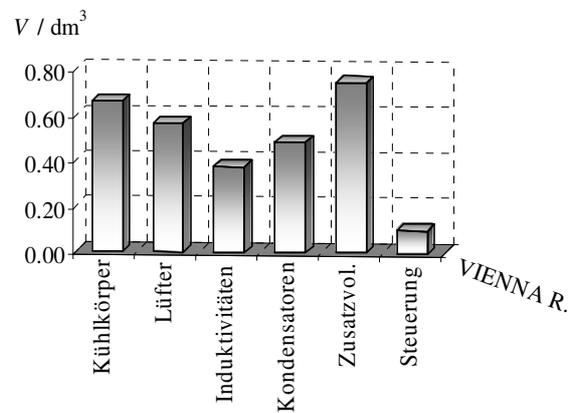


Abb.2.40: Aufstellung der Einzelvolumina der Leistungskomponenten des „VIENNA Rectifier“

2.8 Tiefsetzstellerbasiertes Dreiphasen-Pulsleichrichtersystem - Buck+Boost Rectifier

In [35] wurde ein dreiphasiges, tiefsetzstellerbasiertes Pulsleichrichtersystem mit Hochsetzsteller-Ausgangsstufe (vgl. Abb.2.41) präsentiert, das es erlaubt, die Ausgangsspannung kontinuierlich von 0 bis z.B. 400V (DC) innerhalb des Eingangsspannungsbereichs von 280...480V (AC) [36] einzustellen.

Die übliche Forderung an eine Stromversorgung, z.B. im Bereich der Telekommunikation, ist eine hohe Zuverlässigkeit auch bei Netzfehlern, wie z.B. Phasenausfall und -wiederkehr [14]. Das Pulsleichrichtersystem soll auch bei unsymmetrischen Netzbedingungen kontinuierlich weiterarbeiten.

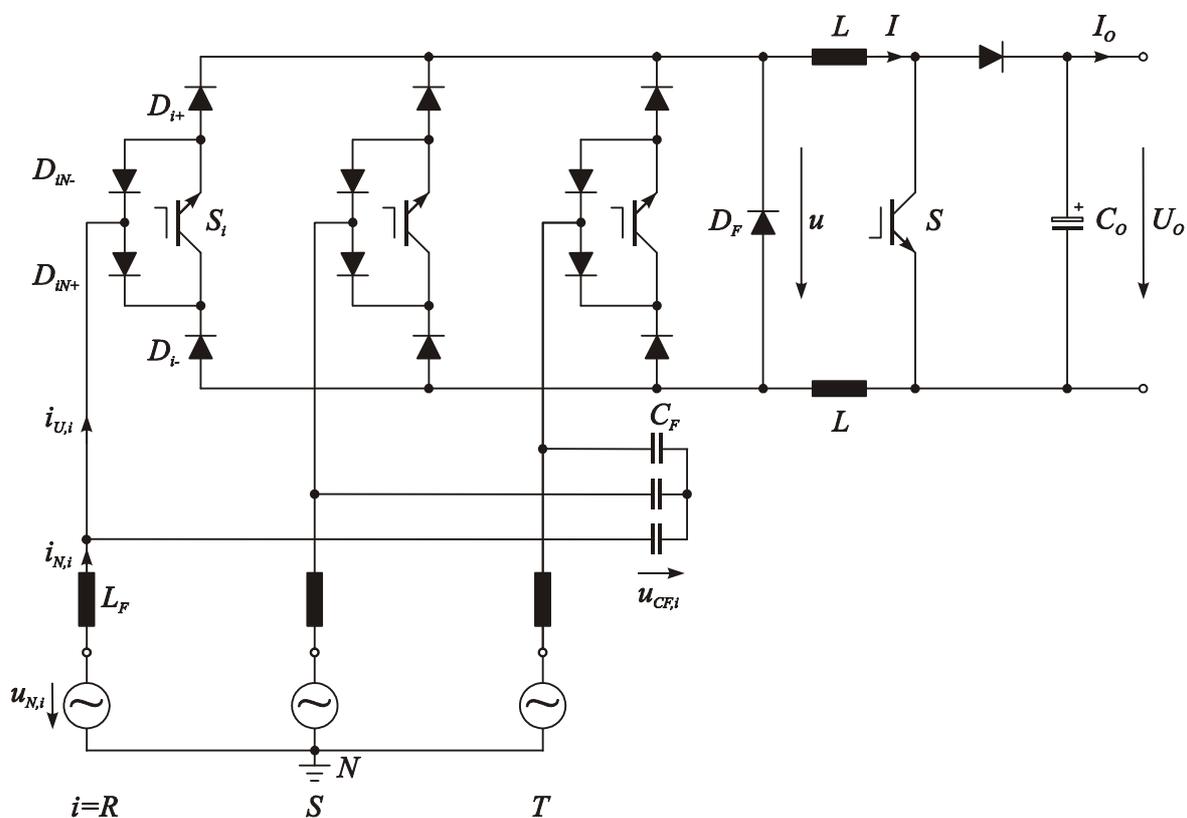


Abb.2.41: Schaltungstopologie des tiefsetzstellerbasierten Dreiphasen-Pulsleichrichtersystem (Buck+Boost Rectifier).

In Abb.2.42 ist eine Struktur einer Regelung dargestellt, die einen zuverlässigen Betrieb mit sinusförmigen Netzströmen auch unter stark unsymmetrischen Netzbedingungen zulässt. Die besteht aus einer äußeren Ausgangsspannungsregelschleife und einer inneren Gleichstromzwischenkreisstromregelschleife. Bezüglich der Berechnung der

relativen Einschaltzeiten δ_j der Transistoren S_i und des Tastverhältnisses δ_B des Hochsetzstellertransistors S sei hier auf [37] und [38] verwiesen. Zusätzlich wurde in [39] ein Konzept zur Minimierung der Schaltverluste und der Stromverzerrung bei den Sektorwechseln vorgestellt.

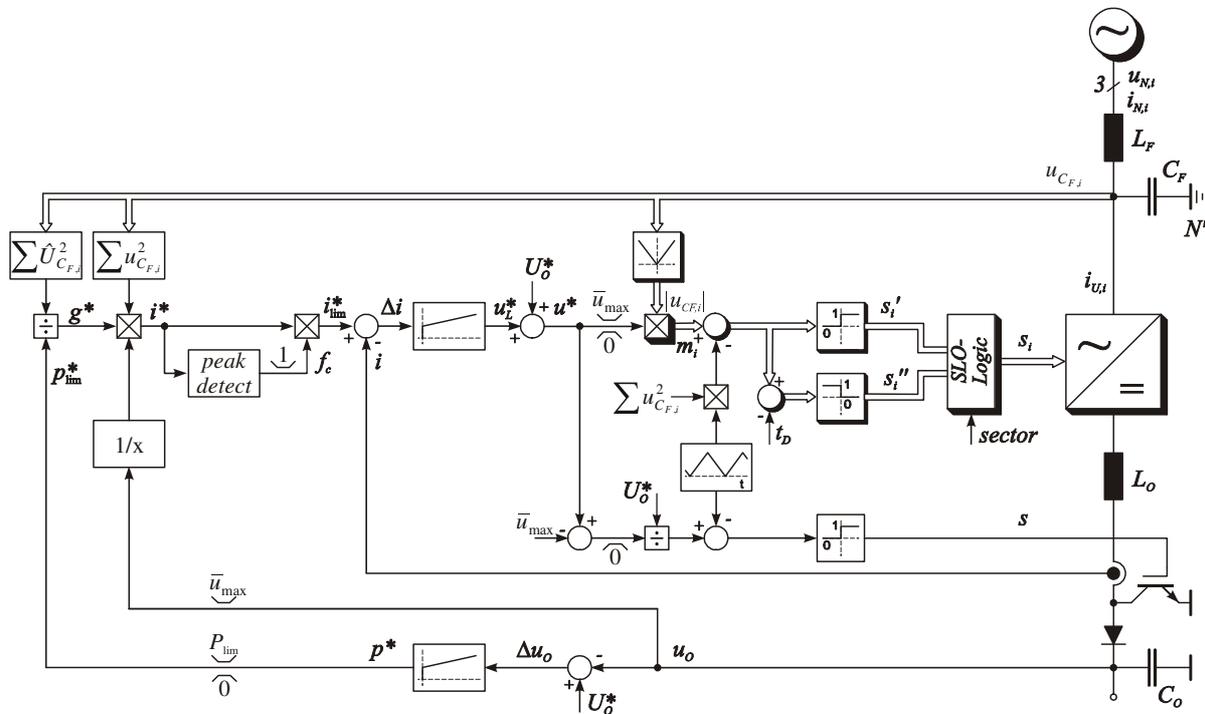


Abb.2.42: Blockschaltbild der Regelung des „Buck+Boost Rectifier“ für zuverlässigen Betrieb bei unsymmetrischem Netz.

Diese Reglerstruktur kann entweder in einem digitalen Signalprozessor oder durch eine Analog/Digitalschaltung mit einem 8-Bit Mikrocontroller realisiert werden. Der Mikrocontroller kann dabei für die relativ langsame Ausgangsspannungsregelung und für die Erkennung der Vorzeichenkombinationen der Eingangsspannungen (Eingangsspannungssektoren) innerhalb einer Netzperiode verantwortlich sein (vgl. Abb.2.43 und Tab.2.26) und kann den Zwischenkreisstromsollwert i_{lim}^* und die quadratische Summe der Spannungen an den Filterkondensatoren $\sum u_{C_{F,i}}^2$ und $\sum \hat{U}_{C_{F,i}}^2$ errechnen. Außerdem kann der Mikrocontroller die Überwachung des Systems und die Kommunikation mit dem Benutzer bzw. anderen Einheiten übernehmen.

In Abb.2.44 ist das Systemverhalten des „Buck+Boost Rectifier“ mit Simulationsparametern nach Tab.2.27 und der Reglerstruktur nach Abb.2.42 dargestellt.

Die Eingangsströme $i_{N,i}$ weisen einen sinusförmigen Verlauf mit einer Stromverzerrung von nur $THDI = 1.77\%$ auf, der Leistungsfaktor des System beträgt demgemäß $\lambda = 0.9988$. Allerdings ist in diesen Werten die erste Stufe des EMV Filters bestehend aus C_F und L_F (Abb.2.41) beinhaltet. Es ist wenig überraschend, dass dieses System die Grenzwerte nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 leicht erfüllt (Abb.2.45).

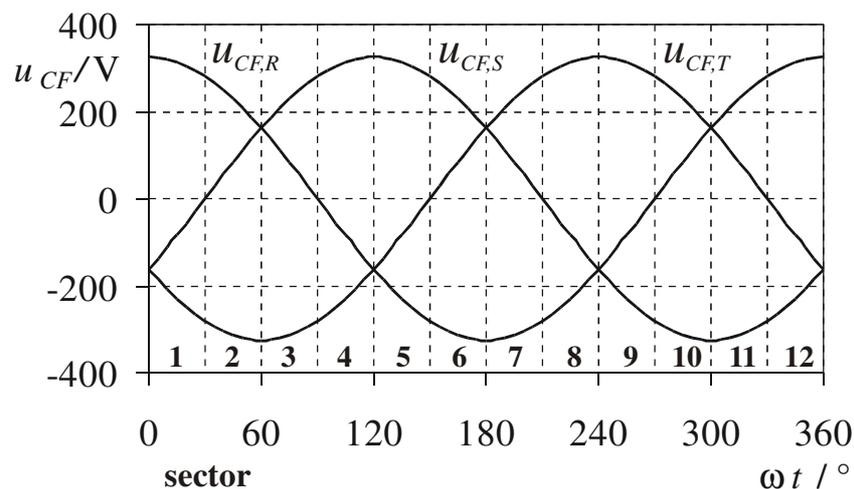


Abb.2.43: Eingangsspannungssektoren innerhalb einer Netzperiode.

sector 1:	$u_{CF,R} > 0 > u_{CF,S} > u_{CF,T}$
sector 2:	$u_{CF,R} > u_{CF,S} > 0 > u_{CF,T}$
sector 3:	$u_{CF,S} > u_{CF,R} > 0 > u_{CF,T}$
sector 4:	$u_{CF,S} > 0 > u_{CF,R} > u_{CF,T}$
sector 5:	$u_{CF,S} > 0 > u_{CF,T} > u_{CF,R}$
sector 6:	$u_{CF,S} > u_{CF,T} > 0 > u_{CF,R}$
sector 7:	$u_{CF,T} > u_{CF,S} > 0 > u_{CF,R}$
sector 8:	$u_{CF,T} > 0 > u_{CF,S} > u_{CF,R}$
sector 9:	$u_{CF,T} > 0 > u_{CF,R} > u_{CF,S}$
sector 10:	$u_{CF,T} > u_{CF,R} > 0 > u_{CF,S}$
sector 11:	$u_{CF,R} > u_{CF,T} > 0 > u_{CF,S}$
sector 12:	$u_{CF,R} > 0 > u_{CF,T} > u_{CF,S}$

Tab.2.26: Eingangsspannungssektoren und zugehörige Bedingungen innerhalb einer Netzperiode.

Eingangsspannung:	$U_{N,l-l} = 400\text{V}$	$U_{N,l-l} = 208\text{V}$
Ausgangsleistung:	$P_O = 10.5\text{kW}$	$P_O = 5.25\text{kW}$
Ausgangsspannung:	$U_O = 400\text{V}$	$U_O = 400\text{V}$
Schaltfrequenz:	$f_P = 25\text{kHz}$	$f_P = 25\text{kHz}$

Tab.2.27: Parameter für die Simulation des Buck+Boost Gleichrichters.

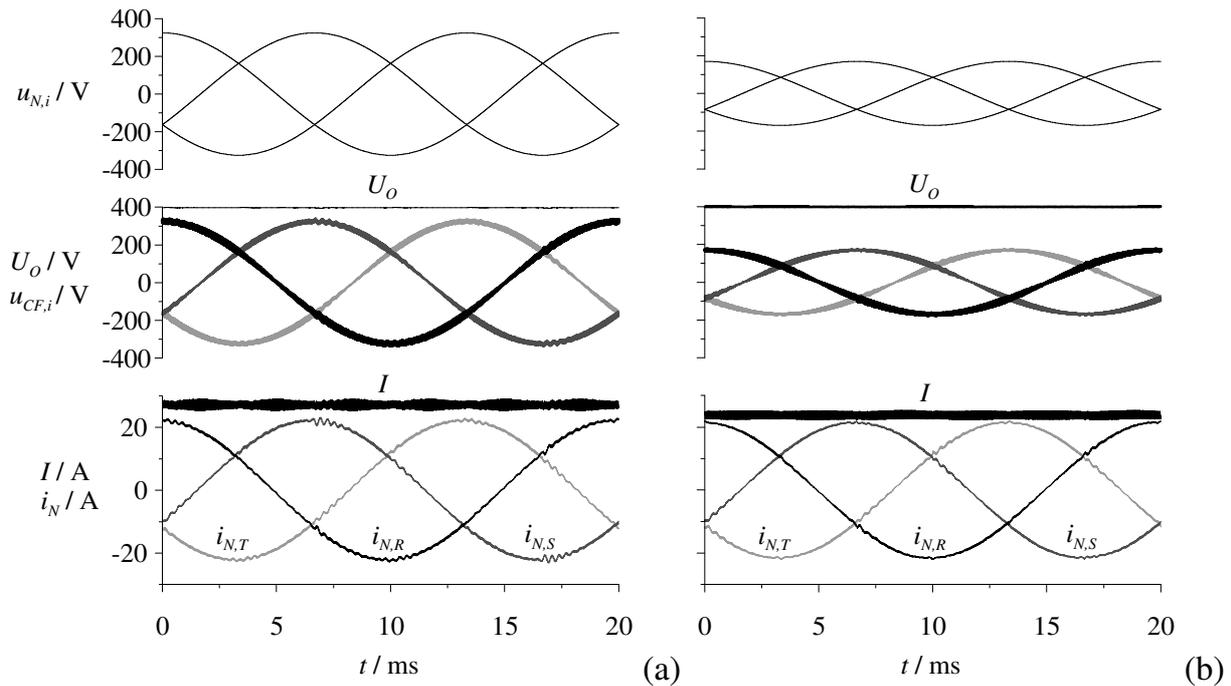


Abb.2.44: Simulation des „Buck+Boost Rectifier“ für eine Netzperiode (20ms). Dargestellt sind die Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, die Ausgangsspannung U_O , die Spannungen an den Filterkondensatoren $u_{CF,i}$, die Netzströme $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$) und der Zwischenkreisstrom I bei einer Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$, einer Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ (a) und einer Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 208\text{V}$ und einer Ausgangsleistung von $P_O = 5.25\text{kW}$ (b).

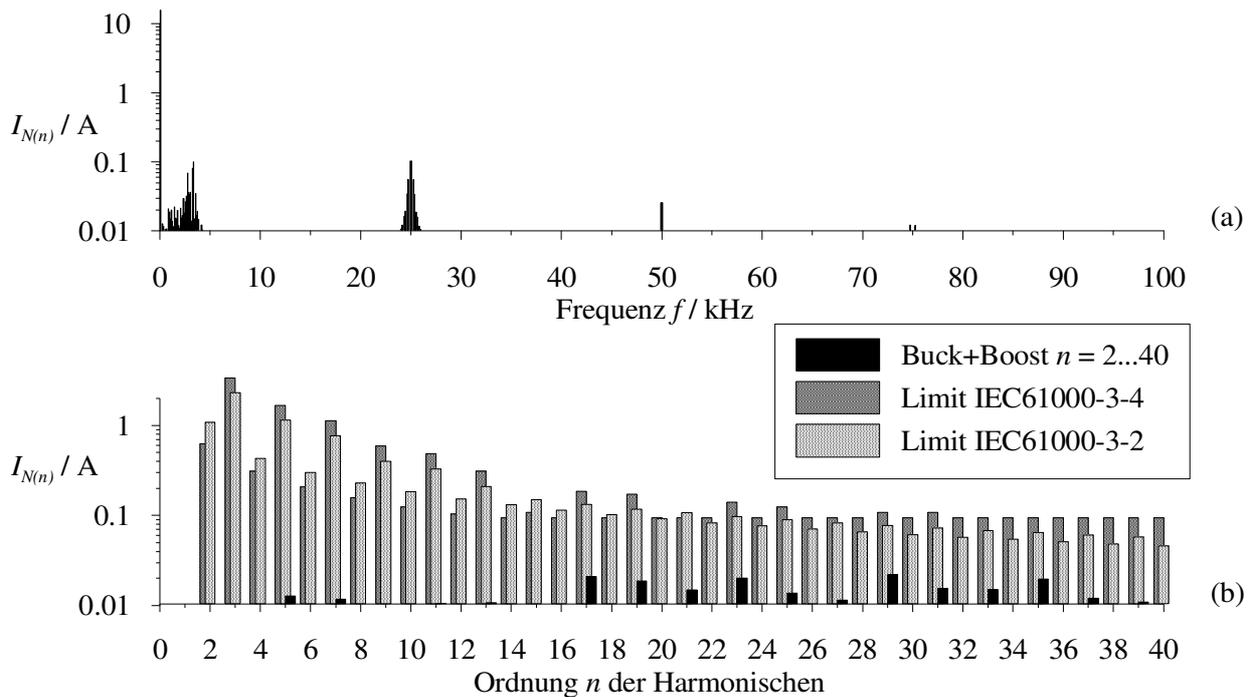


Abb.2.45: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N des „Buck+Boost Rectifier“ (a) und Harmonische $n = 2...40$ im Vergleich zu den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 (b) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und einer Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$.

Im Folgenden werden die Berechnungsformeln für die mittleren und effektiven Strombelastungen der Leistungshalbleiter präsentiert, um im Anschluss eine Wirkungsgradprädiktion des Systems durchführen zu können [40]. Es wird angenommen:

- rein sinusförmige, symmetrische Netzphasenspannungen;
- ein vernachlässigbarer netzfrequenter Anteil des Spannungsabfalls an den Filterinduktivitäten, $u_{CF,i} \approx u_{N,i}$
- konstanter Laststrom I_O ;
- ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten;
- konstante Schaltfrequenz $f_P \gg f_N$;

Modulationsindex:	$M = \frac{2}{3} \frac{U}{\frac{1}{2} \hat{U}_N} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{U}{U_{N,rms}}$	$\frac{I}{I_O} = \frac{U_O}{U} = \frac{1}{1-\delta_B}$
Moduldioden:	$I_{D_{M,avg}} = \frac{\hat{I}_N}{\pi}$	$I_{D_{M,rms}} = \frac{\hat{I}_N}{\sqrt{M\pi}}$
Leistungstransistor:	$I_{S_{avg}} = \frac{2\hat{I}_N}{\pi}$	$I_{S_{rms}} = \sqrt{\frac{2}{M\pi}} \hat{I}_N$
Freilaufdiode:	$I_{D_{F,avg}} = \left(\frac{1}{M} - \frac{3}{\pi}\right) \hat{I}_N$	$I_{D_{F,rms}} = \sqrt{\frac{1}{M^2} - \frac{3}{M\pi}} \hat{I}_N$
Leistungstransistor Hochsetzsteller:	$I_{S_{B,avg}} = \frac{\delta_B}{1-\delta_B} I_O$	$I_{S_{B,rms}} = \frac{\sqrt{\delta_B}}{1-\delta_B} I_O$
Freilaufdiode Hochsetzsteller:	$I_{D_{B,avg}} = I_O$	$I_{D_{B,rms}} = \frac{1}{\sqrt{1-\delta_B}} I_O$
Ausgangskondensator:		$I_{C_{O,rms}} = \sqrt{\frac{\delta_B}{1-\delta_B}} I_O$

Tab.2.28: Strombelastung der Leistungskomponenten des „Buck+Boost Rectifier“.

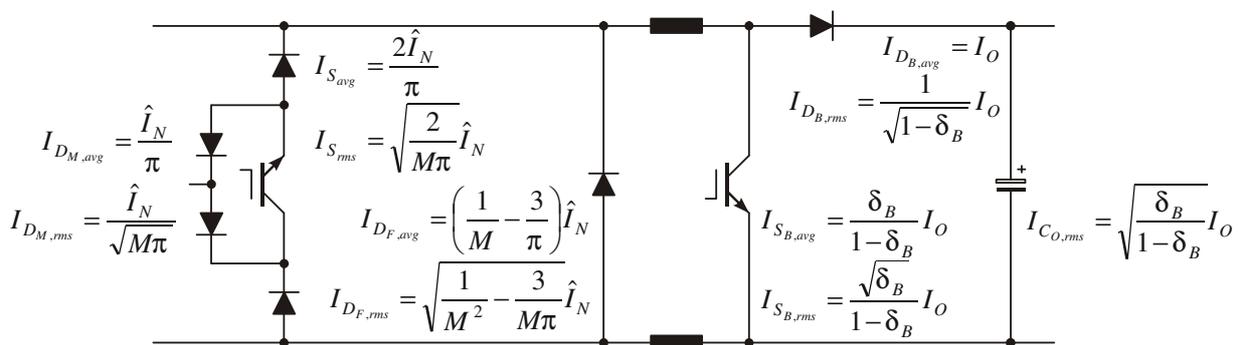


Abb.2.46: Schaltungsstruktur des „Buck+Boost Rectifier“ mit Formeln zur Berechnung der Strombelastung der Leistungsbauteile.

Zur Dimensionierung des Systems und Erstellung der Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.29) wurde folgende Spezifikation herangezogen (vgl. Abschnitt 2.1):

- Eingang (3~AC):

Außenleiterspannung nominell	400 ... 480VAC	(208...400VAC)
Außenleiterspannungsbereich	320 ... 530VAC	(166...480VAC)
- Ausgang (DC):

Nennausgangsspannung	400V	(400V)
Nennausgangsleistung	10.5kW	(5.25kW)

Ausgangsleistung	$P_O=$	10500	10500	10500	5250	5250	5250	W
Angenommener Wirkungsgrad	$\eta=$	94.0	94.0	94.0	94.0	94.0	94.0	%
Eingangsleistung	$P_N=$	11170	11170	11170	5585	5585	5585	W
Eingangsspannung	$U_{N,l-l}=$	320	400	530	166	208	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms}=$	20.15	16.12	12.17	19.43	15.50	6.72	A
	$ NI _{avg}=$	18.14	14.52	10.96	17.49	13.96	6.05	A
	$\dot{I}_N=$	28.50	22.80	17.21	27.47	21.92	9.50	A
	$U=$	353	400	400	183	229	400	V
	$I=$	31.67	27.93	27.93	30.52	24.36	13.96	A
Ausgangsspannung	$U_O=$	400	400	400	400	400	400	V
Modulationsindex	$M=$	0.90	0.82	0.62	0.90	0.90	0.68	
Tastverhältnis des Hochsetzstellers	$\delta_B=$	0.12	0.00	0.00	0.54	0.43	0.00	
Transistorstrom	$I_{S,rms}=$	23.97	20.13	17.49	23.10	18.44	9.19	A
	$I_{S,avg}=$	18.14	14.52	10.96	17.49	13.96	6.05	A
	$R_{DS,on}=$	0.06	=	=	0.06	=	=	Ohm
	$U_{CE,sat}=$	1	=	=	1	=	=	V
Leitverluste	$P_{S,C}=$	52.62	38.84	29.31	49.52	34.36	11.12	W
Schaltfrequenz	$f_P=$	25	=	=	25	=	=	kHz
Schaltverluste	$P_{S,S}=$	25.34	31.13	44.44	11.63	13.23	23.66	W
Verluste der Tiefsetzstellertransistoren	$P_S=$	233.9	209.9	221.3	183.4	142.8	104.3	W
Moduldiodenstrom	$I_{DM,rms}=$	16.95	14.24	12.37	16.34	13.04	6.50	A
	$I_{DM,avg}=$	9.07	7.26	5.48	8.74	6.98	3.02	A
	$R_{DM}=$	0.018	=	=	0.018	=	=	Ohm
	$U_{DM}=$	1.65	=	=	1.65	=	=	V
Schaltverluste der Moduldiode	$P_{DM,S}=$	3.53	3.08	3.25	3.15	2.35	1.32	W
Verluste der Moduldiode	$P_{DM}=$	284.0	224.4	180.5	268.6	203.1	84.8	W
Freilaufdiodenstrom	$I_{DF,rms}=$	11.87	13.11	17.91	11.44	9.13	8.26	A
	$I_{DF,avg}=$	4.45	6.15	11.49	4.29	3.42	4.89	A
	$R_{DF}=$	0.0240	=	=	0.0240	=	=	Ohm
	$U_{DF}=$	0.97	=	=	0.97	=	=	V
Schaltverluste der Freilaufdiode	$P_{DF,S}=$	5.87	6.73	8.77	3.10	3.18	3.72	W
Verluste der Freilaufdiode	$P_{DF}=$	13.6	16.8	27.6	10.4	8.5	10.1	W
Hochsetzstellertransistorstrom	$I_{SB,rms}=$	10.89	0.00	0.00	22.48	15.91	0.00	A
	$I_{SB,avg}=$	3.74	0.00	0.00	16.56	10.40	0.00	A
	$R_{SB}=$	0.0850	=	=	0.0850	=	=	Ohm
	$K_{SB}=$	27.5	=	=	27.5	=	=	$\mu J/A$
Schaltverluste des Hochsetzstellers	$P_{SB,S}=$	21.8	0.0	0.0	21.0	16.7	0.0	W
Verluste des Hochsetzstellertransistors	$P_{SB}=$	31.8	0.0	0.0	64.0	38.3	0.0	W
Hochsetzstellerdiodenstrom	$I_{DB,rms}=$	29.74	27.93	27.93	20.64	18.44	13.96	A
	$I_{DB,avg}=$	27.93	27.93	27.93	13.96	13.96	13.96	A
	$R_{DB}=$	0.0150	=	=	0.0150	=	=	Ohm
	$U_{DB}=$	0.67	=	=	0.67	=	=	V
Verluste der Hochsetzstellerdiode	$P_{DB}=$	31.98	30.41	30.41	15.75	14.46	12.28	W
Halbleitersgesamtverluste		595.3	481.6	459.8	542.1	407.1	211.5	W
Stromrippel		20%	=	=	20%	=	=	
Glättungsinduktivität	$L=$	1.099	=	=	1.831	=	=	mH
Glättungsinduktivität @100°C	$R_L=$	0.012	=	=	0.012	=	=	Ohm
Eisenverluste	$P_{FE}=$	4	4	4	4	4	4	W
Verluste der Glättungsinduktivität	$P_L=$	27.9	26.6	26.6	30.2	22.2	12.7	W
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms}=$	10.2	0.0	0.0	15.2	12.0	0.0	A
VISHAY 159 PUL-SI 330 μ F/450V		6	=	=	6	=	=	Stk.
Ersatzserienwiderstand	$ESR=$	0.038	=	=	0.038	=	=	Ohm
Verluste der Ausgangskondensatoren	$P_{CO}=$	4.0	0.0	0.0	8.9	5.6	0.0	W
Eigenstromversorgung	$P_{aux}=$	30	30	30	30	30	30	W
Zusatzverluste	$P_{add}=$	50	50	50	50	50	50	W
Gesamtverluste	$P=$	707.3	588.2	566.4	661.2	514.8	304.2	W
Wirkungsgrad	$\eta=$	93.67	94.73	94.93	88.16	90.78	94.55	%

Tab.2.29: Verlustleistungsbilanz des „Buck+Boost Rectifier“ für die Ausgangsleistungen 10.5kW und 5.25kW und Eingangsspannungen in den Bereichen 320...530V und 166...480V.

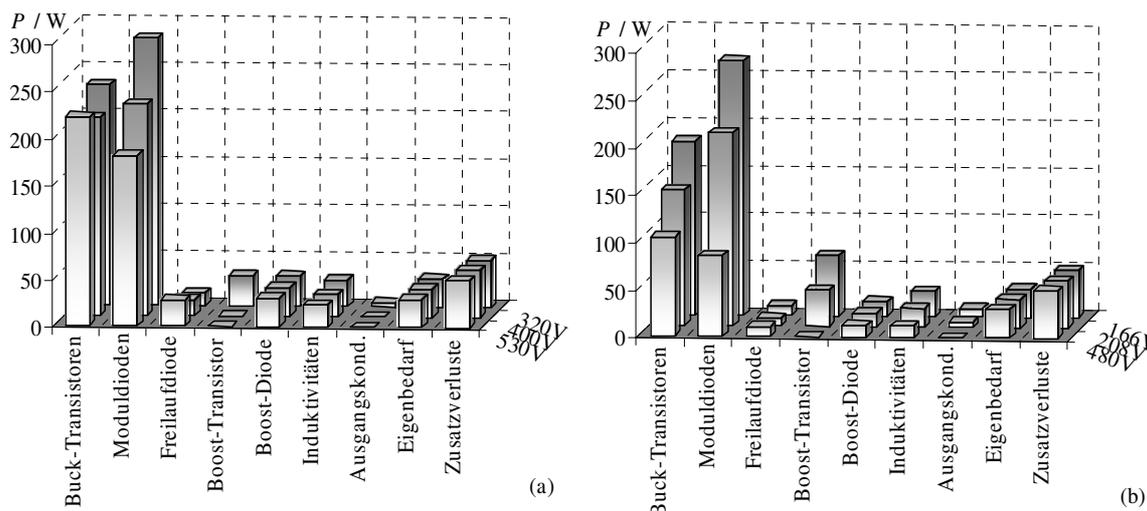


Abb.2.47: Aufteilung der Verluste des „Buck+Boost Rectifier“ nach Tab.2.29 für die unterschiedlichen Eingangsspannungen 320, 400 und 530V bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW (a) und für 166, 208 und 480V bei 5.25kW Ausgangsleistung (b).

Die Leistungshalbleiter einer Phase der Tiefsetzstellerstufe sind z.B. in Form eines Moduls mit der Bezeichnung VUI 31-12N1 von IXYS (Abb.2.48) erhältlich. Der Gesamtwirkungsgrad des Systems liegt nur bei 94.73% für Betrieb mit der Bemessungsspannung von 400V. Der Vorteil des Systems liegt im weiten Eingangs- und Ausgangsspannungsbereich. Die Ausgangsspannung kann direkt bis 0V bei vollem Strom heruntergeregelt werden, was das System z.B. für Hochleistungsbatterie-ladegeräte oder Hochleistungsheizungen in Hochgeschwindigkeitsdrucksystemen, interessant macht. Die obere Grenze der Ausgangsspannung ist nur durch die maximale Strom- und Spannungsfestigkeit der verwendeten Komponenten bestimmt. Die Leistungsdichte des Systems beträgt entsprechend der Berechnung nach Tab.2.30 nur $\rho = 1.89\text{kW/dm}^3$, die Hauptanteile am Volumen sind in Abb.2.49 grafisch dargestellt.



Abb.2.48: Halbleitermodul IXYS VUI 31-12N1 das die Halbleiterbauelemente eines Brückenzeigs der Tiefsetzstellereingangsstufe integriert.

Kühlkörpertemperatur	$T_H=$	90	°C
Umgebungstemperatur	$T_A=$	50	°C
Benötigter Kühlkörper AAVID Typ 2462PG	$R_{TH}=$	0.067	°C/W
Thermischer Widerstand	$R_{TH}=$	0.053	°C/W
Kühlkörpervolumen	$V_H=$	2.084	dm ³
Lüftervolumen	$V_F=$	1.764	dm ³
Induktivitäten	$V_L=$	0.460	dm ³
Kondensatoren	$V_{CO}=$	0.411	dm ³
Eigenstromversorgung, Leiterplatten, etc.	$V_{aux}=$	0.750	dm ³
Steuerplatine	$V_{con}=$	0.100	dm ³
Gesamtvolumen	$V=$	5.569	dm ³
Leistungsdichte	$\rho=$	1.89	kW/dm ³

Tab.2.30: Berechnung der Leistungsdichte des „Buck+Boost Rectifier“.

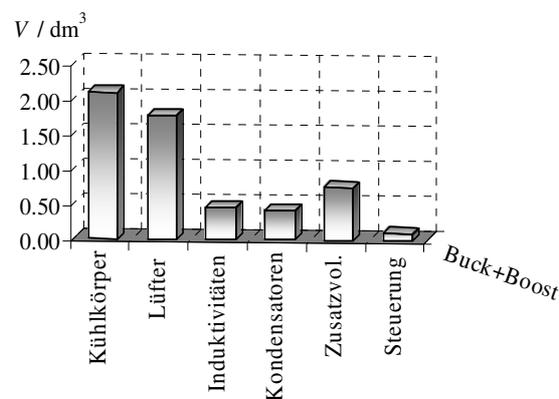


Abb.2.49: Aufstellung der Einzelvolumina der Leistungskomponenten des „Buck+Boost Rectifier“.

2.9 Bidirektionaler Spannungszwischenkreisumrichter

Der bidirektionale Sechsschalter-Spannungszwischenkreisumrichter mit Zweipunktcharakteristik (im Folgenden: „Bidirektionaler Umrichter“, Abb.2.50) ist in der Literatur wegen seiner Anwendung als Frequenzumrichter bei dreiphasigen Antrieben sehr bekannt. Die Eingangsströme $i_{N,i}$ können sinusförmig geführt werden bzw. kann ohmsches Netzverhalten eingestellt werden. Es könnte aber auch jeder beliebige andere Phasenwinkel des Eingangsstroms eingestellt werden, um z.B. eine Blindleistungskompensation durchzuführen.

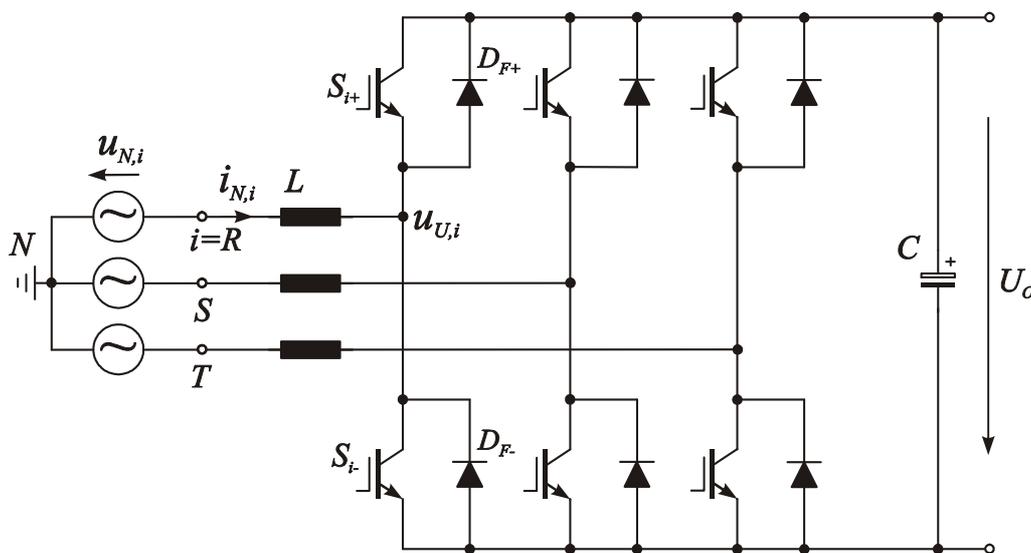


Abb.2.50: Schaltungstopologie des bidirektionalen dreiphasigen Zweipunkt- Pulsumrichtersystems.

Für die Regelung des Systems stehen verschiedene Möglichkeiten zur Verfügung. Die Eingangsströme können im einfachsten Fall durch einen Zweipunktregler oder unter anderem durch einen „Average Current Mode Controller“ nach Abb.2.51 geregelt werden. Das simulierte Zeitverhalten der charakteristischen Spannungen und Ströme ist in Abb.2.52 mit den Simulationsparametern nach Tab.2.31 gezeigt. Die Eingangsströme $i_{N,i}$ weisen eine reine Sinusform mit einer Stromverzerrung von $THDI = 5.71\%$ und einem Leistungsfaktor von $\lambda = 0.9983$ auf, wobei in beiden Werten der schaltfrequente Stromrippel enthalten ist.

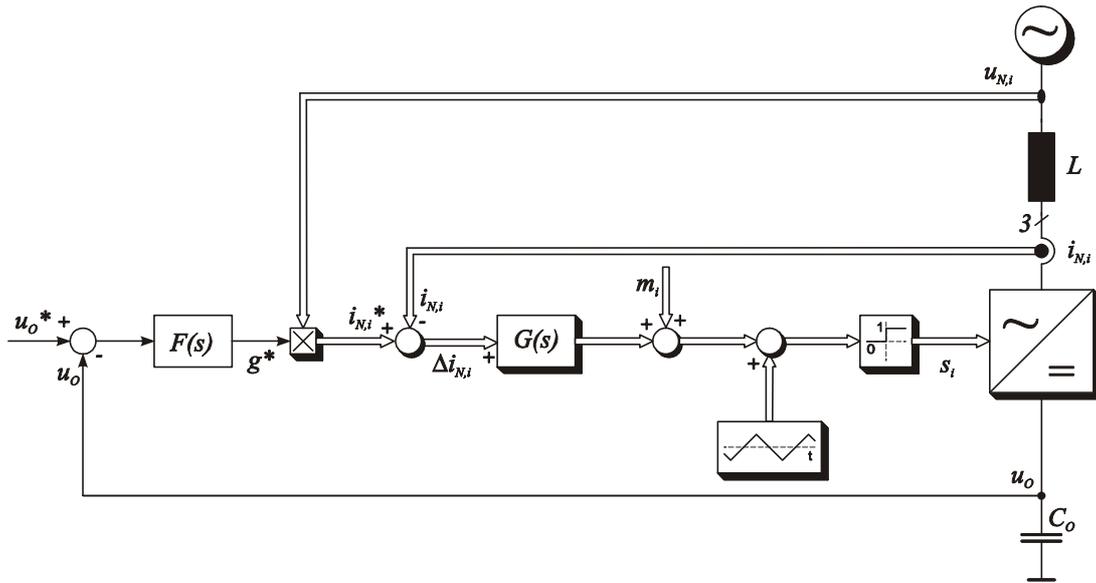


Abb.2.51: Blockschaltbild der kaskadierten Regelung des „Bidirektionalen Umrichters“, realisiert mit innerem Stromregelkreis $G(s)$ und überlagertem Ausgangsspannungsregler $F(s)$.

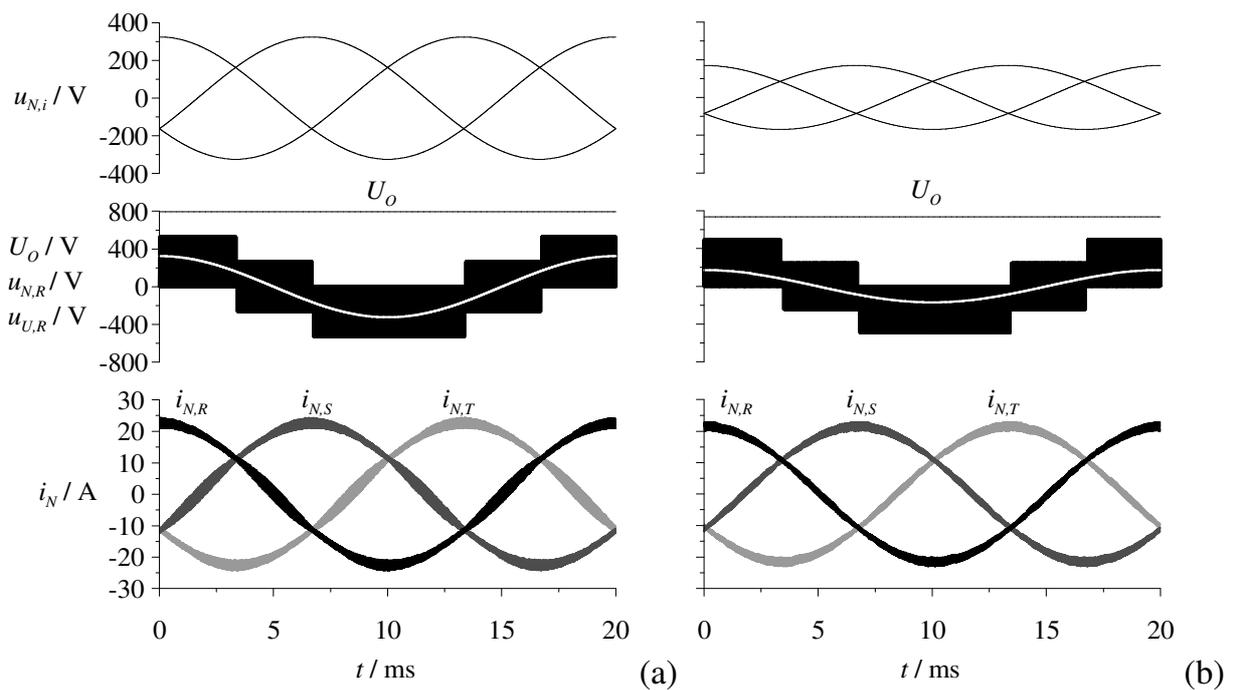


Abb.2.52: Simulation des „Bidirektionalen Umrichters“ für eine Netzperiode. Dargestellt sind die Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, die Ausgangsspannung U_o , die Umrichtereingangsspannung $u_{U,i}$ und die Netzströme $i_{N,i}$ ($i = R, S, T$) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$, eine Ausgangsleistung $P_o = 10.5\text{kW}$ (a) und eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 208\text{V}$ und eine Ausgangsleistung von $P_o = 5.25\text{kW}$ (b).

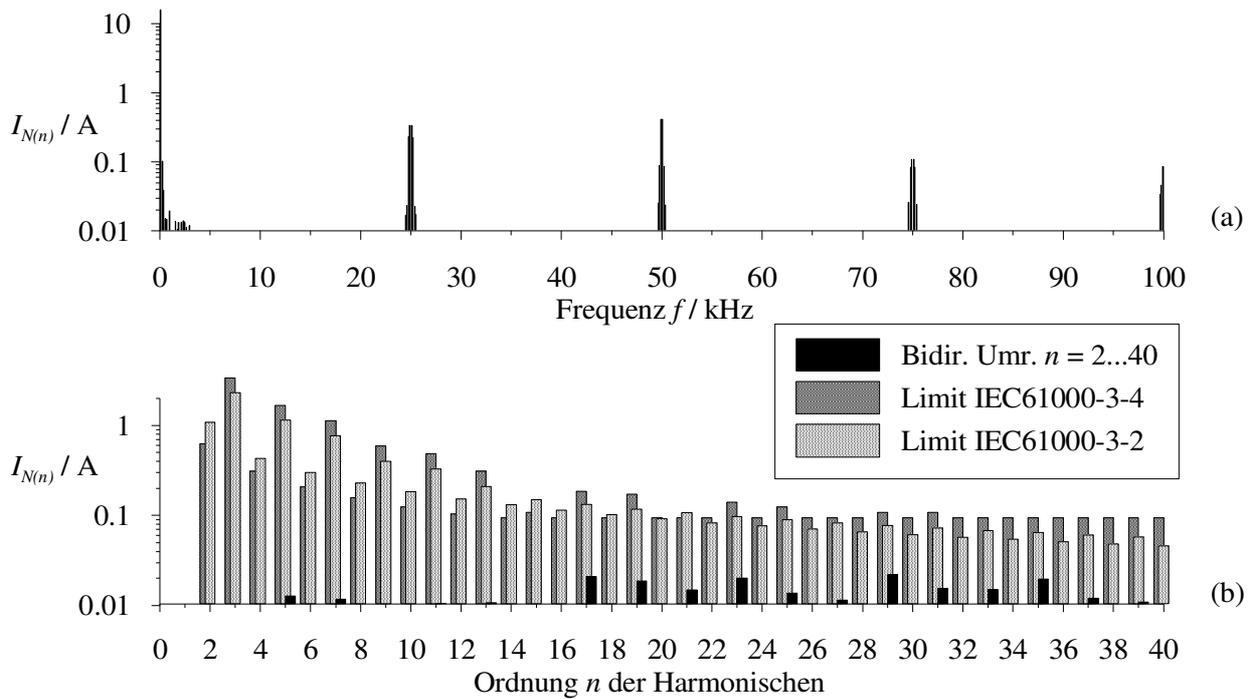


Abb.2.53: Frequenzspektrum der Eingangsströme i_N des „Bidirektionalen Umrichters“ (a) und Harmonische $n = 2...40$ im Vergleich zu den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 (b) für eine Eingangsspannung von $U_{N,l-l} = 400\text{V}$ und einer Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$.

In Abb.2.53(a) ist das Frequenzspektrum der Eingangsströme ohne EMV Filter dargestellt. Es wie beim „VIENNA Rectifier“ (vgl. Abb.2.37) zu erkennen, dass die Frequenzanteile des Netzstroms durch die Kopplung der drei Phasen nicht nur bei der einfachen, sondern auch bei der doppelten Schaltfrequenz hohe Amplituden aufweisen. Die Harmonischen des Eingangsstroms für $n = 2...40$ sind in Abb.2.53(b) gemeinsam mit den Grenzwerten nach EN61000-3-2 und EN61000-3-4 dargestellt, wobei die Grenzwerte mit großer Reserve eingehalten werden.

Eingangsspannung:	$U_{N,l-l} = 400\text{V}$	$U_{N,l-l} = 208\text{V}$
Ausgangsleistung:	$P_O = 10.5\text{kW}$	$P_O = 5.25\text{kW}$
Ausgangsspannung:	$U_O = 800\text{V}$	$U_O = 750\text{V}$
Schaltfrequenz:	$f_P = 25\text{kHz}$	$f_P = 25\text{kHz}$

Tab.2.31: Parameter für die Simulation des „Bidirektionalen Umrichters“.

Die Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter wird bei dieser Struktur durch die Ausgangsspannung U_O vorgegeben. Der Vorteil der Anordnung ist, dass eine Vielzahl

von Modulen am Markt existieren, die die gesamte Schaltungsstruktur beinhalten. Hier wurden wegen der Vergleichbarkeit des Systems diskrete Halbleiter von APT (POWER MOS7[®] IGBT) verwendet.

Die Mittelwerte und Effektivwerte der Strombelastungen der Leistungskomponenten sind in Tab.2.16 aufgelistet, sie dienen als Grundlage für die Dimensionierung und die Wirkungsgradprädiktion des Systems. Für die Herleitung der Formeln wurden sinusförmige Versorgungsspannungen und Netzströme angenommen, der Stromrippel in den Induktivitäten wurde vernachlässigt und die Schaltfrequenz wurde als konstant angesehen.

Modulationsindex:	$M = \frac{\hat{U}_U}{\frac{1}{2}U_O} \approx \frac{\hat{U}_N}{\frac{1}{2}U_O}$	
Freilaufdioden:	$I_{D_{F,avg}} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8}\right)\hat{I}_N$	$I_{D_{F,rms}} = \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi}}\hat{I}_N$
Leistungstransistoren:	$I_{S_{avg}} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8}\right)\hat{I}_N$	$I_{S_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi}}\hat{I}_N$
Ausgangskondensator:	$I_{C_{O,rms}} = \sqrt{\frac{5\sqrt{3}M}{4\pi} - \frac{9M^2}{16}}\hat{I}_N$	

Tab.2.32: Strombelastung der Leistungskomponenten des „Bidirektionalen Umrichters“.

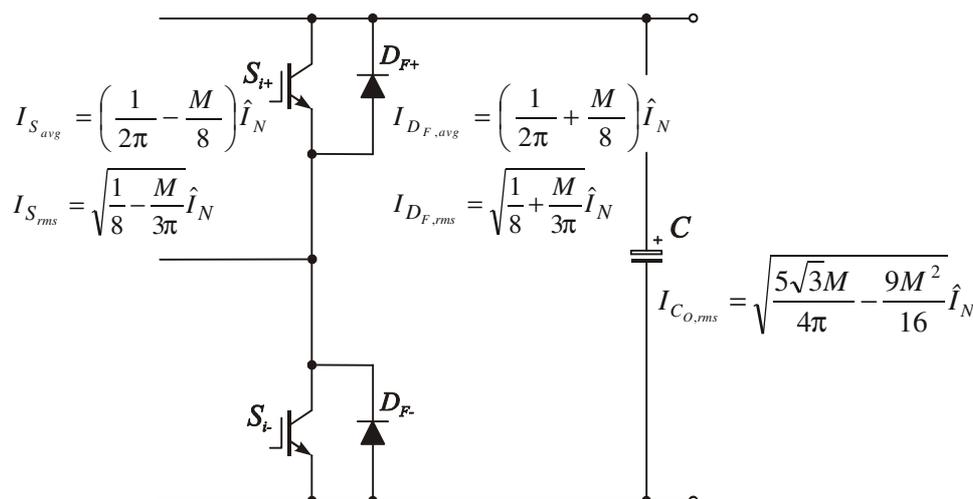


Abb.2.54: Schaltungsstruktur des „Bidirektionalen Umrichters“ mit Formeln zur Berechnung der Strombelastung der Leistungsbauteile.

Zur Dimensionierung des Systems und Erstellung der Wirkungsgradprädiktion (Tab.2.33) wurde folgende Spezifikation herangezogen (vgl. Abschnitt 2.1):

- Eingang (3~AC):

Außenleiterspannung nominell	400 ... 480VAC	(208...400VAC)
Außenleiterspannungsbereich	320 ... 530VAC	(166...480VAC)
- Ausgang (DC):

Nennausgangsspannung	800V	(750V)
Nennausgangsleistung	10.5kW	(5.25kW)

Die Leistungshalbleiter wurden mit einem TO-247 Gehäuse realisiert. Die Leistungstransistoren S_i (APT25GP120B) weisen Verluste von $P_S = 58.8\text{W}$ auf. Mit dem thermischen Widerstand $R_{TH,JH} = R_{TH,JC} + R_{TH,CH} = 0.3 + 0.5 = 0.8\text{K/W}$, wo der thermische Übergangswiderstand der Isolierung zwischen Gehäuse und Kühlkörper bereits enthalten ist, ergibt sich die Erwärmung eines Leistungstransistors zu 47K und daher eine Sperrschichttemperatur von $T_J = 137^\circ\text{C}$ ($T_{J,max} = 150^\circ\text{C}$). Die Sperrschichttemperatur der Freilaufdioden (APT15DQ100BG) beträgt mit $R_{TH,JH} = R_{TH,JC} + R_{TH,CH} = 1.18 + 0.5 = 1.68\text{K/W}$ und den Verlusten $P_{DF} = 14.8\text{W}$ $T_J = 114.8^\circ\text{C}$ ($T_{J,max} = 175^\circ\text{C}$).

Der Wirkungsgrad des „Bidirektionalen Umrichters“ ist mit $\eta = 95.88\%$ bei 400V akzeptabel, aber schon signifikant geringer als z.B. der des „VIENNA Rectifier“ ($\eta = 97.59\%$).

In Abb.2.55(a) sind die Einzelverlustanteile nach Tab.2.33 für eine Ausgangsleistung von $P_O = 10.5\text{kW}$ bei einer Versorgungsspannung von $U_{N,l-l} = 320...530\text{V}$ und in Abb.2.55(b) für eine Ausgangsleistung $P_O = 5.25\text{kW}$ bei einer Versorgungsspannung von $U_{N,l-l} = 166...480\text{V}$ grafisch dargestellt. Speziell bei kleiner Eingangsspannung sind die Schaltverluste der Leistungstransistoren besonders hoch. Ein durch die Zweipunktcharakteristik der Spannungsbildung bedingter Nachteil des Systems ist der große Induktivitätswert von $L = 750\mu\text{H}$. Die Eingangsinduktivitäten beanspruchen mit $V_L = 0.69\text{dm}^3$ einen entsprechenden Anteil am Gleichrichtervolumen (vgl. Tab.2.34 und Abb.2.56), wobei der größte Anteil aber zur Kühlung der Leistungshalbleiter aufgewendet werden muss, das Kühlkörper und Lüftervolumen betragen $V_H + V_F = 2.578\text{dm}^3$. Die resultierende Leistungsdichte des Systems beträgt $\rho = 2.28\text{kW/dm}^3$.

Ausgangsleistung	$P_{O=}$	10500	10500	10500	5250	5250	5250	W
Angenommener Wirkungsgrad	$\eta=$	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	96.0	%
Eingangsleistung	$P_{N=}$	10938	10938	10938	5469	5469	5469	W
Eingangsspannung	$U_{N,i=}$	320	400	530	166	208	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms=}$	19.73	15.79	11.91	19.02	15.18	6.58	A
	$ IN _{avg=}$	17.77	14.21	10.73	17.12	13.67	5.92	A
	$\hat{I}_N=$	27.91	22.33	16.85	26.90	21.47	9.30	A
Ausgangsspannung	$U_{O=}$	800	800	800	750	750	750	V
Modulationsindex	$M=$	0.65	0.82	1.08	0.36	0.45	1.05	
Transistorstrom	$I_{S,rms=}$	6.59	4.37	1.70	7.92	5.95	1.10	A
	$I_{S,avg=}$	2.16	1.27	0.40	3.07	2.20	0.27	A
APT25GP120B	$R_{CE=}$	0.057	=	=	0.057	=	=	Ohm
	$U_{CE,sat=}$	1.5	=	=	1.5	=	=	V
Leitverluste	$P_{S,C=}$	5.70	3.00	0.77	8.15	5.31	0.47	W
Schaltfrequenz	$f_P=$	25	=	=	25	=	=	kHz
	$K_{1,on=}$	68.4	=	=	68.4	=	=	μ J/A
Einschaltverluste	$P_{S,on=}$	30.38	24.30	18.34	29.28	23.37	10.13	W
	$K_{1,off=}$	50.1	=	=	50.1	=	=	μ J/A
Ausschaltverluste	$P_{S,off=}$	22.25	17.80	13.44	21.45	17.12	7.42	W
Verluste der Transistoren	$P_S=$	350.0	270.6	195.3	353.3	274.8	108.1	W
Freilaufdiodenstrom	$I_{DF,rms=}$	12.30	10.27	8.25	10.87	8.93	4.52	A
	$I_{DF,avg=}$	6.72	5.83	4.96	5.50	4.63	2.70	A
APT15DQ100B	$R_{DF=}$	0.040	=	=	0.040	=	=	Ohm
	$U_{DF=}$	1.3	=	=	1.3	=	=	V
Verluste der Freilaufdioden	$P_{DF=}$	88.7	70.8	55.0	71.2	55.3	25.9	W
Halbleitergesamtverluste		438.8	341.4	250.3	424.5	330.1	134.0	W
Stromrippel		20%	=	=	20%	=	=	
Eingangsimpedanz	$L=$	717	=	=	697	=	=	μ H
Eingangsimpedanz @100°C	$R_L=$	0.013	=	=	0.013	=	=	Ohm
Eisenverluste	$P_{FE=}$	4	4	4	4	4	4	W
Verluste der Eingangsimpedanzen	$P_L=$	27.3	21.8	17.6	26.3	21.1	13.7	W
Ausgangskondensatorstrombelastung	$I_{CO,rms=}$	12.8	9.7	5.0	11.3	9.5	3.0	A
VISHAY 159 PUL-SI 330 μ F/450V		2*6	=	=	2*6	=	=	Stk.
Ersatzserienwiderstand	$ESR=$	0.038	=	=	0.038	=	=	Ohm
Verluste der Ausgangskondensatoren	$P_{CO=}$	12.5	7.2	1.9	9.7	7.0	0.7	W
Eigenstromversorgung	$P_{aux=}$	30	30	30	30	30	30	W
Zusatzverluste	$P_{add=}$	50	50	50	50	50	50	W
Gesamtverluste	$P=$	558.6	450.4	349.8	540.5	438.1	228.4	W
Wirkungsgrad	$\eta=$	94.89	95.88	96.80	90.12	91.99	95.82	%

Tab.2.33: Verlustleistungsbilanz des „Bidirektionalen Umrichters“ für die Ausgangsleistungen 10.5kW und 5.25kW und Eingangsspannungen im Bereich 320...530V und 166...480V.

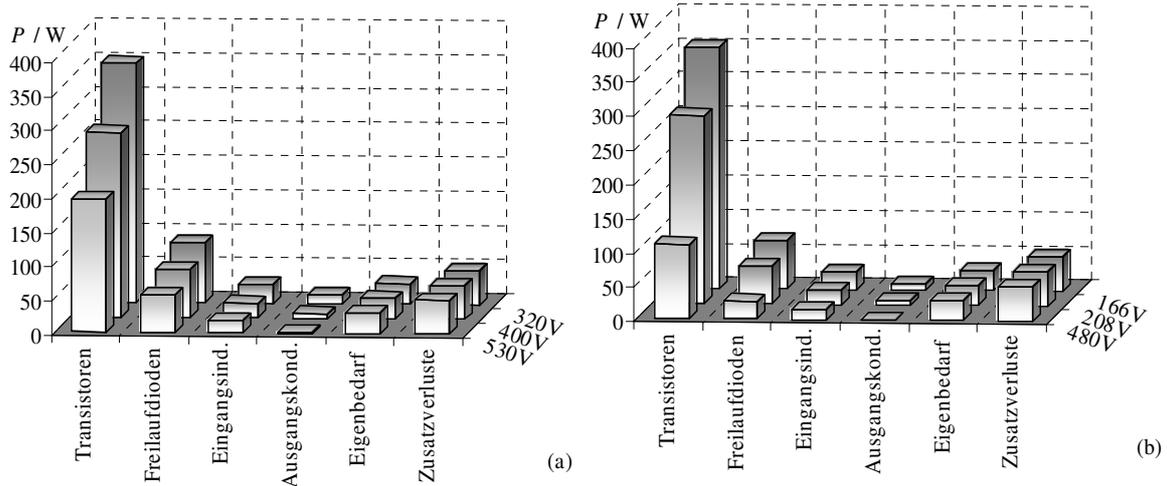


Abb.2.55: Aufteilung der Verluste des „Bidirektionalen Umrichters“ nach Tab.2.33 für die unterschiedlichen Eingangsspannungen 320, 400 und 530V bei einer Ausgangsleistung von 10.5kW (a) und für 166, 208 und 480V bei 5.25kW Ausgangsleistung (b).

Kühlkörpertemperatur	$T_H =$	90	°C
Umgebungstemperatur	$T_A =$	50	°C
Benötigter Kühlkörper AAVID Typ 2461PG	$R_{TH} =$	0.091	°C/W
Thermischer Widerstand	$R_{TH} =$	0.075	°C/W
Kühlkörpervolumen	$V_H =$	1.396	dm ³
Lüftervolumen	$V_f =$	1.182	dm ³
Eingangsdrosselvolumen	$V_L =$	0.690	dm ³
Ausgangskondensatorvolumen	$V_C =$	0.486	dm ³
Eigenstromversorgung, Leiterplatten, etc.	$V_{aux} =$	0.750	dm ³
Steuerplatine	$V_{con} =$	0.100	dm ³
Gesamtvolumen	$V =$	4.604	dm ³
Leistungsdichte	$\rho =$	2.28	kW/dm ³

Tab.2.34: Berechnung der Leistungsdichte des „Bidirektionalen Umrichters“.

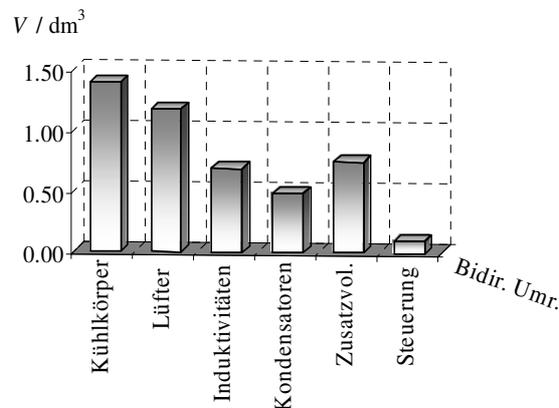


Abb.2.56: Aufstellung der Einzelvolumina der Leistungskomponenten des „Bidirektionalen Umrichters“.

2.10 Zusammenfassung der Ergebnisse des Vergleichs der PWM Gleichrichterkonzepte

In Tab.2.35 und Tab.2.36 sind die in diesem Abschnitt erarbeiteten charakteristischen Werte der Gleichrichterkonzepte übersichtlich dargestellt. Es stellt sich heraus, dass es Schaltungstopologien gibt, die einen Wirkungsgrad η größer 97% aufweisen (1S Boost, 3S Boost, 1S DCM Boost, 12-Puls-Gleichrichter und VIENNA Rectifier) und Systeme mit einem Leistungsfaktor $\lambda \approx 1$ bzw. einer Stromverzerrung $THDI$ kleiner 7% (VIENNA Rectifier, Buck+Boost Rectifier, Minnesota Rectifier und Bidirektionaler Umrichter) gibt. Nur ein Konzept kann die Anforderungen an einen hohen Wirkungsgrad, geringe Stromverzerrung, guten Leistungsfaktor und hohe Leistungsdichte erfüllen – der VIENNA Rectifier.

Die Systeme 1S Boost, 3S Boost und 3S DCM Boost können ihre Anwendung dort finden, wo die nachfolgende Konverterstufe eine auf einen konstanten Wert geregelte Eingangsgleichspannung unabhängig von Netzspannungsvariationen und/oder für Anwendungen bei weitem Eingangsspannungsbereich benötigt. Die Standards EN61000-3-2 und EN61000-3-4 können mit ihnen nicht erfüllt werden.

Die beiden Systeme Minnesota Rectifier und 12-Puls-Gleichrichter können eine interessante Alternative für Anwendungen im Bereich der Luftfahrt sein, wo die Frequenz des Versorgungsnetzes bei 400 ... 800Hz liegt und damit die Saugdrossel und die Glättungsinduktivitäten des 12-Puls-Gleichrichters bzw. der Transformator des Minnesota Rectifier für diese hohe Frequenz ausgelegt werden können, was massiv an Bauvolumen und Gewicht spart (Transformator-Wachstumsgesetz [41]).

Für Anwendungen wo eine Ausgangsgleichspannung von Null bis zu einem beliebigen Wert der auch höher als die Netzspannung sein kann, bei Nennstrom versorgt werden muss (z.B. als Heizstromversorgung für Hochleistungsdruckmaschinen und Hochleistungsbatterieladegeräte), stellt der Buck+Boost Rectifier eine gute Realisierungsform dar. Er zeichnet sich durch sehr gute Eigenschaften am Versorgungsnetz aus, der Wirkungsgrad und die Leistungsdichte sind eher bescheiden.

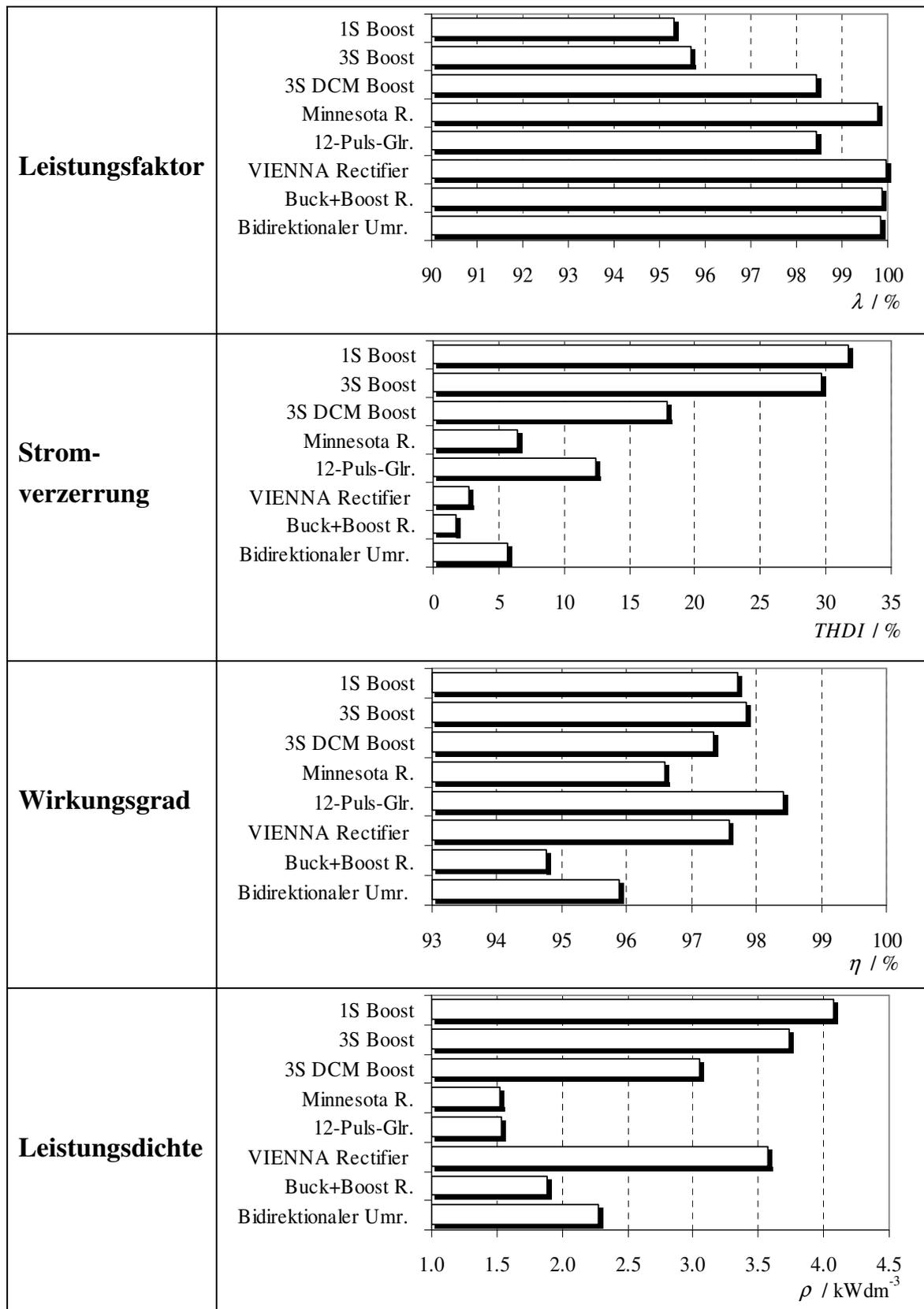
Der bidirektionale Umrichter wird seine Anwendung dort finden, wo die Rückspeisung von Energie aus dem Gleichspannungszwischenkreis in das Versorgungsnetz gefordert wird. Der bidirektionale Umrichter ist die einzige Topologie, die dies bewerkstelligen kann. Mit ihm lassen sich sehr gute Werte des Leistungsfaktors und der

Stromverzerrung realisieren, darüber hinaus würde er sogar die Möglichkeit bieten, beliebige Stromformen und Phasenwinkel des Eingangsstrom einzustellen, um damit z.B. eine Blindleistungskorrektur durchzuführen.

Das gute Gesamtergebnis des VIENNA Rectifier in diesem objektiven Vergleich stellt die Basis für die weitere Forschung im Rahmen dieser Arbeit dar. Abschließend zu diesem Abschnitt sollen noch der Vollständigkeit halber verschiedene Schaltungstopologien (VIENNA Rectifier II, VIENNA Rectifier III, Y-Rectifier und Δ -Rectifier) zur dreiphasigen Leistungsfaktorkorrektur mit und ohne galvanischer Trennung der Ausgangsgleichspannung vorgestellt werden.

EN61000-3-2 und EN61000-3-4 nicht erfüllt	<p>1S Boost</p> <p> $\lambda = 95.31 \%$ $THDI = 31.74 \%$ $\eta = 97.71 \%$ $\rho = 4.08 \text{ kW/dm}^3$ </p>	<p>3S Boost</p> <p> $\lambda = 95.7 \%$ $THDI = 29.7 \%$ $\eta = 97.85 \%$ $\rho = 3.74 \text{ kW/dm}^3$ </p>
	<p>1S DCM Boost</p> <p> $\lambda = 98.43 \%$ $THDI = 17.9 \%$ $\eta = 97.34 \%$ $\rho = 3.05 \text{ kW/dm}^3$ </p>	<p>12-Puls-Gleichrichter</p> <p> $\lambda = 98.43 \%$ $THDI = 12.43 \%$ $\eta = 98.41 \%$ $\rho = 1.53 \text{ kW/dm}^3$ </p>
EN61000-3-2 und EN61000-3-4 erfüllt	<p>VIENNA Rectifier</p> <p> $\lambda = 99.96 \%$ $THDI = 2.7 \%$ $\eta = 97.59 \%$ $\rho = 3.58 \text{ kW/dm}^3$ </p>	<p>Buck+Boost Rectifier</p> <p> $\lambda = 99.88 \%$ $THDI = 1.77 \%$ $\eta = 94.76 \%$ $\rho = 1.89 \text{ kW/dm}^3$ </p>
	<p>Minnesota Rectifier</p> <p> $\lambda = 99.79 \%$ $THDI = 6.47 \%$ $\eta = 96.58 \%$ $\rho = 1.52 \text{ kW/dm}^3$ </p>	<p>Bidirektionaler Umrichter</p> <p> $\lambda = 99.83 \%$ $THDI = 5.71 \%$ $\eta = 95.88 \%$ $\rho = 2.28 \text{ kW/dm}^3$ </p>

Tab.2.35: Übersicht der Schaltungstopologien der verglichenen PWM Gleichrichterkonzepte mit den charakteristischen Werten Leistungsfaktor λ , Stromverzerrung $THDI$, Wirkungsgrad η und Leistungsdichte ρ .



Tab.2.36: Vergleich der charakteristische Werte Leistungsfaktor λ , Stromverzerrung $THDI$, Wirkungsgrad η und Leistungsdichte ρ für die in diesem Abschnitt untersuchten Gleichrichterkonzepte.

2.11 VIENNA Rectifier II

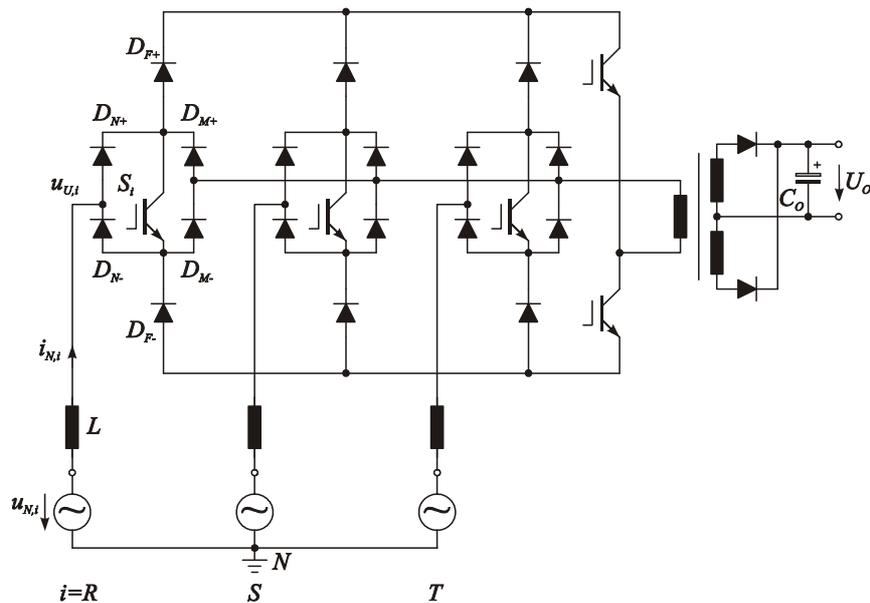


Abb.2.57: Grundstruktur des Leistungsteils des „VIENNA Rectifier II“.

In der Literatur [42] wurde ein einstufiges dreiphasiges Pulsleichrichtersystem mit galvanischer Trennung der Ausgangsspannung unter der Bezeichnung „VIENNA Rectifier II“ vorgestellt (Abb.2.57). Das hochsetzstellerbasierte System weist eine Reihe von Vorteilen auf:

- einfache Struktur des Leistungsteils;
- kontinuierliche Eingangsströme;
- direkte Regelung der Eingangsströme;
- keine Gefahr eines direkten Kurzschlusses zweier Außenleiter;
- Eingeprägte Ausgangsspannung: Die Ausgangsspannung definiert die Spannungsbeanspruchung der sekundärseitigen Gleichrichterdioden unabhängig von der Eingangsspannung;
- gute Querregelung im Fall mehrerer Ausgangsspannungen;

Die Nachteile des Systems allerdings sind:

- die hohe Spannungsbeanspruchung der Leistungskomponenten auf der Primärseite des Transformators;
- die Zweipunktcharakteristik der Eingangsstufe zur Führung des Eingangsstroms;
- die hohe Strombelastung des Ausgangskondensators;
- ein direkter Hochlauf des Systems und eine Strombegrenzung für einen ausgangsseitigen Kurzschluss sind nicht möglich.

Der VIENNA Rectifier II weist einen eingepprägten Transformatorprimärstrom auf, was die Systemzuverlässigkeit in Bezug auf die Transformatorsättigung erhöht. Andererseits bewirkt der eingepprägte Transformatorstrom zufolge der Streuinduktivität des Transformators hohe transiente Ausschaltüberspannungen an den Leistungshalbleitern auf der Primärseite des Transformators. Dies bedingt die Anordnung einer Überspannungsbegrenzungsschaltung, die die Begrenzungsleistung aber zur Eigenstromversorgung des Systems verwenden kann.

2.12 VIENNA Rectifier III

In [43] wurde ein tiefsetzstellerbasiertes, einstufiges, dreiphasiges Pulsleichrichtersystem mit galvanischer Trennung der Ausgangsspannung unter dem Titel „VIENNA Rectifier III“ vorgestellt (vgl. Abb.2.58). Dieses System besitzt die Vorteile eines direkten Hochlaufs und einer Strombegrenzung im Fall eines Ausgangskurzschlusses oder einer Überlast am Ausgang. Die Nachteile allerdings sind der diskontinuierliche Verlauf des Eingangsstroms und damit der hohe Filteraufwand zur Einhaltung der Normen für die elektromagnetische Verträglichkeit. Der Hochfrequenztransformator ist spannungsgespeist, was die Möglichkeit der Sättigung des Eisenkerns im Fall von Last- oder Netzspannungstransienten oder bei ungenauer Generierung der Ansteuerimpulse der Leistungstransistoren impliziert.

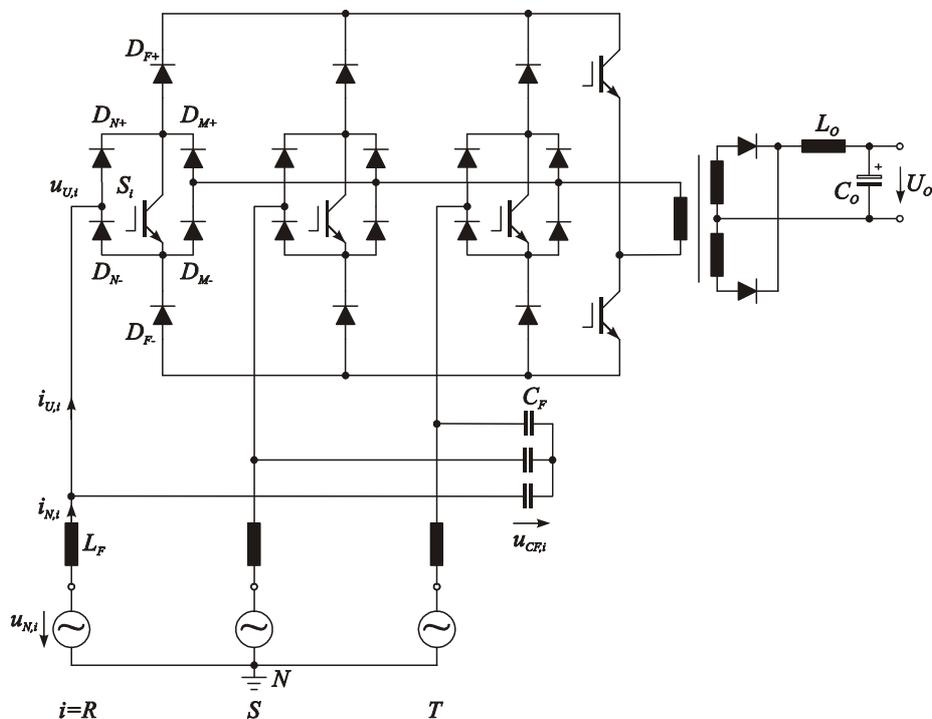


Abb.2.58: des Leistungsteils des „VIENNA Rectifier III“.

2.13 Modulare Alternativen zum VIENNA Rectifier

Eine Alternative zum VIENNA Rectifier stellt einerseits der Y-Rectifier dar, bei dem das dreiphasige System durch Sternschaltung von Einphasensystemen realisiert wird [10], vgl. Abb.2.59, Alternativ kann das dreiphasige System auch durch Dreieckschaltung von drei Einphasen-Schaltungen realisiert werden [11], [12], vgl. Abb.2.60, dieses Schaltungskonzept wird als Δ -Rectifier bezeichnet. Der Vorteil einer Anordnung von Einphasensystemen liegt in der Modularität [13]. Im Fall des Y-Rectifier kann auf bestehendes Know-how bei der Realisierung von Einphasen-Pulsgleichrichterschaltungen für 230V Wechselspannung zurückgegriffen werden. Auch die nachgeschaltete DC/DC Ausgangsstufe kann mit der relativ kleinen Eingangsspannung von 400VDC, wie bei Systemen mit einphasiger Leistungsfaktorkorrektur üblich, realisiert werden.

Wenn die Eingangsgleichrichtung der Module mittels einer sechspulsigen Thyristorbrücke ausgeführt wird, liegt der besondere Vorteil des Δ -Rectifier in der Zuverlässigkeit des Systems bei Phasenausfall, da im Fehlerfall alle drei PFC Module an die verbleibenden Außenleiter angeschlossen werden können und so ein Betrieb mit voller Leistung sichergestellt werden kann.

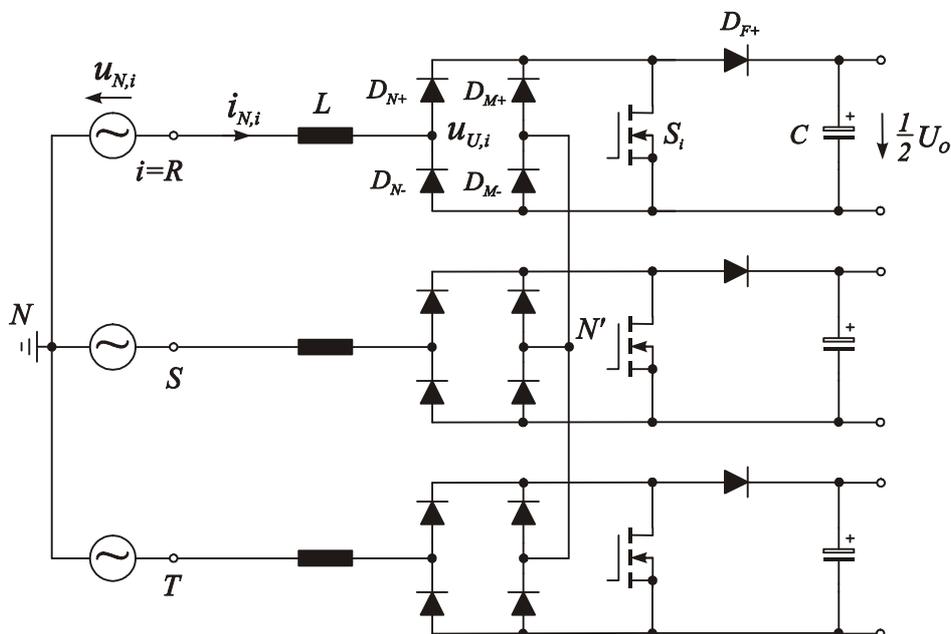


Abb.2.59: Schaltungsstruktur des Y-Rectifier: das dreiphasige System wird durch drei in Stern geschaltete einphasige Pulsgleichrichter-Module realisiert.

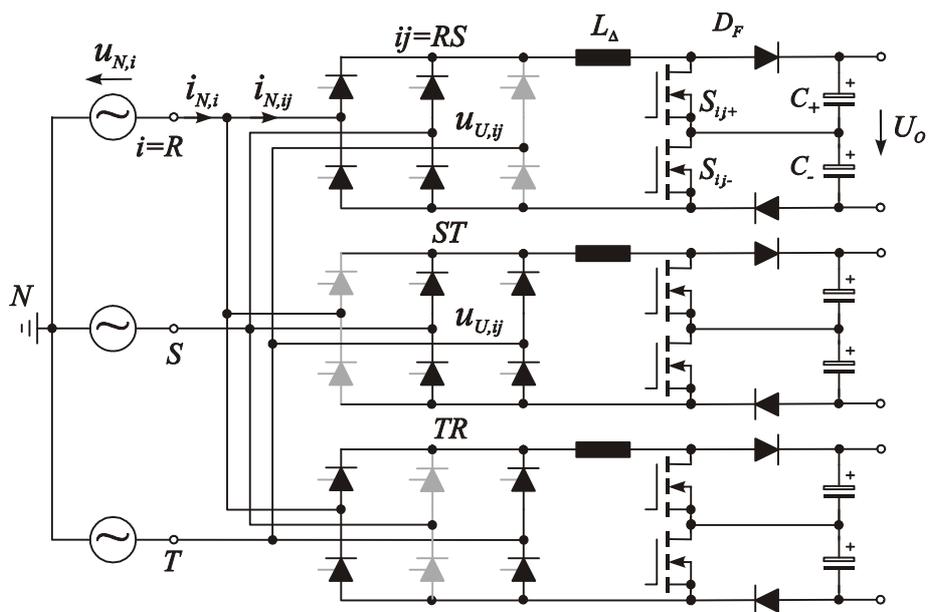


Abb.2.60: Schaltungsstruktur des Δ -Rectifier: das dreiphasige System wird durch drei in Dreieck geschaltete Einphasenpulsgleichrichter-Module realisiert.

Kapitel 3

Brückenzweigstrukturen

Nachdem sich der VIENNA Rectifier in den Abschnitten 2.7 und 2.10 als optimale Struktur eines Pulsleichrichtersystems herauskristallisiert hat, soll in diesem Abschnitt geklärt werden, ob die in [3] vorgeschlagene Brückenzweigstruktur (Abb.3.1(a)) bereits optimal ist, oder ob alternative Realisierungsvarianten (vgl. Abb.3.1(b), (c), (d)) bzw. eine Schaltentlastung Vorteile bringen könnten.

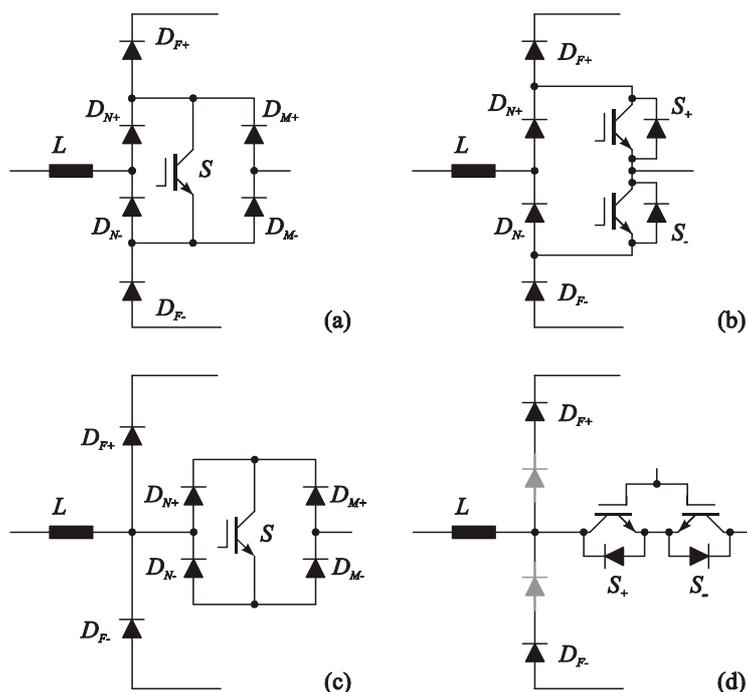


Abb.3.1: Ausführungsformen von Brückenzweigen von Dreiphasen-Dreipunkt- Pulsleichrichtersystemen vorgestellt in [3] (vgl. (a)), [15] (vgl. (b)) und [34] (vgl. (c) und (d)). Die Freilaufdioden D_F in (d) sind durch Serienschaltung von zwei Dioden mit einer Spannungsfestigkeit in Höhe der halben Ausgangsspannung ausgeführt.

Zur Realisierung des in Abschnitt 1 erwähnten Puls-gleichrichtersystems wurde in [3] die Brücken-zweigstruktur nach Abb.3.2 vorgeschlagen. Bei einem positiven Netzspannungswert $u_N > 0$ und eingeschaltetem Leistungstransistor S bzw. $s = 1$ (s bezeichnet die dieser Phase zugeordnete Schaltfunktion), fließt gemäß Abb.3.2(b) ein positiver Strom i_N über die Netzdioden D_{N+} , den Leistungstransistor S und die Mittelpunktdiode D_{M-} zum Ausgangsspannungsmittelpunkt M . Wird nun der Leistungstransistor S ausgeschaltet (Abb.3.2(c)) kommutiert der durch die Eingangsinduktivität L eingepreßte Strom in die Freilaufdiode D_{F+} zur positiven Zwischenkreisspannung. Damit kann durch geeignete PWM Steuerung des Schaltsignals s in Bezug zum Ausgangsspannungsmittelpunkt M am Eingang b ein sinusförmig variierender lokaler Eingangsspannungsmittelwert $u_{U,avg}$ eingestellt werden. Dieser lokale Spannungswert ist als Mittelwert über eine Pulsperiode zu verstehen. Dies resultiert in Verbindung mit der sinusförmigen Netzspannung u_N , die an Klemme a angeschlossen ist, in einem sinusförmigen Eingangsstrom i_N , dem ein schaltfrequenten Stromrippel überlagert ist. Dadurch wird ein ohmsches Grundschwingungsverhalten des Gleichrichtersystems erreicht. Diese vereinfachte Darstellung der Eingangsspannung- und -strombildung geht davon aus, dass der Ausgangsspannungsmittelpunkt M mit dem Sternpunkt des Netzes verbunden sei. Die empfohlene, verbesserte Anordnung sieht diese Verbindung in einem dreiphasigen System nicht vor, worauf in einem späteren Kapitel noch ausführlich eingegangen wird.

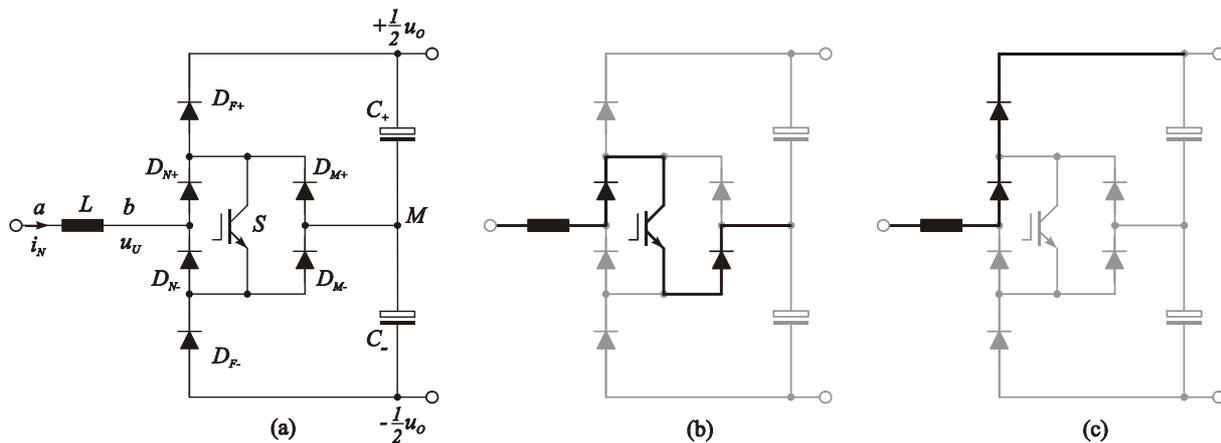


Abb.3.2: Struktur eines Brücken-zweiges des Dreiphasen-Dreischaltes-Dreipunkt Puls-gleichrichtersystems (a), Leitzustände für $i_N > 0$ und $s = 1$ (b) sowie $s = 0$ (c).

Die Vorteile der in Abb.3.2 dargestellten Brücken-zweigstruktur sind:

- Die Umrichtereingangsspannung $u_{U,avg}$ wird durch Umschaltung zwischen drei Spannungsniveaus $(+u_o/2, 0, -u_o/2)$ gebildet und nicht wie bei einer herkömmlichen Zweipunkt-PWM-Gleichrichterstruktur, durch zwei Spannungspegel. Dies reduziert wegen der geringeren Abweichung der Umrichtereingangsspannung u_U vom sinusförmigen Sollwert u_N^* bei gleich bleibender Eingangsinduktivität L den Eingangsstromrippel Δi_N signifikant.
- Positive und negative Phasen- bzw. Netzströme fließen über denselben Leistungstransistor S und nicht über unterschiedliche Bauelemente. Dies führt zu einer besseren Ausnutzung des Leistungsschalters und damit zu geringeren Leitverlusten bei gegebener Siliziumfläche.
- Pro Brücken-zweig muss nur eine Ansteuerschaltung vorgesehen werden.
- Aufgrund der Dreipunktcharakteristik des Systems ist die Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter durch die halbe Ausgangsspannung definiert. Durch den niedrigeren Wert der Einschalt- und Ausschaltspannung und die signifikant geringere Sperrverzugsladung von Dioden mit nur halber Nennsperrspannung verringern sich die Schaltverluste erheblich.

Eine detaillierte Analyse des Brücken-zweiges zeigt jedoch, dass die Sperrspannung des Leistungstransistors S und der Netzdioden D_N nicht unmittelbar eindeutig definiert ist. Wenn wir z.B. annehmen, dass entsprechend der Abb.3.2(c) die Freilaufdiode D_{F+} leitet, könnte man das Emitterpotenzial des Leistungstransistors S bis zur negativen Ausgangsspannungsschiene ziehen ohne dass die Spannungsbeanspruchung des Schalters limitiert würde. Somit könnten theoretisch der Leistungstransistor S und die Netzdioden D_N mit der gesamten Ausgangsspannung beansprucht werden.

In Abb.3.1 sind alternative Realisierungsvarianten von Brücken-zweigen dargestellt. Auch hier ist die Frage nach der Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter zu klären. So ist bei der Struktur nach Abb.3.1(b) die Spannungsbeanspruchung der Netzdioden D_N nicht klar definiert, bei der Topologie nach Abb.3.1(c) sind die Dioden D_N und D_M sowie der Leistungstransistor S nicht eindeutig definiert. Außerdem sind die Freilaufdioden D_F mit dem gesamten Ausgangsspannungswert belastet. Nur die Struktur nach Abb.3.1(d) weist eine klare Definition aller Sperrspannungsbeanspruchungen auf, jedoch mit dem Nachteil, dass auch hier, wie in Abb.3.1(c) die Freilaufdioden D_F mit der vollen Ausgangsspannung belastet werden. Durch die signifikant höhere Rückwärtserholzeit (recovery time) höhersperrender Dioden sind daher höhere Einschaltverluste und damit ein reduzierter Wirkungsgrad des Systems im

Vergleich zur Struktur nach Abb.3.1(a) zu erwarten. Dieser Nachteil kann durch die Serienschaltung von zwei Dioden mit halber Spannungsfestigkeit und damit verbessertem Schaltverhalten oder durch Einsatz einer Einschaltentlastung verringert werden.

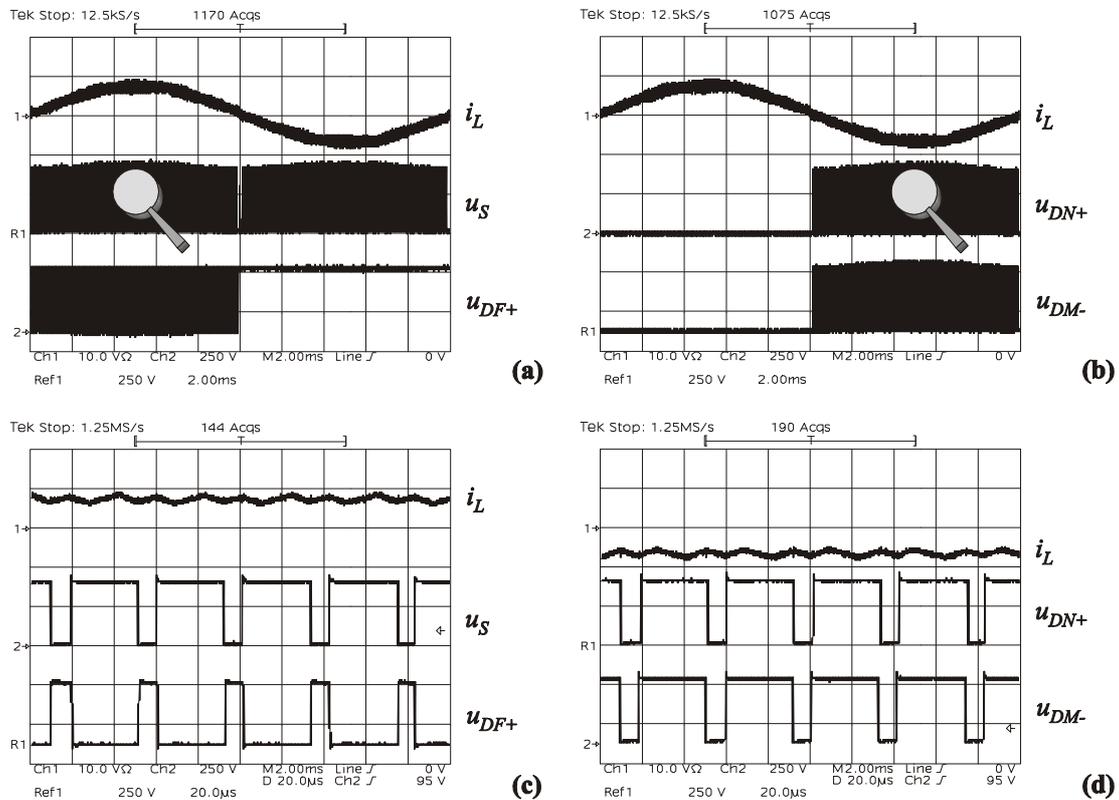


Abb.3.3: Darstellung der Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter eines Brückenweiges nach Abb.3.2(a) eines 10kW Prototypen des Gleichrichtersystems (Abb.2.35). Betriebsbedingungen: Eingangsspannung $U_{N,l-l} = 480\text{V}$, Ausgangsspannung $U_O = 800\text{V}$, Ausgangsleistung $P_O = 4\text{kW}$. Dargestellt sind der Strom in der Eingangsinduktivität i_L (10A/Div) und die Spannungsbeanspruchungen (250V/Div) des Leistungstransistors S , der Freilaufdiode D_{F+} (siehe (a) und (c)), der Netzdioden u_{DN+} und der Mittelpunktdiode u_{DM-} (siehe (b) und (d)) während einer Netzperiode (siehe (a) und (b)) sowie in einem Zeitmaßstab, in dem die schaltfrequenten Vorgänge sichtbar sind.

Bei den Anordnungen nach Abb.3.1(b) und (d) tritt der Nachteil auf, dass die Leistungstransistoren $S_{+/-}$ nicht voll ausgenutzt werden, da jeweils ein Leistungstransistor für jede Stromrichtung vorgesehen ist, d.h. S_+ nur für positiven Eingangsstrom $i_N > 0$, S_- für negativen Eingangsstrom $i_N < 0$ verwendet wird. Aufgrund

der o.a. Umstände kann kein echter Vorteil einer anderen Brücken-zweigstruktur als Abb.3.1(a) gefunden werden. Im Folgenden soll daher die Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter der Brücken-zweigstruktur nach Abb.3.1(a) praktisch verifiziert werden, um die letzten Unsicherheiten auszuräumen zu können.

3.1 Analyse der Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter

Die durch experimentelle Analyse gewonnenen Messergebnisse der Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter eines Brücken-zweiges eines industrienah realisierten 10kW Prototypen (Abb.2.35) sind in Abb.3.3 dargestellt. Das Dreiphasen-Dreischafter-Dreipunkt-Puls-gleichrichtersystem arbeitet in der gezeigten Betriebsart hart geschaltet, d.h. es ist keine Einschalt- oder Ausschaltentlastung des Leistungstransistors, die eine Reduktion der Schaltverluste bringen würden, vorgesehen. Die Spannungsbeanspruchung aller Leistungshalbleiter wird durch die halbe Gleichrichterausgangsspannung U_O definiert, d.h. es können im gegenständlichen Fall für eine Ausgangsspannung von $U_O = 800\text{V}$ Halbleiterbauelemente mit einer Sperrspannungsfestigkeit von 600V verwendet werden.

An dieser Stelle muss betont werden, dass es den Anschein hat, dass die Mittelpunktsdioden D_M mit Schaltfrequenz beansprucht werden, obwohl sie gemeinsam mit den Netzdioden D_N mittels eines herkömmlichen einphasigen Brückengleichrichters für Netzspannung und -frequenz realisiert wurden. Die Mittelpunktsdioden sind während dieser Phase ständig in Rückwärtsrichtung gepolt, jedoch variiert die Blockierspannung mit Schaltfrequenz.

Für die Freilaufdioden D_F und die Mittelpunktsdioden ist die Sperrspannungsbeanspruchung klar definiert, da durch die Serienschaltung von D_F und D_M parallel zum Ausgangskondensator $C_{+/-}$ die Spannung einer Diode durch die jeweils andere Diode auf den Spannungswert des Ausgangskondensators begrenzt wird.

Die Spannungsbeanspruchung des Leistungstransistors S und der Netzdioden D_N sind durch die Brücken-zweigstruktur nicht eindeutig definiert. Während des Einschaltzustandes des Leistungstransistors S ($s = 1$) fließt ein positiver Eingangsstrom $i_N > 0$ von der Netzdiode D_{N+} über den Leistungstransistor S und die Mittelpunktsdiode D_{M-} zum Ausgangsspannungsmittelpunkt M (siehe Abb.3.2(b)). Wird nun der Leistungstransistor S abgeschaltet ($s = 0$) kommutiert der durch die Eingangsinduktivität L eingepreßte Strom in die Freilaufdiode D_{F+} und wird in die positive Ausgangsteilspannung eingespeist. Zu diesem Zeitpunkt liegt der Kollektor des

Leistungstransistors potentialmäßig um die Flussspannung der Diode D_F höher als die positive Zwischenkreisschiene. Da die Mittelpunktsdiode durch einen Brückengleichrichter mit relativ langer Rückwärtserholzeit ausgeführt ist, bleibt der Emitter des Leistungstransistors mit dem Ausgangsspannungsmittelpunkt verbunden. Dementsprechend wird auch hier die Spannungsbeanspruchung des Leistungstransistors durch den halben Ausgangsspannungswert, zuzüglich der transienten Ausschaltüberspannungen zufolge parasitärer Verdrahtungsinduktivitäten, definiert. Bei Anwendungen, bei denen man sich nicht auf das langsame Schaltverhalten der Mittelpunktsdioden verlassen kann oder will ist eine Überspannungsbegrenzungsschaltung (Snubber) bestehend aus einer Diode, einem Kondensator und einem Widerstand bzw. einer Diode und einer Z-Diode, parallel zum Leistungstransistor S empfehlenswert. Sollte diese Begrenzungsschaltung aktiv werden, wird der Emitter oder Kollektor des Leistungstransistors über D_{M+} oder D_{M-} an den Ausgangsspannungsmittelpunkt und über D_{F+} bzw. D_{F-} auf die positive oder negative Ausgangsspannungsschiene geklemmt. Durch die nun klare Definition der Spannung am Leistungstransistor S ist auch die Spannungsbeanspruchung der Netzdioden D_N präzise gegeben, da beide Dioden in Serie geschaltet sind und dadurch an einer der beiden maximal die Spannung am Leistungstransistor auftreten kann.

3.2 Einschaltentlastung

In [44] wurde ein Konzept der Einschaltentlastung für Hochsetzsteller Systeme vorgestellt (Abb.3.4). Die Einschaltentlastung führt vorteilhafterweise zu keiner Vergrößerung der Ausschaltspannung des Leistungstransistors S und kann in einer abgewandelten Form auch für die Brücken-zweigstruktur nach Abb.3.1(a) und (d) Anwendung finden (siehe Abb.3.5).

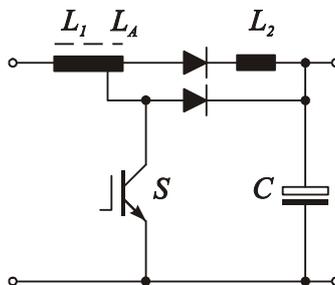


Abb.3.4: Hochsetzsteller mit Einschaltentlastung, vorgestellt in [44].

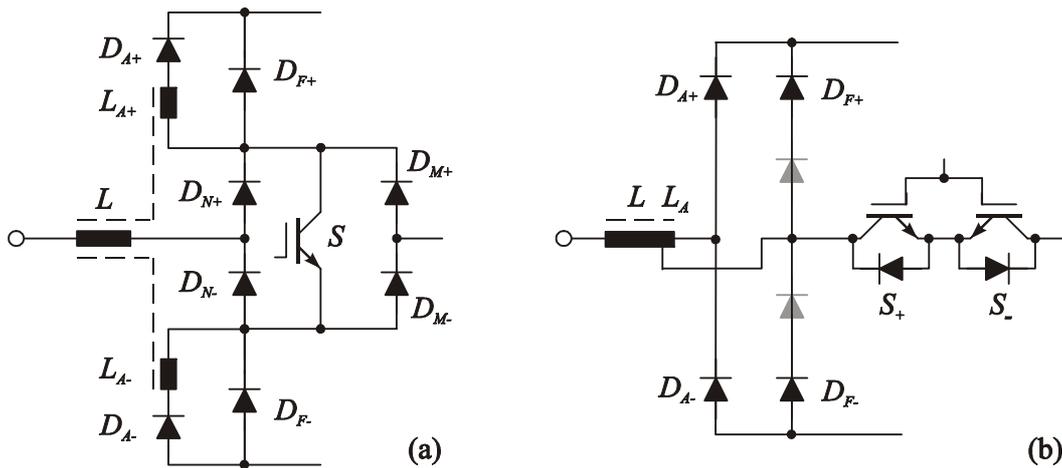


Abb.3.5: Einschaltentlastung basierend auf einem in [44] vorgestellten Konzept für die Brückenzeitstruktur nach Abb.3.2(a) (siehe (a)) und alternativ für die Struktur nach Abb.3.1(d) (siehe (b)).

In Abb.3.5 und [45] ist eine Einschaltentlastung für einen Brückenzeit des Dreipunkt-Pulsgerichtersystems basierend auf dem für Hochzeitsteller vorgeschlagenen Konzept dargestellt. Das Betriebsverhalten dieser Einschaltentlastung ist in dieser Abhandlung nur für die Anordnung nach Abb.3.5(a) ausgeführt, da deren o.a. Vorteile gegenüber der Struktur nach Abb.3.5(b) überwiegen. Die zusätzlichen Komponenten, die diese Einschaltentlastung ermöglichen sind D_{A+} und L_{A+} für positiven Eingangsstrom $i_N > 0$, sowie D_{A-} und L_{A-} für negativen Eingangsstrom $i_N < 0$.

Ein angenommen positiver Eingangsstrom $i_N > 0$ kommutiert beim Abschalten des Leistungstransistors S direkt in die Freilaufdiode D_{F+} (siehe Abb.3.6), d.h. es entsteht keine zusätzliche transiente Ausschaltüberspannung durch L_{A+} . Durch die magnetische Kopplung von L_{A+} mit L wird in L_{A+} eine Spannung induziert, die den Eingangsstromfluss von D_{F+} in die Serienschaltung von L_{A+} und D_{A+} zwingt (siehe Abb.3.6). Wird das Windungszahlverhältnis N_A/N ($L_{A+} \sim N_A^2$, $L \sim N^2$) und die magnetische Kopplung k von L_{A+} zu L geeignet gewählt, dann kann der Strom in der Freilaufdiode D_{F+} während der Ausschaltdauer des Leistungstransistors vollständig in den Parallelzeit L_{A+} und D_{A+} übergehen. Dadurch wird der Strom in der Freilaufdiode zu Null, $i_{DF+} = 0$, und die Freilaufdiode ist vor dem bzw. beim Einschalten des Leistungstransistors bereits in Sperrzeit gepolt. Folglich wird nur ein geringer Rückzeitserholzeit der Freilaufdiode auftreten und die Einschaltzeitverluste werden signifikant verringert. Die Streuinduktivzeit der Zusatzinduktivzeit $L_{A\sigma+} = (1-k^2) L_{A+}$ verhindert eine schnelle Stromänderung in der Zusatzdiode D_{A+} , woraus ein kleiner Rückzeitserholzeit dieser Diode resultiert. Zusätzlich tritt dieser zu einem Zeitzeit

auf, bei dem die Spannung am Leistungstransistor S bereits nahe Null ist und daher nur mehr geringe Verluste verursacht.

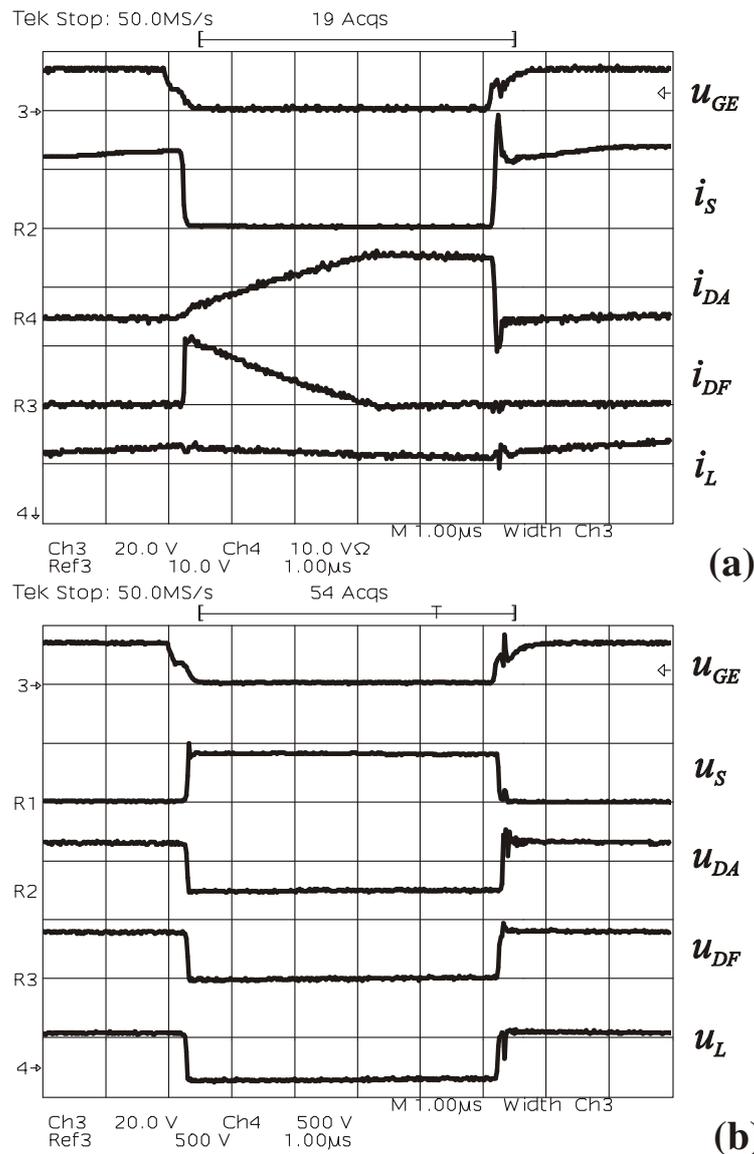


Abb.3.6: Funktionsweise der Einschaltentlastung nach Abb.3.5. Dargestellt sind die Gate-Emitterspannung u_{GE} (20V/Div), der Strom (10A/Div) und die Spannung (500V/Div) des Leistungstransistor S (i_S und u_S), der Strom und die Spannung der Zusatzdiode D_A (i_{DA} und u_{DA}), der Freilaufdiode D_F (i_{DF} und u_{DF}) und der Eingangsinduktivität L (i_L und u_L). Betriebsbedingungen: Eingangsspannung $U_{R-M} = 300V$, Ausgangsspannung $\frac{1}{2} U_O = 400V$.

Die maximale Transistorstromanstiegsgeschwindigkeit beträgt beim Schalten ohne Schaltentlastung, d.h. bei hartem Schalten, $(di_S/dt)_{\max} \approx 1A/ns$. Um nun die

Einschaltspannung des Transistors klein zu halten muss eine minimale effektive Induktivität der Einschaltentlastung

$$L_{A\sigma, \min} = 2 \dots 3 \frac{\frac{1}{2} U_O}{(di_S/dt)_{\max}} \quad (3.1)$$

vorgesehen werden. Im gegenständlichen Fall ergibt sich daraus $L_{A\sigma+} \approx 1 \mu\text{H}$.

Die in Abb.3.5(a) dargestellte Einschaltentlastung arbeitet leider nicht im gesamten Bereich der Eingangsspannung und des Eingangsstromes, so wird z.B. bei großer Eingangsspannung und großem Eingangsstrom die Spannungsdifferenz an der Eingangsinduktivität zu klein, um in der gekoppelten Wicklung L_A (Index + wird im Folgenden nicht mehr verwendet, da die Verhältnisse für den oberen +Zweig und unteren -Zweig die gleichen sind) genügend Spannung zu induzieren, damit der Strom während der Freilaufzeit vollständig von der Freilaufdiode D_F in die Zusatzdiode D_A umgeleitet wird. Bei kleiner Eingangsspannung wiederum kann bei größerem Tastverhältnis die Freilaufzeit zu kurz werden, um den Strom vollständig in die Zusatzdiode zu kommutieren, obwohl eine relativ große Spannungsdifferenz während der Freilaufzeit an der Eingangsinduktivität L anliegt. Dieser Mangel wird jedoch relativiert, da durch das ohmsche Netzverhalten des Systems bei einem kleinen Eingangsspannungszeitwert auch der -stromwert klein ist. Dadurch ist dieser Effekt in einer ersten Näherung vernachlässigbar.

Um den Freilaufstrom i_{DF} während der Freilaufzeit vollständig in die Zusatzdiode D_A zu kommutieren ist folgende minimale Stromanstiegsgeschwindigkeit in der Zusatzdiode notwendig:

$$\frac{di_{D_A}}{dt} = \frac{i_{D_F}}{(1-\delta)T_p} = \frac{\frac{N_A}{N} (\frac{1}{2} U_O - u_N)}{L_{A\sigma}} \quad (3.2)$$

(δ kennzeichnet das Transistortastverhältnis, T_p die Periodendauer) mit

$$L_{A\sigma} = L_A (1 - \frac{M^2}{L_A L}) \quad (3.3)$$

Dies geschieht durch geeignete Wahl von $L_{A\sigma}$ und N_A/N . M bezeichnet die Gegeninduktivität, die auch durch einen Kopplungsfaktor $k=M/\sqrt{L_A L}$ bzw. einem Streukoeffizient $\sigma = 1-k^2$, $L_{A\sigma}=\sigma L_A$; beschrieben werden kann, u_N bezeichnet den Momentanwert der Netzphasenspannung.

Anmerkung: Bei der Ableitung von Gleichung (3.2) wurde der Einfachheit wegen die Rückwirkung der Schaltzustände der beiden nicht beteiligten Phasen vernachlässigt.

Nimmt man einen vernachlässigbaren Grundschnungsspannungsabfall an der Induktivität L an dann gilt:

$$u_N = (1 - \delta) \frac{1}{2} U_O \quad (3.4)$$

Kombiniert man (3.2) und (3.4) erhält man folgende Tastverhältnisgrenzwerte:

$$\delta_{1/2} = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{L_{A\sigma} \frac{N}{N_A} i_{DF}}{T \frac{1}{2} U_O}} \quad (3.5)$$

Für die gegenständliche praktische Realisierung des Konvertersystems ergeben sich damit mit $T_P = 1/f_P = 40\mu\text{s}$, $\frac{1}{2}U_O = 400\text{V}$, $N = 72\text{Wdg.}$, $N_A = 4\text{Wdg.}$, $i_{DF} = 20\text{A}$ und einer Streuinduktivität $L_{A\sigma} = 1.6\mu\text{H} > L_{A\sigma, \text{min}}$ (siehe(3.1)) Tastverhältnisgrenzwerte von $\delta_1 = 96.3\%$ und $\delta_2 = 3.7\%$, wobei δ_1 wie bereit erwähnt nicht beachtet wird. Die optimale Windungszahl $N_A = 4$ der konzentrierten Zusatzwicklung auf der Eingangsinduktivität wurde experimentell ermittelt. Das resultierende Windungszahlverhältnis $N/N_A = 18$ stimmt mit der Dimensionierungsrichtlinie, die in [44] mit $N_1/N_2 = 5 \dots 20$ angegeben ist, gut überein.

3.3 Analyse des Schaltverhaltens mit und ohne Einschaltentlastung

In Abb.3.7 ist die Schaltung zur Bestimmung der Ein- und Ausschaltverluste mit und ohne Einschaltentlastung angegeben. Die Messanordnung wurde auf einer doppelseitigen Leiterplatte aufgebaut. Alle Messungen wurden ohne DRC Überspannungsbegrenzungsschaltungen oder RC Spannungsanstiegsbegrenzungsschaltungen parallel zu den Leistungshalbleitern durchgeführt. Tab.3.1 zeigt die detaillierte Beschreibung aller verwendeten Komponenten zur Bestimmung des Schaltverhaltens. Der Leistungstransistor S wird mit einer speziellen Pulssequenz, die in Abb.3.8 dargestellt ist, angesteuert. Die Sequenz hat eine Wiederholrate von ca. 1Hz, damit der Effekt der Eigenerwärmung und damit die Abweichung der Sperrschichttemperatur von der Kühlkörpertemperatur vernachlässigbar ist. Zuerst wird durch das Einschalten des Leistungstransistors der gewünschte Spitzenwert des Drosselstromes aufgebaut, anschließend wird für ca. $4\mu\text{s}$ ausgeschaltet und wieder für ca. $4\mu\text{s}$ eingeschaltet. Die Schaltverluste werden dann beim letzten Impuls ermittelt.

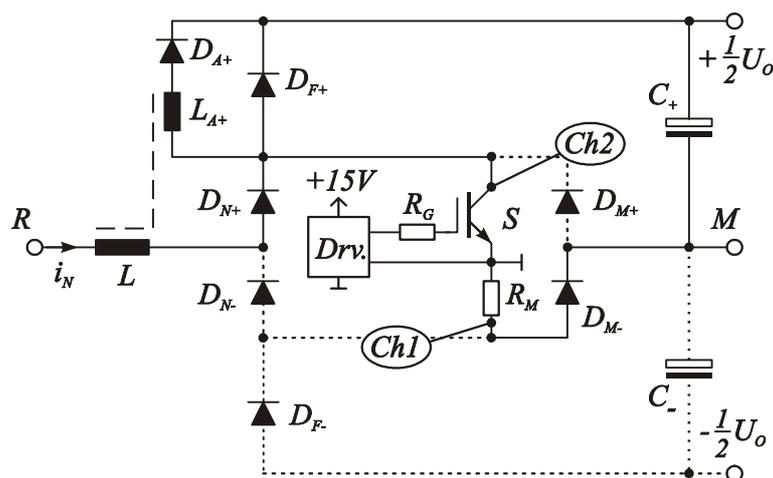


Abb.3.7: Anordnung zur Bestimmung des Schaltverhaltens mit und ohne Einschaltentlastung. Der Leistungstransistor S ist als IGBT des Typs IRG4PC50W, die Freilaufdiode D_F und die Zusatzdiode D_A durch Bauelemente des Typs HFA15TB60 ausgeführt. Die strichliert dargestellten Verbindungen und darauf liegenden Komponenten sind auf der Evaluierungsleiterplatte nicht ausgeführt.

Betriebsmittel	Beschreibung
S	International Rectifier IRG4PC50W
$D_{N+}, D_{M-}, D_{F+}, D_{A+}$	International Rectifier HFA15TB60
C_+	2x 150 μ F / 450V + 220nF / 630V
L	700 μ H, Eisenpulverkern Micrometals T184-40
R_M	T&M Research SDN-414-10 0.0968 Ω , 2GHz, 2W
R_G	15 Ohm, SMD MiniMelf
$Drv.$	Optokopplertreiber Agilent HCPL 3120
$Ch1$	Tektronix TDS 544A 500MHz 1.0m Koaxialkabel
$Ch2$	Tektronix TDS 544A 500MHz 1:10 Tastkopf 350 MHz
$R-M$	Eingangsspannung, 55VDC
$+1/2 U_o$	Teilausgangsspannung, 400VDC

Tab.3.1: Stückliste der in der Messanordnung verwendeten Komponenten.

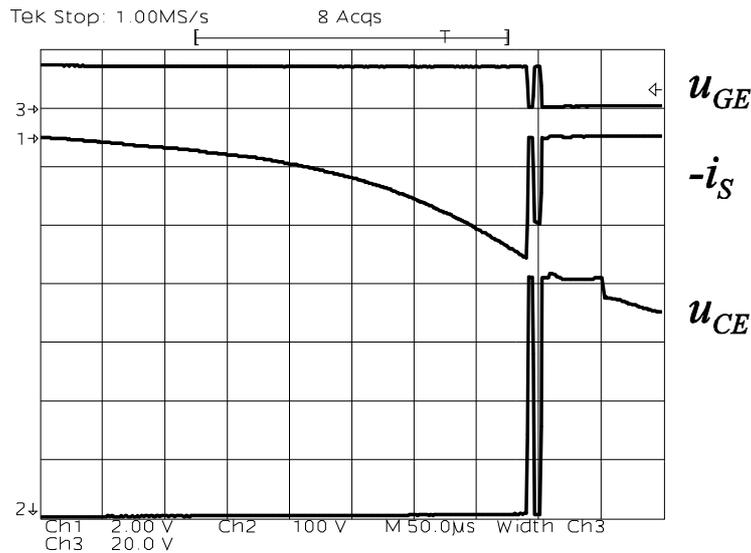


Abb.3.8: Zur Schaltverlustanalyse verwendete Pulssequenz. Oben: u_{GE} (20V/Div); Mitte: $-i_S$ (20A/Div); unten: u_{CE} (100V/Div). Die detaillierten Untersuchungen werden am Ende der Sequenz, beim letzten Ein- und Ausschalten, durchgeführt.

Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchung des Ein- und Ausschaltverhaltens mit und ohne Einschaltentlastung sind für die Sperrschichttemperatur $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Abb.3.9) bzw. 125°C (Abb.3.11) und einen Spitzenstrom im Leistungstristor von $i_S = 20\text{A}$ dargestellt. Die Einschaltentlastung reduziert die Einschaltverluste z.B. bei einer Sperrschichttemperatur von $T_J = 125^\circ\text{C}$ und $i_S = 20\text{A}$ von $w_S = 571\mu\text{J}$ auf $w_S = 86\mu\text{J}$ (Abb.3.11 (a) und (c)). Das entspricht einer Reduktion von 85%, bei in etwa gleich bleibenden Ausschaltverlusten und nahezu gleich bleibender transienter Ausschaltüberspannung (Abb.3.11(b) und (d), Teilausgangsspannung von $\frac{1}{2}U_O = 400\text{V}$). Obwohl die Schaltgeschwindigkeit vergleichsweise gering ist [47], ist die transiente Überspannung beim Ausschalten relativ hoch. Dieser Umstand resultiert aus der ungünstigen Stromform beim Ausschalten, da der Strom zu einem Zeitpunkt, wo die Spannung am Leistungstristor schon sehr hoch ist, plötzlich abreißt. Es muss daher empfohlen werden, diesen Transistortyp bei höheren Strömen nur mit einer Überspannungsbegrenzungsschaltung zu betreiben.

Anmerkung: Um die Schaltverlustmessung mit hinreichender Genauigkeit durchführen zu können, muss die Messanordnung, durch die hohen Schaltgeschwindigkeiten bedingt, eine ausreichende Bandbreite aufweisen. Im gegenständlichen Fall wurde für die Strommessung, wie in Tab.3.1 bereits erwähnt, ein Koaxialshunt mit Nennwert $R_S = 100\text{m}\Omega$ und einer Bandbreite von 2GHz verwendet (Abb.3.10 bzw. [46]).

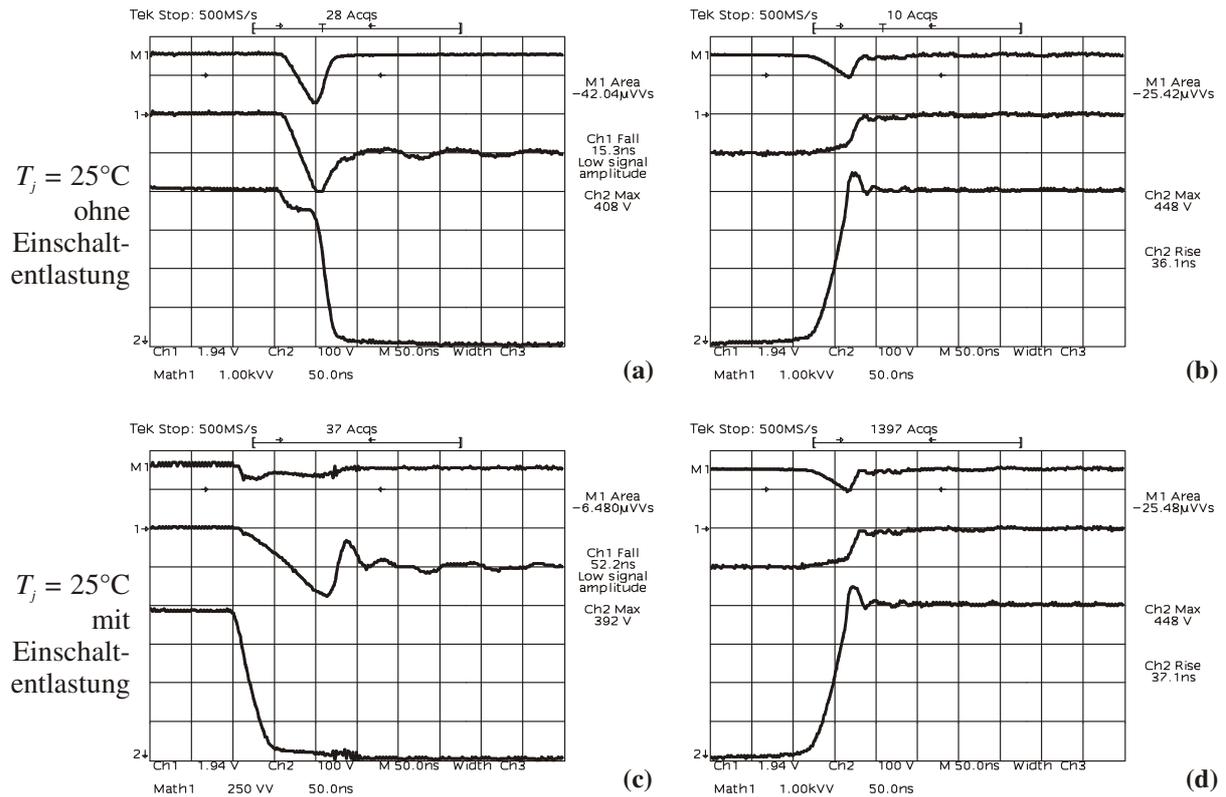


Abb.3.9: Experimentelle Analyse des Schaltverhaltens des Leistungstransistors IRG4PC50W (Warp Speed IGBT) in Verbindung mit der ultraschnellen Freilaufdiode HFA15TB60 mit und ohne Einschaltentlastung. Prüfparameter nach Tab.3.1. Sperrschichttemperatur $T_j = 25^\circ\text{C}$. (a) und (b): Schalten ohne Einschaltentlastung, (c) und (d): Schalten mit Einschaltentlastung. Schalterstromspitzenwert $i_S = 20\text{A}$. Oben: negativer Schaltverlustwert $-p_S$ (10kW/Div außer (c) und (d): 2.5kW/Div), Mitte: negativer Leistungstransistorstrom $-i_S$ (20A/Div), unten: Leistungstransistor-Kollektor-Emitterspannung u_{CE} (100V/Div).

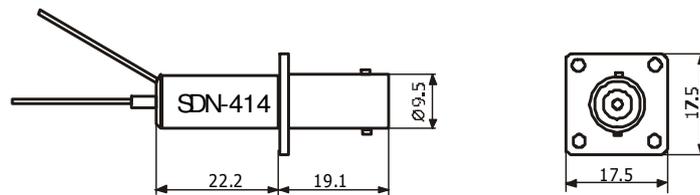


Abb.3.10: Koaxialshunt mit 2GHz Bandbreite zur Schaltverlustmessung [46].

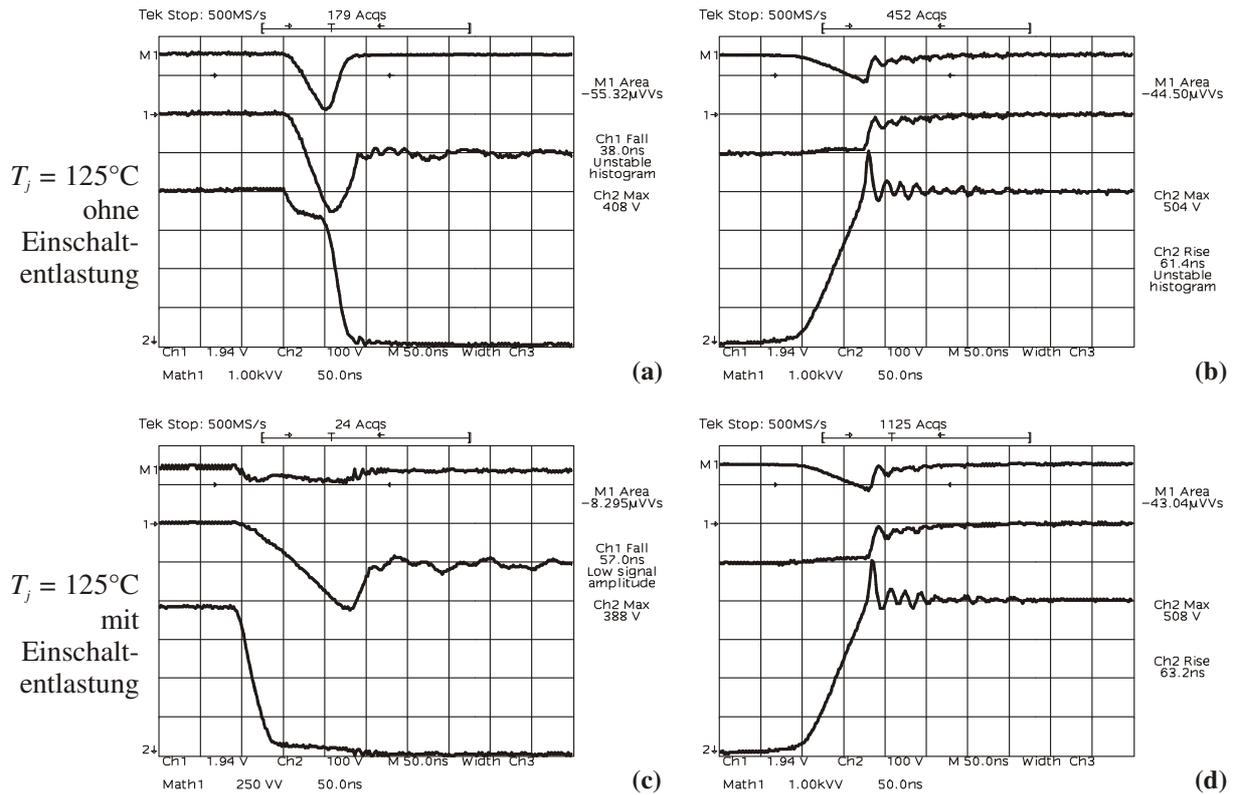


Abb.3.11: Experimentelle Analyse des Schaltverhaltens des Leistungstransistors IRG4PC50W (Warp Speed IGBT) in Verbindung mit der ultraschnellen Freilaufdiode HFA15TB60 mit und ohne Einschaltentlastung. Prüfparameter nach Tab.3.1. Sperrschichttemperatur $T_j = 125^\circ\text{C}$. (a) und (b): Schalten ohne Einschaltentlastung, (c) und (d): Schalten mit Einschaltentlastung. Schalterstromspitzenwert $i_s=20\text{A}$. Oben: negativer Schaltverlustwert $-p_s$ (10kW/Div außer (c) und (d): 2.5kW/Div), Mitte: negativer Leistungstransistorstrom $-i_s$ (20A/Div), unten: Leistungstransistor-Kollektor-Emitterspannung u_{CE} (100V/Div). Die Einschaltentlastung reduziert die Einschaltverluste von $w_S = 571\mu\text{J}$ auf $w_S = 86\mu\text{J}$ (=85%).

3.4 Verlustbilanz mit und ohne Einschaltentlastung

In Tab.3.2 ist eine detaillierte Auflistung der Einzelverluste eines Pulsleichrichtersystems mit Schaltfrequenz $f_P = 25\text{kHz}$, nach Abb.2.34 für weiten Eingangsspannungsbereich $U_{N,l-l} = 320, 400, 480\text{V}$ angegeben. Die mittleren und effektiven Strombelastungen wurden nach [34] bzw. Abb.3.12 ermittelt. Die Schaltverlustwerte $P_S = f_P k |I_{N,l-l}|_{\text{avg}}$ wurden aus der Schaltverlustmessung nach Abb.3.11 bei einer Sperrschichttemperatur $T_j = 125^\circ\text{C}$ mit $k_{on}=28.5\mu\text{J/A}$ beim Einschalten und

$k_{off} = 22.9\mu\text{J/A}$ beim Ausschalten ermittelt. Alle Dioden werden durch ideale Dioden mit konstanter Flussspannung U_O und differentiellen Serienwiderstand R_D modelliert. Die Eisenverluste der Eingangsinduktivitäten werden in erster Näherung als konstant angenommen ($P_{FE} \approx 5\text{W}$). Eine exakte Ermittlung müsste die nichtlinearen Eigenschaften und das über die Eingangsspannung variierende Stromspektrum berücksichtigen (siehe Abschnitt 9.1.3). Wegen der hohen Strombelastung müssen die Ausgangskondensatoren durch Parallelschaltung von je zwei Elektrolytkondensatoren realisiert werden, dementsprechend müssen in der Verlustleistungsbilanz die Verluste vierfach (jedoch mit dem halben Stromeffektivwert) berücksichtigt werden. Die Zusatzleistung ($P_{aux} = 30\text{W}$) berücksichtigt den Eigenverbrauch für die Steuerelektronik und die Lüfter, zusätzlich werden durch $P_{add} = 50\text{W}$ noch konstante Verlustanteile für die Verdrahtungswiderstände der Leiterplatte, nicht berücksichtigter anderer Verlustkomponenten und Spannungsbegrenzungsschaltungen ausgewiesen. Die Hauptverlustträger sind grafisch in Abb.3.13 ohne Einschaltentlastung und in Abb.3.14 mit Einschaltentlastung dargestellt. Die Auswirkung der Einschaltentlastung auf den Wirkungsgrad des Systems beträgt zwar nur 0.2 ... 0.3%, jedoch werden Verluste an den Leistungstransistoren um 30% reduziert und entsprechend auch deren Erwärmung.

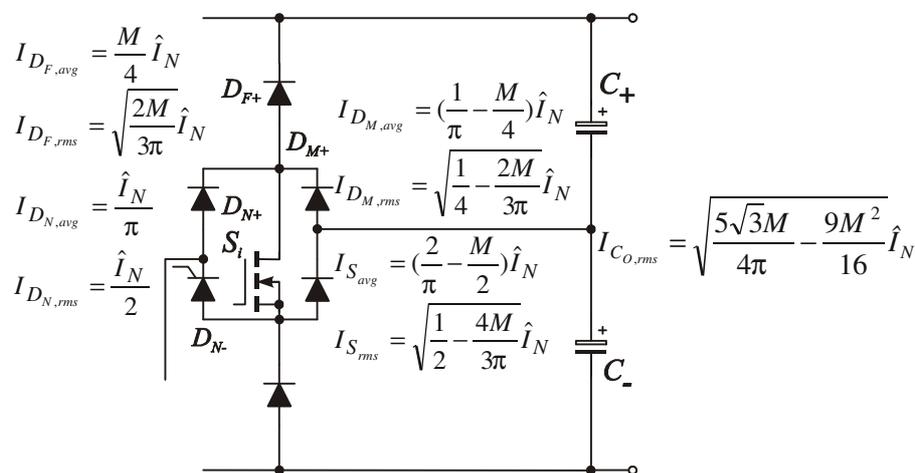


Abb.3.12: Mittel- und Effektivwerte der Strombelastungen der Komponenten nach [10][34].

Eingangsleistung	$P_N =$	11000	11000	11000	W
Eingangsspannung	$U_{N,l-l} =$	320	400	480	V
Eingangsstrom	$I_{N,rms} =$	19.85	15.88	13.23	A
Ausgangsspannung	$U_O =$	800	800	800	V
IGBT (IRG4PC50W)	$I_{S,rms} =$	13.25	8.80	5.43	A
$U_{CE,sat} = 0.9V, R_{CE,on} = 0.03\Omega$	$I_{S,avg} =$	8.70	5.13	2.75	A
Leitverluste @ 125°C	$P_{S,C} =$	13.1	6.94	3.35	W
Einschaltverluste ($f_P = 25kHz, k_{on} = 28.5\mu J/A$)	$P_{S,on} =$	12.74	10.19	8.49	W
Ausschaltverluste ($f_P = 25kHz, k_{off} = 22.9\mu J/A$)	$P_{S,off} =$	10.25	8.20	6.83	W
3x IGBT Gesamtverluste	$P_S =$	108.2	76.0	56.0	W
Freilaufdiodenstrom	$I_{DF,rms} =$	10.45	9.35	8.53	A
$U_{DF0} = 1.18V, R_{DF} = 24m\Omega$	$I_{DF,avg} =$	4.58	4.58	4.58	A
6x Freilaufdiodenverluste	$P_{DF} =$	48.2	45.0	42.9	W
Netzdiodenstrom	$I_{DN,rms} =$	14.03	11.23	9.36	A
$U_{DN0} = 0.85V, R_{DN} = 12m\Omega$	$I_{DN,avg} =$	8.93	7.15	5.96	A
6x Netzdiodenverluste	$P_{DN} =$	59.7	45.5	36.7	W
Mittelpunktsdiodenstrom	$I_{DM,rms} =$	9.37	6.22	3.84	A
$U_{DM0} = 0.85V, R_{DM} = 12m\Omega$	$I_{DM,avg} =$	4.35	2.56	1.37	A
6x Mittelpunktsdioden	$P_{DM} =$	28.5	15.9	8.1	W
Halbleitergesamtverluste		244.7	182.4	143.7	W
3x Eingangsinduktivität ($R_L = 65m\Omega, P_{FE} = 5W$)	$P_L =$	91.8	64.2	49.1	W
Ausgangskondensatorstrom	$I_{CO,rms} =$	12.9	9.7	6.9	A
4x Ausgangskondensatorverluste ($R_{ESR} = 0.233\Omega$)	$P_{CO} =$	38.6	22.0	11.0	W
Zusatzleistung (Eigenstromversorgung, Lüfter)	$P_{aux} =$	30.0	30.0	30.0	W
Zusatzverluste durch Verdrahtung o.ä.	$P_{add} =$	50.0	50.0	50.0	W
Gesamtverluste	$P =$	455.0	348.6	283.9	W
Wirkungsgrad	$\eta =$	95.9	96.8	97.4	%
Wirkungsgrad mit Einschaltentlastung	$\eta_s =$	96.2	97.1	97.6	%

Tab.3.2: Auflistung der Einzelverluste mit Wirkungsgradanalyse eines Pulsgleichrichtersystems mit Ausgangsleistung $P_O = 10kW$, Schaltfrequenz $f_P = 25kHz$. Die Wirkungsgradverbesserung mit der Einschaltentlastung beträgt aufgrund der relativ geringen Schaltfrequenz nur 0.2 ... 0.3%.

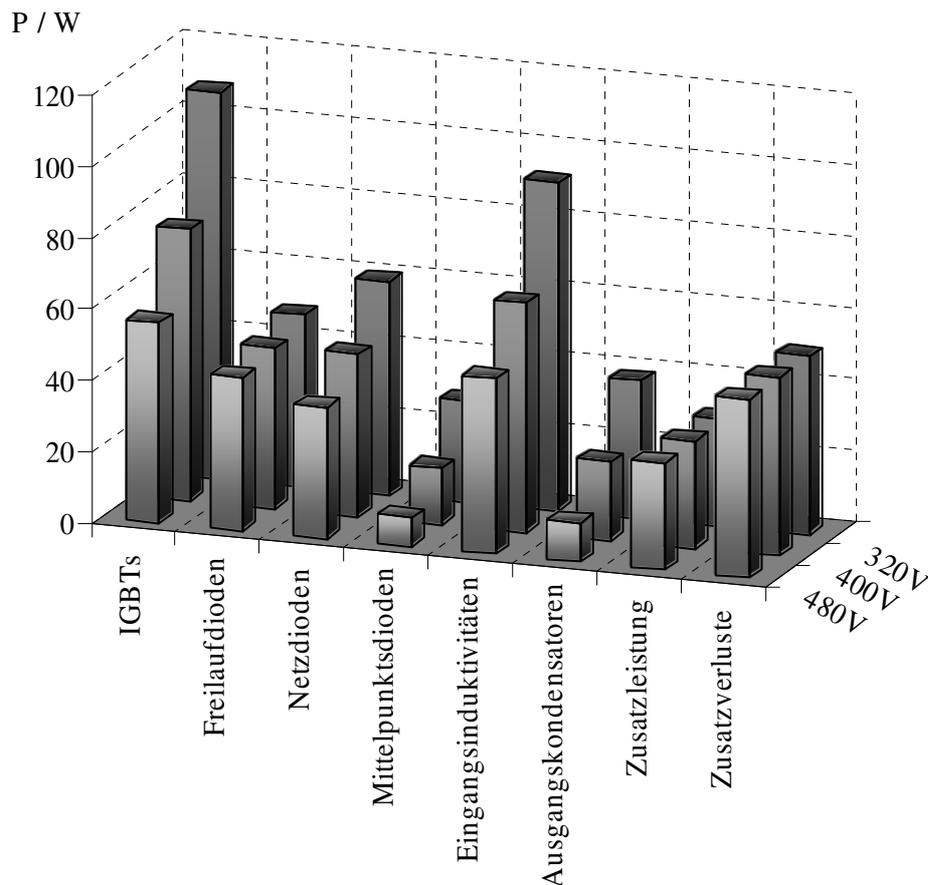


Abb.3.13: Grafische Darstellung der Hauptverluste eines 10kW / 25kHz Pulsleichrichtersystems ohne Einschaltentlastung.

3.5 Schlussfolgerungen zu den Brückenzeitstrukturen

Das vorliegende Kapitel hat einerseits gezeigt, dass die verwendete, ursprüngliche Brückenzeitstruktur (vgl. Abb.3.1(a)) bezüglich der Ausnutzung und der Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter bereits optimal ist und dass keine Bedenken bezüglich der Sperrspannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter bestehen müssen. Es wurde jedes Leistungshalbleiterbauelement experimentell untersucht und bestätigt, dass die Spannungsbeanspruchung durch die halbe Ausgangsspannung bestimmt ist.

Anschließend wurde eine Einschaltentlastung entwickelt, die die Einschaltverluste der Leistungstransistoren signifikant reduziert. Damit ergibt sich bei einer Schaltfrequenz von $f_p = 25\text{kHz}$ eine theoretische Verbesserung des Wirkungsgrades von 0.2 ... 0.3%.

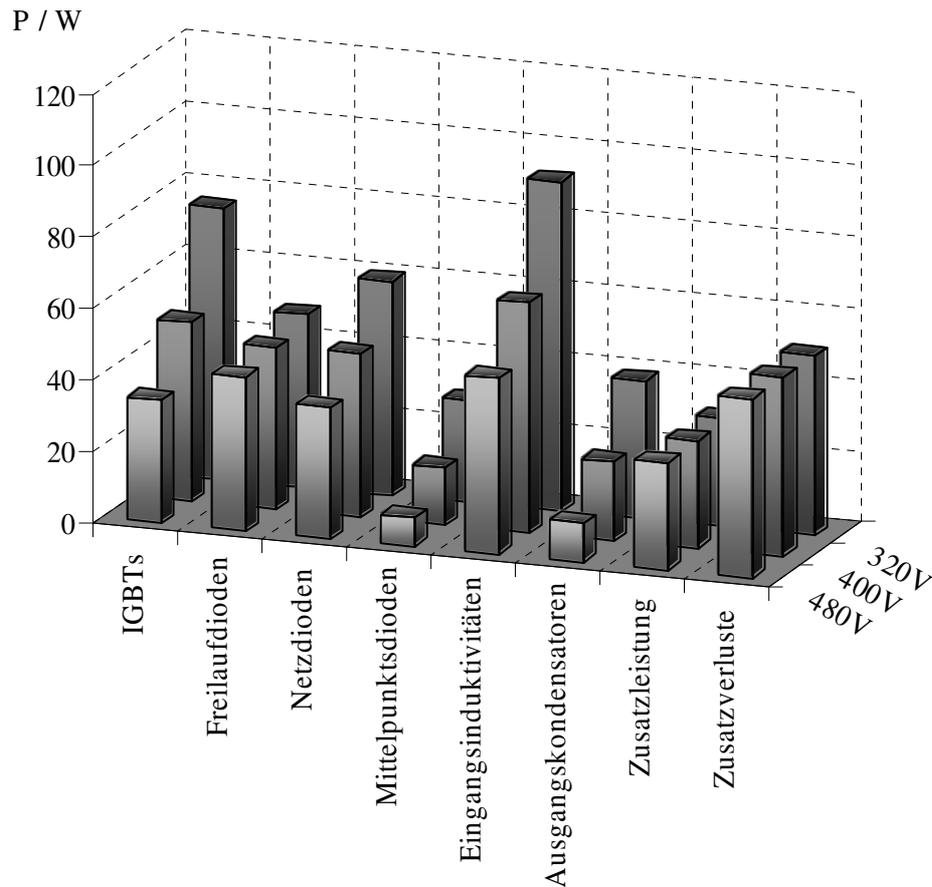


Abb.3.14: Grafische Darstellung der Hauptverluste eines 10kW / 25kHz Pulsgleichrichtersystems mit Einschaltentlastung.

Eine ähnliche Verbesserung des Wirkungsgrades könnte indirekt durch Verwendung von CoolMOS Leistungstransistoren [47], [48] erreicht werden, da diese je nach gewählter Schaltgeschwindigkeit um einen Faktor 3-5 geringere Ausschaltverluste aufweisen. Die Einschaltverluste werden maßgeblich durch die gewählte Freilaufdiode bestimmt, auch hier existieren am Markt in der Zwischenzeit Dioden mit verbessertem Schaltverhalten. D.h. eine Verdopplung der Schaltfrequenz könnten die Verluste im Leistungsschalter (CoolMOS) insgesamt näherungsweise konstant bleiben. Durch den dadurch halbierten Induktivitätswert der Eingangsimpedanz kann die Windungszahl verringert sowie der Wicklungsquerschnitt erhöht und der Wicklungswiderstand der Drosseln bei gleicher Baugröße näherungsweise halbiert werden. Diese Halbierung des Wicklungswiderstandes bewirkt die gleiche Verbesserung des Wirkungsgrades wie die oben vorgeschlagene Einschaltentlastung.

Für Anwendungen, wo hohe Wirkungsgrade gefordert sind, ist natürlich eine Kombination aus moderner Schaltertechnologie (CoolMOS) und Einschaltentlastung

denkbar. Hier muss jedoch auch berücksichtigt werden, dass die Wirkungsweise der oben beschriebenen Einschaltentlastung eine gewisse Zeit zur Kommutierung des Stroms von der Freilaufdiode in den Zusatzkreis erfordert. Es ist auch zu bedenken, dass beim VIENNA Rectifier die Tastverhältnisse der Leistungstransistoren über den gesamten Bereich 0...100% über die Netzperiode variieren und es daher Bereiche gibt, wo nicht genügend Zeit zur Verfügung steht, um den Strom von der Freilaufdiode in den Zusatzkreis zu kommutieren. Dies limitiert den Einsatz der Lösung auf Anwendungen mit Schaltfrequenzen kleiner 70...100kHz.

Für höhere Schaltfrequenzen $f_p > 200\text{kHz}$ ist jedenfalls der Einsatz von modernen SiC Dioden empfehlenswert. Diese sind frei vom Reverse-Recovery Effekt und verursachen nur minimale Einschaltverluste.

Kapitel 4

Regelung des Systems

Am Eingang des Systems kann durch geeignete PWM Steuerung der Leistungstransistoren S_i ($i = R, S, T$) ein pulsformiges dreiphasiges Spannungssystem $u_{U,i}$ gebildet werden, dessen Differenz zur Netzspannung $u_{N,i}$, die einen rein sinusförmigen Verlauf aufweist, über den Eingangsinduktivitäten auftritt und eine möglichst sinusförmige Stromaufnahme des Systems bewirkt [7], [8]. Das Vorzeichen eines Phasenstroms bestimmt dabei die Polarität der Umrichtereingangsspannung bezogen auf den Ausgangsspannungsmittelpunkt

$$u_{U,i} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} \cdot \text{sign}(i_{U,i}) & \text{für } s_i = 0 \\ 0 & \text{für } s_i = 1 \end{cases} \quad (4.1)$$

Es stehen daher in jedem $\pi/3$ -breiten Intervall, z.B. $\varphi_N \in (-\pi/6, +\pi/6)$, der Netzperiode $f_N = 1/T_N$, wo $i_{U,R} > 0$, $i_{U,S} < 0$, $i_{U,T} < 0$ gilt, nur acht unterschiedliche Gleichrichtereingangsspannungsraumzeiger $\underline{u}_{U,j}$ zur Stromregelung zur Verfügung (siehe Abb.4.1). Der Index j bezieht sich dabei auf das Tripel der möglichen Schaltzustände $j = (s_R, s_S, s_T)$ der einzelnen Phasen, wobei für $s_i = 1$ ($i = R, S, T$) der zugehörige Leistungstransistor eingeschaltet und für $s_i = 0$ ausgeschaltet ist.

Um einen rein sinusförmigen Eingangsstrom zu erzielen, muss der Raumzeiger der lokal gemittelten bzw. deren Sollwert Gleichrichtereingangsspannung konstante Amplitude und Kreisfrequenz aufweisen ($\underline{u}_N = \hat{U}_N e^{j\varphi_N}$, $\varphi_N = \omega_N t$):

$$\underline{u}_U^* = \hat{U}_U^* e^{j\varphi_U} = \underline{u}_N - j\omega_N L \cdot \underline{i}_{U,avg} = \underline{u}_{U,avg} \quad (4.2)$$

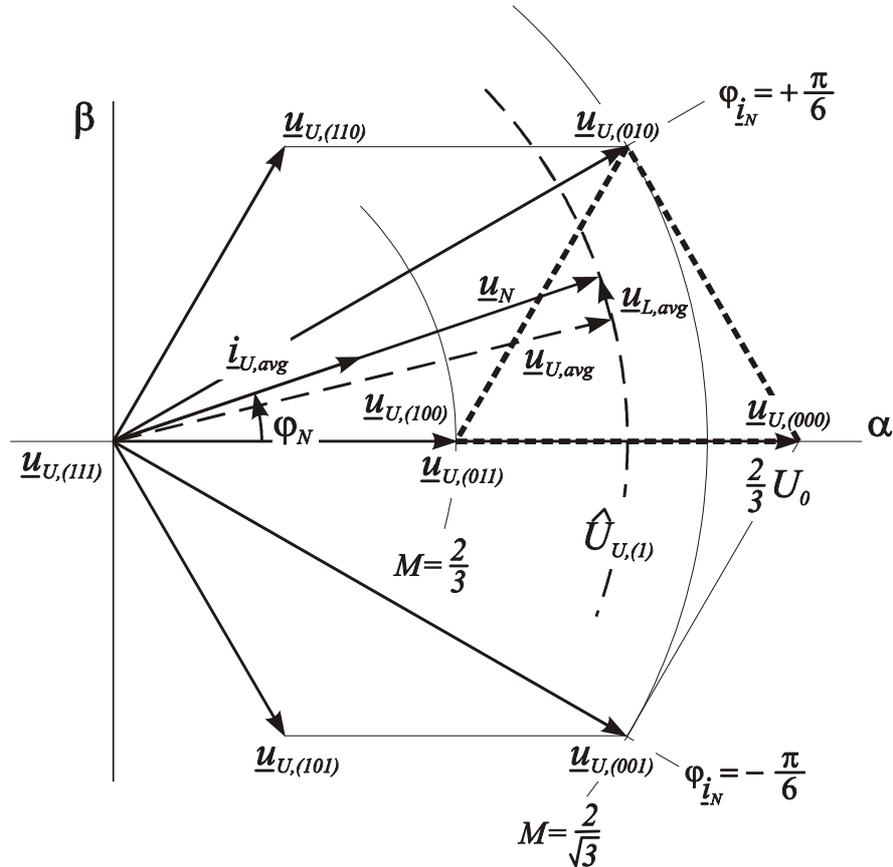


Abb.4.1: Spannungsraumzeiger am Gleichrichtereingang $\underline{u}_{U,j}$ die für die Bildung des Sollwerts der Eingangsspannung $\underline{u}_U^* = \underline{u}_{U,avg}$ im $\pi/3$ -breiten Intervall, das durch $i_{U,R} > 0$, $i_{U,S}$, $i_{U,T} < 0$ beschrieben wird, benötigt werden. Zusätzlich sind der Raumzeiger der Netzspannung \underline{u}_N , des Grundschwingungsspannungsabfalls an den Eingangsinduktivitäten $\underline{u}_{L,avg}$ und des Grundschwingungsanteils des Netzstromes $\underline{i}_{U,avg}$ dargestellt. Wenn nicht anders angegeben, beziehen sich die Betrachtungen des Systems in dieser Arbeit auf den strichliert umrissenen Bereich der Raumzeigerebene.

Zur optimalen Näherung des Sollwerts der Gleichrichtereingangsspannung $\underline{u}_U^* = \underline{u}_{U,avg}$, die während einer Pulshalbperiode zu erfolgen hat, müssen jeweils die drei der Spitze von \underline{u}_U^* am nächsten liegenden Raumzeiger verwendet werden [9]. Für die Lage des Spannungsvektors in dem in Abb.4.1 durch eine strichlierte Linie umrissenen Bereich der Raumzeigerebene muss daher die folgende Schaltsequenz verwendet werden:

$$\begin{aligned} & \dots \Big|_{t_\mu=0} (100) \rightarrow (000) \rightarrow (010) \rightarrow (011) \\ & \Big|_{t_\mu=\frac{1}{2}T_P} (011) \rightarrow (010) \rightarrow (000) \rightarrow (100) \Big|_{t_\mu=T_P} \dots \end{aligned} \quad (4.3)$$

Man beachte, dass sich jeweils bei Übergang auf den nächstfolgenden Konverterschaltzustand nur der Schaltzustand eines Leistungstransistors ändert und dass sich die Reihenfolge der Schaltzustände in der zweiten Pulshalbperiode gegenüber der ersten Halbperiode umdreht. Eine detaillierte Analyse der Schaltzustände [7] zeigt, dass der Modulationsindex bei Verwendung von Modulationsfunktionen mit einer dritten Harmonischen als Nullkomponente bzw. direkt bei Raumzeigermodulation

$$M = \frac{\hat{U}_U}{\frac{1}{2}U_o} = 0 \dots \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (4.4)$$

betragen kann. Ohne dritte Harmonische wäre der Modulationsindex auf $M = 0 \dots 1$ beschränkt und demgemäß bei gleichem Netzspannungsbereich eine höhere Ausgangsspannung erfordern. Die optimale Ausnutzung ergibt sich bei der Nullkomponente

$$u_{0,\text{avg}} \approx -\frac{1}{6}\hat{U}_U \cos(3\varphi_N) \quad (4.5)$$

wobei $\hat{U}_U \approx \hat{U}_N$ dem Spitzenwert der Netzphasenspannung entspricht [8].

Obwohl die Theorie der Funktionsweise des VIENNA Rectifier auf dem Raumzeigerkalkül beruht, muss die Regelung der Eingangsströme nicht notwendigerweise basierend auf einer Raumzeigerbetrachtung erfolgen. Es können alternativ zum Raumzeigerverfahren noch die Toleranzbandregelung oder die Ramp Comparison Current Control (Average Current Mode Control) angewendet werden [8].

4.1 Raumzeigerregelung

Eine Raumzeigerregelung funktioniert idealerweise so, dass zu jedem Zeitpunkt die Ist-Zustände erfasst und die Schaltzustände der drei Leistungstransistoren so gewählt werden, dass die Netzströme möglichst sinusförmig geführt werden. Den vorhandenen Freiheitsgrad (Redundanz zweier Schaltzustände, die den selben Spannungsraumzeiger $\underline{u}_{U,(xxx)}$ zur Netzstrombildung hervorrufen, Abb.4.1) nützt man derart, dass man systeminterne Größen (z.B. Netzstromrippel, Bauteilbelastung) optimiert bzw. die Ausgangsteilspannungen symmetriert. Die Realisierung eines Raumzeigerreglers ist mit einem digitalen Signalprozessor möglich. Der Signalprozessor wird so programmiert, dass er zu jedem Zeitpunkt die unter dem jeweiligen Optimierungskriterium günstigsten Einschalt Dauern der einzelnen Schalter berechnet und sofort an die Schalter weitergibt. Dadurch ergeben sich hohe Anforderungen an die Rechengeschwindigkeit.

Die Raumzeigerrechnung kann allerdings nur bei dreiphasigem Betrieb angewendet werden. Bei Ausfall einer Netzphase, d.h. im einphasigen Betrieb, versagt das Konzept, da allein die Sektorerkennung nicht funktioniert. D.h. bei Phasenausfall muss eine Umschaltung der Reglerstruktur erfolgen, weshalb die Raumzeigerregelung hier nicht weiter verfolgt wird. Außerdem liegt ein Hauptaugenmerk der gegenständlichen Arbeit auf einer industriell einfach implementierbaren Lösung, ein digitaler Signalprozessor sollte daher nicht verwendet werden.

4.2 Toleranzbandregelung der Eingangsströme

Die Toleranzbandregelung Abb.4.2 stellt die einfachste Möglichkeit der Regelung der Eingangsströme dar. Bei ihr wird ein Sollstromwert $i_{N,i}^*$ für jede Phase definiert und abhängig davon, ob der aktuelle Stromwert $i_{N,i}$ (Istwert) innerhalb oder außerhalb des durch die Hysterese definierten Bandes liegt, dessen Mitte durch den Stromsollwert definiert wird, wird der zugehörige Leistungstransistor geschaltet. D.h. stößt der Iststrom an die Grenze des Toleranzbandes, kommt es zu einer Schalthandlung welche den Iststrom wieder in das erlaubte Band zurückführt. Das Konzept stellt hohe Regeldynamik sicher, weist jedoch eine nicht konstante Schaltfrequenz auf, welche die Dimensionierung eines EMV Filters schwierig gestaltet. Weiters ist der Mittelpunkt der Ausgangsspannung nicht eigenstabil [7], [8].

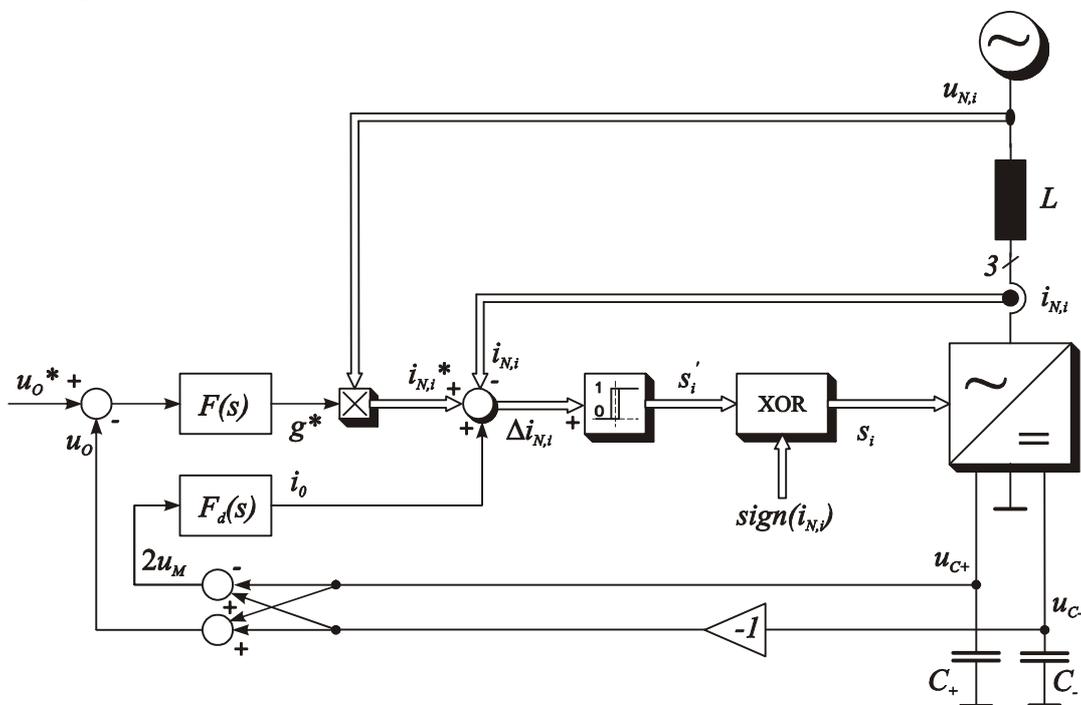


Abb.4.2: Blockschaltbild der Regelung des VIENNA Rectifier mittels Toleranzbandregler [7].

4.3 Average Current Mode Control

Der Realisierungsaufwand der „Ramp Comparison Current Control“ oder „Average Current Mode Control“ unterscheidet sich kaum von der Toleranzbandregelung. In Abb.4.3 ist ein vereinfachtes Blockschaltbild der verwendeten kaskadierten Regelung dargestellt [49], [51]. Der äußere proportional-integral (PI) Ausgangsspannungsregler $F(s)$ ermittelt den benötigten Eingangsleitwert g^* . Durch Multiplikation von g^* mit den drei Eingangsspannungen $u_{N,i}$ ($i = 1, 2, 3$) entstehen die drei Eingangsstromsollwerte $i_{N,i}^*$. Anschließend erfolgt der Soll-Ist-Vergleich der Eingangsströme, wobei der Strom i_0 zur Symmetrierung der beiden Ausgangsspannungen u_{C+} und u_{C-} noch vor dem Stromregler addiert wird [7]. Zum Ausgangssignal des Stromreglers $G(s)$ (ausgeführt als Proportionalregler) wird ein Vorsteuersignal m_i addiert. Die Summe des Ausgangssignals des Stromreglers und des Vorsteuersignals m_i wird jeweils mit einem Komparator pro Phase i mit einem Dreiecksignal, das die Schaltfrequenz bestimmt, verglichen. Die daraus entstehenden Schaltsignale s_i' werden schließlich durch eine, abhängig von der Polarität des Eingangsstromes gesteuerte Inversion, in die eigentlichen Ansteuersignale s_i umgesetzt. Die Vorsteuersignale m_i werden aus einem Rechtecksignal mit Netzfrequenz, einem Sinussignal mit Netzfrequenz und einer Komponente mit dreifacher Netzfrequenz zusammengesetzt. Die Vorsteuersignale beeinflussen den Eingangsstromrippel bzw. den Mittelpunktstrom, Möglichkeiten einer Optimierung sind in [8] angegeben.

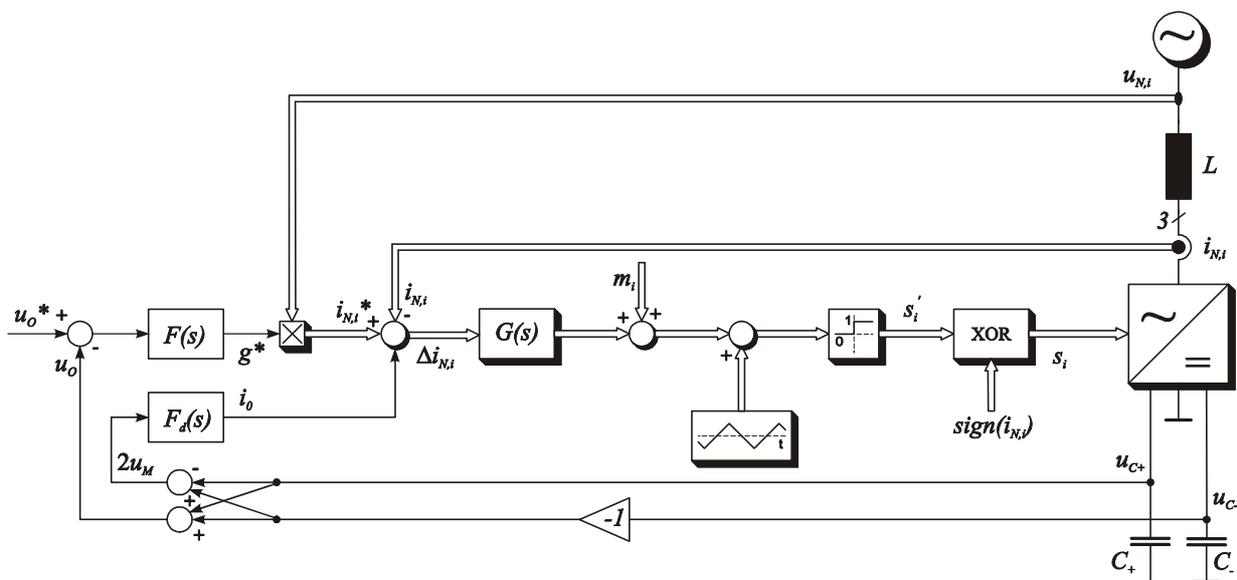


Abb.4.3: Vereinfachtes Blockschaltbild der „Average Current Mode Control“.

Damit ergeben sich folgende Eigenschaften der Average Current Mode Control im Vergleich zum Toleranzbandregler:

- Die Schaltfrequenz f_p ist konstant;
- das Spektrum des Netzstroms weist daher bei Vielfachen der Schaltfrequenz ausgeprägte Harmonische auf;
- ein EMV Filter am Gleichrichtereingang kann daher einfacher ausgelegt werden;
- der Netzstrom weist einen geringeren Anteil parasitärer niederfrequenter Harmonischer auf;
- der Netzstromrippel ist nicht konstant und stellt sich frei ein;
- und die Größe des Netzstromrippels ist zeitabhängig;
- der Mittelpunkt der Ausgangsteilspannungen ist eigenstabil.

Um eine hohe Zuverlässigkeit zu erhalten, sollte das Pulsleichrichtersystem auch bei starker Unsymmetrie bzw. bei Netzfehlern wie Phasenausfall oder Kurzschlüssen zwischen Phasen zuverlässig weiterarbeiten. Außerdem ist eine Auslegung des Systems für weiten Eingangsspannungsbereich speziell für Telekommunikationsstromversorgungen wünschenswert. In Abb.4.4 ist der Leistungsteil und das detaillierte Blockschaltbild der Regelung dargestellt [52]. Das gezeigte Regelkonzept bewerkstelligt eine netzspannungsproportionale Führung des Eingangsphasenstroms auch für unsymmetrische Netzspannungen und weiten Eingangsspannungsbereich. Auch bei Phasenausfall muss die Reglerstruktur, im Gegensatz zu einer in [14] vorgestellten Lösung, nicht umgeschaltet werden. Die Teilspannungen am Ausgang des Systems werden symmetriert, eine dauernde Überlastung des Systems wird durch Begrenzung der Phasenstromamplituden unabhängig von den Eingangsspannungsbedingungen unterbunden. Das Vorsteuersignal m_i wird direkt aus den Netzphasenspannungen generiert.

Die gemessenen Netzspannungen $u_{N,i}'$ werden auf einen künstlichen Sternpunkt N' bezogen, was eine eventuelle Nullkomponente der Eingangsspannungen $u_{N,0}$, eliminiert,

$$u'_{N,R} + u'_{N,S} + u'_{N,T} = 0. \quad (4.6)$$

Die Nullkomponente $u_{N,0}$ ist nicht strombildend, und darf daher bei der Bildung der Vorsteuersignale nicht in Betracht gezogen werden. Bei der Messung der Spannungen ist darauf zu achten, dass die Phasenverschiebung bei Netzfrequenz vernachlässigbar bleibt. Dies ist für 50Hz oder 60Hz Netzfrequenz z.B. durch Einsatz eines Bandpasses mit einer unteren Grenzfrequenz von 5Hz und einer oberen Grenzfrequenz von 500Hz erreichbar.

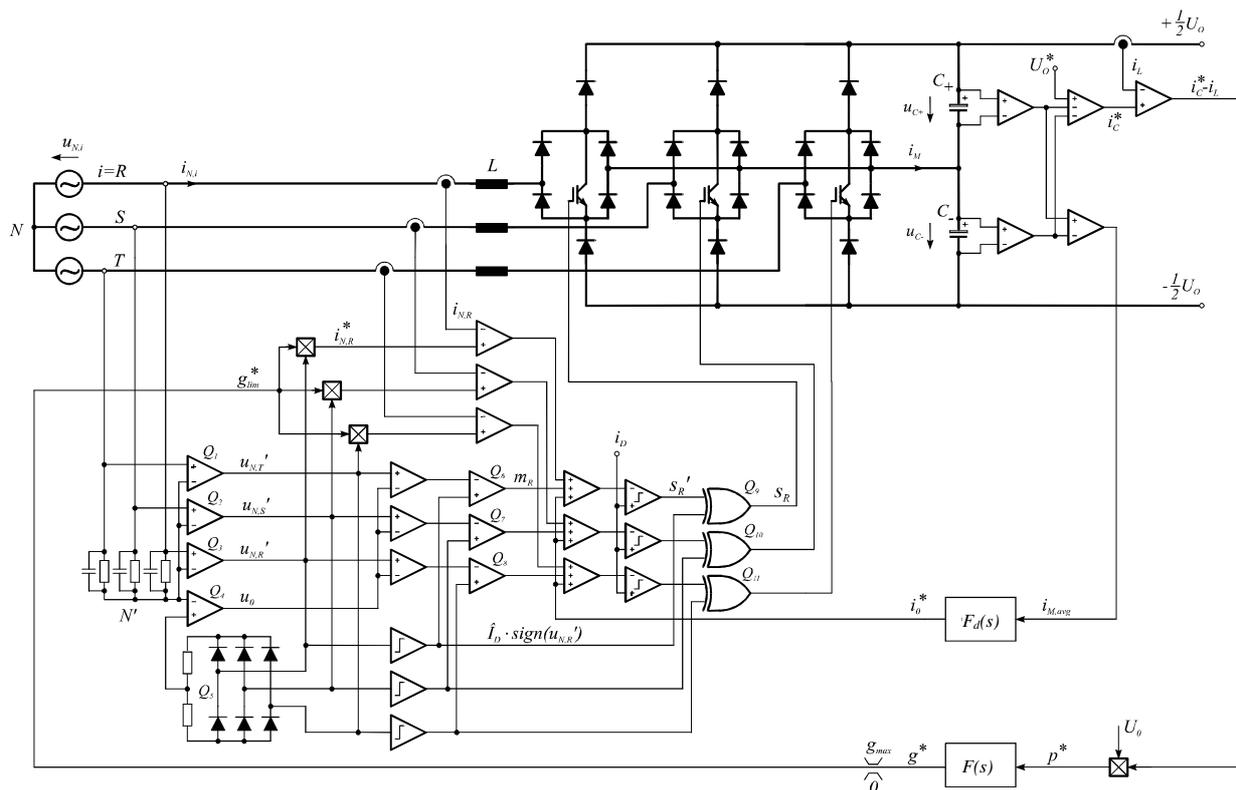


Abb.4.4: Leistungsteil und detailliertes Blockschaltbild der Regelung des Pulsleichrichtersystems nach Abb.4.3.

Die Stromsollwerte $i_{N,i}^*$ werden aus den gemessenen Netzspannungen $u_{N,i}^*$ durch Multiplikation mit dem Leitwert g_{lim}^* gebildet, für sie gilt daher ebenfalls:

$$i_{N,R}^* + i_{N,S}^* + i_{N,T}^* = 0. \tag{4.7}$$

Dies entspricht den physikalischen Gegebenheiten, da aufgrund der fehlenden Verbindung zum Netzsternpunkt auch für die Netzströme

$$i_{N,R} + i_{N,S} + i_{N,T} = 0 \tag{4.8}$$

folgt. In [53] wurde gezeigt, dass eine Nullkomponente u_0 mit geringem Aufwand direkt von den Phasengrößen $u_{N,i}'$ abgeleitet werden kann. Werden sinusförmige Vorsteuersignale durch diese Nullgröße zu Vorsteuersignalen m_i nach Abb.4.5(b) erweitert, ergibt sich

- die gleiche Modulationsgrenze wie für Raumzeigermodulation und
- eine signifikante Reduktion des Netzstromrippels und der 3. Harmonischen des Mittelpunktstroms i_M im Vergleich zu reiner Sinusmodulation bzw. Vorsteuerung nur mit $u_{N,i}'$.

Die Vorsteuersignale m_i werden gebildet indem man:

- die gemessene Eingangsspannung $u_{N,i}'$,
- eine Rechteckfunktion $\text{sign}(u_{N,i}')$,
- und die Nullkomponente u_0

geeignet kombiniert:

$$m_i = \hat{I}_D \cdot \left(M \cdot \frac{2 \cdot u_{N,i}'}{U_o^*} - \text{sign}(u_{N,i}') + M \cdot \frac{2 \cdot u_0}{U_o^*} \right). \quad (4.9)$$

Die Nullkomponente u_0 kann nach folgender Beziehung ermittelt werden:

$$u_0 = \frac{1}{2} (\max(u_{N,i}') + \min(u_{N,i}')). \quad (4.10)$$

Eine detaillierte Beschreibung der gesamten Reglerstruktur nach Abb.4.4 wie z.B. der Verschiebung der Vorsteuersignale m_i mit der Rechteckfunktion $\hat{I}_D \cdot \text{sign}(u_{N,i}')$ (siehe Q6, Q7, Q8 in Abb.4.4), der Inversion der Schaltsignale s_i' des Pulsweitenmodulators entsprechend der Vorzeichen der Phasenspannungen $u_{N,i}'$ (siehe XOR-Gatter Q9, Q10, Q11 in Abb.4.4) und der Symmetrierung der Ausgangsteilspannungen u_{C+} und u_{C-} durch einen Offset i_0^* der Stromsollwerte ist in [3] und [54] gegeben.

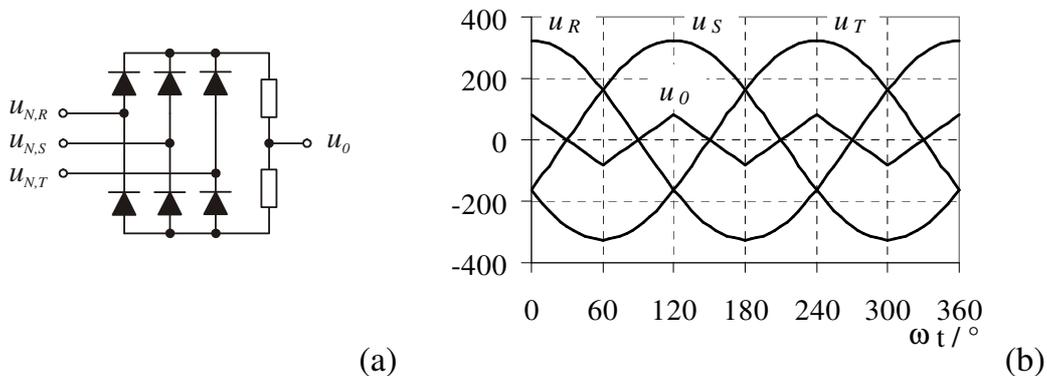


Abb.4.5: Analoge Generierung (a) und Zeitverlauf (b) der dritten Harmonischen u_0 .

Die Grenzfrequenz des Ausgangsspannungsreglers muss wie für einphasige Leistungsfaktorkorrektursysteme mit $f_g = 5 \dots 10\text{Hz}$ festgelegt werden [55]. Dies ist bedingt durch die Pulsation der Ausgangsspannung mit der doppelten Netzspannung im Fall unsymmetrischer Eingangsspannungen bzw. bei Phasenausfall, welche bei einer hohen Reglerverstärkung des Ausgangsspannungsreglers zu einer niederfrequenten

Störung des Eingangsstroms führen würde. Eine zu große Abweichung des Ausgangsspannungswertes vom -sollwert z.B. im Fall von Lastsprüngen kann durch Vorsteuerung des Ausgangsstromes oder durch nichtlineare Erhöhung der Reglerverstärkung bei großer Regelabweichung verhindert werden.

4.4 Generierung der Stromsollwerte

Das Ausgangssignal i_C^* des Ausgangsspannungsreglers $F(s)$ ergibt gemeinsam mit dem Ausgangsstrom i_L und der Ausgangsspannung $u_O \approx U_O$ den Sollwert der Leistung $p^*=(i_C^*+i_L) \cdot U_O$, die an den Ausgang geliefert werden muss. Dabei entspricht i_C^* dem Sollwert des Ausgangskondensatorladestroms (vgl. Abb.4.6).

Der digitale Regler $F(s)$, implementiert durch einen Mikrocontroller, errechnet daraus mit den Phasenspannungseffektivwerten $U_{N,i}'$ einen Leitwert g^* entsprechend einem ohmschen Netzverhalten des Systems:

$$g^* = \frac{p^*}{U_{N,R}'^2 + U_{N,S}'^2 + U_{N,T}'^2} \tag{4.11}$$

Damit der Eingangsstrom des Systems den zulässigen Maximalstrom $\hat{I}_{N,max}$ nicht überschreitet wird dieser Leitwert begrenzt:

$$g_{lim}^* < g_{max}^* = \frac{\hat{I}_{N,max}}{\max[\hat{U}_{N,i}']} \tag{4.12}$$

Die Eingangsstromsollwerte werden schließlich durch Multiplikation des begrenzten Leitwerts g_{lim}^* mit den entsprechenden Phasenspannungen $u_{N,i}$ ermittelt. Die maximale Ausgangsleistung ist daher bei symmetrischer Netzspannung proportional zur Eingangsspannungsamplitude ($P_I \sim \hat{U}_N$).

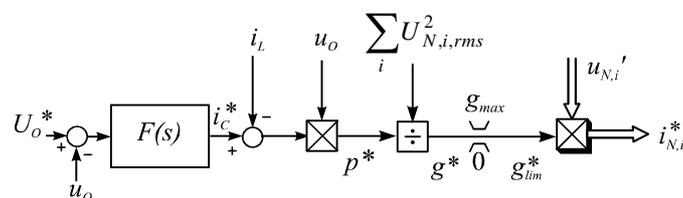


Abb.4.6: Detailliertes Blockschaltbild zur Generierung der Eingangsstromsollwerte $i_{N,i}^*$.

Im Fall eines Phasenausfalls oder starker Unsymmetrie des Netzes wird der Maximalwert der Ausgangsleistung durch Gl. (4.11) so begrenzt, dass der Strom in der Phase mit der größten Spannung stets Werte kleiner $\hat{I}_{N,max}$ aufweist. Die Eingangsströme sind proportional zu den zugehörigen Phasenspannungen, d.h. eine Phase mit geringerer Spannung wird auch weniger belastet. Diese symmetrisch ohmsche Belastung des Netzes kann dazu beitragen, eine Überlastung einer stark durch andere Verbraucher bereits belasteten und daher geringere Spannung aufweisenden Phase zu verhindern. Es ist möglich, dass dadurch im Endeffekt eine höhere Leistung bezogen werden kann, als wenn durch eine überlastete Sicherung ein Phasenausfall ausgelöst würde.

4.5 Digitale Simulation der Regelung

Die Funktionsweise der Regelung wurde zuerst anhand einer digitalen Simulation mittels CASPOC für vier unterschiedliche Netzbedingungen verifiziert. Das Netz wird durch drei ideale Spannungsquellen repräsentiert. Die Simulation wurde mit Rücksicht auf das reale System durchgeführt. Die Ausgangsleistung muss bei Phasenausfall um $1/\sqrt{3}$ verringert werden, um eine Überlastung zu vermeiden. In Tab.4.1 sind die Simulationsparameter angegeben.

Eingangsspannung:	$U_i = 230V+20\%$
max. Eingangsstrom:	$\hat{I}_{N,max} = 16.6A$
Eingangsleistung:	$P = 6.5kW$
Ausgangsspannung:	$U_o = 800V$
Schaltfrequenz:	$f_p = 25kHz$

Tab.4.1: Parameter für die digitale Simulation der Regelung.

4.5.1 Simulation mit symmetrischem Netz

Bei symmetrischen Netzbedingungen $U_{N,i} = 230V+20\%$ (entsprechend einer Außenleiterspannung $400V+20\%$) ergeben sich gleiche Netzphasenspannungsamplituden $\hat{U}_{N,R} = \hat{U}_{N,S} = \hat{U}_{N,T} = 390V$, die Phasenverschiebung beträgt jeweils 120° (Abb.4.7). Die Eingangsströme zeigen gemäß Abb.4.9 einen geringen schaltfrequenten Rippel und sind in Phase zur entsprechenden Netzspannung. Die Amplitude der 3. Harmonischen des Mittelpunktstroms i_M ist sehr viel geringer als jene der Netzströme.

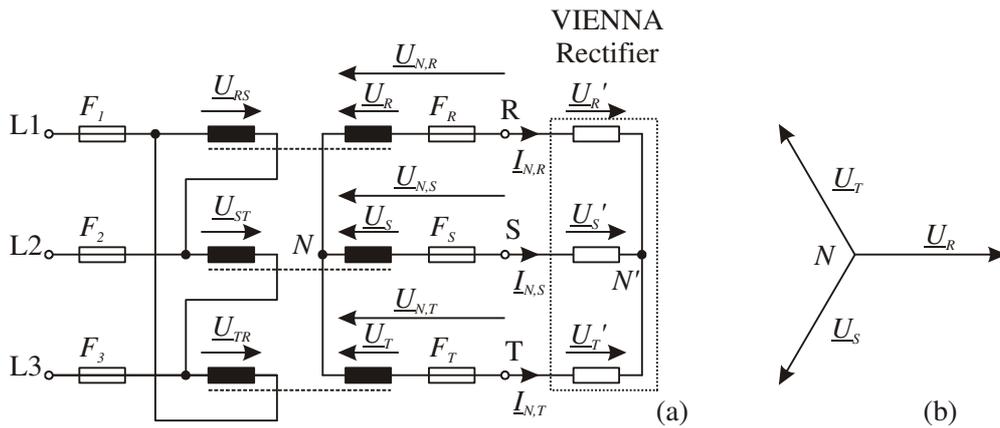


Abb.4.7: Schaltung (a) und Zeigerdiagramm der Spannungen bei symmetrischem Netz (b). Das Pulsgleichrichtersystem (VIENNA Rectifier) ist schematisch durch drei in Sternschaltung angeordnete Widerstände dargestellt. Durch die symmetrische Anordnung gilt $U_i = U_{N,i} = U_{N,i}'$ ($i = R, S, T$).

4.5.2 Simulation des einphasigen Betriebs durch Phasenausfall

Beim Ausfall eines Außenleiters am Eingang des Gleichrichtersystems z.B. durch das Auslösen der Sicherung F_R in Abb.4.8 steht nur mehr eine Außenleiterspannung zur Lieferung des Energiebedarfs zur Verfügung, d.h. es liegt Zweiphasenbetrieb (gleicher Strom im Hin- und Rückleiter) vor. Die gemessenen Eingangsspannungen betragen $u_{N,R}' = 0$, $u_{N,S}' = -u_{N,T}'$, die Nullkomponente des Vorsteuersignals ergibt sich zu Null ($u_0 = 0$), das Simulationsergebnis ist in Abb.4.10 dargestellt.

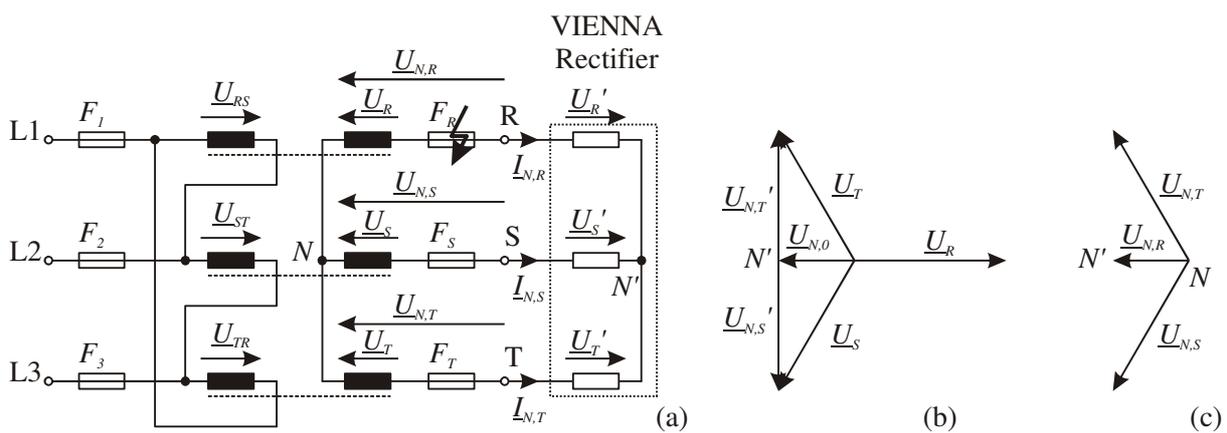


Abb.4.8: Schaltung (a), Zeigerdiagramm der Spannungen (b) und (c) bei Ausfall der Phase R, ausgelöst durch eine unterbrochene Sicherung F_R . Das Pulsgleichrichtersystem (VIENNA Rectifier) ist schematisch durch drei in Sternschaltung angeordnete Widerstände dargestellt.

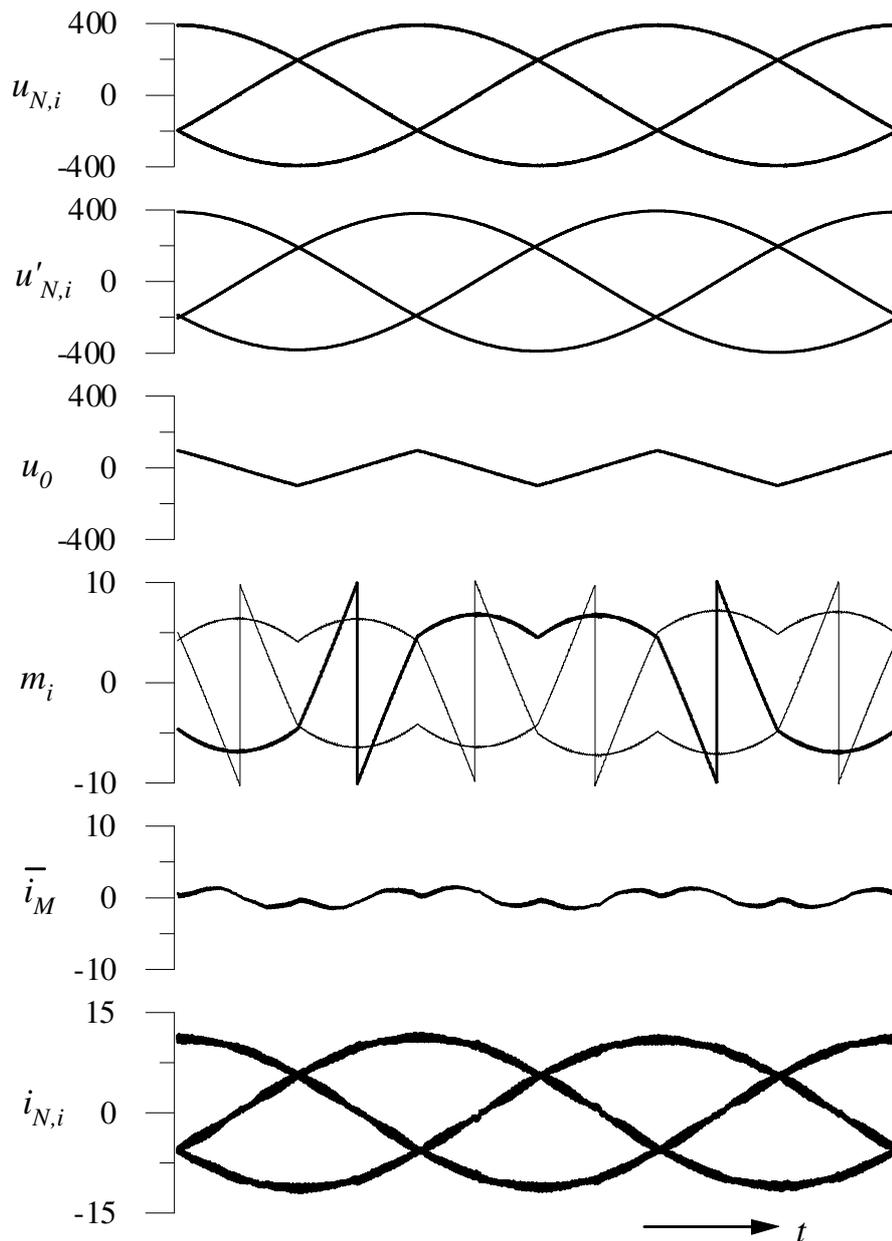


Abb.4.9: Simulation des Betriebs des Pulsgleichrichtersystems unter symmetrischen Netzbedingungen ($U_i = 230\text{V}+20\%$). Dargestellt sind von oben nach unten: Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, Eingangsspannungen $u_{N,i}'$ ohne Nullkomponente, Nullkomponente u_0 des Vorsteuersignals, Vorsteuersignale m_i , niederfrequenter Anteil des Mittelpunktsstroms \bar{i}_M tiefpassgefiltert mit $\tau = 100\mu\text{s}$ und Eingangsströme $i_{N,i}$.

Die Eingangsspannung des Gleichrichtersystems wird nur durch die Phasen S und T gebildet, entsprechend zum ohmschen Netzverhalten ist der Eingangsstrom proportional zur Außenleiterspannung $u_{N,ST}'$. Der Mittelpunktsstrom enthält wieder keine niederfrequenten Harmonischen oder einen Gleichanteil.

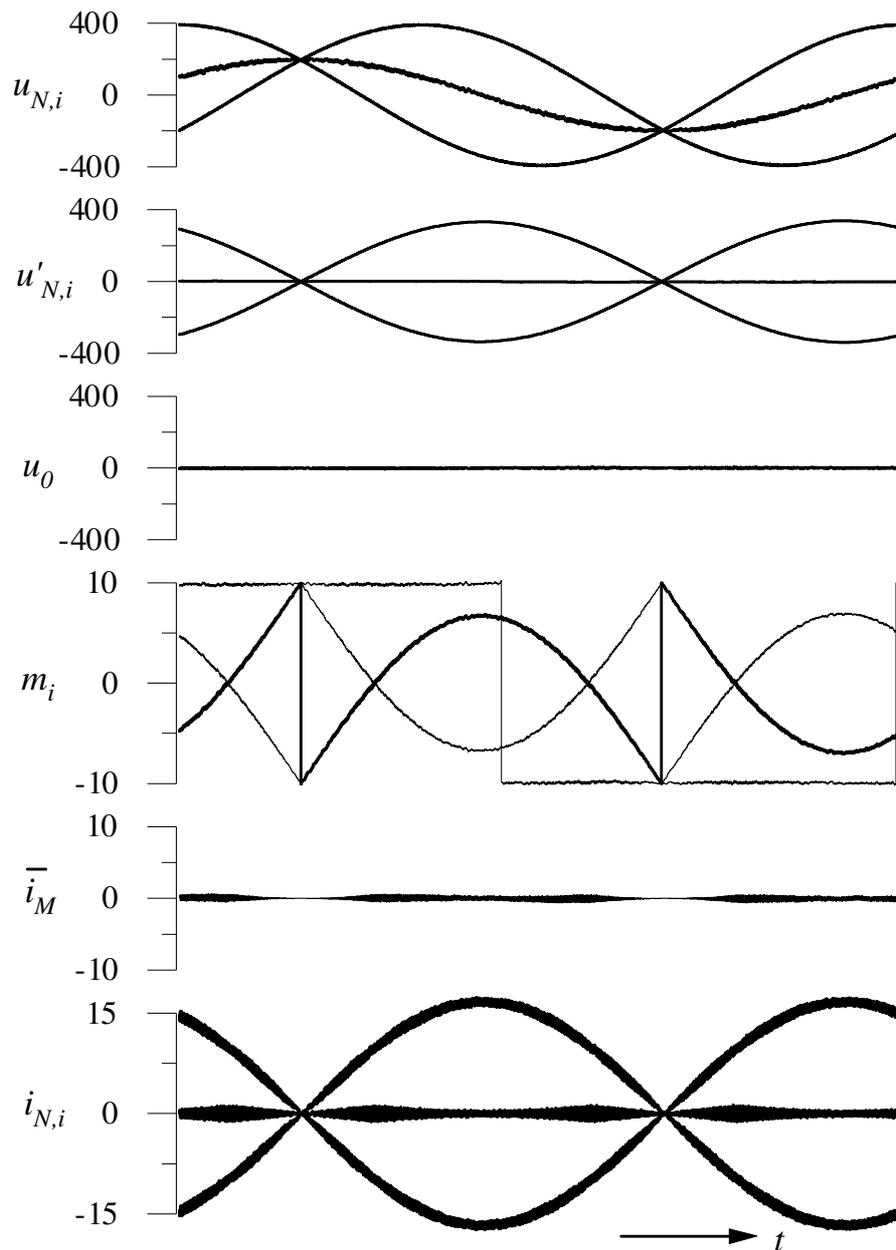


Abb.4.10: Simulation des einphasigen Betriebs des Pulsgleichrichtersystems bei Ausfall der Phase R. Dargestellt sind von oben nach unten: Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, Eingangsspannungen $u'_{N,i}$ ohne Nullkomponente, Nullkomponente u_0 des Vorsteuersignals, Vorsteuersignale m_i , niederfrequenter Anteil des Mittelpunktsstroms \bar{i}_M tiefpassgefiltert mit $\tau = 100\mu\text{s}$ und Eingangsströme $i_{N,i}$.

Die detaillierte Analyse zeigt, dass der Schalter S_R der fehlenden Phase in diesem Zustand dauernd eingeschaltet bleibt. Durch erzwungenes Ausschalten dieses Schalters könnte der schaltfrequente Rippel des Eingangsstroms verringert werden. Dies widerspricht jedoch der Grundidee, das System zuverlässig für alle

Betriebsbedingungen zu gestalten und eine Strukturumschaltung der Regelung zu vermeiden, ein etwas höherer Rippel als im regulären symmetrischen dreiphasigen Betrieb muss im einphasigen Betrieb toleriert werden.

4.5.3 Simulation des einphasigen Betriebs durch Außenleiterkurzschluss

Zur Versorgung von Niederspannungsnetzen werden häufig Dy (Dreieck – Stern) Verteiltransformatoren eingesetzt. Öffnet bei diesen eine primärseitige Sicherung (z.B. F_2 in Abb.4.11), so halbieren sich zwei Sekundärphasenspannungen, die Phasen dieser beiden Spannungen sind um 180° zur verbleibenden vollen Phasenspannung verschoben ($\hat{U}_{N,R} = \hat{U}_{N,S} = 195\text{V}$, $\hat{U}_{N,T} = 390\text{V}$). Bei kurzgeschlossenen Außenleitern R und S treten die gleichen Bedingungen auf. Da die Spannungen der Phase R und S gleich sind, liegt quasi einphasiger Betrieb vor.

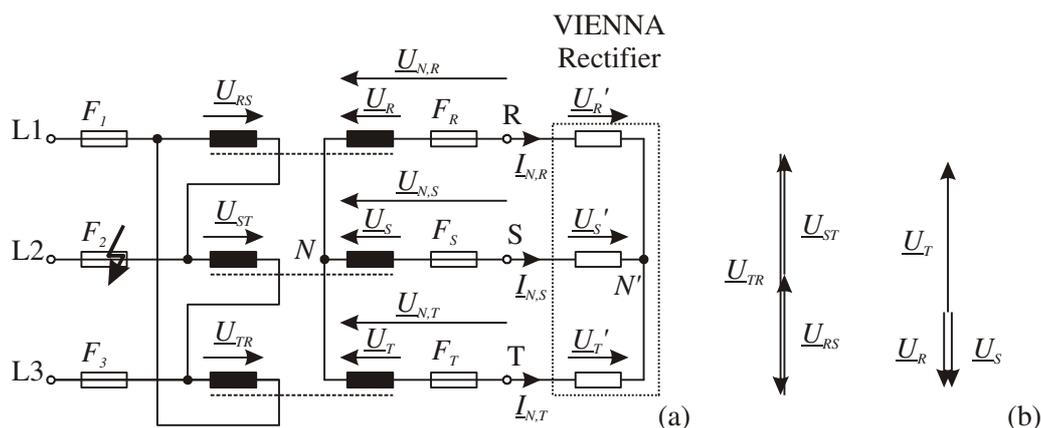


Abb.4.11: Schaltung (a) und Spannungsverhältnisse (b) bei einphasigem Betrieb des Systems durch Kurzschluss von zwei Außenleitern am Gleichrichtereingang, ausgelöst durch eine unterbrochene Sicherung F_2 .

Es tritt in diesem Fall keine Nullkomponente auf, d.h. $U_i = U_{N,i} = U_{N,i}'$. Die Eingangsspannungen werden direkt zur Bildung der Vorsteuersignale m_i und zur Sollwertgenerierung der Ströme verwendet ($\hat{I}_{N,R} = \hat{I}_{N,S} = 7.8\text{A}$, $\hat{I}_{N,T} = 15.6\text{A}$, $P = 6.5\text{kW}$). Die Nullkomponente des Vorsteuersignals u_0 hat nun eine reine Sinusform mit Netzfrequenz, wie sie auch im realen Einphasenbetrieb auftritt. Daher wird auch in diesem Fall ein ideales Vorsteuersignal gebildet, wodurch der Stromregelfehler minimal ist. Der Mittelpunktstrom enthält ausschließlich schaltfrequente Anteile, d.h. er enthält weder niederfrequente noch eine Gleichstromkomponente (Abb.4.12).

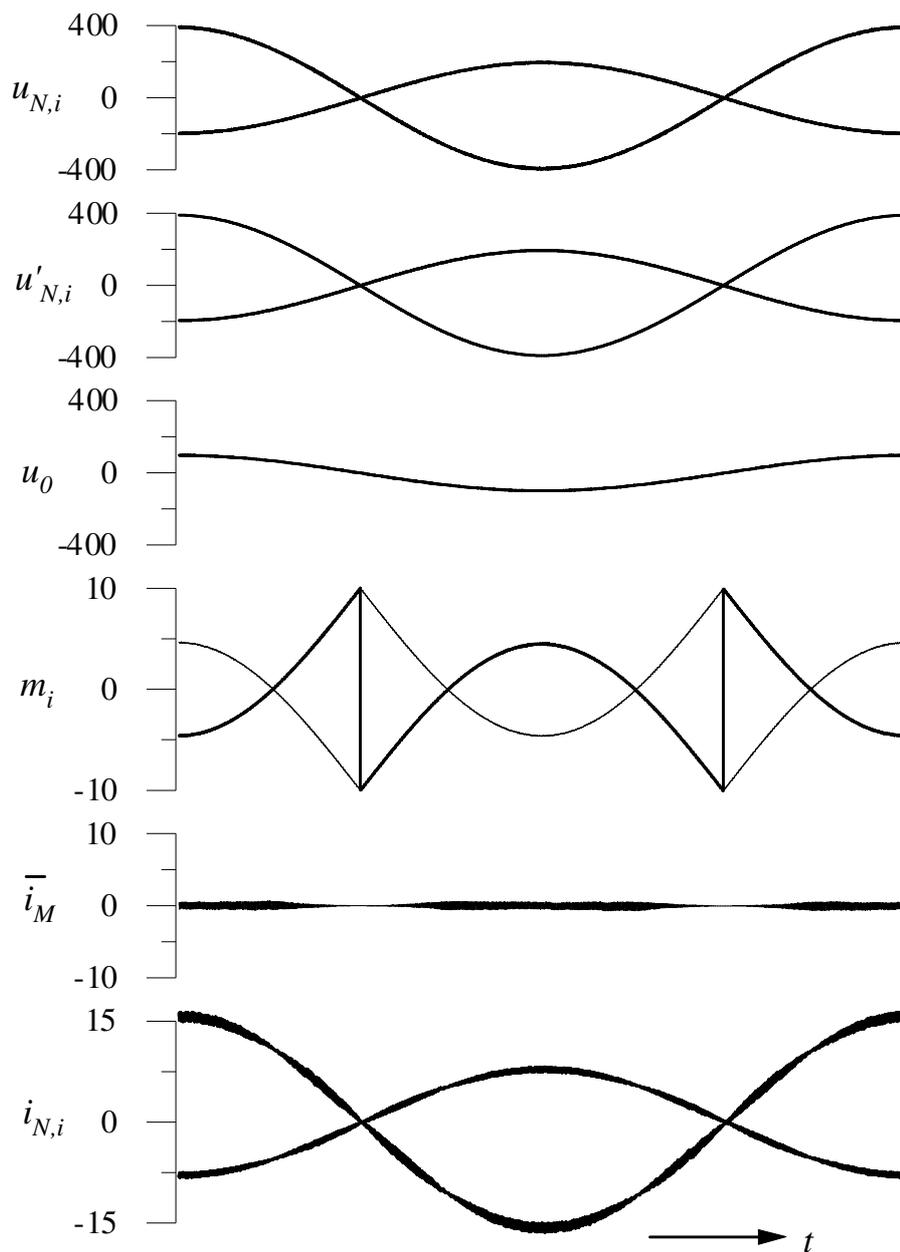


Abb.4.12: Simulation des einphasigen Betriebs des Pulsgleichrichtersystems bei Außenleiterkurzschluss, $U_{N,R} = U_{N,S} = \frac{1}{2} U_{N,T}$. Dargestellt sind von oben nach unten: Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, Eingangsspannungen $u_{N,i}'$ ohne Nullkomponente, Nullkomponente u_0 des Vorsteuersignals, Vorsteuersignale m_i , niederfrequenter Anteil des Mittelpunktsstroms \bar{i}_M tiefpassgefiltert mit $\tau = 100\mu\text{s}$ und Eingangsströme $i_{N,i}$.

4.5.4 Simulation mit reduzierter Phasenspannung

Wird die Phasenspannung z.B. in Phase R um die Hälfte reduziert ($\hat{U}_{N,R} = 195\text{V}$, $\hat{U}_{N,S} = \hat{U}_{N,T} = 390\text{V}$) bleibt zwar die Phasenverschiebung zwischen den Netzphasenspannungen $u_{N,i}$ noch immer 120° , bei den gemessenen Spannungen $u_{N,i}'$ tritt jedoch eine Abweichung von den 120° auf (siehe Abb.4.13). Als Extremwert kann man sich vorstellen, dass die Spannung der Phase R zu Null wird ($\hat{U}_{N,T} = 0$), ein Fall der z.B. bei dem Auftreten eines, nach Auslösung der vorgeschalteten Sicherung bestehen bleibenden Kurzschlusses von der Phase R zum Neutralleiter des Netzes vorstellbar wäre.

Die Eingangsströme stellen sich proportional zu den gemessenen Netzspannungen $u_{N,i}'$ ein ($\hat{I}_{N,R} = 10.05\text{A}$, $\hat{I}_{N,S} = \hat{I}_{N,T} = 14.22\text{A}$, $P = 6.5\text{kW}$). Die Amplitude des Mittelpunktsstromes wird im Vergleich zum symmetrischen Netz etwas größer, jedoch tritt keine Gleichkomponente auf, die die Symmetrie der Ausgangsteilspannungen u_{C+} und u_{C-} beeinträchtigen könnte.

4.6 Experimentelle Analyse des Regelungskonzepts

Die Regelverstärkung des als Proportionalglied ausgeführten Stromreglers $G(s)$ beträgt 25V/A . Der Ausgangsspannungsregler wurde als digitaler PI-Regler mit einer Abtastzeit von $700\mu\text{s}$ in einem kostengünstigen 8-bit Microcontroller (ATMEL AT90S8535) realisiert. Die Knickfrequenz des PI-Ausgangsspannungsregler liegt bei 10Hz . Die Proportionalverstärkung des Ausgangsspannungsreglers k_U weist eine nichtlineare Charakteristik auf, um großen Ausgangsspannungsschwankungen im Fall von Laststromtransienten effizient entgegenwirken zu können. Bei einer Abweichung des Ausgangsspannungswerts vom -sollwert größer als 5% des Ausgangsspannungsnennwerts wird die Proportionalverstärkung k_U auf den doppelten Wert erhöht.

Im Folgenden wird das Regelungskonzept praktisch verifiziert. Es sind dazu jeweils die gemessenen Phasengrößen angegeben. Die Messung der Netzkenngößen wurde mit einem Voltech PM300 Power Analyzer durchgeführt.

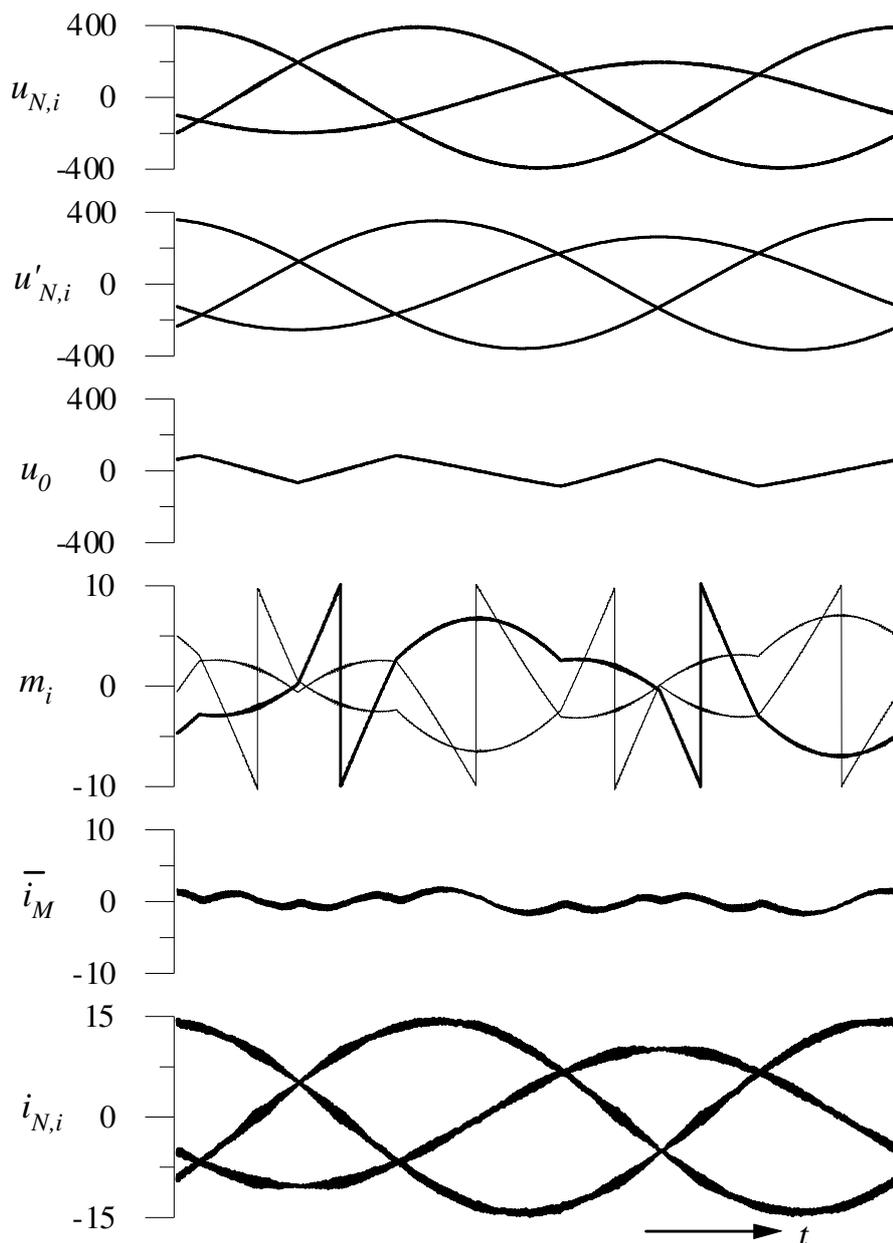


Abb.4.13: Simulation des Betriebs des Pulsgleichrichtersystems mit gegenüber Abb.4.9 auf die Hälfte reduzierter Amplitude der Phasenspannung $u_{N,R}$. Dargestellt sind von oben nach unten: Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, Eingangsspannungen $u_{N,i}'$ ohne Nullkomponente, Nullkomponente u_0 des Vorsteuersignals, Vorsteuersignale m_i , niederfrequenter Anteil des Mittelpunktsstroms \bar{i}_M tiefpassgefiltert mit $\tau = 100\mu\text{s}$ und Eingangsströme $i_{N,i}$.

4.6.1 Verhalten bei symmetrischem Netz

In Tab.4.2 sind die Betriebsbedingungen des Gleichrichtersystems bei symmetrischem Netz angegeben. Der Leistungsfaktor beträgt in diesem Fall $\lambda = 1.0$, d.h. das Konvertersystem verhält sich rein ohmsch. Die Klirrfaktoren der Eingangsströme (Total Harmonic Current Distortion – *THDI*) befinden sich in der gleichen Größenordnung wie die der Phasenspannungen (*THDU*), was den spannungsproportionalen Verlauf des Eingangsstroms bestätigt. D.h. auch bei verzerrter Eingangsspannung folgt der Eingangsstrom der Spannung, die zusätzliche Verzerrung des Eingangsstroms beträgt maximal (Phase S) nur $THDI-THDU=1.1\%$. Dies ergibt noch immer einen sehr hohen Leistungsfaktor von hohen 99.994%, auf 3 Stellen gerundet $\lambda_S = 1.000$. Das Zeitverhalten der Eingangsphasenspannungen und -ströme ist in Abb.4.14 dargestellt.

	$U_{N,i}$	$I_{N,i}$	$P_{N,i}$	λ_i	<i>THDU</i>	<i>THDI</i>
	V	A	kW			
Phase R	255	5.79	1.480	1.000	3.1%	3.7%
Phase S	253	5.81	1.470	1.000	2.7%	3.8%
Phase T	254	5.79	1.470	1.000	3.7%	3.7%
Gesamt	440		4.420	1.000		

Tab.4.2: Messwerte bei symmetrischen Netzbedingungen.

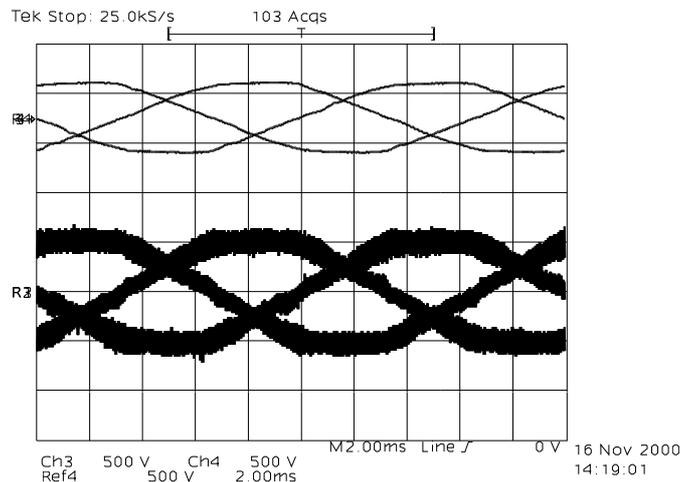


Abb.4.14: Oszillogramm der Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) bei symmetrischem Netz und der Eingangsströme $i_{N,i}$ (unten, 7.5A/Div).

4.6.2 Verhalten bei Phasenausfall

In Tab.4.3 sind die Messwerte bei Ausfall der Phase R angegeben. Der gemessene Leistungsfaktor beträgt nun nicht mehr $\lambda = 1$. Allerdings liegen die Ströme nach wie vor mit den nullgrößenfreien Anteilen der Netzphasenspannungen $u_{N,i}'$ in Phase, sodass keine Belastung des Netzes mit Blindleistung auftritt. Die Leistungsfaktorverhältnisse für unsymmetrische Netze werden durch das Messgerät (Wattmeter, Power Analyzer) also nicht richtig erfasst, da die mit dem Wattmeter erfassten Spannungen auf den Transformatorsternpunkt N bezogen sind (Abb.4.8(a)). Der Sternpunkt N' ist für ein Messgerät nicht zugänglich. Aus dem Zeigerdiagramm nach Abb.4.8(b) wird auch deutlich, dass die mit dem Wattmeter erfassten Spannungen $U_{N,i}$ nicht in Phase mit den Eingangsströmen $I_{N,i} \sim U_{N,i}'$ sein können, weshalb ein gemessener Leistungsfaktor $\lambda = 0.86$ resultiert.

	$U_{N,i}$	$I_{N,i}$	$P_{N,i}$	λ_i	THDU	THDI
	V	A	kW			
Phase R	130	0	0.000	1.000	0.0%	100.0%
Phase S	252	10.2	2.212	0.860	0.0%	4.0%
Phase T	251	10.2	2.230	0.860	0.0%	4.0%
Gesamt			4.442			

Tab.4.3: Messwerte bei Ausfall der Phase R.

Die Klirrfaktoren der Ströme sind aber nur unwesentlich schlechter als im symmetrischen Betrieb, die Klirrfaktoren der Spannungen konnten in diesem Fall nicht korrekt ermittelt werden. Das stationäre Verhalten der Eingangsgrößen ist in Abb.4.15 dargestellt. Der Verlauf der Eingangsgrößen beim Trennen und erneutem Verbinden der Phase R sind in Abb.4.16 bzw. Abb.4.17 demonstriert. Wie erwartet tritt ein kurzer Stromstoß bei der Rückkehr der Phase R auf. Dieser dauert so lange an, bis die Regelung die neuen Netzspannungswerte erkannt und entsprechend den Eingangsleitwert g^* angepasst (verringert) hat. Die Messung der Netzspannungen erfolgt in diesem Fall nicht auf Basis einer Effektivwertmessung, da einerseits die Rechenleistung des verwendeten Mikrocontrollers nicht ausreichen und sich andererseits aufgrund der erforderlichen Mittelung über zumindest die halbe Netzperiode eine zu lange Reaktionszeit ergeben würde. Der Eingangsstrom $i_{N,R}$ zeigt bereits nach etwas mehr als einer Periode einen stationären Verlauf.

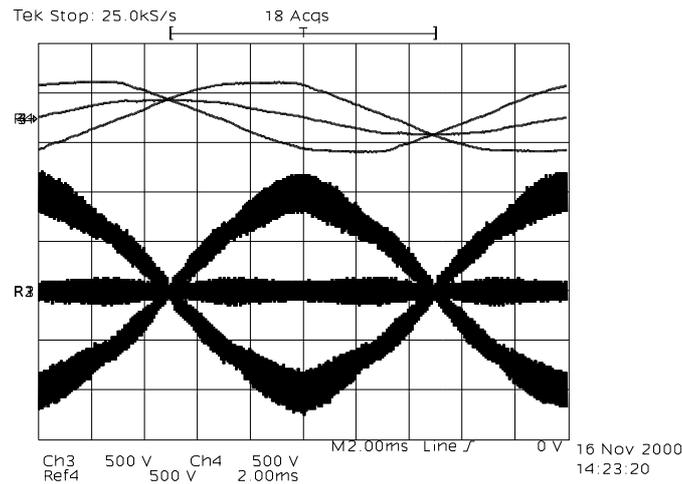


Abb.4.15: Stationäres Verhalten des Pulsgleichrichtersystems bei fehlender Phase R. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsströme $i_{N,i}$ (unten, 7.5A/Div); Netzaußenleiterspannung $U_{ST} = 440\text{V}$. Da die Netzphasenspannungen am Gleichrichtereingang erfasst werden und sich das Pulsgleichrichtersystem durch das Regelverfahren wie drei in Stern geschaltete ohmsche Widerstände verhält, stellt sich für die aufgefallene, stromlose Phase R der Mittelwert aus den verbliebenen Phasen S und T ein.

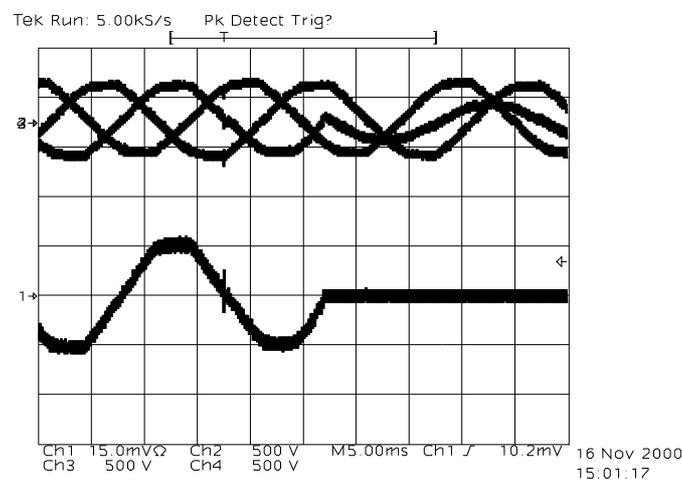


Abb.4.16: Gemessenes Verhalten des Pulsgleichrichtersystems beim Trennen der Phase R. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsstrom $i_{N,R}$ (unten, 7.5A/Div).

Es ist zu erkennen, dass das gemessene Verhalten des Pulsgleichrichters (Abb.2.13) sehr gut mit der Simulation (Abb.4.10) übereinstimmt. Es ist auch erwähnenswert, dass es sich bewährt hat, ein Regelverfahren anzuwenden, sodass das Systemverhalten dem von drei in Stern geschalteten Widerständen gleichen Wertes entspricht.

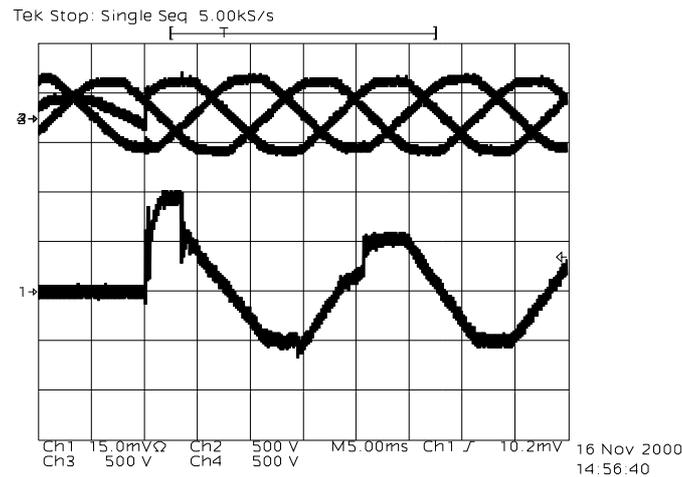


Abb.4.17: Gemessenes Verhalten des Systems bei Rückkehr der Phase R. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsstrom $i_{N,R}$ (unten, 7.5A/Div).

4.6.3 Verhalten beim Kurzschluss von Phase R und Phase S

Bei der experimentellen Analyse des Systems können nicht alle Fehlerfälle nachgestellt werden, wie sie bei der digitalen Simulation angenommen wurden. Im vorliegenden Fall wird ein Netzanschluss des Pulsleichrichtersystems (Phase R) getrennt und mit einem anderen Phasenanschluss (Phase S) verbunden. Damit ist die Fehlerbedingung nach Abschnitt 4.5.3 (Abb.4.11) nachempfunden. In Tab.4.4 sind die resultierenden Messwerte aufgelistet, es ist ersichtlich, dass sich die Ströme in den beiden parallelgeschalteten Zweigen gleich aufteilen ($I_{N,R} = 5.13\text{A}$, $I_{N,S} = 5.11\text{A}$). Abb.4.18 zeigt das stationäre Verhalten des Systems.

	$U_{N,i}$	$I_{N,i}$	$P_{N,i}$	λ_i	THDU	THDI
	V	A	kW			
Phase R	252	5.13	1.116	0.867	3.4%	4.2%
Phase S	252	5.11	1.114	0.866	3.3%	4.0%
Phase T	252	10.24	2.211	0.855	2.8%	4.0%
Gesamt			4.441			

Tab.4.4: Messwerte beim Betrieb des Pulsleichrichtersystems mit an Phase S gelegten Eingang R.

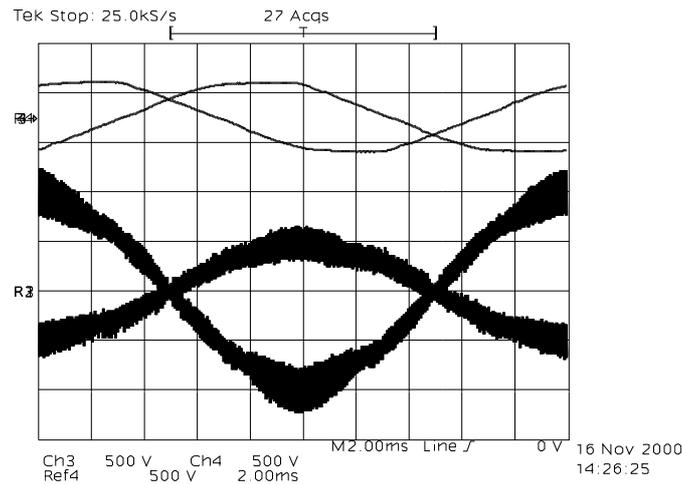


Abb.4.18: Stationäres Verhalten des Systems bei Betrieb an zwei Außenleitern. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsströme $i_{N,i}$ (unten, 7.5A/Div), Netzaußenleiterspannung $U_{ST} = 440V$.

Das transiente Verhalten des Eingangsstromes beim Anschluss der Phase R des Pulsgleichrichtersystems an Phase S ist in Abb.4.19 ersichtlich. Die hohe Stromtransiente am Beginn ist durch den teilweise entladenen eingangsseitigen EMV Filterkondensator von Phase R zu erklären, der mit der Netzinduktivität einen Schwingkreis bildet. Hier stellt sich der stationäre Zustand nach weniger als einer Netzperiode ein. Das Trennen der Phase R von Phase S verläuft ohne Stromtransiente (Abb.4.20).

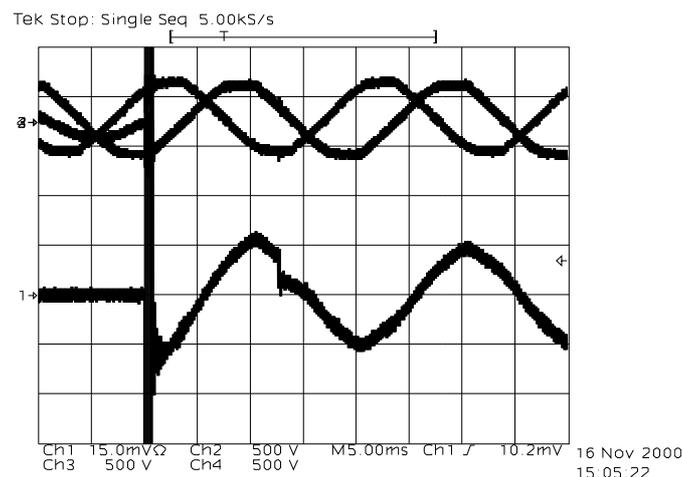


Abb.4.19: Anschluss der offenen Phase R an Phase S. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsstrom $i_{N,R}$ (unten, 7.5A/Div).

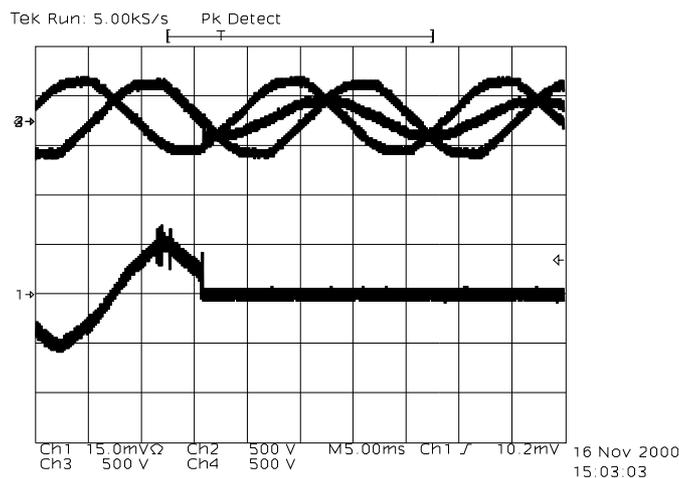


Abb.4.20: Trennen der Phase R von Phase S. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsstrom $i_{N,R}$ (unten, 7.5A/Div).

4.6.4 Verhalten beim Kurzschluss von Phase R und Neutralleiter

Wird Phase R nicht mit einer anderen Phase, sondern mit dem Neutralleiter verbunden, so ergeben sich die Messwerte nach Tab.4.5. Diese Betriebsart ist mit den in Abschnitt 4.5.4 simulierten Verhältnissen vergleichbar. Das stationäre Verhalten der Eingangsgrößen ist in Abb.4.21 ersichtlich, die Zeitverläufe beim Verbinden zum Neutralleiter bzw. beim Trennen sind in Abb.4.22 bzw. Abb.4.23 dargestellt. In beiden Fällen arbeitet das Pulsgleichrichtersystem kontinuierlich weiter und es bleibt die aktuell benötigte Leistung am Ausgang verfügbar.

4.7 Zusammenfassung zur Regelung

In diesem Teil der Arbeit wird ein Regelungskonzept vorgestellt, das einen Betrieb des Systems mit sinusförmigen Phasenströmen für symmetrisches Netz wie auch für stark unsymmetrische Netzspannung oder Phasenausfall sicherstellt. Dies wurde mittels digitaler Simulation und experimenteller Analyse verifiziert. Das Pulsgleichrichtersystem verhält sich unter allen Bedingungen rein ohmsch.

Der Nachteil dieses Konzepts ist die Notwendigkeit einer qualitativ hochwertigen Eingangsspannungsmessung und einer relativ aufwändigen analogen Stromregelung mit Analogmultiplizierern zur Generierung der Stromsollwerte. Im folgenden Abschnitt soll daher eine Vereinfachung des Regelkonzeptes überlegt werden.

	$U_{N,i}$	$I_{N,i}$	$P_{N,i}$	λ_i	THDU	THDI
	V	A	kW			
Phase R	0	3.45	0.000	1.000	0.0%	2.4%
Phase S	251	9.4	2.225	0.941	0.0%	3.8%
Phase T	251	9.41	2.223	0.944	0.0%	3.8%
Total			4.448			

Tab.4.5: Messwerte bei Verbindung der Phase R des Pulsleichrichters mit dem Neutralleiter.

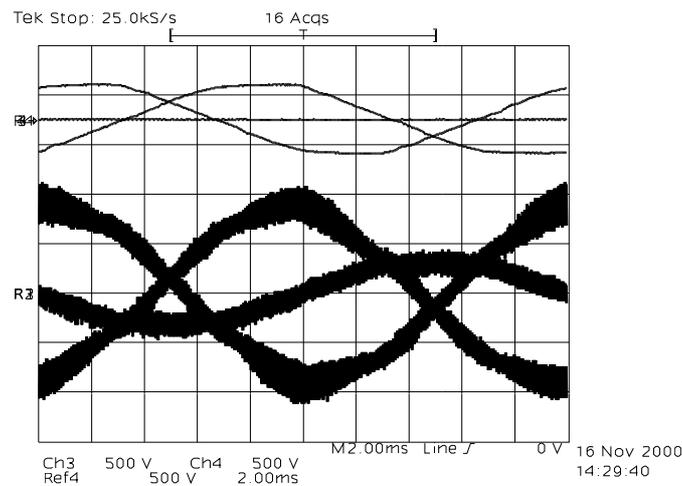


Abb.4.21: Stationäres Verhalten des Systems beim Anschluss von Phase R an den Neutralleiter. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsströme $i_{N,i}$ (unten, 7.5A/Div).

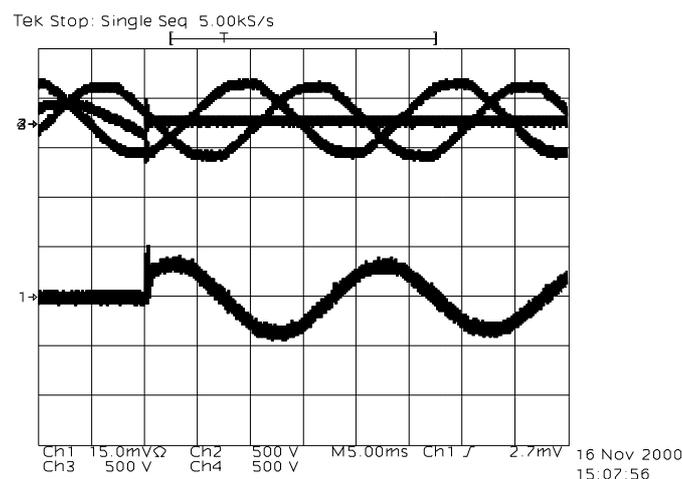


Abb.4.22: Transientes Verhalten beim Anschluss der offenen Phase R an den Neutralleiter. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsstrom $i_{N,R}$ (unten, 7.5A/Div).

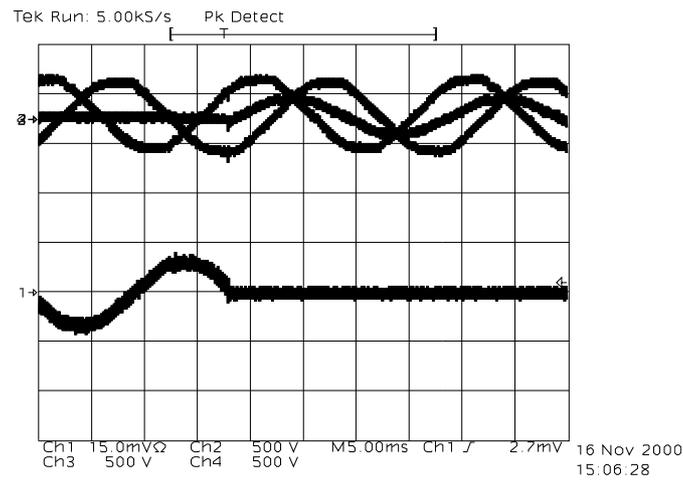


Abb.4.23: Transientes Verhalten des Systems beim Trennen der Phase R vom Neutralleiter. Eingangsphasenspannungen $u_{N,i}$ (oben, 500V/Div) und Eingangsstrom $i_{N,R}$ (unten, 7.5A/Div).

Kapitel 5

Multipliziererfreie Eingangsstromregelung

Das Reglerkonzept nach Abschnitt 4.3 verwendet zur Generierung der Stromsollwerte Analogmultiplizierer, die aus einem gemeinsamen Leitwert g^* und den individuellen Phasenspannungen $u_{N,i}$ die Sollwerte der Eingangsströme $i_{N,i}$ bilden. Diese Analogmultiplizierer bedingen relativ hohe Kosten der Steuerplatine. Wie für Einphasenpulsgleichrichtersysteme kann jedoch ohmsches Netzverhalten auch im vorliegenden Fall ohne die Messung der Netzspannung und ohne den Einsatz von Analogmultiplizierern in der Regelschleife erreicht werden [56] - [59]. Im Folgenden soll daher das Grundkonzept der multipliziererfreien einphasigen Eingangsstromregelung zur Leistungsfaktorkorrektur kurz vorgestellt und nachfolgend auf dreiphasige Systeme erweitert werden.

5.1 Einphasige multipliziererfreie Leistungsfaktorkorrektur

In [58] und [59] wurden Regelungskonzepte vorgestellt, welche die Ausschaltdauer $d \cdot T_P$ des Leistungstransistors der Hochsetzstellerstufe eines einphasigen Pulsleichrichtersystems ohne Multiplizierer zur Eingangsstromsollwertgenerierung durch Vergleich des Stromwertes i_N mit einem Trägersignal mit der Schaltfrequenz $f_P = 1 / T_P$ definieren (Abb.5.1(a)). Bei einer gegebenen Amplitude \hat{I}_D des sägezahnförmigen Trägersignals und unter Vernachlässigung des Rippels des Eingangsstroms, d.h. für

$$\bar{i}_N = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} i_N dt \approx i_N \quad (5.1)$$

erhält man

$$\frac{i_N}{\hat{I}_D} = d'. \quad (5.2)$$

Unter Berücksichtigung des stationären Gleichgewichts zwischen der Eingangsspannung u_N und dem lokalen Mittelwert \bar{u}' der Schalterspannung u' (Abb.5.1) gilt für nichtlückenden Drosselstrom und für Vernachlässigung des Ausgangsspannungsrippels

$$u_N = \bar{u}' = d' u_O, \quad (5.3)$$

womit eine Proportionalität von i_N und u_N

$$u_N = i_N \frac{u_O}{\hat{I}_D} \quad (5.4)$$

resultiert. Als Ersatz-Eingangswiderstand R_N kann daher

$$R_N = \frac{u_O}{\hat{I}_D} \quad (5.5)$$

definiert werden. Folgerichtig kann der Eingangsstrom bzw. die Leistungsaufnahme des Systems durch den Ausgangsspannungsregler einfach über Variation der Amplitude des Trägersignals \hat{I}_D eingestellt werden. Eine kleinere Amplitude des Trägersignals führt bei $d' = u_N / u_O$ zu kleineren Eingangsströmen (siehe $i_{N,2}$ in Abb.5.1(b)). Die Einstellung des Eingangsstroms kann daher vorteilhafterweise ohne Multiplizierer in der Stromregelschleife realisiert werden (siehe z.B. Fig.10 in [59]).

Das dynamische Verhalten des Systems entspricht in einer ersten Näherung (unter Vernachlässigung des Ausgangsspannungsrippels mit der doppelten Netzfrequenz) einem PT1 Glied [59]. Dies kann klar aus der negativen Rückkopplung des, die Eingangsinduktivität darstellenden Integrationsglieds $1/sL$, über die Modulatorstufe erklärt werden. Eine Erhöhung des Eingangsstroms i_N resultiert in einer Erhöhung der relativen Ausschaltzeit d' bzw. der Spannung \bar{u}' was in einer Verringerung der Spannung $u_N - \bar{u}'$ an der Eingangsinduktivität resultiert (siehe Abb.5.1(b) und (c)).

$$i_N(s) = \frac{u_N(s)}{R_N} \frac{1}{1 + s \frac{L}{R_N}}. \quad (5.6)$$

Das Blockschaltbild dieser Regelung ist in Abb.5.1(d) dargestellt, wobei u_N als Sollwert auftritt. Wie in [59] gezeigt wurde, sollte die Durchtrittsfrequenz der Regelschleife für übliche Anwendungen bei $f_p / 30$ liegen, daher können Vorgänge mit Netzfrequenz quasistationär betrachtet werden. Der Eingangsstrom des Systems wird daher linear proportional zur Eingangsspannung geführt, ohne dass Analog- oder Digitalmultiplizierer zur Generierung der Stromsollwerte notwendig wären.

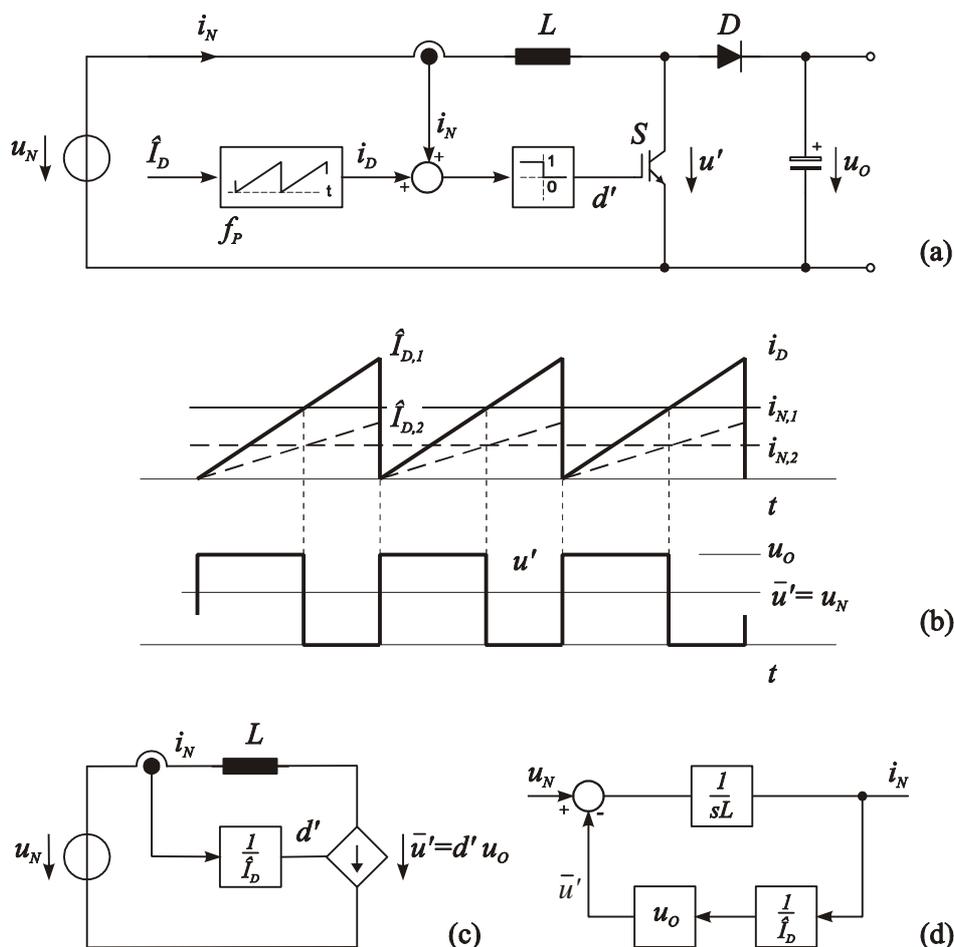


Abb.5.1: Grundlagen zur eingangsspannungsproportionalen Führung des Eingangsstroms i_N eines PWM Hochsetzstellers durch Proportionalität der relativen Ausschaltzeit d' des Leistungstransistors und i_N . (a) Struktur des Leistungsteils und Blockschaltbild der Regelung, (b) detaillierte Zeitverläufe der Eingangströme i_N , des Trägersignals i_D und resultierende Schalterspannung u' (das Ansteuersignal verläuft invers zu u' und ist nicht dargestellt), (c) Ersatzschaltung der Eingangsstufe und (d) regelungstechnische Ersatzschaltung.

5.2 Dreiphasige multipliziererfreie Leistungsfaktorkorrektur

Das Blockschaltbild der zweischleifigen kaskadierten Regelung des Pulsleichrichtersystems mit der multipliziererfreien Eingangsstromregelung [60] in der inneren Schleife ist in Abb.5.2 dargestellt. Die äußere Schleife regelt die Ausgangsspannung u_o mittels eines PI-Reglers $F(s)$ durch geeignete Vorgabe der Amplitude \hat{I}_D des Trägersignals i_D auf einen konstanten Wert. Mittels des zweiten PI-Reglers $F_d(s)$, der eine Nullkomponente i_o ausgibt, wird die Symmetrie der beiden Ausgangsteilspannungen u_{C+} und u_{C-} sichergestellt.

Die Grundfunktion der inneren Stromregelschleife ist ident zur einphasigen Lösung, wenn man sich eine Verbindung vom Ausgangsspannungsmittelpunkt zum Netzsternpunkt vorstellt und dadurch die einzelnen Phasen entkoppelt.

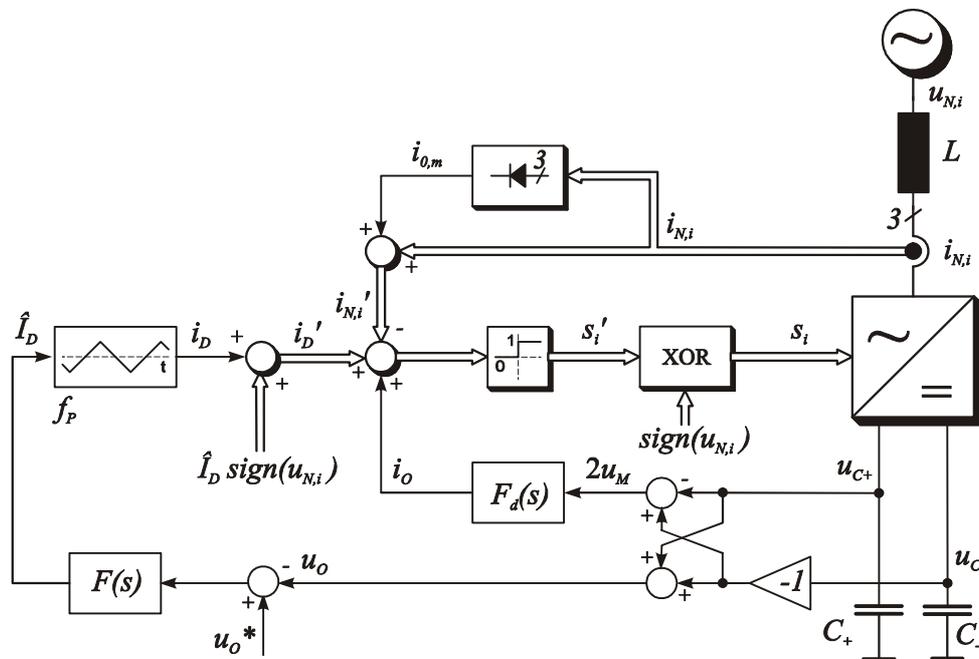


Abb.5.2: Blockschaltbild der dreiphasigen multipliziererfreien Regelung des Pulsleichrichtersystems. Gleiche Signalpfade für verschiedene Phasen sind durch Doppellinien gekennzeichnet.

Bei einer positiven Netzspannung wird der (einphasige) Hochsetzsteller nach Abb.2.34 durch die Eingangsinduktivität L mit der Seriendiode D_{N+} , dem Leistungstransistor S_i mit Seriendiode D_{M-} , der Freilaufdiode D_{F+} und dem Ausgangskondensator C_+ gebildet, bei einer negativen Eingangsspannung wird die Hochsetzstellertopologie durch die Induktivität L (mit D_{N-}), S_i (mit D_{M+}), D_{F-} und C_- gebildet. Da die Ausschaltzeit des Leistungstransistors jedoch direkt vom Eingangswechselstrom abgeleitet wird und nicht

von dessen Absolutwert, muss das Trägersignal i_D um $+\hat{I}_D$ bei positivem Netzstrom und um $-\hat{I}_D$ bei negativem Netzstrom verschoben werden. Das oben beschriebene Umschalten der Hochsetzstellerstruktur bedingt zusätzlich eine Inversion der Schaltsignale s_i' des Pulsweitenmodulators in Abhängigkeit des Vorzeichens des Eingangsstroms $i_{N,i}$ bzw. der Phasenspannung $u_{N,i}$ ($u_{N,i} \sim i_{N,i}$), die durch einen gesteuerten Inverter (XOR) realisiert wird.

Wegen der fehlenden Verbindung zwischen dem Netzsternpunkt und dem Ausgangsspannungsmittelpunkt muss man jedoch die Kopplung zwischen den Phasen berücksichtigen. Entsprechend

$$i_{N,R} + i_{N,S} + i_{N,T} = 0 \quad (5.7)$$

bzw.

$$\frac{di_{N,R}}{dt} + \frac{di_{N,S}}{dt} + \frac{di_{N,T}}{dt} = 0 \quad (5.8)$$

beeinflusst die Änderung eines Schaltzustands eines Brückenzeigs bzw. die Änderung eines Phasenstroms auch die beiden anderen Phasenströme. Dementsprechend sollten die Schalthandlungen in den einzelnen Phasen vorteilhafterweise koordiniert durch die Verwendung eines gemeinsamen dreieckförmigen Trägersignals i_D , wie es auch bei der herkömmlichen Regelung angewendet wird, ablaufen. Ein sägezahnförmiger Träger i_D sollte wegen seinen Nachteilen, die in [54] ausführlich behandelt wurden, überhaupt vermieden werden. Das System zeigt in diesem Fall vorteilhafterweise auch eine inhärente Stabilität des Ausgangsspannungsmittelpunkts, zusätzlich ist aber eine aktive Symmetrierung durch Addition eines Offsets i_0 zu den gemessenen Phasenströmen vorgesehen. Wie in [3] gezeigt wurde, führt dies direkt zu einem Mittelwert I_M des Mittelpunktstroms i_M und kann daher verwendet werden, um $u_{C+} = u_{C-} = 1/2 U_O$ zu garantieren.

Bei direkter Verwendung des sinusförmigen bzw. netzspannungsproportionalen Istwerts des Eingangsstroms zur Modulation würde der Maximalwert der Netzphasenspannung nur $\hat{U}_{N,max} = u_O / 2$ betragen können. Daher werden die Netzströme $i_{N,i}$ nach Tiefpassfilterung um eine Nullkomponente $i_{0,m}$ mit dreifacher Netzfrequenz erweitert (siehe dazu auch Abschnitt Kapitel 1 bzw. [60] und Abb.5.3). Damit ergibt sich $i_{N,i}' = i_{N,i} + i_{0,m}$ ($i = R, S, T$). Das erhöht die Modulationsgrenze auf

$\hat{U}_{N,\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{u_0}{2}$, bewirkt eine Verringerung des Eingangsstromrippels und eine Verringerung der 3. Harmonischen des Mittelpunktstroms i_M . Trotz dieser Addition von $i_{0,m}$ werden die Eingangsströme immer noch sinusförmig bzw. proportional zur Eingangsspannung geführt, da $i_{0,m}$ eine Nullkomponente darstellt und nach (5.7) nicht zu einem Stromfluss führen kann.

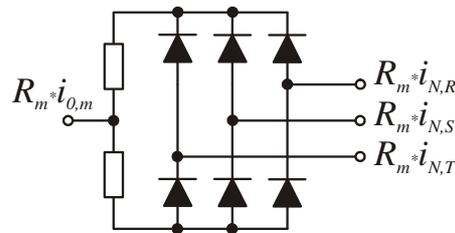


Abb.5.3: Prinzip der Generierung der Nullkomponente $i_{0,m}$ mit einer ausgeprägten 3. Harmonischen aus den gemessenen Netzströmen $i_{N,i}$. Bei der praktischen Realisierung wurden die Dioden durch ideale Dioden mit Operationsverstärkerschaltungen ersetzt.

5.3 Dreiphasige multipliziererfreie Eingangsstromregelung ohne Netzspannungsmessung

Der Nachteil der Notwendigkeit der Bestimmung der Vorzeichen der Eingangsphasenspannungen zur Verschiebung des Trägersignals und zur Inversion der Schaltsignale bleibt bei der Lösung nach Abb.5.2 immer noch bestehen. Ein Eingangsstromregler, wie er in Abb.5.4 dargestellt ist, der als Grundlage den Betrag des Eingangsstroms, $|i_{N,i}|$, verwendet, könnte hier Abhilfe schaffen.

In diesem Fall muss jedoch das dreieckförmige Trägersignal i_D abhängig von den Vorzeichen der Phasenströme bzw. -spannungen um 180° in der Schaltperiode verschoben bzw. invertiert werden. Bei Nichtbeachtung dieser Inversion steigt der Rippel des Eingangsstroms bzw. die erforderliche Größe der Eingangsinduktivitäten, da die Wahl der Eingangsspannungsraumzeiger zur Stromregelung dann nicht optimal ist. Es ist daher wieder die Notwendigkeit der Detektion der Polarität der Eingangsphasenspannungen bzw. -ströme gegeben. Letzteres könnte Probleme bei kleiner Last bzw. Leerlauf des Systems verursachen, der Realisierungsaufwand wäre relativ gering.

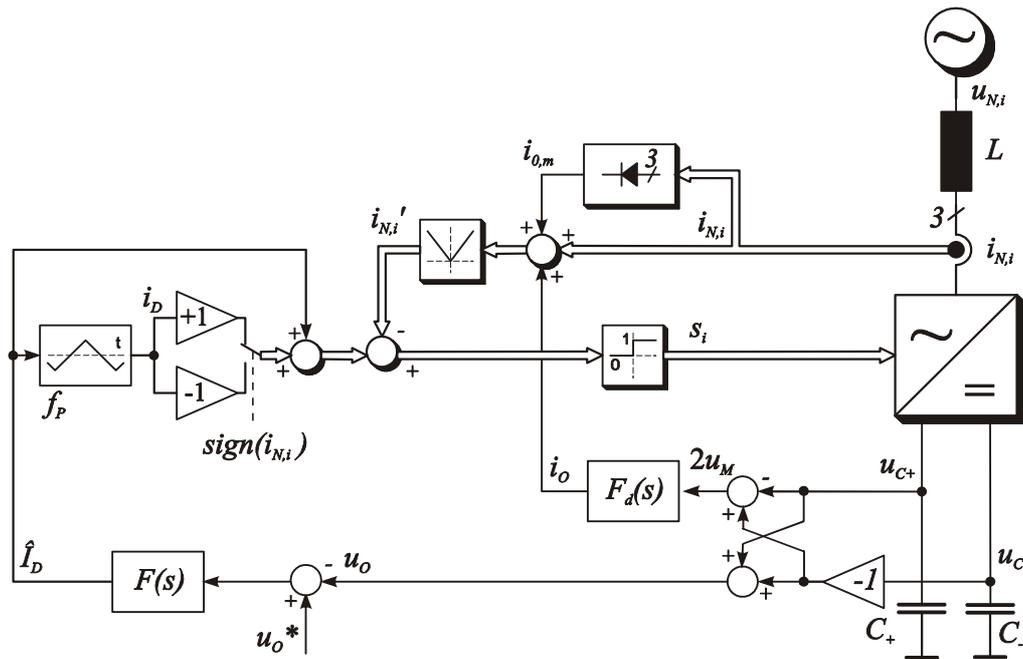


Abb.5.4: Blockschaltbild der dreiphasigen multipliziererfreien Regelung, die auf Basis der Absolutwerte der Eingangsströme $|i_{N,i}|$ funktioniert. Gleiche Signalpfade für verschiedene Phasen sind durch Doppellinien gekennzeichnet.

Alternativ kann man anstatt nur eines in der Amplitude einstellbaren bipolaren Trägersignals i_D auch zwei unipolare Trägersignale i_{D+} und i_{D-} erzeugen, die einstellbare Amplituden aufweisen und synchron verlaufen, d.h. die gleiche Frequenz und Phase aufweisen. Diese werden mittels separater Komparatoren getrennt mit den gemessenen Istwerten der Phasenströme $i_{N,i}' = i_{N,i} + i_{0,m} + i_0$ verglichen. Die Schaltsignale s_i können dann durch eine einfache kombinatorische Logik aus den Komparatorausgangssignalen $s_{+,i}$ und $s_{-,i}$ gewonnen werden, d.h. je nach benötigter Aktivität des Schaltsignals (high oder low aktiv) und der Vorzeichen des Vergleichs können die beiden Schaltsignale $s_{+,i}$ und $s_{-,i}$ mit einem UND-Gatter zur Phasenschaltfunktion s_i kombiniert werden (Abb.5.6). D.h. die gesamte Stromregelung benötigt keine explizite Information über die Polarität der Eingangsspannung, was das System ausgesprochen robust gegenüber Netzspannungsunsymmetrien oder Phasenausfälle macht. Es ist außerdem nicht notwendig, Sektoren der Netzspannung durch geeignete Kombination der Vorzeichen der Phasenspannungen zu detektieren, wie das z.B. in [61] für ein anderes multipliziererfreies Regelkonzept vorgeschlagen ist, oder wie es für Raumzeigermodulation notwendig wäre. Diese Sektorerkennung könnte bei starker Unsymmetrie des Netzes oder Phasenausfall Probleme bereiten.

Anmerkung: Eine elegante Alternative zur multiplizierfreien Stromregelung wurde in [62] beschrieben. Jedoch basiert dieses System auf einer Gleichrichtung der Phasenströme mit geringerer Ausnutzung des Modulationsbereichs, da keine Nullkomponente $i_{0,m}$ implementiert wurde. Jedoch kann das System durch Messung der Schalterströme und nicht der Drosselströme betrieben werden.

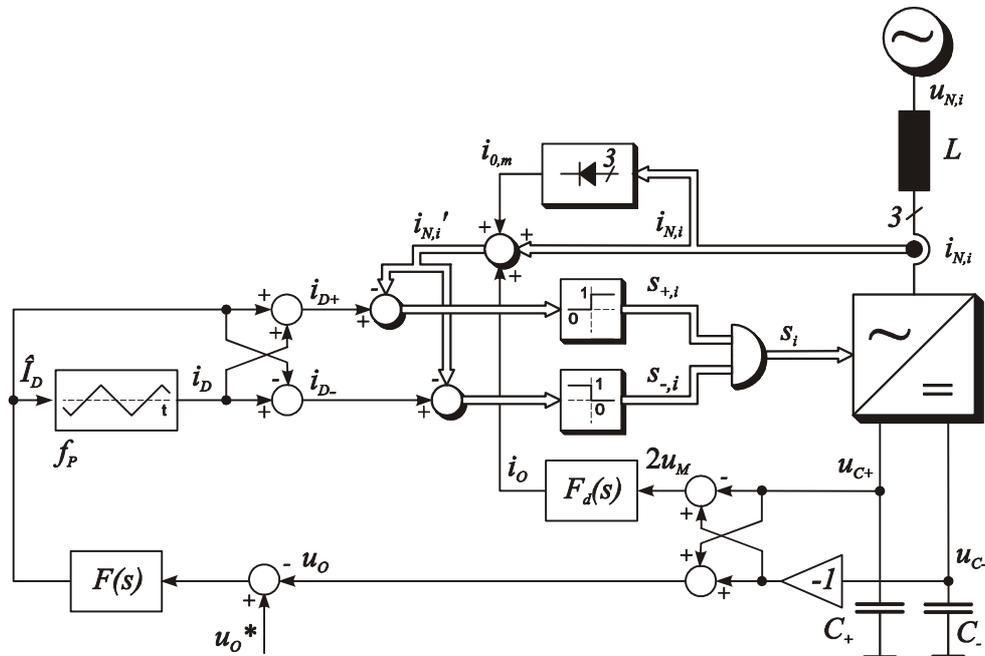


Abb.5.5: Blockschaltbild der dreiphasigen multiplizierfreien Regelung mit zwei unipolaren Trägersignalen i_{D+} und i_{D-} . Es wird keine Information über die Polarität der Netzspannung bzw. des –stromes benötigt.

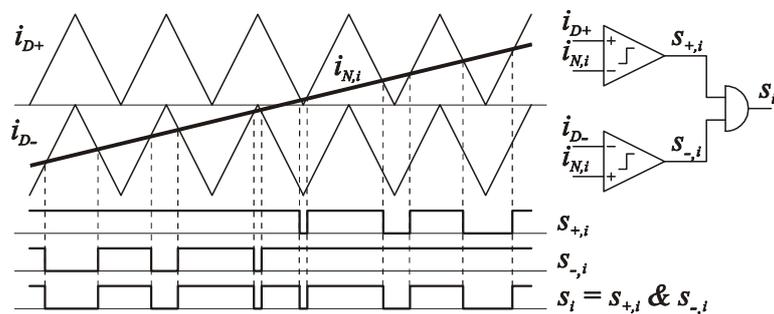


Abb.5.6: Generierung der Phasenschaltfunktionen s_i durch Verschneiden des Phasenstroms $i_{N,i}$ mit einem positiven Trägersignal i_{D+} und einem negativen Trägersignal i_{D-} und kombinatorischer Logik.

5.4 Experimentelle Analyse der multipliziererfreien Stromregelung

Die bei der experimentellen Untersuchung der multipliziererfreien Stromregelung verwendeten Leistungskomponenten des Prototypen des Pulsleichrichtersystems sind in Tab.5.1 aufgelistet. Diese wurde bei einer Ausgangsleistung von ca. 5kW und 2.5kW (Tab.5.2) durchgeführt.

Komponente	Bezeichnung
S	Int. Rect. IRG4PC50W
D_F	Int. Rect. HFA15TB60
D_N, D_M	Semikron SKB26/08
C	2x 470 μ F / 450V
L	500 μ H Eisenpulverkern

Tab.5.1: Auflistung der verwendeten Leistungskomponenten.

In Abb.5.7(a) und Abb.5.8(a) sind eine der drei Eingangsphasenspannungen $u_{N,R}$ und der zugehörige Eingangsstrom $i_{N,R}$, dieser sowohl im „Peak Detection“ Modus als auch im „High Resolution“ Modus, dargestellt. Die Darstellung mit Spitzenwerterkennung dient der Veranschaulichung des Rippels des Drosselstroms, die Aufnahme mit hoher Auflösung kann den Netzstrom nach angemessener EMV Filterung repräsentieren. Abb.5.7(b) und Abb.5.8(b) zeigen den modulierenden Eingangsstrom $i_{N,R}'$ (Nullkomponente $i_{0,m}$ zu $i_{N,R}$ addiert), das dreieckförmige Trägersignal i_D' , das mit $\text{sign}(u_{N,R})$ verschoben wird, sowie das Schaltsignal s_R' der Pulsweitenmodulatorstufe während einer Netzperiode. Der Nulldurchgang des Stroms ist in Abb.5.7(c) und Abb.5.8(c) detailliert dargestellt.

	$U_{N,rms}$	I_N	P_N	λ	$THDU$	$THDI$	U_O	I_O	P_O	η
	V	A	kW				V	A	kW	
(a)	400	7.68	5.30	1.000	2.7%	3.2%	676	7.60	5.14	97.0%
(b)	400	3.59	2.47	0.999	2.7%	3.2%	677	3.55	2.40	97.3%

Tab.5.2: Betriebsbedingungen bei der experimentellen Untersuchung der multipliziererfreien Stromregelung nach Abb.5.2.

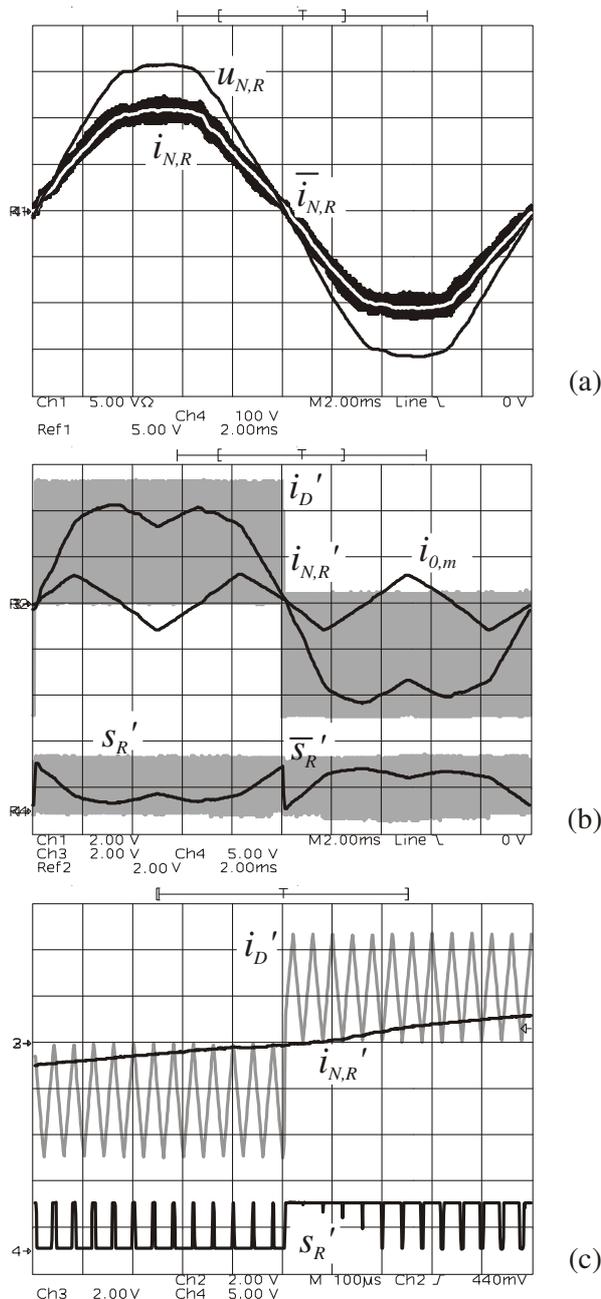


Abb.5.7: Experimentelle Untersuchung des multipliziererfreien Regelungskonzepts nach Abb.5.2. Betriebsbedingungen nach Tab.5.2(a). (a) Netzphasenspannung $u_{N,R}$ (100V/Div) und zugehöriger Eingangsstrom $i_{N,R}$ aufgenommen im „Peak Detection“ Modus und unterlegt in weiß im „High Resolution“ Modus $\bar{i}_{N,R}$, um den schaltfrequenten Rippel zu eliminieren (5A/Div), (b) modulierender Eingangsstrom $i_{N,R}'$ (Nullkomponente $i_{0,m}$ zu $i_{N,R}$ addiert), dreieckförmiges Trägersignal, mit $\text{sign}(u_{N,R})$ verschoben und Schaltsignal s_R' der PWM Stufe für eine Netzperiode, (c) Detail der Zeitverläufe von (b) in der Umgebung des Nulldurchgangs des Stromes.

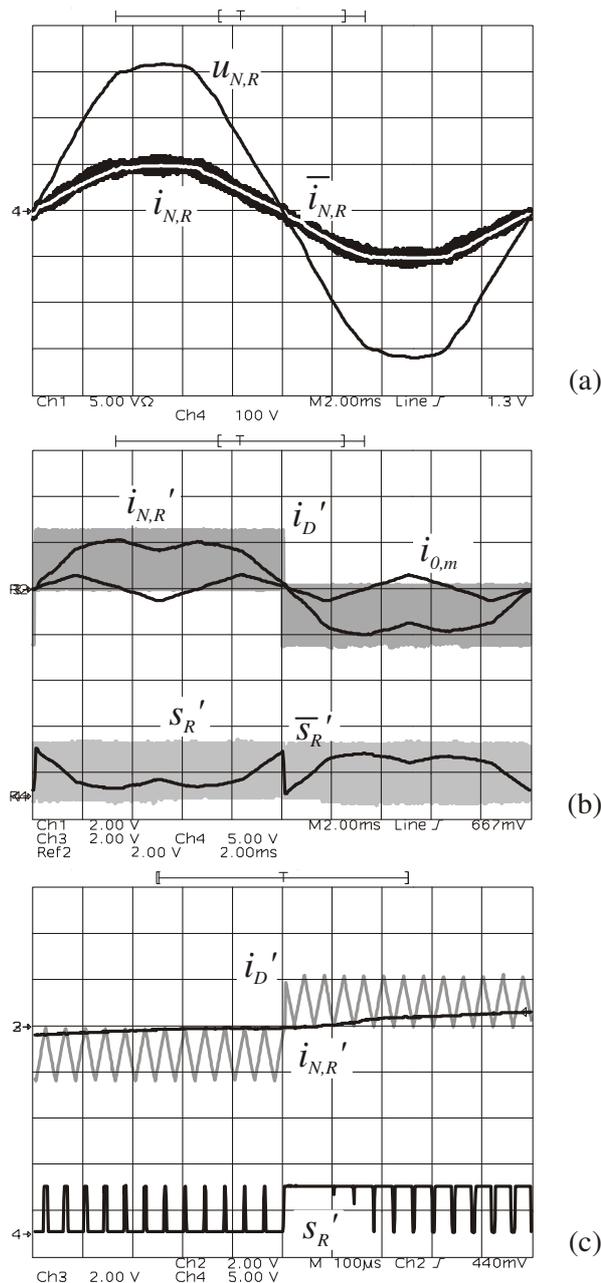


Abb.5.8: Experimentelle Untersuchung des multipliziererfreien Regelungskonzepts nach Abb.5.2. Betriebsbedingungen nach Tab.5.2(b). (a) Netzphasenspannung $u_{N,R}$ (100V/Div) und zugehöriger Eingangsstrom $i_{N,R}$ aufgenommen im „Peak Detection“ Modus und unterlegt in weiß mit „High Resolution“ Modus $\bar{i}_{N,R}$, um den schaltfrequenten Rippel zu eliminieren (5A/Div), (b) modulierender Eingangsstrom $i_{N,R}'$ (Nullkomponente $i_{0,m}$ zu $i_{N,R}$ addiert), dreieckförmiges Trägersignal, mit $\text{sign}(u_{N,R})$ verschoben und Schaltsignal s_R' der PWM Stufe für eine Netzperiode, (c) Detail der Zeitverläufe von (b) in der Umgebung des Nulldurchgangs des Stroms.

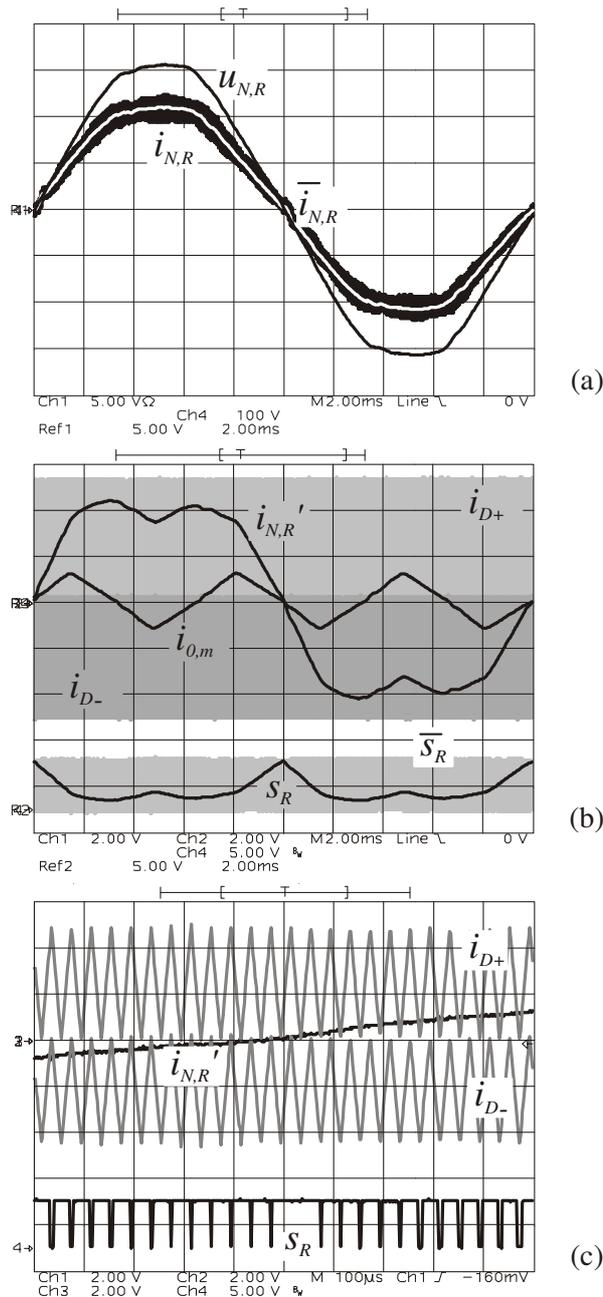


Abb.5.9: Experimentelle Untersuchung des multipliziererfreien Regelungskonzepts nach Abb.5.5, Betriebsbedingungen nach Tab.5.3(a). (a) Netzphasenspannung $u_{N,R}$ (100V/Div) und zugehöriger Eingangsstrom $i_{N,R}$ aufgenommen im „Peak Detection“ Modus und unterlegt in weiß mit „High Resolution“ Modus $\bar{i}_{N,R}$, um den schaltfrequenten Rippel zu eliminieren (5A/Div), (b) modulierender Eingangsstrom $i_{N,R}'$ (Nullkomponente $i_{0,m}$ zu $i_{N,R}$ addiert), dreieckförmige Trägersignale i_{D+} bzw. i_{D-} und Schaltsignal s_R der PWM Stufe für eine Netzperiode, (c) Detail der Zeitverläufe von (b) in der Umgebung des Nulldurchgangs des Stroms.

	$U_{N,rms}$	I_N	P_N	λ	$THDU$	$THDI$	U_O	I_O	P_O	η
	V	A	kW				V	A	kW	
(a)	400	7.60	5.25	0.999	2.7%	3.1%	675	7.57	5.11	97.3%
(b)	400	0.56	0.389	0.986	2.7%	11.2%	677	0.54	0.366	94.0%

Tab.5.3: Betriebsbedingungen bei der experimentellen Untersuchung der multipliziererfreien Stromregelung nach Abb.5.5.

Obige Ergebnisse führen direkt zum Regelungskonzept nach Abb.5.5, bei dem eine Messung der Phasenspannung nicht mehr notwendig ist. Dieses Konzept wurde in Abb.5.9 für die Betriebsbedingungen nach Tab.5.3(a) untersucht. Man erkennt deutlich die kontinuierliche Erzeugung der Schaltsignale s_i im Nulldurchgang des Stroms, ohne gesteuerte Inversion der Schaltsignale durch das Vorzeichen der Netzspannung. Die Qualität des Eingangsstroms ist mit einem Leistungsfaktor von $\lambda = 0.999$ und einem Klirrfaktor von $THDI = 3.1\%$ hervorragend (Tab.5.3).

In Abb.5.10 sind die Eingangsspannung $u_{N,R}$ und der zugehörige Eingangsdrosselstrom $i_{N,R}$ im „Peak Detection“ Modus dargestellt, um den Stromrippel und die Funktionsweise des Systems im Lückbetrieb bei kleiner Last ($P_O = 366\text{W}$, Tab.5.3(b)) zu zeigen. Der Eingangsstrom ist immer noch annähernd sinusförmig bzw. proportional zur Netzspannung bei einem Klirrfaktor von $THDI = 11.2\%$ und einem Leistungsfaktor von $\lambda = 0.986$. Und dies, obwohl die Theorie nach Abschnitt 5.1 nur für nichtlückenden Betrieb und vernachlässigbaren Rippel zutreffend ist. Die Begründung dafür liegt in der Nichtlinearität der verwendeten Eisenpulverkerne der Eingangsinduktivitäten, die den höchsten Induktivitätswert bei kleinen Stromwerten bzw. bei Strom Null aufweisen. Außerdem spielt die Dreiphasigkeit des Systems eine wesentliche Rolle, da auch wenn ein Phasenstrom bereits diskontinuierlich ist, die beiden anderen Phasenströme noch kontinuierlich sein können und wegen der Kopplung der Phasen daher immer noch eine spannungsproportionale Führung des Stroms erzwungen wird. Die Ströme würden bei weiterer Entlastung des Systems in allen drei Phasen diskontinuierlich werden, jedoch geht das System für die vorliegende Realisierung vorher in den Aussetzbetrieb, um auch im Leerlauf eine Überhöhung der Ausgangsspannung vermeiden zu können. Man könnte das Verhalten des Systems im Lückbetrieb auch dadurch verbessern, dass bei kleiner Leistung die Schaltfrequenz erhöht wird [63].

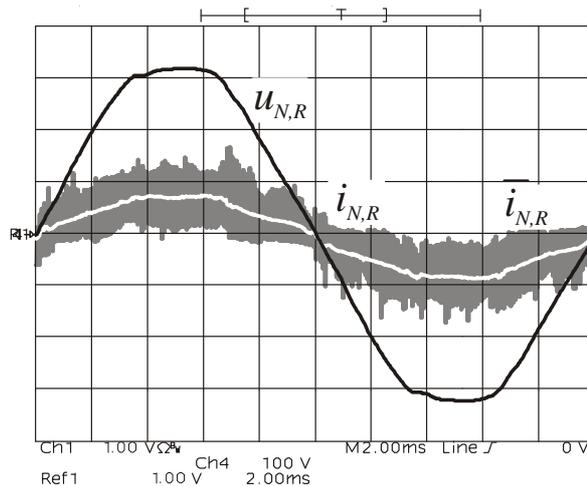


Abb.5.10: Eingangsdrosselstrom $i_{N,R}$ (1A/Div) im „Peak Detection“ Modus und unterlegt in weiß im „High Resolution“ Modus $\bar{i}_{N,R}$ bei kleiner Last nach Tab.5.3(b), es liegt teilweise lückender Betrieb vor.

5.5 Vergleich der Regelungskonzepte

Abb.5.11 zeigt mit Hilfe des Klirrfaktors des Eingangsstroms ($THDI$) und des Leistungsfaktors in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung einen direkten Vergleich der multipliziererfreien und der konventionellen Stromregelung. Man erkennt, dass speziell bei kleiner Ausgangsleistung ($P_o < 1.6\text{kW}$) die multipliziererlose Stromregelung überlegen ist. Dies kann durch geringe Ungenauigkeiten bei der Erfassung des Vorzeichens der Eingangsspannung bei der konventionellen Stromregelung und der damit verbundenen abschnittsweise fehlerhaften Inversion der Schaltsignale begründet werden. Bei höheren Ausgangsleistungen sind die Messwerte der konventionellen Stromregelung geringfügig besser, wenn man jedoch die begrenzte Genauigkeit der Messgeräte berücksichtigt, so kann das Ergebnis für beide Regelungskonzepte als gleich bezeichnet werden.

In den folgenden Kapiteln wird nun die Qualität der Eingangsströme für symmetrisches Netz und unterschiedliche Netzspannungsfehler für die beiden Regelungskonzepte verglichen (Abb.5.12 ... Abb.5.15). Es zeigt sich, dass in keinem Fall ein maßgeblicher Unterschied auftritt.

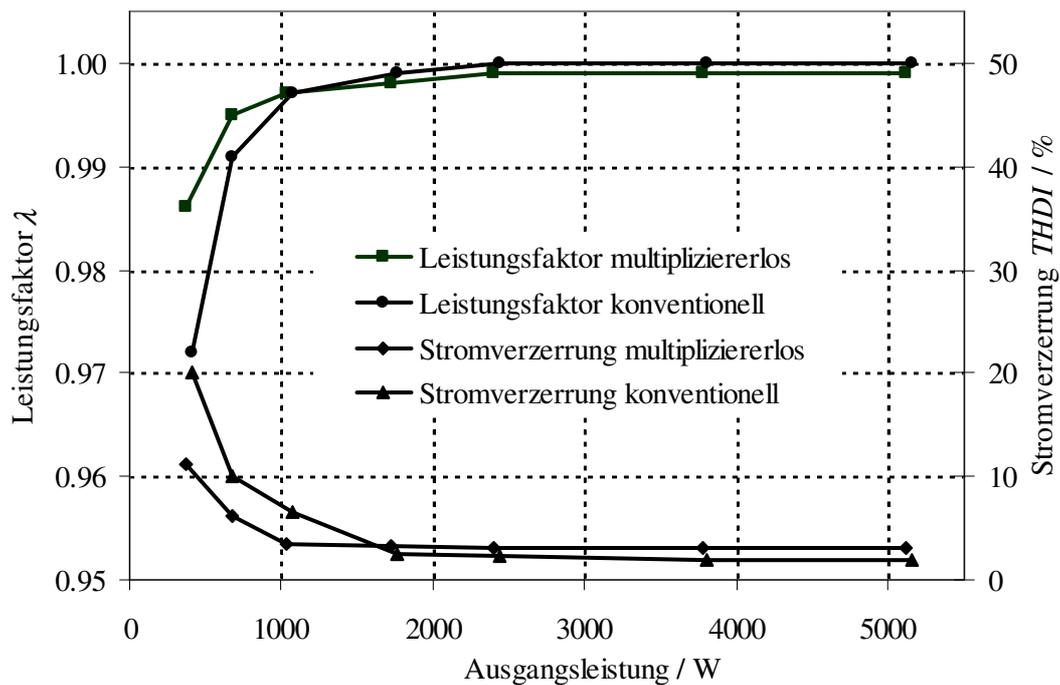


Abb.5.11: Klirrfaktor der Eingangsströme *THDI* und Leistungsfaktor λ für konventionelle Eingangsstromregelung und für multipliziererlose Regelung in Abhängigkeit der Ausgangsleistung.

5.5.1 Vergleich bei symmetrischem Netz

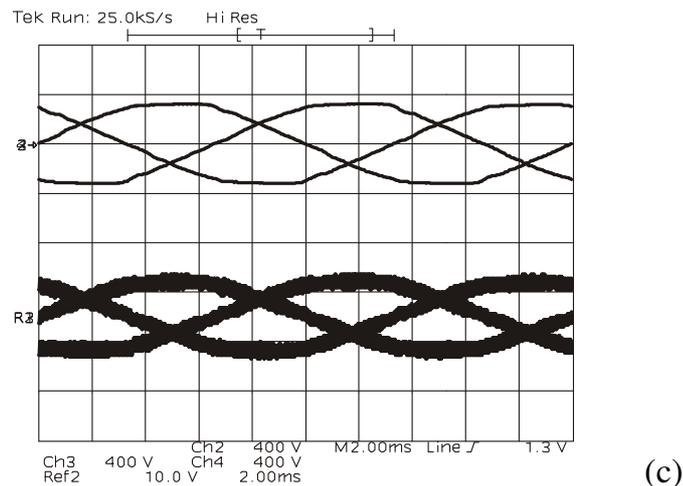
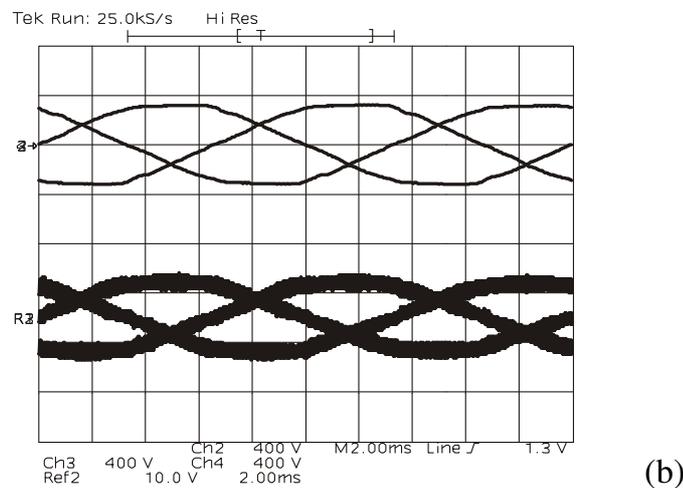
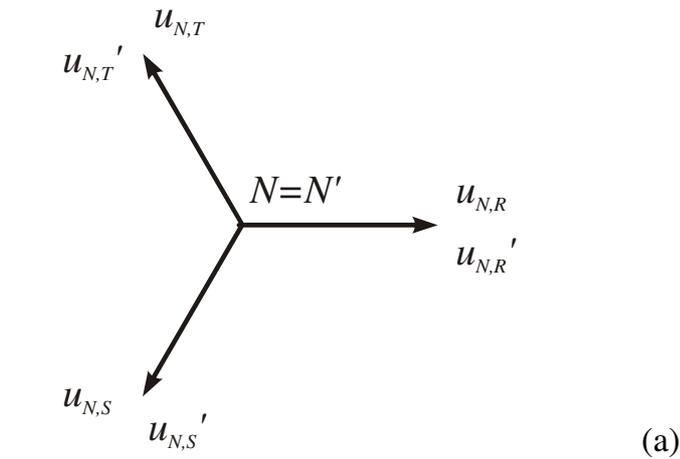


Abb.5.12: Vergleich der Regelungskonzepte anhand der Zeitverläufe der Phasenspannungen $u_{N,i}$ und der Eingangsphasenströme $i_{N,i}$ des Pulsgleichrichtersystems für symmetrisches Netz. (a) Zeigerdiagramm der Netzspannungsverhältnisse, (b) herkömmliche Regelung, (c) multipliziererlose Regelung des Eingangsstroms.

5.5.2 Vergleich bei Phasenausfall

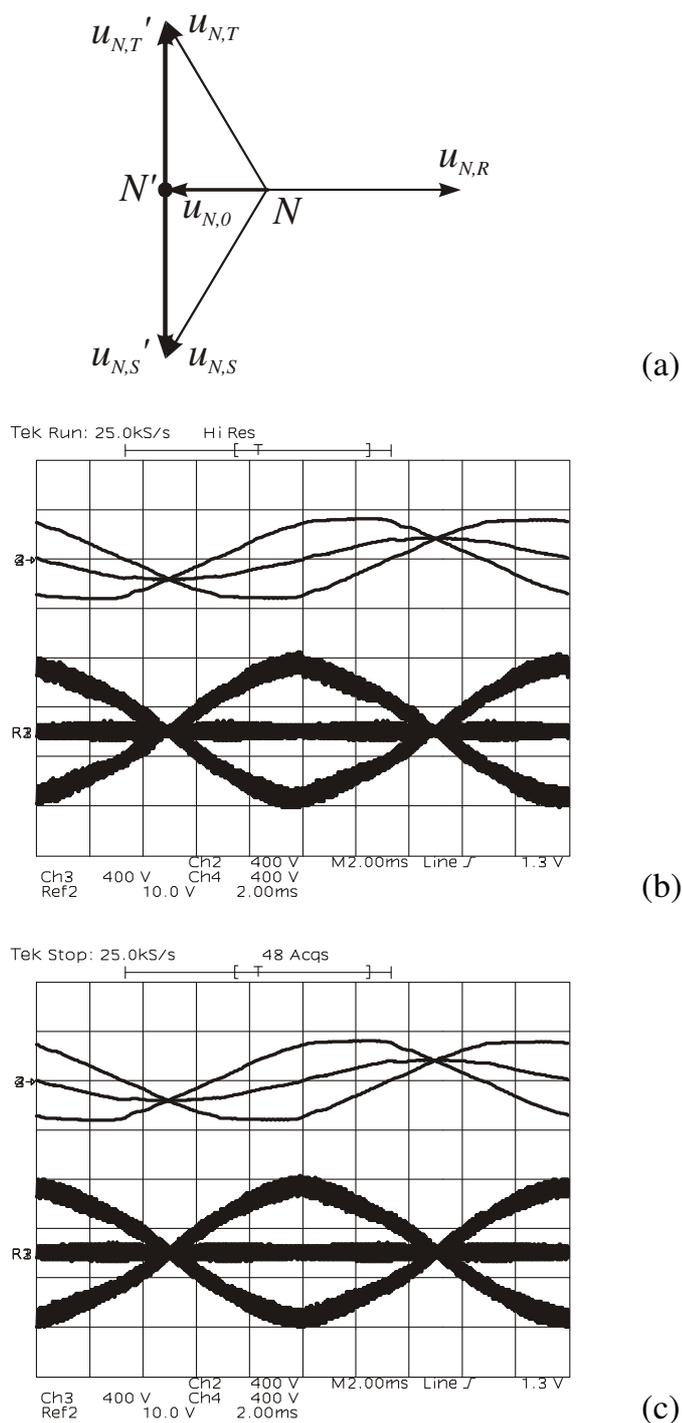
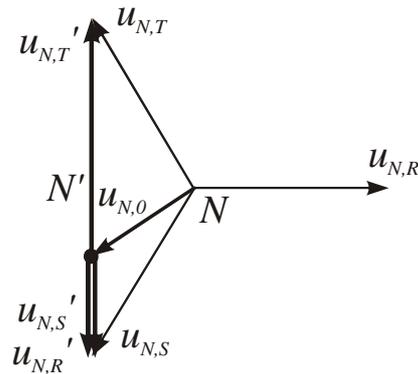
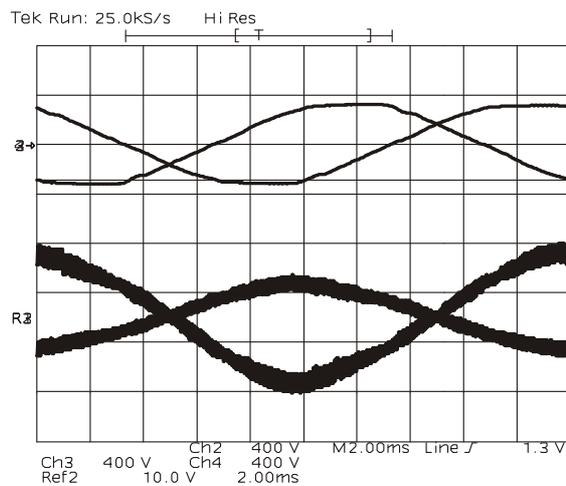


Abb.5.13: Vergleich der Regelungskonzepte anhand der Zeitverläufe der Phasenspannungen $u_{N,i}$ und der Eingangsphasenströme $i_{N,i}$ des Pulsleichrichtersystems für Ausfall der Phase R. (a) Zeigerdiagramm der Netzspannungsverhältnisse, (b) herkömmliche Regelung, (c) multipliziererlose Regelung des Eingangsstroms.

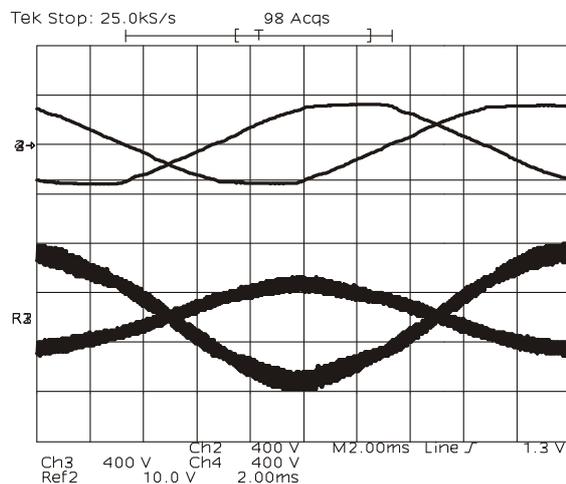
5.5.3 Vergleich beim Kurzschluss von Phase R und Phase S



(a)



(b)



(c)

Abb.5.14: Vergleich der Regelungskonzepte anhand der Zeitverläufe der Phasenspannungen $u_{N,i}$ und der Eingangsphasenströme $i_{N,i}$ des Pulsleichrichtersystems für Anschluss der Phase R an Phase S. (a) Zeigerdiagramm der Netzspannungsverhältnisse, (b) herkömmliche Regelung, (c) multiplizierfreie Regelung des Eingangsstroms.

5.5.4 Vergleich beim Kurzschluss von Phase R und Neutralleiter

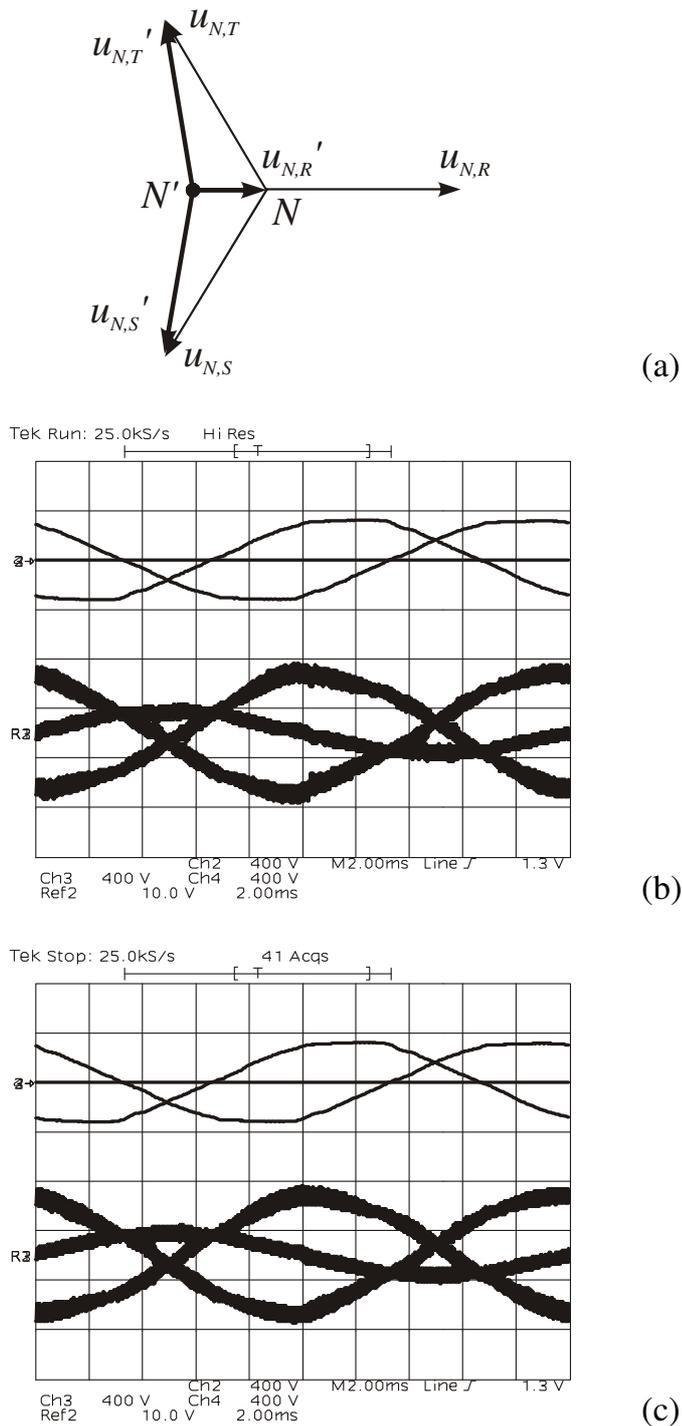


Abb.5.15: Vergleich der Regelungskonzepte anhand der Zeitverläufe der Phasenspannungen $u_{N,i}$ und der Eingangsphasenströme $i_{N,i}$ des Pulsgleichrichtersystems für Anschluss der Phase R an den Neutralleiter. (a) Zeigerdiagramm der Netzspannungsverhältnisse, (b) herkömmliche Regelung, (c) multipliziererlose Regelung des Eingangsstroms.

5.5.5 Größenvergleich

Der Hardwarerealisierungsaufwand für die multiplizierfreie Eingangsstromregelung ist wesentlich geringer als für konventionelle Average Current Mode Control (Abb.5.16). Das Einsparungspotenzial an Leiterplattenfläche beträgt ca. 18%, die Kosteneinsparung wird noch größer sein, da die teuren Analogmultiplizierer vermieden werden können.

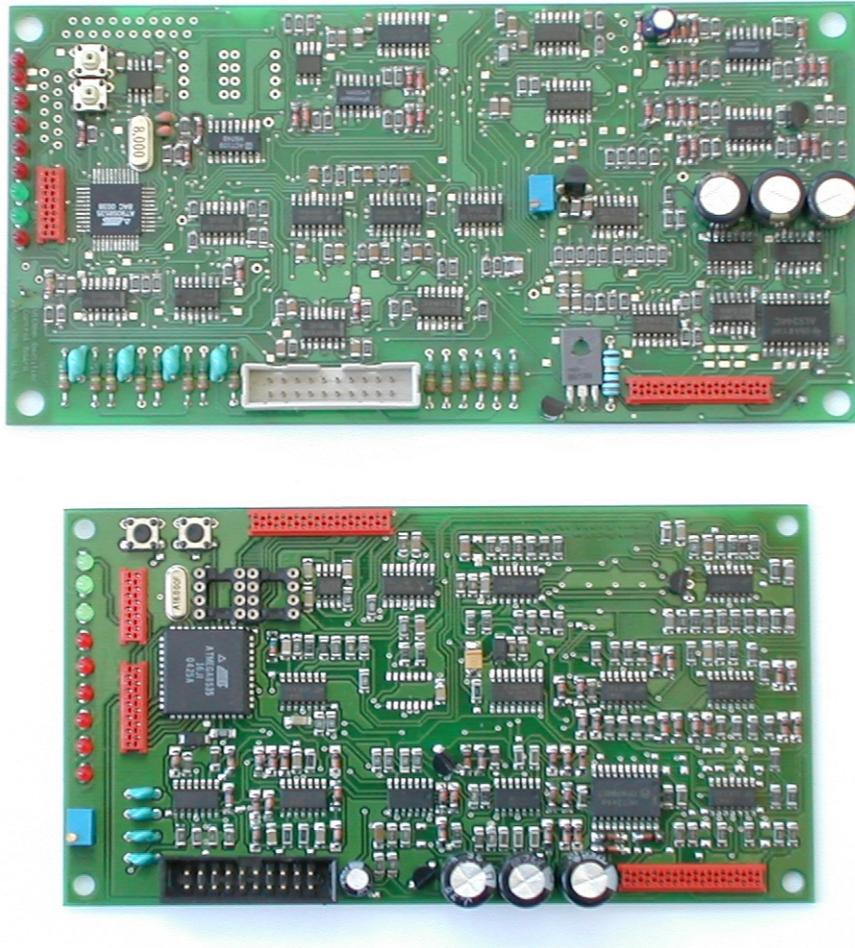


Abb.5.16: Realisierungsgrößenvergleich der Reglerkonzepte. Oben: Herkömmliche Regelung mit Average Current Mode Control ($80 \times 160 \text{ mm}^2$), unten: multiplizierfreie Regelung ($75 \times 140 \text{ mm}^2$).

5.6 Zusammenfassung und Ausblick zur Regelung von Pulsleichrichtersystemen

In diesem Abschnitt wurde eine multipliziererfreie Eingangsstromregelung entwickelt und mit der alternativen Average Current Mode Control verglichen. Beide Konzepte beherrschen unsymmetrische Netzbedingungen, Phasenausfall und -wiederkehr. Die Unterschiede im Leistungsfaktor λ und in der Stromverzerrung $THDI$ sind minimal, die konventionelle Leiterplatte mit Average Current Mode Control ist um ca. 22% größer als die multipliziererfreie Realisierung. Der echte Unterschied liegt in den Kosten, da bei der multipliziererfreien Stromregelung die teuren Analogmultiplizierer ersatzlos entfallen können.

Moderne Stromversorgungen werden immer häufiger mittels digitaler Signalprozessoren (DSP) realisiert, da diese einerseits bereits relativ kostengünstig erhältlich sind und andererseits meist ohnehin zumindest ein digitaler Prozessor für die überlagerte Kommunikation und Interaktion mit anderen parallelen und/oder nachgeschalteten Einheiten vorgesehen werden muss. In digitalen Signalprozessoren kann dann entweder eine Raumzeigermodulation oder eine phasenorientierte Modulation mit Average Current Mode Control zum Einsatz kommen. Die multipliziererfreie Stromregelung zu implementieren macht keinen Sinn, da Multiplikationen im DSP keinen Kosten- oder Performancefaktor darstellen.

Wegen der in diesem und im vorangegangenen Abschnitt erreichten guten Ergebnissen sei an dieser Stelle der Implementierung als Average Current Mode Control gegenüber einer Stromregelung mit Raumzeigermodulation der Vorzug gegeben. Das System beherrscht dann unsymmetrische Netzbedingungen, Netz- und Lastsprünge. Ein mögliches Blockschaltbild einer digitalen Regelung ist abschließend in Abb.5.17 angegeben. Der wesentliche Unterschied zur Anordnung nach Abb.4.2 ist, dass wie bei der multipliziererfreien Stromregelung zwei dreieckförmige Träger zur Modulation verwendet werden und diese hier direkt dem Pulsleichrichtersystem zugeführt werden. Wird beim Pulsleichrichtersystem die Sechsschaltertopologie nach [15] verwendet, so kann die Kombination der Schaltsignale mit dem UND-Gatter (vgl. Abb.5.6) entfallen und die Transistoren S_+ im oberen und S_- im unteren Zweig können direkt mit den generierten Phasenschaltfunktionen angesteuert werden.

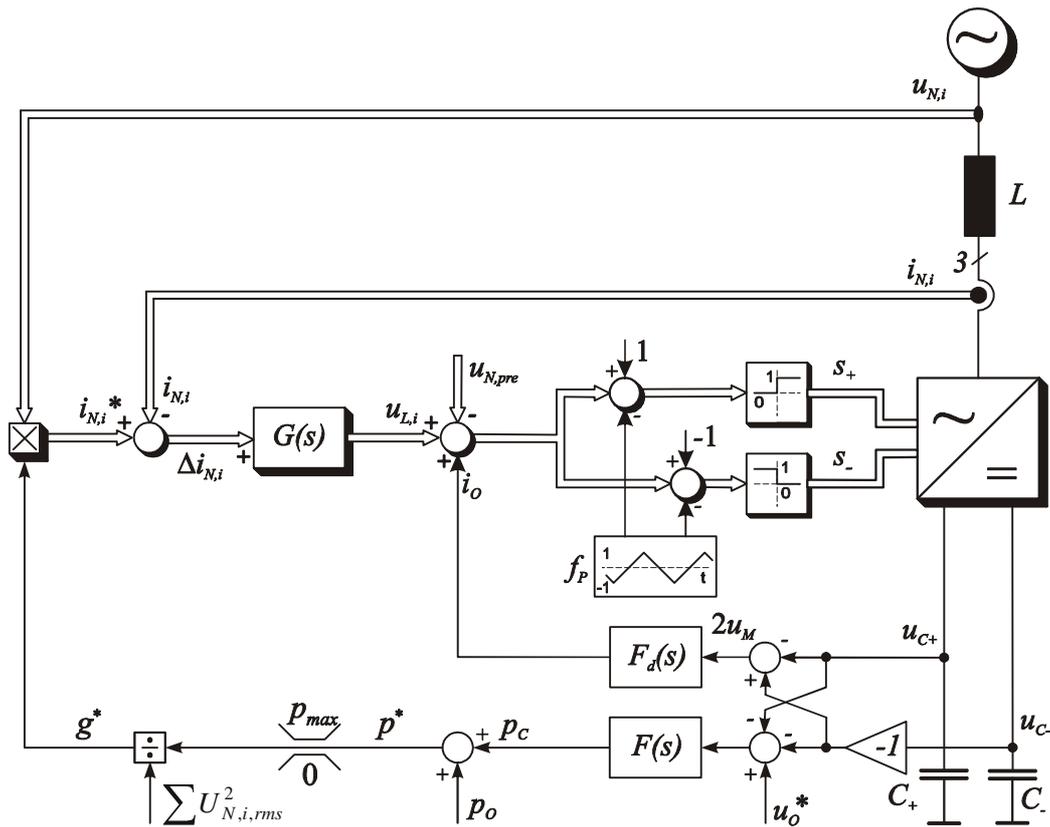


Abb.5.17: Blockschaltbild einer möglichen Realisierung der Regelung eines Sechschalter-Pulsleichrichtersystems mit einem digitalen Signalprozessor. Beim VIENNA Rectifier müssten die Schaltsignale s_+ und s_- noch mit einem UND-Gatter zur Phasenschaltfunktion s kombiniert werden.

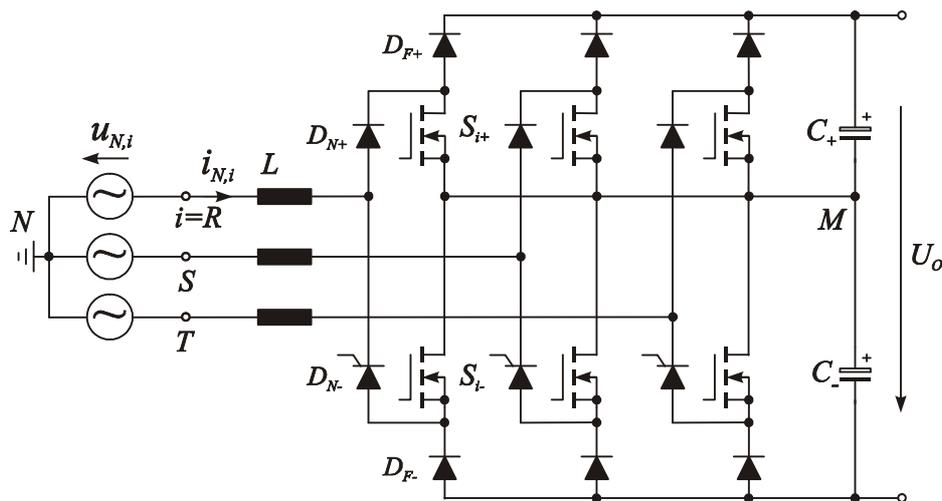


Abb.5.18: Schaltungsstruktur des Sechschalter-Pulsleichrichtersystems nach [15].

Kapitel 6

Eingangsstrombeobachtung

Aktive PWM Gleichrichtersysteme benötigen für die Regelung im Fall der dreiphasigen, tiefsetzstellerbasierten Struktur einen, der VIENNA Rectifier zumindest zwei Einrichtungen zur Strommessung. Im Dreileitersystem kann wegen $\sum i_N = 0$ der dritte Strom auch rechnerisch ermittelt werden und somit ein dritter Stromwandler entfallen. Im stationären Betriebszustand ist der Eingangsstrom beim VIENNA Rectifier zwar gleichstromfrei, um aber genau dies sicherstellen zu können, ist es wichtig, die Strommessung nicht nur für Wechselstrom durch z.B. einen Wechselstromwandler durchzuführen, sondern durch eine Einrichtung, die auch den Gleichanteil des Stromes messen kann. Erschwerend kommt hinzu, dass die stromführenden Leiter auf zumindest zwei unterschiedlichen Netzspannungspotentialen liegen und daher eine Strommessung mit einem Shunt technisch nicht einfach möglich ist. Nachfolgend werden einige Möglichkeiten zur potentialgetrennten Strommessung vorgestellt.

6.1 Halleffektstromwandler

Jeder stromführende Leiter mit einem Strom I_P (Abb.6.1(a)) generiert ein magnetisches Feld, das beim Halleffektstromwandler in einem magnetischen Kreis konzentriert wird. Dieses Feld kann in einem Luftspalt mit Hilfe eines Hall-Elements gemessen werden. Bei Versorgung mit einem konstanten Strom I_C hat das Hall-Element die Eigenschaft, den magnetischen Fluss in eine Spannung umzuwandeln. Beim Kompensations-Prinzip wird die Hall-Spannung nur zur Regelung des Gleichgewichts zwischen Primär- und kompensierenden Sekundärfluss verwendet. Durch die zusätzliche Sekundärwicklung mit beispielsweise 2000 Windungen fließt ein Strom I_S , der $1/2000$ des Primärstroms beträgt, um das Feld des Primärstromleiters exakt zu kompensieren. Der Gesamtfluss ist

dann Null. Die Regelung wirkt bei Gleichstrom und bei Wechselströmen bis zur Grenzfrequenz der Elektronik. Darüber arbeitet der Stromwandler wie ein normaler Transformator mit Primär- und Sekundärwicklung. So können Ströme bis zu mehreren 100kHz potentialfrei gemessen werden [64]. Das Foto eines entsprechenden Stromwandlers LEM LAH 25NP ist in Abb.6.1(b) und ein Auszug aus den technischen Daten in Tab.6.1 dargestellt.

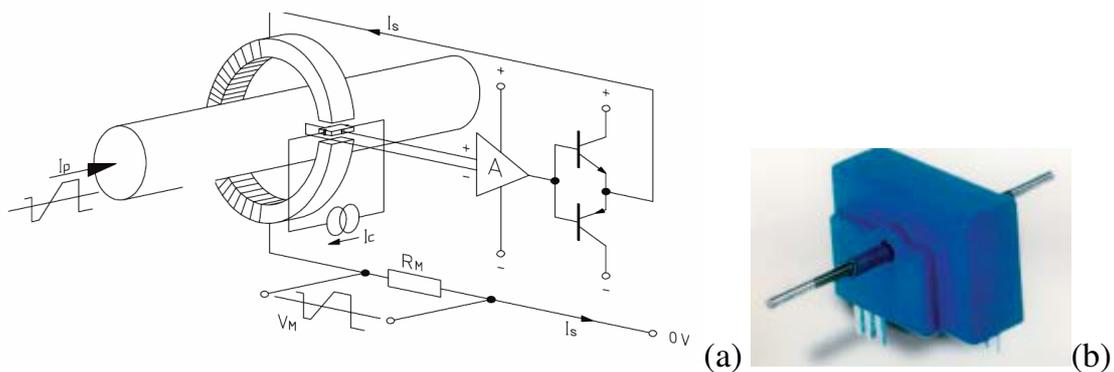


Abb.6.1: Funktionsprinzip eines Kompensationsstromwandlers mit Halleffekt (a) und Foto eines entsprechenden LEM Stromwandlers (b).

Effektiver Primärstrom	$I_{P,rms} = 25A$
Genauigkeit	$X_A = \pm 0.3\%$
Linearität	$\varepsilon_L < 0.2\%$
Bandbreite	$f_B = DC \dots 200kHz$
Ansprechzeit	$t_r < 500ns$

Tab.6.1: Typische Daten des Kompensationsstromwandlers LAH 25NP von LEM.

6.2 Strommessung nach dem magnetoresistiven Prinzip

Die speziell gestalteten magnetoresistiven Widerstände, die zu einer Wheatstone-Brücke zur Differenzfeldmessung verschaltet sind, werden auf Silizium-Substraten in Dünnschichttechnik hergestellt. Dieser Chip wird anschließend gemeinsam mit einer Regelelektronik auf einer Hybridschaltung aufgebaut (vgl. Abb.6.2(a)). Um eine hohe Linearität (0,1%) und Temperaturunabhängigkeit zu erreichen, wird ein Strom $I_{komp.}$ eingepreßt, der das durch den Primärstrom erzeugte Feld genau kompensiert. Dieser Kompensationsstrom wird mit Hilfe des Messwiderstands R_M in eine Ausgangsspannung $V_{OUT} = \pm 2,5 V$ beim Nennwert des Primärstroms I_{PN} umgeformt. Auf der gegenüberliegenden Substratseite wird der Primärstromleiter in einer U-Form unterhalb des magnetoresistiven Chips geführt. Die Geometrie des Primärleiters

bestimmt den Messbereich des Stromsensors [65]. Das Foto eines entsprechenden Stromwandlers Sensitec CMS2025 ist in Abb.6.2(b) und ein Auszug aus den technischen Daten in Tab.6.2 dargestellt.

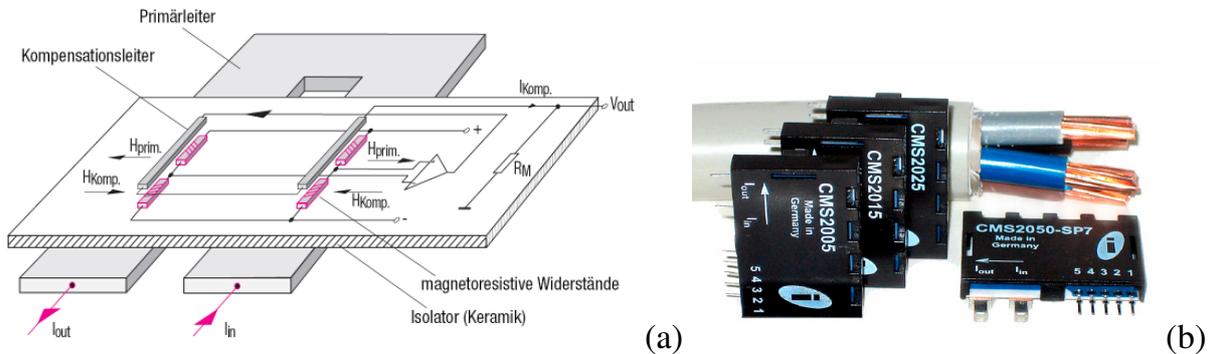


Abb.6.2: Funktionsprinzip der magnetoresistiven Strommessung (a) und Foto vom Stromwandler der Typenserie Sensitec CMS2000.

Effektiver Primärstrom	$I_{P,rms} = 25A$
Genauigkeit	$X_A = \pm 0.8\%$
Linearität	$\epsilon_L < 0.1\%$
Bandbreite	$f_B = DC \dots 100kHz$
Ansprechzeit	$t_r < 150ns$

Tab.6.2: Typische Daten des Stromwandlers CMS2025 von Sensitec.

6.3 Strommessung mittels Halleffekt mit einem integrierten Schaltkreis

Der integrierte Hallsensor wird in einer herkömmlichen CMOS Technologie mit einer zusätzlichen ferromagnetischen Schicht hergestellt. Die ferromagnetische Schicht konzentriert den magnetischen Fluss mit einer magnetischen Verstärkung von 10, um damit das Ausgangssignal zu erhöhen, ohne das inhärente Sensorrauschen zu verstärken [66], Abb.6.3. Der Nachteil des Hall IC ist die große Ansprechzeit von bis zu $t_r = 6\mu s$ (vgl. Tab.6.3).

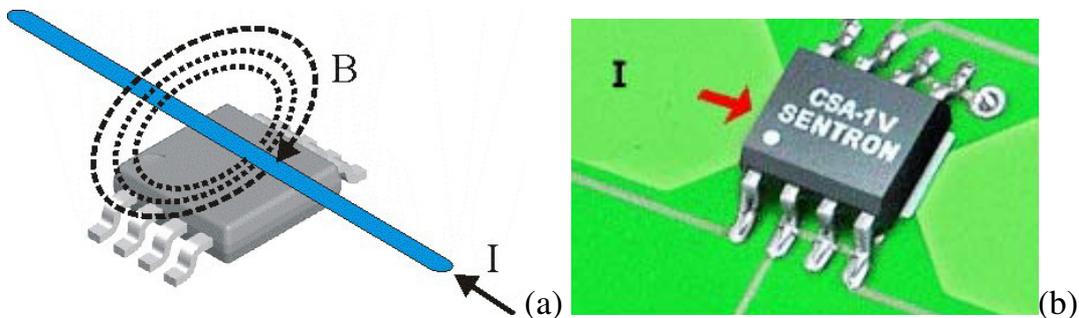


Abb.6.3: Anordnung zur Strommessung mit einem integrierten Schaltkreis mittels Halleffekt.

Effektiver Primärstrom	$I_{P,rms}$	hängt von der Anordnung ab
Genauigkeit	X_A	$> 2\%$, hängt von der Anordnung ab
Linearität	ε_L	$< 0.2\%$
Bandbreite	f_B	= DC...100kHz
Ansprechzeit	t_r	$< 6\mu s$

Tab.6.3: Typische Daten des Stromwandlers CSA-1V von Sentron.

Die in Abschnitten 6.1 - 6.3 vorgestellten kommerziell erhältlichen Stromwandler stellen gute Lösungen mit unterschiedlichen technischen Daten zur Messung der Eingangsströme des Pulsleichrichtersystems dar. Da der VIENNA Rectifier aber auch in sehr preissensiblen Systemen, wie z.B. als Eingangsstufe einer Telekommunikationsstromversorgung Anwendung finden soll, werden nachfolgend noch zwei Lösungsvarianten mit kostengünstigen Wechselstromwandlern vorgestellt. Bei der ersten Variante (Abschnitt 6.4) werden die Wechselstromwandler direkt in Serie zu den Eingangsinduktivitäten geschaltet und mit Netzfrequenz betrieben, wobei zwei unterschiedliche Mechanismen zur Entmagnetisierung des Kerns vorgestellt werden. Bei der nachfolgend in Abschnitt 6.5 vorgestellten Lösung wird der Stromwandler in die Verbindung vom Ausgangsspannungsmittelpunkt zu den Mittelpunktsdioden des VIENNA Rectifier geschaltet und der Mittelpunktsstrom mittels eines pulsfrequent betriebenen Wechselstromwandler erfasst. Aus dem Mittelpunktsstrom werden die drei Konvertereingangsströme (Netzströme) rekonstruiert.

6.4 Netzstrommessung mit Wechselstromwandlern

Die Schaltung nach Abb.6.4(a) ermöglicht es, auch den Gleichanteil des Eingangsstroms eines Pulsleichrichtersystems (z.B. VIENNA Rectifier) zu messen, obwohl nur zwei Wechselstromwandler pro Phase eingesetzt werden [67]. Das Grundprinzip beruht auf der Tatsache, dass der Eingangsstrom nur für die Hälfte der Netzperiode in einer der Netzdioden D_N fließt. Während der zweiten Hälfte der Netzperiode kann der Kern des Stromwandlers dann entmagnetisiert werden. Die Schaltung nach Abb.6.4(b) benötigt ein Torsignal im Nulldurchgang des Stromsollwerts, welches für kurze Zeit einen Halbleiterschalter zur Entmagnetisierung des Stromwandlers öffnet. Diese Strommessmethode beeinflusst zwar den Strommesswert, aber nur im Nulldurchgang des Sollwerts bzw. des Istwerts, wo dieser ohnehin Null sein sollte.

Die beiden in Abb.6.4 dargestellten Schaltungen können eine interessante Möglichkeit zur Erfassung der Eingangsströme darstellen. An dieser Stelle sei erwähnt, dass diese

Realisierungsvariante in Verbindung mit dem VIENNA Rectifier nicht experimentell untersucht wurde.

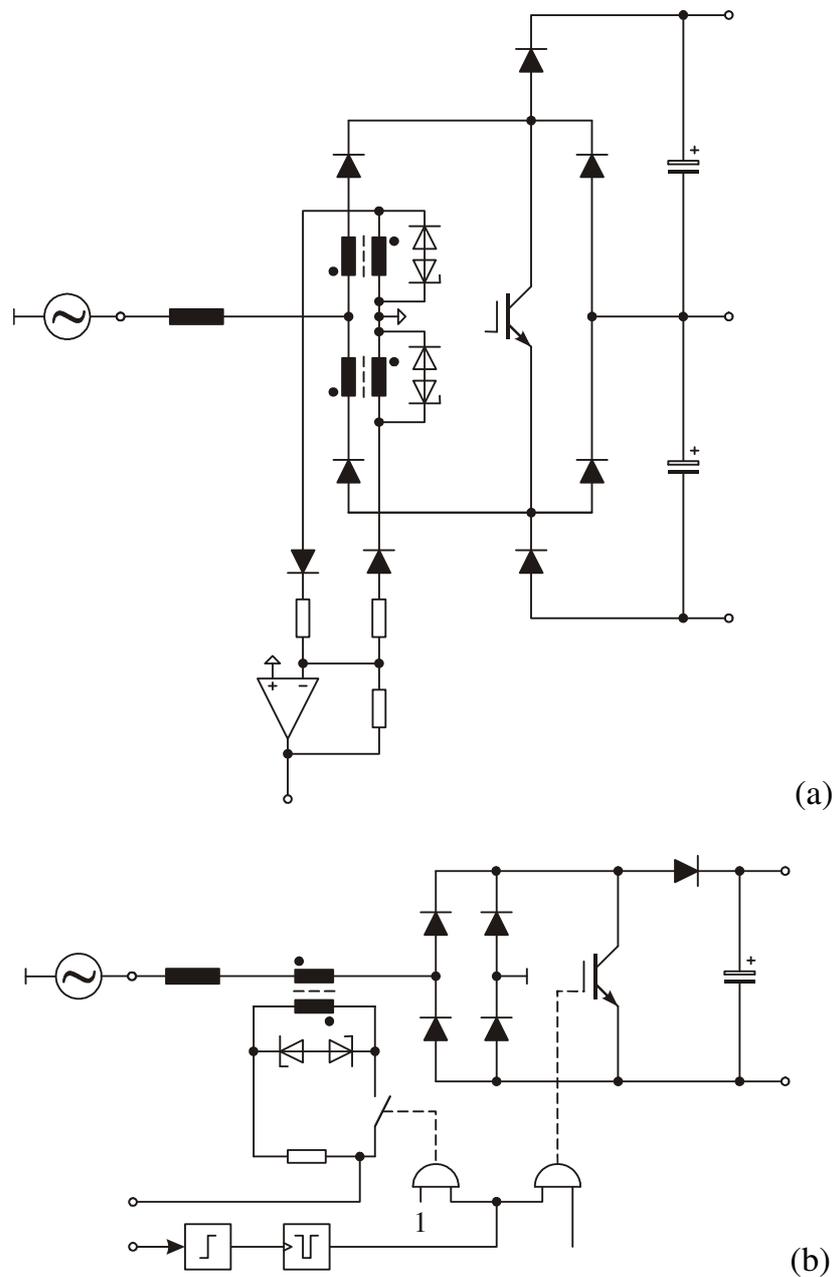


Abb.6.4: Messung des Netzstroms eines Pulsgleichrichtersystems mit zwei Wechselstromwandlern pro Phase und einer passiven Entmagnetisierungsschaltung (a) und mit nur einem Wechselstromwandler und einer aktiven Entmagnetisierungsschaltung (b).

Eine preislich noch interessantere Variante stellt die Rekonstruktion der Netzphasenströme durch Messung des Ausgangsspannungsmittelpunktsstroms dar, die im nächsten Abschnitt detailliert untersucht wird.

6.5 Eingangsstrombeobachtung

Der Strom im Mittelpunktsleiter des Pulsleichrichtersystems setzt sich abhängig von den Schaltzuständen der drei Leistungstransistoren aus Teilen der Eingangsphasenströme, die durch die Eingangsinduktivitäten eingeprägt sind, zusammen (Fig.9 in [68]). Es ist daher nahe liegend die zur Regelung des Systems benötigten Eingangsphasenströme aus dem Strom im Zwischenkreis zu rekonstruieren. Da dann keine zwei DC Stromwandler im Eingangskreis, sondern ein vergleichsweise günstiger AC Stromwandler im Mittelpunktsleiter verwendet werden kann, wird nicht nur der Messaufwand verringert, sondern es können auch Probleme mit DC Offsets und unterschiedlichen Übersetzungsverhältnissen eliminiert werden. Dieses Konzept ist aus der Literatur für dreiphasige Zwei-Level PWM Umrichtersysteme bekannt. In [69] - [74] werden z.B. zwei Phasenströme innerhalb einer halben Pulsperiode durch Messung des Stroms im Zwischenkreis bestimmt. Allerdings ist dort z.B. bei geringem Modulationsindex oder Übermodulation eine zuverlässige Erfassung der Ströme nicht mehr möglich. Alternativ kann zur zuverlässigen Ermittlung des Stromes ein Beobachter bzw. ein Maschinenmodell verwendet werden [75]. Dort werden die geschätzten Ströme in einer geschlossenen Regelschleife korrigiert, sobald Strommesswerte direkt im Gleichspannungszwischenkreis vorliegen, ansonsten stellt der Beobachter die Strominformation nicht rückgekoppelt zur Verfügung.

In diesem Abschnitt soll nun ein Beobachterkonzept zur Rekonstruktion der Netzphasenströme für das Dreiphasen-Dreipunkt PWM Pulsleichrichtersystem basierend auf der Messung des Mittelpunktsstroms (Abb.6.5) entwickelt werden [76], [77]. Hier wird im Gegensatz zu den in der Literatur existierenden Systemen keine abgetastete, sondern eine kontinuierliche Strominformation abgeleitet, um damit z.B. die Regelung des Systems nach Kapitel 4 oder Kapitel 5 dieser Arbeit durchführen zu können.

6.5.1 Bildung des Mittelpunktsstroms

Wird der Leistungstransistor S_i eingeschaltet ($s_i \rightarrow 1$), so fließt der zugehörige Eingangsstrom $i_{U,i}$ zum Ausgangsspannungsmittelpunkt M (Abb.6.6). Damit ergibt sich der Mittelpunktsstrom zu [78]:

$$i_m = s_R \cdot i_{U,R} + s_S \cdot i_{U,S} + s_T \cdot i_{U,T}. \quad (6.1)$$

Dementsprechend führen die Schaltzustände des Gleichrichtersystems zu den Mittelpunktsströmen nach Tab.6.4.

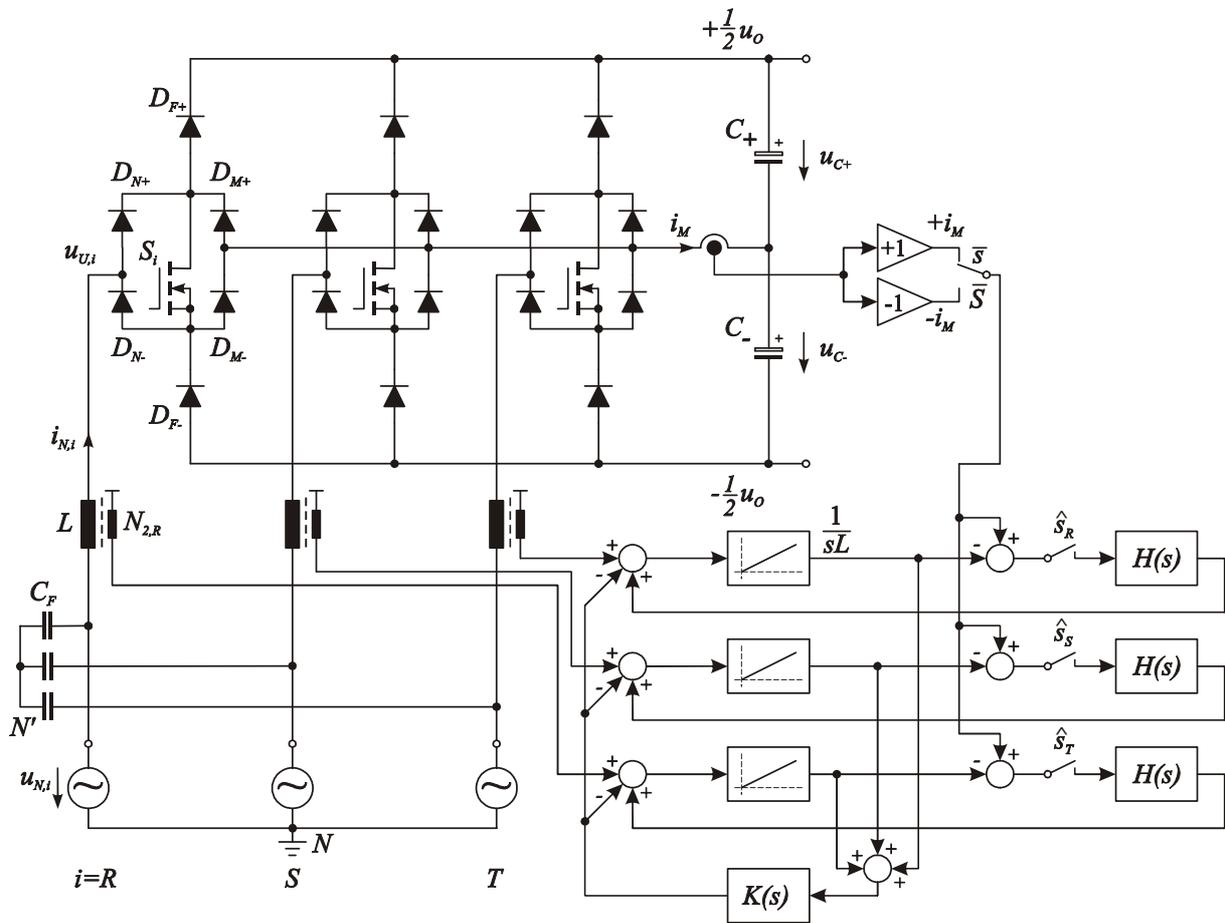


Abb.6.5: Leistungsteil des Pulsleichrichtersystems und Blockschaltbild der Eingangsstrombeobachtung basierend auf der Messung des Mittelpunktsstroms i_M .

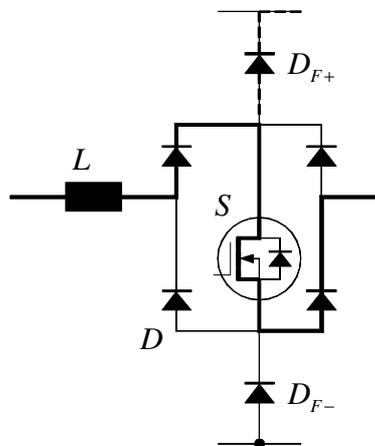


Abb.6.6: Strompfad bei eingeschaltetem Leistungstransistor S mit durchgezogener Linie, im ausgeschalteten Zustand mit strichlierter Linie.

s_R	s_S	s_T	i_M
0	0	0	0
0	0	1	$+i_{U,T}$
0	1	0	$+i_{U,S}$
0	1	1	$-i_{U,R}$
1	0	0	$+i_{U,R}$
1	0	1	$-i_{U,S}$
1	1	0	$-i_{U,T}$
1	1	1	0

Tab.6.4: Mittelpunktstrom i_M in Abhängigkeit des Schaltzustands (s_R , s_S , s_T).

6.5.2 Rekonstruktion der Netzphasenströme durch Mittelpunktstrommessung

Entsprechend Tab.6.5 wird der Mittelpunktstrom i_M innerhalb einer halben Pulsperiode durch Teile von jedenfalls zwei Phasenströmen $i_{U,i}$ gebildet. Es ist daher nahe liegend, den Messaufwand zur Erfassung der Eingangsphasenströme dadurch zu verringern, dass nur ein Stromwandler in der Verbindung zum Ausgangsspannungsmittelpunkt verwendet wird; die zugehörigen Phasenströme werden dann unter Berücksichtigung der Schaltzustände rekonstruiert. Die zeitkontinuierliche Phasenstrominformation für den Stromregler kann durch einen Zustandsbeobachter gewonnen werden ([75], [79]), der die Wechselstromseite des Gleichrichters modelliert und den Schätzfehler basierend auf dem Messwert des Mittelpunktstroms i_M korrigiert. Dies entspricht dem Grundprinzip des Luenberger Beobachters.

Der Schätzwert $\hat{i}_{U,i}$ des Phasenstroms $i_{U,i}$ wird durch Integration des Spannungsabfalls an der zugehörigen Eingangsinduktivität L errechnet. In Zeitintervallen, in denen der Mittelpunktstrom i_M einem Phasenstrom $i_{U,i}$ entspricht (Tab.6.4), wird in dieser Phase ein Korrekturregler $H(s)$ aktiviert ($\hat{s}_i \rightarrow 1$). Dadurch wird der Schätzwert dieses Phasenstroms $\hat{i}_{U,i}$ auf den Momentanwert des Phasenstroms $i_{U,i}$ korrigiert. Der Schätzfehler $i_{U,i} - \hat{i}_{U,i}$ kann z.B. aufgrund von ungenauen Modellparametern oder ungenauer Messung des Spannungsabfalls an der Eingangsinduktivität auftreten.

Der gemessene Mittelpunktstrom muss bei den Schaltzuständen $j = (011)$, (101) und (110) invertiert werden (Tab.6.6), bevor er zur Korrektur des Schätzfehlers verwendet wird, da dann der Messwert entsprechend Tab.6.4 invertiert vorliegt.

Schaltzustandssequenz	i_M
(100)→(101)→(001)→(011)	$+i_{U,R} \rightarrow -i_{U,S} \rightarrow +i_{U,T} \rightarrow -i_{U,R}$
(100)→(000)→(001)→(011)	$+i_{U,R} \rightarrow 0 \rightarrow +i_{U,T} \rightarrow -i_{U,R}$
(100)→(000)→(010)→(011)	$+i_{U,R} \rightarrow 0 \rightarrow +i_{U,S} \rightarrow -i_{U,R}$
(100)→(110)→(010)→(011)	$+i_{U,R} \rightarrow -i_{U,T} \rightarrow +i_{U,S} \rightarrow -i_{U,R}$

Tab.6.5: Schaltzustandssequenz und Bildung des Mittelpunktsstroms i_M durch Teile der Eingangsphasenströme $i_{U,i}$ für $\varphi_N \in (-\pi/6, +\pi/6)$. Die Sequenz basiert auf der Annahme eines hohen Modulationsindex M , d.h. $\hat{U}_U^* > 1/3 U_O$, wie das für ein Pulsleichrichtersystem typisch ist.

s_R	s_S	s_T	\hat{s}_R	\hat{s}_S	\hat{s}_T	\bar{s}
0	0	0	0	0	0	x
0	0	1	0	0	1	0
0	1	0	0	1	0	0
0	1	1	1	0	0	1
1	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	0	1	1
1	1	1	0	0	0	x

Tab.6.6: Ansteuersignale \hat{s}_R, \hat{s}_S und \hat{s}_T zum Schließen der Rückkopplung zur Korrektur der Schätzung $i_{U,i} - \hat{i}_{U,i}$ der Phasenstrommodelle in Abhängigkeit der Schaltzustände $j = (s_R, s_S, s_T)$. Das Zusatzsignal \bar{s} wird zur gesteuerten Inversion von i_M bei $j = (011), (101), (110)$ verwendet. Die Schaltzustände (000) und (111) führen zu $i_M = 0$, d.h. eine Beobachterkorrektur ist unmöglich ($\hat{s}_i = 0$) und der Wert \bar{s} ist nicht von Bedeutung.

Anmerkung: Die Spannung an der Eingangsinduktivität $u_{L,i}$ kann direkt entweder durch Differenzverstärker oder durch eine zusätzliche Sekundärwicklung gemessen werden. Alternativ dazu können die Spannungen mit relativ geringem Aufwand auch von den Netzphasenspannungen $u_{N,i}$, die ohnehin zur Regelung bzw. Überwachung des Systems bekannt sein sollten (siehe z.B. Abb.4.4), dem Schaltzustand des Gleichrichters $j = (s_R, s_S, s_T)$ und der Ausgangsspannung U_O , die jedenfalls zur Ausgangsspannungsregelung bekannt sein muss, bestimmt werden:

$$\begin{aligned} u_{L,i} &= u_{N,i} - (u_{U,i} - u_0) \\ u_0 &= \frac{1}{3}(u_{U,R} + u_{U,S} + u_{U,T}) \end{aligned} \quad (6.2)$$

bzw.

$$\begin{aligned} \hat{u}_{L,i} &= u_{N,i} - \text{sign}(\hat{i}_{U,i})(1-s_i)\frac{U_o}{2} + \hat{u}_0 \\ \hat{u}_0 &= \frac{1}{3} \sum_{i=R,S,T} \text{sign}(\hat{i}_{U,i})(1-s_i)\frac{U_o}{2} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Die Gleichtaktspannungskomponente u_0 des Systems hat keinen Einfluss auf die Strombildung, da keine Verbindung zwischen dem Ausgangsspannungsmittelpunkt M und dem Netzsternpunkt N besteht. Durch die Abhängigkeit der Eingangsspannung vom Vorzeichen des entsprechenden Eingangstroms (4.1) kann die Qualität der Eingangsstromrekonstruktion im Bereich der Nulldurchgänge basierend auf (6.3) beeinträchtigt werden.

Die fehlende Verbindung zwischen dem Ausgangsspannungsmittelpunkt M und dem Netzsternpunkt N erzwingt

$$i_{U,R} + i_{U,S} + i_{U,T} = 0. \quad (6.4)$$

Das bedeutet, dass nur zwei der drei Eingangsinduktivitäten unabhängige Energiespeicher darstellen. Der Strom der dritten Eingangsinduktivität ist eindeutig bestimmt, sobald die Ströme der beiden anderen Induktivitäten bekannt sind und stellt daher keine Unbekannte dar. D.h. man könnte das Modell auf zwei Phasen beschränken. Der Vorteil des Einsatzes eines Modells pro Phase (Abb.6.5) ist die Symmetrie des Beobachters, die es erlaubt, eine direkte Verbesserung des Phasenmodellergebnisses für jeden Schaltzustand basierend auf dem Mittelpunktstrom durchzuführen. Dadurch wird jedoch ein System zweiter Ordnung auf einem Modell dritter Ordnung abgebildet. Um nach wie vor die Bedingung (6.4) sicherstellen zu können wird ein zusätzlicher Regler $K(s)$ vorgesehen, der die Abweichung $\varepsilon_0 = \hat{i}_{U,R} + \hat{i}_{U,S} + \hat{i}_{U,T}$ der Summe der Phasenstromschätzwerte von Null korrigiert. Da während jeder Pulshalbperiode jedenfalls mindestens zwei der drei Phasenströme durch die Regler $H(s)$ korrigiert werden, kann durch $K(s)$ auch für den dritten Phasenstromschätzwert ein kleiner Fehler sichergestellt werden.

6.5.3 Praktische Realisierung des Beobachters

Die Messung der Spannungen an den Eingangsinduktivitäten $u_{L,i}$ wird am einfachsten durch eine Sekundärwicklung $N_{2,i}$ durchgeführt. Bei einem hochohmigen Abschluss dieser Wicklung erhält man eine Ausgangsspannung $u_{L,i,m}$, die direkt proportional zur Änderungsrate $di_{U,i}/dt$ des entsprechenden Phasenstroms ist, d.h. die Rekonstruktion des Stroms kann durch Integration von $u_{L,i,m}$ erfolgen (siehe Abb.6.7, Q_1 , Q_2 , Q_3). Hier darf der ohmsche Anteil der Spannung an den Induktivitäten

$$u_{L,i} = R_L i_{U,i} + \frac{dL i_{U,i}}{dt}, \quad (6.5)$$

im Gegensatz zur Messung der Gesamtspannung durch z.B. einen Differenzverstärker beim Schaltungsmodell nicht berücksichtigt werden. Ein zusätzlicher Vorteil der Spannungsmessung durch eine Sekundärwicklung ist die galvanische Trennung des Leistungsteils von der Steuerplatine.

Anmerkung: Die Eingangsinduktivitäten von Gleichrichtersystemen im Leistungsbereich 5kW... 20kW weisen typischerweise eine untere Grenzfrequenz, bei der der Wechsel von induktivem zu resistivem Verhalten auftritt, von $f_L = 10 \dots 15$ Hz auf. Dies liegt sehr nahe an der Netzfrequenz f_N ; man könnte f_L bei der Rekonstruktion der Phasenströme einfach durch Parallelschalten eines Widerstandes zum Integrationskondensator C_I berücksichtigen.

6.5.4 Schaltungsbeschreibung

Die realisierte Schaltung nach Abb.6.7 stellt die direkte Hardwarerealisierung des Blockschaltbildes nach Abb.6.5 dar, eine detaillierte Beschreibung kann daher entfallen. Ein zusätzliches Detail soll hier trotzdem erklärt werden. Das Einschalten der Analogschalter \hat{S}_i wird durch einen RC-Tiefpass R_D , C_D (t_d in Abb.6.9) im Vergleich zu den Signalen \hat{s}_i , die durch ein 256-bit TTL-PROM Q_4 (AMD AM27S19ACP) nach Tab.6.6 aus den Schaltsignalen s_i generiert werden, verzögert. Da das Gleichrichtersystem und die Messung des Mittelpunktstroms eine Verzögerung bei Änderung des Schaltzustands aufweisen, muss der Messwert des Mittelpunktstroms $i_{M,m}$ für diese Zeit ausgeblendet werden. Die Dauer dieses Übergangs wird durch die Verzögerung der Schaltsignale durch die Gatetreiber, die Schaltgeschwindigkeit der Leistungstransistoren und die Bandbreite bzw. die Anstiegsgeschwindigkeit der Verstärker Q_5 und Q_6 bestimmt.

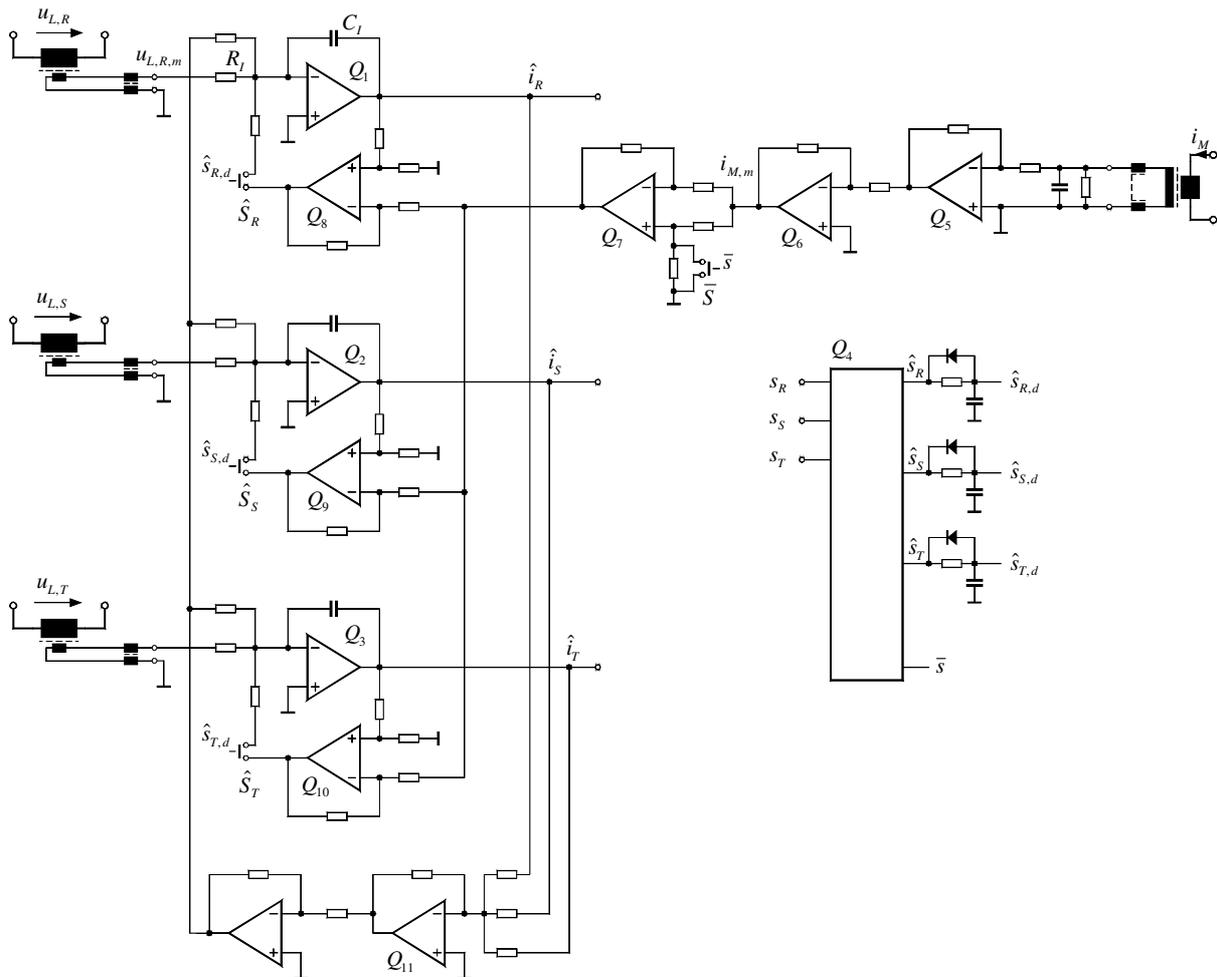


Abb.6.7: Praktische Realisierung des Phasenstrombeobachters in Analogtechnik, die benötigte Leiterplattenfläche beträgt bei Ausführung in SMD Technik ca. $40 \times 40\text{mm}^2$.

Die gesteuerte Inversion von $i_{M,m}$ durch Operationsverstärker Q_7 wird nicht verzögert, sondern direkt durch \bar{s} ausgeführt, d.h. auch dessen Einschwingzeit verursacht durch die begrenzte „Slew Rate“ ist durch die Zeit t_d berücksichtigt.

6.5.5 Beobachterdimensionierung

Die Beobachterdimensionierung erfolgt für ein Pulsgleichrichtersystem mit einer herkömmlichen Phasenstromregelung mit folgenden Betriebsbedingungen:

- Netzspannung: $U_N = 400\text{V}_{\text{rms}}$
- Ausgangsspannung: $U_O = 670\text{V}_{\text{dc}}$
- Ausgangsleistung: $P_O = 10\text{kW}$
- Schaltfrequenz: $f_P = 25\text{kHz}$.

Die Eingangsinduktivitäten des Systems wurden mit Eisenpulverringkernen von MICROMETALS Type T184-40 mit $N_1 = 72$ Wdg. und HF Litzendraht 20×0.355 CuL ausgeführt. Der ohmsche Wicklungswiderstand beträgt $R_L = 60 \text{ m}\Omega$ bei 75°C . In Verbindung mit dem Anfangsinduktivitätswert von $L = 700 \mu\text{H}$ ergibt sich die untere Grenzfrequenz für induktives Verhalten von $f_L = 13.6 \text{ Hz}$. Zur Entkopplung von der Netzimpedanz wurden Filterkondensatoren mit der Kapazität von $C_F = 1 \mu\text{F}$ in Sternschaltung netzparallel vorgesehen.

Mittelpunktsstrommessung

Der AC Stromwandler zur Mittelpunktsstrommessung muss für die dritte Harmonische des Netzstroms dimensioniert werden. Die Amplitude dieser Harmonischen weist typischerweise ca. 10% der Grundschiebungsamplitude des Netzstroms auf [6], das sind im gegenständlichen Fall ca. 2A. Zusätzlich muss eine transiente Gleichstromkomponente zur Symmetrierung der Ausgangsteilspannungen berücksichtigt werden [3]. Für die detaillierte Dimensionierung sei auf [80] verwiesen.

Der Stromwandler wurde schließlich als Durchsteckwandler mit einer Primärwindung ($N_1 = 1$) und 100 Sekundärwindungen ($N_2 = 100$), d.h. einem Übersetzungsverhältnis von 100:1, und einem Ferritringkern EPCOS R23/9 realisiert. Es muss darauf Bedacht genommen werden, dass durch das Hinzufügen des Stromwandlers die Kommutierungsinduktivitäten im Leistungskreis nicht signifikant vergrößert werden, da dadurch die transienten Überspannungen beim Ausschalten der Leistungstransistoren zunehmen würden, was jedoch durch ein sorgfältiges Leiterplattenlayout sichergestellt werden kann. Der Bürdenwiderstand (Abschlusswiderstand) auf der Sekundärseite des Stromwandlers wurde so gewählt, dass sich eine Spannung von nur 100mV bei 10A Primärstrom (1Ω) ergibt. Dies Auslegung erlaubt alternativ auch den Einsatz eines Shunts anstelle des Stromwandlers ($100 \text{ mV} / 10 \text{ A} = 10 \text{ m}\Omega$). Die nachfolgende Verstärkung ist zweistufig aufgeführt (Q_5 und Q_6), um eine hohe Bandbreite garantieren zu können.

Messung der Spannung der Eingangsinduktivitäten

Die Messung des induktiven Anteils der Spannung an den Eingangsinduktivitäten erfolgt durch eine Zusatzwicklung mit zwei Windungen ($N_2 = 2$), dies ergibt mit der Primärwindungszahl von $N_1 = 72$ ein Spannungsübersetzungsverhältnis von 36:1.

Anmerkung: Bei der Messung der Spannung an den Eingangsinduktivitäten und der Mittelpunktsstrommessung werden in allen Zuleitungen Gleichtakentstördrosseln verwendet. Dadurch werden hochfrequente Ableitströme resultierend aus den steilen Schaltflanken unterdrückt und die Steuerelektronik vor Störungen geschützt. Zusätzlich muss beim Stromwandler zur Mittelpunktstrommessung eine Schirmfolie zwischen dem primärseitigen Leiter und dem Kern vorgesehen und zum künstlichen netzparallelen Sternpunkt der Filterkondensatoren C_F verbunden werden.

Integratoren und Regler $H(s)$ und $K(s)$

Die Dimensionierung der Integratorbauelemente R_I und C_I muss unter Berücksichtigung der Offsetspannung, -ströme und des Ausgangsstroms des verwendeten Operationsverstärkers erfolgen [81]. Die Stromabhängigkeit der Induktivität $L = L\{i_U\}$ des Eisenpulverkerns,

$$u_{L,i,m} = \frac{N_2}{N_1} \left[L\{i_{U,i}\} \frac{di_{U,i}}{dt} + i_U \frac{dL\{i_{U,i}\}}{di_{U,i}} \cdot \frac{di_{U,i}}{dt} \right], \quad (6.6)$$

die beim Maximalwert des Eingangsstroms typischerweise nur mehr die Hälfte der Anfangsinduktivität beträgt, kann bei der Integration der Spannungen nicht einfach berücksichtigt werden, dementsprechend basiert die Dimensionierung der Integratoren Q_1 , Q_2 und Q_3 auf einem mittleren Induktivitätswert.

Damit der Realisierungsaufwand gering bleibt, werden die Korrekturregler $H(s)$ (Q_8 , Q_9 und Q_{10}) durch einfache Proportionalregler ausgeführt. Die Verstärkung ist dabei so gewählt, dass sich die Zeitkonstante der Verzögerung erster Ordnung (PT1) im geschlossenen Kreis in Verbindung mit dem Integrator im Bereich von $\tau_H = 0.25 \dots 0.5 T_p$ ergibt. Da die rückgekoppelte Schleife aber nur in Abschnitten der Pulsperiode geschlossen ist, ergibt sich eine tatsächliche Zeitkonstante in der Größenordnung $\tau'_H = 2 \dots 5 T_p$. Dementsprechend wird der rekonstruierte Phasenstromschätzwert $\hat{i}_{U,i}$ auch bei Ungenauigkeiten des Modells die richtige Grundschwingungsamplitude aufweisen. Die verbleibende Abweichung des Zeitverhaltens betrifft nur die Stromwelligkeit, die bei Verwendung eines „Ramp Comparison Current Controllers“ unwichtig ist.

Unabhängig vom nichtlinearen Verhalten der Induktivitäten muss nach wie vor auch für die rekonstruierten Phasenströme $\Sigma \hat{i}_{U,i} = 0$ eingehalten werden. Da der Regler $K(s)$ kontinuierlich arbeiten kann, wird dessen Verstärkung um einen Faktor 10 geringer gewählt als jene von $H(s)$, d.h. beide Regelkreise weisen dann in etwa gleiches

dynamisches Verhalten auf. Damit kann die hohe Qualität der Rekonstruktion trotz der $\pi/6$ - breiten Unterbrechung von $H(s)$ in jeder Netzperiode erhalten werden (siehe Abb.6.11 und Abb.6.13(b)).

Es ist wichtig herauszustreichen, dass die Korrektur der Integratorausgänge nicht an den Betrieb des Gleichrichters gekoppelt ist, sondern auch bei Null Ausgangsleistung bzw. im Aussetzbetrieb bei kleiner Ausgangsleistung kontinuierlich weiterarbeitet. Es werden dann zwar die Schaltsignale nicht zu den Gates der Leistungstransistoren geleitet, sie werden aber an Q_4 geführt. Da in diesem Betriebszustand $i_{M,m} = 0$ gilt, wird auch $\hat{i}_{U,i} = 0$ durch die Regler $H(s)$ und $K(s)$ sichergestellt und der Einfluss der Offsetgrößen der verwendeten Operationsverstärker unterdrückt.

6.5.6 Experimentelle Analyse

Die theoretischen Überlegungen entsprechend Abschnitt 6.5.1 wurden anhand von Abb.6.8 für den Schaltzustand $j = (s_R, s_S, s_T) = (110)$, bei dem der Mittelpunktstrom i_M mit dem Eingangsphasenstrom $-i_{U,T}$ übereinstimmt, verifiziert.

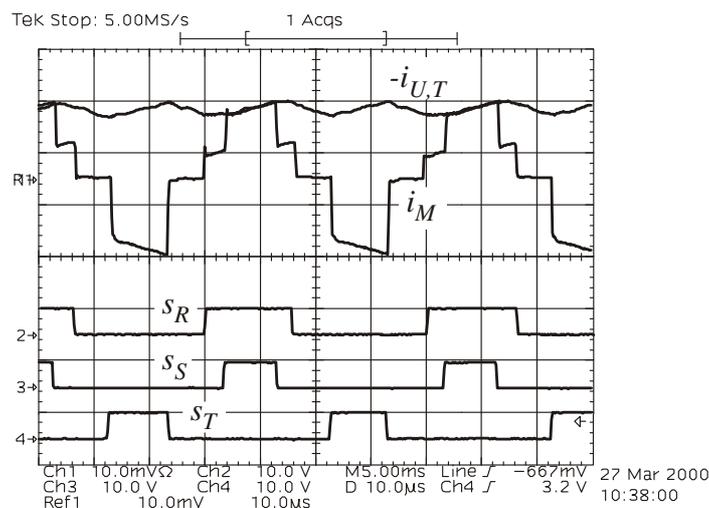


Abb.6.8: Mittelpunktstrom i_M , Eingangsphasenstrom $-i_{U,T}$ (jeweils 5A/Div) und Schaltsignale s_i (10V/Div), 10 μ s/Div.

In Abb.6.9 ist die verzögerte Änderung von i_M bei der steigenden Flanke von s_T aufgrund der Verzögerungszeit der Gate-Ansteuerschaltung und der Schaltzeit des Leistungstransistors erkennbar, danach setzt der durch die Operationsverstärker Q_5 und Q_6 (Verstärkung $a = 10$) bandbreitebegrenzte Anstieg des Strommesswerts $i_{M,m}$ ein. Diese Übergangszeit, dargestellt als t_d , ist für die Beobachterkorrektur mit Hilfe der Einschaltverzögerung, realisiert durch R_D und C_D in Abb.6.7, unterdrückt. Das Ende der

Korrekturphase bei der negativen Flanke des Schaltsignals s_T muss im Gegensatz dazu ohne Verzögerung erfolgen.

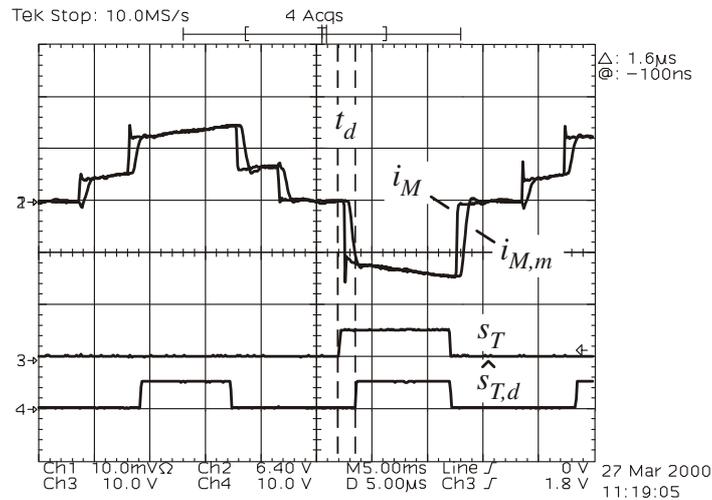


Abb.6.9: Tatsächlicher (i_M) und gemessener ($i_{M,m}$) Verlauf des Mittelpunktstroms (5A/Div), Steuersignal s_T des Leistungstransistors in Phase T und Steuersignal $\hat{s}_{T,d}$ des Analogschalters \hat{S}_T zum Schließen des Beobachterkorrekturregelkreises (10V/Div, 5 μ s/Div).

Die Änderung des Schaltzustands des Gleichrichtersystems bewirkt eine sprunghafte Änderung der Umrichtereingangsspannung und der Gleichtaktkomponente u_0 und damit des Ausgangsspannungsmittelpunktpotentials relativ zum Erdpotential. Dies regt einen Schwingkreis an, der aus der parasitären Erdkapazität $C_E \approx 500\text{pF} \dots 1\text{nF}$ der Last, der Leistungshalbleiter und den Eingangsinduktivitäten besteht, und resultiert in einer synchronen Schwingung der Spannung der Eingangsinduktivitäten (Abb.6.10). Die zugehörigen Gleichtaktströme bleiben durch die vergleichsweise hohe Impedanz des Schwingkreises begrenzt und können daher in den Phasenströmen nicht identifiziert werden.

Innerhalb einer Netzperiode wird ein Korrekturregler $H(s)$ bei hohem Modulationsgrad nur für $\approx \pi/6$ breite Abschnitte unterbrochen welche symmetrisch zu den Phasenstrommaxima liegen (Abb.6.11). Innerhalb dieser Abschnitte wird die Beobachterkorrektur dieser Phase indirekt über Q_{II} bzw. $K(s)$ durchgeführt, während die beiden anderen Phasen direkt über $H(s)$ korrigiert werden (Abb.6.12(b)). Dies sichert die gute Qualität der Phasenstromrekonstruktion über die ganze Netzperiode.

Besondere Beachtung findet der Umstand, dass die Rekonstruktion des Stromes auch im Nulldurchgang sehr gut mit dem realen Strom übereinstimmt (Abb.6.12(c)), was als

kritischer Punkt gesehen werden könnte, da die Bildung der Gleichrichtereingangsspannung $u_{U,i}$ vom Vorzeichen des entsprechenden Phasenstromes abhängig ist (4.1).

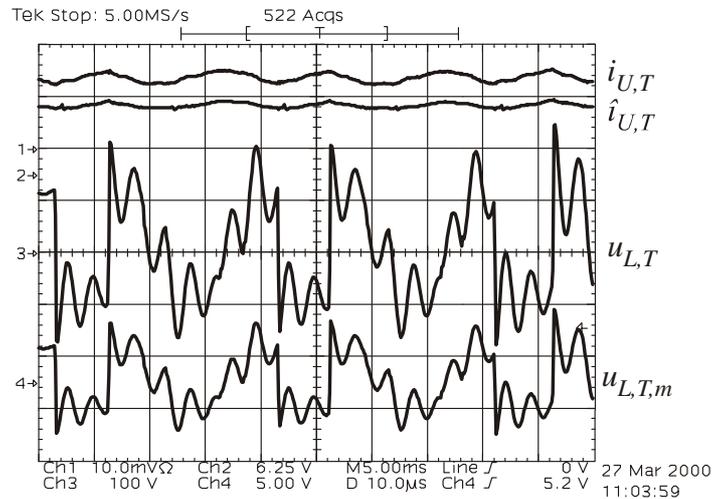


Abb.6.10: Spannungsverlauf an der Eingangsinduktivität der Phase T ($u_{L,T}$ mit 300V/Div) und gemessene Spannung $u_{L,T,m}$ der Zusatzwicklung (5V/Div). Zusätzlich sind der tatsächliche Strom in der Eingangsinduktivität der Phase T, $i_{U,T}$ (5A/Div), und der Schätzwert des Beobachters $\hat{i}_{U,T}$ dargestellt, die Vertikalablenkung ist so eingestellt, dass die Amplituden der beiden Stromwerte übereinstimmen (6.25V/Div), Zeitablenkung: 10 μ s/Div.

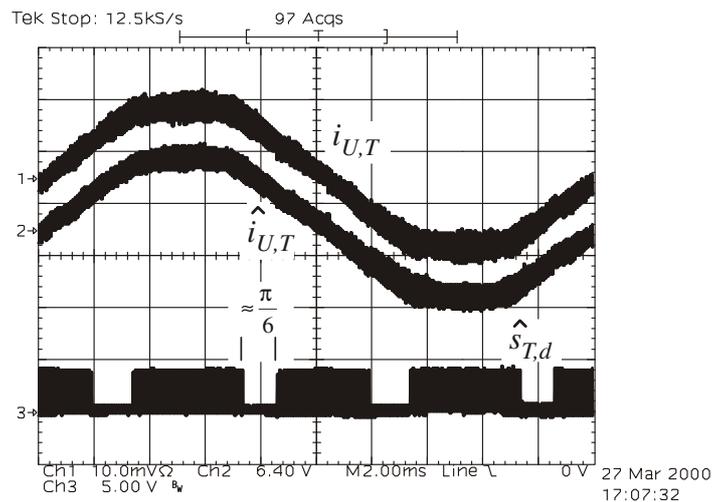


Abb.6.11: Tatsächlicher und rekonstruierter Strom ($i_{U,T}$ und $\hat{i}_{U,T}$) während einer Netzperiode (2ms/Div) sowie Schaltsignal $\hat{s}_{T,d}$ zum Aktivieren des Korrekturreglers $H(s)$.

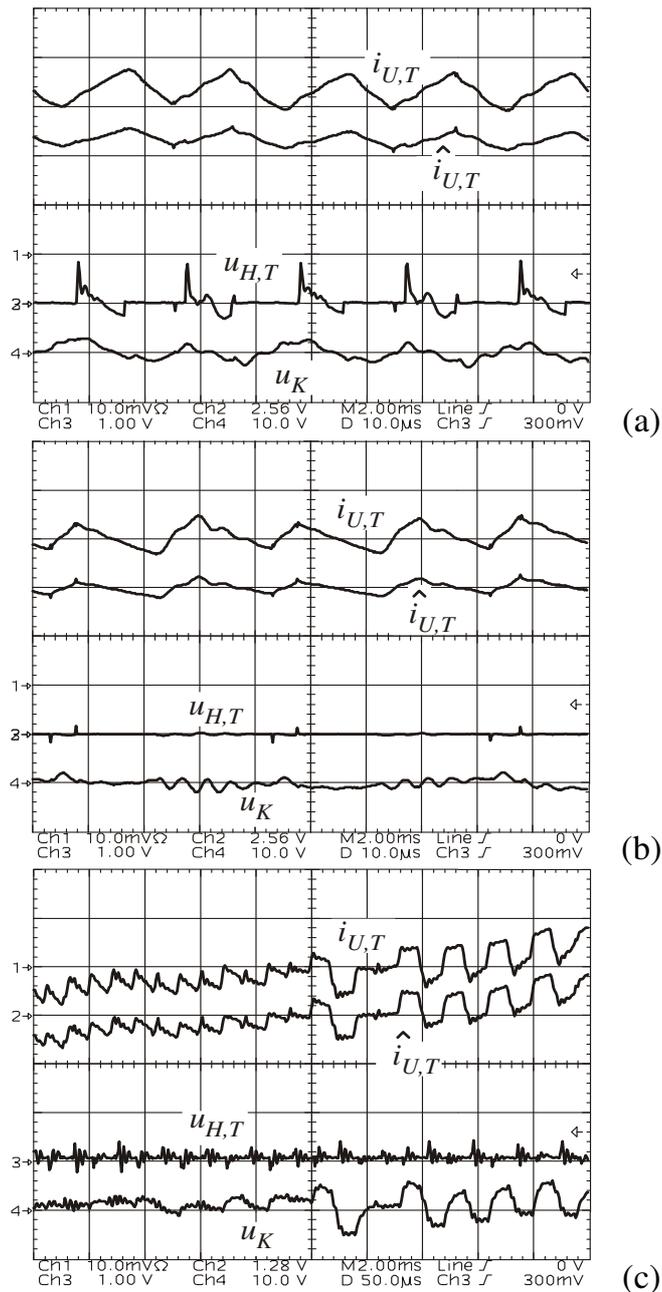
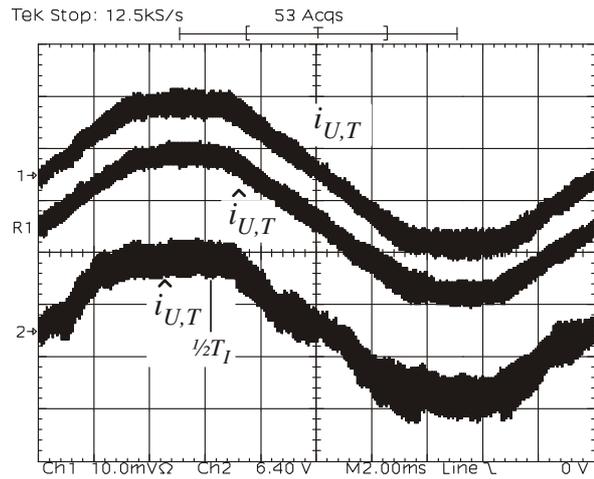
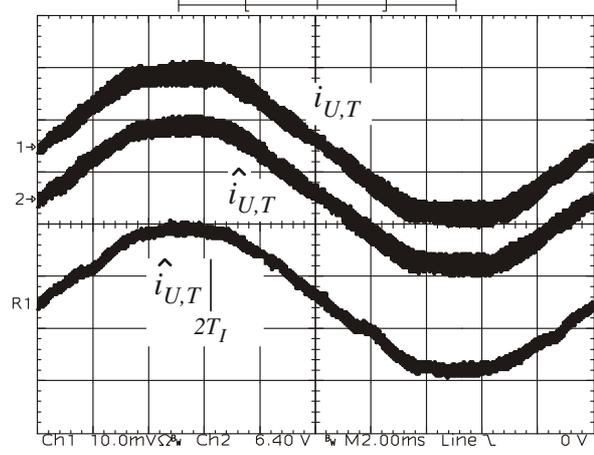


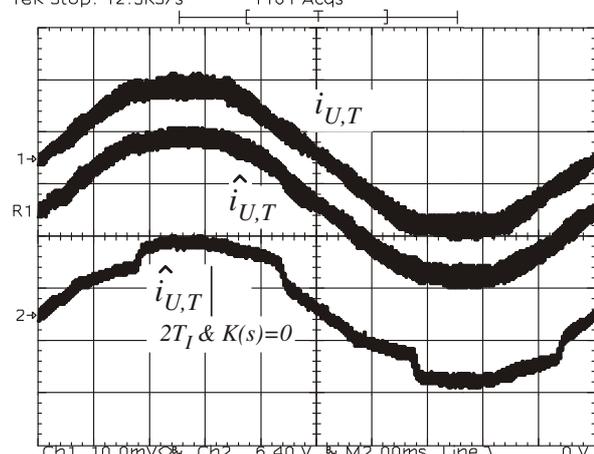
Abb.6.12: Ausgangssignal $u_{H,T}$ des Proportionalreglers Q_{10} ($H(s)$ in Abb.6.5), zur Korrektur des Integrators Q_3 und Ausgangssignal u_K des Proportionalreglers Q_{11} ($K(s)$ in Abb.6.5) zur Sicherstellung von $\Sigma \hat{i}_{U,i} = 0$. Dargestellt sind jeweils auch der tatsächliche und der rekonstruierte Stromwert der Phase T innerhalb eines Abschnitts der Netzperiode (a) für aktive direkte Korrektur über $H(s)$, d.h. bei geschlossener Regelschleife des Phasenstrombeobachters Q_3 (2A/Div, 10µs/Div), (b) für indirekte Korrektur der Integration von $u_{L,T}$ über $K(s)$ ($\hat{s}_T = 0$, 2A/Div, 10µs/Div), und (c) im Bereich des Nulldurchgangs von $i_{U,T}$ (1A/Div, 50µs/Div); der Maßstab von $u_{H,T}$ (1V/Div) und u_K (10V/Div) berücksichtigt die unterschiedlichen Verstärkungen der beiden Regler $H(s)$ und $K(s)$, d.h. gleiche Größenordnungen der Signale zeigen die gleiche Auswirkung auf das Ergebnis des Integrators Q_3 .



(a)



(b)



(c)

Abb.6.13: Darstellung der Sensitivität der Rekonstruktion bei Abweichung der Integrationszeitkonstante gegenüber dem zugrunde liegenden Induktivitätswert. (a) Nullkomponentenregler $K(s)$ aktiviert und $T_I \rightarrow \frac{1}{2}T_I$, (b) Nullkomponentenregler $K(s)$ aktiviert und $T_I \rightarrow 2T_I$, (c) ohne Nullkomponentenregler: $K(s) = 0$ und $T_I \rightarrow 2T_I$.

Abb.6.13 zeigt die Empfindlichkeit der Phasenstromrekonstruktion in Bezug auf Ungenauigkeiten des Systemmodells. Es sind der Zeitverlauf des tatsächlichen Phasenstroms $i_{U,T}$ (5A/Div) und der Schätzwert $\hat{i}_{U,T}$ bei optimaler Parameterwahl sowie bei Variation der Integrationszeitkonstante $T_I = R_I C_I$ dargestellt. Eine Halbierung der Integrationszeitkonstante $T_I \rightarrow \frac{1}{2}T_I$ (Abb.6.13(a)) zeigt, dass die Welligkeit des beobachteten Stroms um ca. einen Faktor 2 zu groß wird, die Grundswingungsamplitude stimmt gut überein. Eine Verdopplung der Integrationszeitkonstante $T_I \rightarrow 2T_I$ bewirkt bei aktiviertem Nullkomponentenregler $K(s) \neq 0$ (Abb.6.13(b)), dass der rekonstruierte Stromverlauf zu glatt ist, d.h. der Rippel ist nur halb so groß wie für den eigentlichen Phasenstrom. Wird nun der Nullkomponentenregler deaktiviert, d.h. $K(s) = 0$, so weist der rekonstruierte Stromverlauf in den Abschnitten, wo auch $H(s)$ unterbrochen ist, eine vergleichsweise hohe Abweichung vom tatsächlichen Stromverlauf auf.

6.6 Zusammenfassung zum Phasenstrombeobachter

Dieser Abschnitt zeigt, dass eine einfache, kostengünstige Möglichkeit zur Erfassung der Eingangsphasenströme über Messung des Mittelpunktsstroms besteht. Es können zwei teure, aktive DC Halleffektstromwandler durch einen passiven AC Stromwandler mit einem Ferritringkern ersetzt werden. Offsetprobleme der aktiven Wandler werden vermieden und die Symmetrie der drei Phasenströme ist durch den symmetrischen Aufbau der drei Phasenstrombeobachter sowie den Nullkomponentenregler sichergestellt.

Nachteilig wirkt sich die Tatsache aus, dass der Ausgangsspannungsmittelpunkt im Leiterplattenlayout nur durch eine Stichleitung und nicht flächig durch z.B. eine Multilayerplatine angespeist werden kann. Durch das Einfügen des Stromwandlers erhöht sich die Kommutierungsinduktivität geringfügig und dadurch die transienten Spannungen beim Ausschalten der Leistungstransistoren. Es besteht außerdem das Risiko, dass Störungen an der Steuerplatine durch hochfrequente Ableitströme infolge der Gleichtaktspannungen [42] in Verbindung mit den parasitären Kapazitäten am AC Stromwandler und den Zusatzwicklungen der Eingangsinduktivitäten auftreten [82]. Der nächste Abschnitt ist daher dem Thema Störungen bzw. EMV (elektromagnetische Verträglichkeit) gewidmet.

Kapitel 7

Elektromagnetische Verträglichkeit

Dreiphasige PWM Gleichrichtersysteme weisen prinzipbedingt eine Gleichtaktspannung zwischen dem Netzsternpunkt und der Ausgangsspannung [83], [84] auf, die zu hoher elektromagnetischer Interferenz (EMI) führt, wenn z.B. eine verteilte Last oder ein DC/DC Konverter direkt gespeist wird. Dieser Abschnitt der gegenständlichen Arbeit soll die Bildung dieser Gleichtaktspannung am Dreiphasen- Dreipunkt- Dreischalter-Pulsleichrichtersystem erläutern und einige einfache Abhilfemaßnahmen präsentieren.

7.1 Strombildende Komponente und Nullsystem der Gleichrichtereingangsspannung

Zuerst soll das Gleichrichtersystem [3] in der ursprünglichen Form ohne die Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts M mit dem künstlichen Netzsternpunkt N' (Abb.7.1) betrachtet werden. Für die Umrichtereingangsströme gilt dann wieder (6.4):

$$i_{U,R} + i_{U,S} + i_{U,T} = 0. \quad (7.1)$$

Das bedeutet, dass eine Nullspannungskomponente u_0 , die gemeinsam für alle drei Phasenspannungen $u_{U,i}$ auftritt,

$$\begin{aligned} u_{U,R} &= u'_{U,R} + u_0 \\ u_{U,S} &= u'_{U,S} + u_0 \\ u_{U,T} &= u'_{U,T} + u_0 \end{aligned} \quad (7.2)$$

keinen Einfluss auf die Bildung der Eingangsphasenströme $i_{U,i}$

s_j	$u_{U,R}$	$u_{U,S}$	$u_{U,T}$	$u'_{U,R}$	$u'_{U,S}$	$u'_{U,T}$	u_0
(100)	0	$-\frac{U_o}{2}$	$-\frac{U_o}{2}$	$\frac{U_o}{3}$	$-\frac{U_o}{6}$	$-\frac{U_o}{6}$	$-\frac{U_o}{3}$
(000)	$\frac{U_o}{2}$	$-\frac{U_o}{2}$	$-\frac{U_o}{2}$	$\frac{2U_o}{3}$	$-\frac{U_o}{3}$	$-\frac{U_o}{3}$	$-\frac{U_o}{6}$
(010)	$\frac{U_o}{2}$	0	$-\frac{U_o}{2}$	$\frac{U_o}{2}$	0	$-\frac{U_o}{2}$	0
(011)	$\frac{U_o}{2}$	0	0	$\frac{U_o}{3}$	$-\frac{U_o}{6}$	$-\frac{U_o}{6}$	$\frac{U_o}{6}$

Tab.7.1: Aufteilung der Gleichrichtereingangsspannung $u_{U,i}$ in ein Nullsystem u_0 und die nullsystemfreien Spannungen $u'_{U,i}$ während einer Pulshalbperiode innerhalb des in Abb.4.1 dargestellten, strichliert umrissenen Bereich der Raumzeigerebene.

Die Gleichtaktspannung u_0 zeigt diskontinuierliches Zeitverhalten innerhalb einer Pulsperiode und weist im Allgemeinen einen von Null verschiedenen lokalen Mittelwert über eine Pulshalbperiode $\frac{1}{2}T_P$ auf,

$$u_{0,\text{avg}} = \frac{2}{T_P} \int_0^{\frac{1}{2}T_P} u_0 dt_\mu, \quad (7.4)$$

d.h. u_0 enthält niederfrequente Harmonische $u_{0,\text{avg}}$

$$u_0 = u_{0,\text{avg}} + u_{0,\sim} \quad (7.5)$$

und pulsfrequente Anteile $u_{0,\sim}$ (Abb.7.2). In Tab.7.1 können auch die beiden hinsichtlich Bildung der Eingangsphasenspannung redundanten Schaltzustände (100) und (011) erkannt werden. Diese Redundanz kann auch in Abb.4.1 durch die Identität der beiden Spannungsraumzeiger $\underline{u}_{U,(100)}$ und $\underline{u}_{U,(011)}$ verstanden werden. Dieser Freiheitsgrad zweier bezüglich der Bildung der Gleichrichtereingangsspannung gleichwertiger Schaltzustände wird zur aktiven Symmetrierung der beiden Ausgangsteilspannungen verwendet [3].

Um einen im lokalen Mittel $i_{U,i,\text{avg}}$ sinusförmigen Eingangsphasenstrom zu erhalten, der in Phase mit der betreffenden sinusförmigen Netzphasenspannung (ohmsches Verhalten) ist,

$$\begin{aligned} i_{U,R,\text{avg}} &= \hat{I}_N \cos(\varphi_N) \\ i_{U,S,\text{avg}} &= \hat{I}_N \cos(\varphi_N - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{U,T,\text{avg}} &= \hat{I}_N \cos(\varphi_N + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (7.6)$$

muss auf der Eingangsseite des Brückenzeigs des Gleichrichtersystems ein lokaler Mittelwert der Spannung $u'_{U,i}$ eingestellt werden:

$$u_{U,i,\text{avg}} = u_{N,i} - L \frac{di_{U,i,\text{avg}}}{dt}. \quad (7.7)$$

Im Fall einer gegenüber der Netzfrequenz f_N hohen Schaltfrequenz $f_P = 1 / T_P$ bzw. kleinen Eingangsinduktivität L kann der Grundschnungsspannungsanteil der Induktivität, $u_{L,i,\text{avg}} = L di_{U,i,\text{avg}} / dt$, vernachlässigt werden, d.h. in einer ersten Näherung ergibt sich

$$u_{U,i,\text{avg}} \approx u_{N,i} \quad (7.8)$$

bzw.

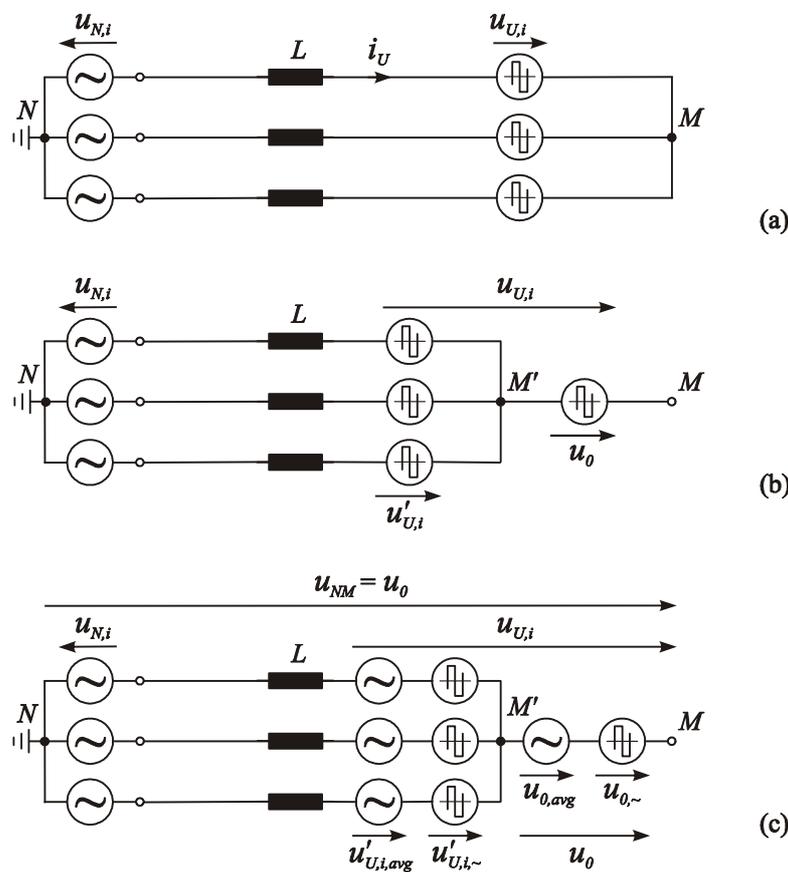


Abb.7.2: Systematische Aufteilung der Eingangsspannungen $u_{U,i}$ in das nullsystemfreie Spannungssystem $u'_{U,i}$ und das Nullsystem u_0 (a) und (b). Die Ersatzschaltung in (c) erhält man durch weiteres Aufsplitten in niederfrequente (Index „avg“) und pulsfrequente (Index „~“) Anteile der jeweiligen Spannungen $u'_{U,i} = u'_{U,i,\text{avg}} + u'_{U,i,\sim}$ bzw. $u_0 = u_{0,\text{avg}} + u_{0,\sim}$.

$$\underline{u}_{U,\text{avg}} = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} \underline{u}_{U,j} dt_\mu \approx \underline{u}_N \quad (7.9)$$

(siehe auch Abb.4.1). Der Rippel $i_{U,i,\sim}$ der Phasenströme

$$i_{U,i} = i_{U,i,\text{avg}} + i_{U,i,\sim} \quad (7.10)$$

wird durch die Differenz

$$u'_{U,i,\sim} = u'_{U,i} - u'_{U,i,\text{avg}} \quad (7.11)$$

der pulsförmigen Gleichrichtereingangsspannung $u'_{U,i}$ und der im Idealfall sinusförmigen Spannung $u'_{U,i,\text{avg}}$ bestimmt

$$L \frac{di_{U,i,\sim}}{dt} = -u'_{U,i,\sim} \quad (7.12)$$

Wird die Spannungsbildung im Raumzeigerkalkül betrachtet, so ist $u_{U,i,\sim}$ der Differenzvektor zwischen dem aktuellen Spannungsvektor $\underline{u}_{U,j}$ und $\underline{u}_{U,\text{avg}} = \underline{u}'_{U,\text{avg}}$. Eine genaue Darstellung der Spannungsverhältnisse ist durch die Ersatzschaltungen in Abb.7.2 sowie das Ergebnis der digitalen Simulation nach Abb.7.4, Abb.7.5 und Abb.7.6 gegeben. Die digitale Simulation wurde mit folgenden typischen Parametern durchgeführt:

- Netzphasenspannung: $U_{N,\text{rms}} = 200 \dots 310\text{V}$
- Ausgangsspannung: $U_O = 800\text{V}_{\text{dc}}$
- Ausgangsleistung: $P_O = 10\text{kW}$
- Eingangsinduktivität: $L = 500\mu\text{H}$
- Filterkondensator: $C_F = 2\mu\text{F}$
- Schaltfrequenz: $f_P = 16\text{kHz}$.

Der Eingangsstromregler ist in der Simulation durch einen „Ramp Comparison“ bzw. „Average Current Mode“ PI-Regler realisiert (Abb.7.3). Das Vorsteuersignal m_i enthält eine dritte Harmonische nach (4.5) um den linearen Modulationsbereich maximal ausnutzen zu können. Die Ausgänge sind in der Simulation vereinfachend durch ideale Konstantspannungsquellen realisiert. Der Sollwert für den Stromregler wird im Vergleich zu der in Kapitel 4 vorgestellten Struktur durch zusätzliche Addition der Nullkomponente $i_{0,\text{avg}}$, die zur Änderung der Spannung an den Kondensatoren C mit der dreifachen Netzfrequenz notwendig ist, generiert.

Anmerkung: Die Simulation zeigt, dass die dritte Harmonische von m_i ohne maßgebliche niederfrequente Störung der Netzströme bei $M > 1$ auch entfernt werden könnte; es übernimmt der Integralanteil des PI Phasenstromreglers die Bildung der notwendigen Nullkomponente.

Wie die Simulation zeigt, tritt das Maximum der Rippelstromkomponente $i_{0,\sim}$ beim Maximalwert der Netzspannung auf (Abb.7.10(a)). Die analytische Berechnung ergibt mit guter Übereinstimmung zur Simulation

$$\hat{i}_{o,\sim} = \frac{2}{3} \left(1 - \frac{2}{3} M \right) \left(1 + \frac{M}{2} \right) \frac{U_o T_P}{8L}. \quad (7.13)$$

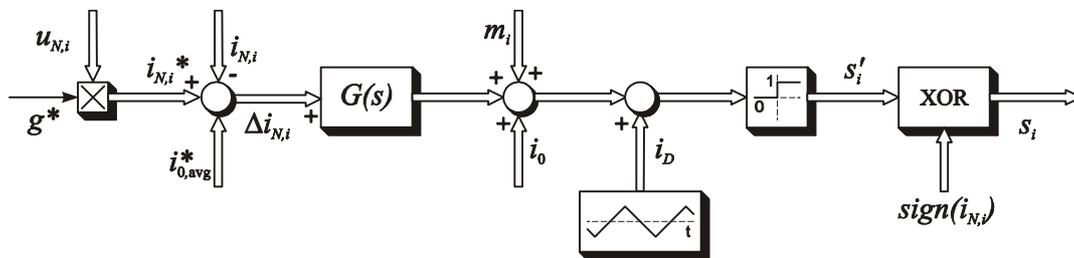


Abb.7.3: Blockschaltbild der der Simulation zugrunde liegenden Regelung des Eingangsstroms in Anlehnung an Abb.4.3. Die Verwendung von drei Trägersignalen i_D zur Phasenstromregelung mit 120° Phasenverschiebung in der Schaltfrequenz resultiert in einer signifikanten Reduktion der schaltfrequenten Komponente $u_{0,\sim}$ von u_0 und daher auch von $i_{0,\sim}$. Dies erhöht jedoch die Gegentaktkomponente $u'_{U,i,\sim}$ der Eingangsphasenspannungen, sodass neben der Erhöhung des Rippels von $i_{U,i}$ auch der Rippel des Netzstroms $i_{N,i}$ erhöht wird.

7.2 Gleichtaktverschiebung der Gleichrichterausgangsspannung

Wie in Kapitel 4 bereits erwähnt, erhöht die Verwendung einer dritten Harmonischen den Aussteuerbereich auf $M = 0 \dots 2/\sqrt{3}$ (4.4). Diese dritte Harmonische führt jedoch zu einer niederfrequenten Verschiebung des Ausgangsspannungsmittelpunkts M in Bezug zum Erdpotential (siehe Abb.7.2(c) und Abb.7.4(c))

$$u_{MN} = u_0, \quad (7.14)$$

da N keine Potentialdifferenz zum Sternpunkt M' des Spannungssystems $u'_{U,i}$ aufweist. D.h. bei jeder Änderung des Schaltzustands des Gleichrichtersystems tritt eine steile Änderung der Gleichtaktspannung auf, was infolge parasitärer Kapazitäten hohe Gleichtaktströme verursacht. Diese Ströme können dann Störungen in der Steuerplatine des Gleichrichtersystems, der Last oder benachbarten Systemen verursachen und müssen dementsprechend durch EMV Filter abgeschwächt werden.

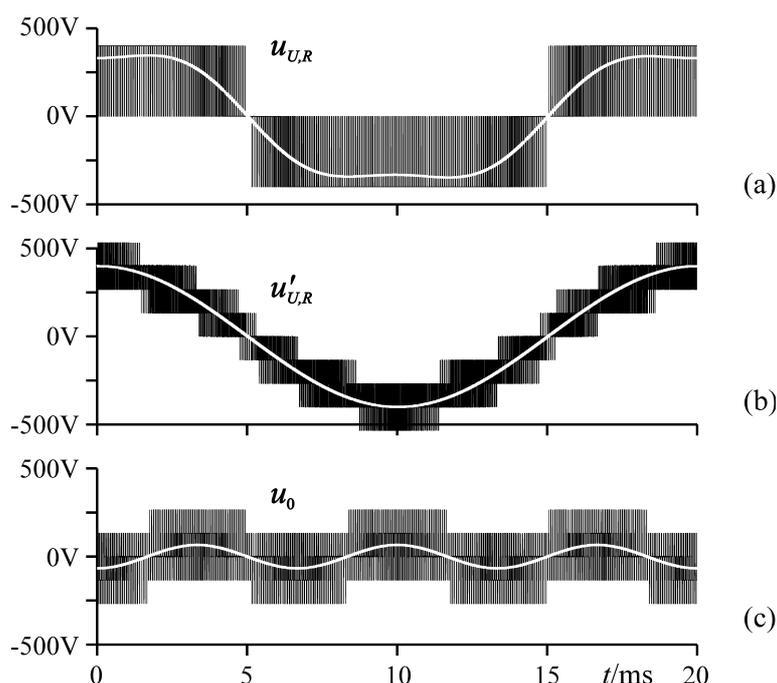


Abb.7.4: Gleichrichtereingangsspannung $u_{U,R}$ und niederfrequenter Anteil $u_{U,R,avg}$ bezogen auf M (a). Strombildende Komponente $u'_{U,R}$ und niederfrequenter Anteil $u'_{U,R,avg}$ bezogen auf M' (b) und (c): Nullkomponente u_0 mit niederfrequentem Anteil $u_{0,avg}$.

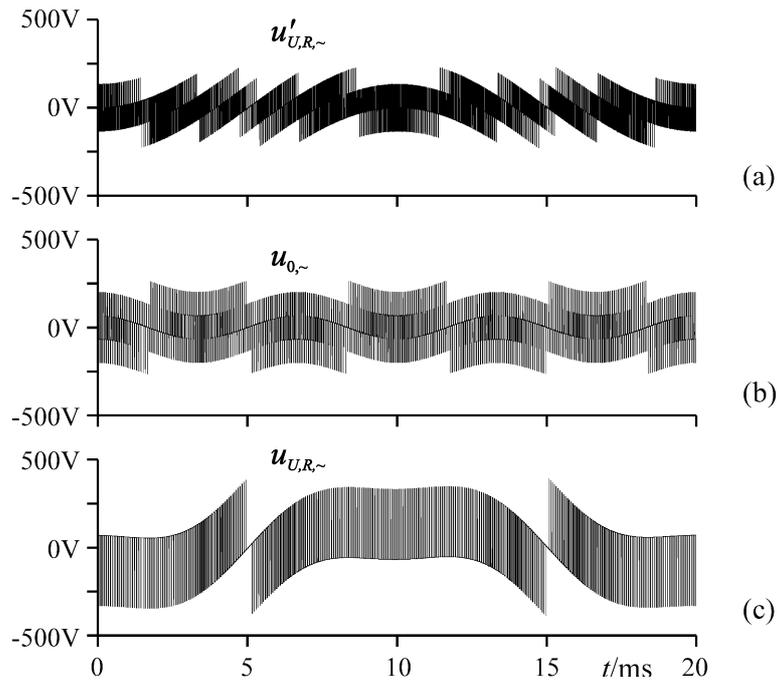


Abb.7.5: Pulsfrequente Komponente $u'_{U,R,~}$ von $u'_{U,R}$, die den Rippel $i_{U,R,~}$ des Eingangsstroms $i_{U,R}$ bestimmt; pulsfrequente Komponente $u_{0,~}$ von u_0 , die für die hochfrequenten Ableitströme verantwortlich ist, und pulsfrequente Komponente $u_{U,R,~}$ von $u_{U,R}$, verantwortlich für den Stromrippel bei Verbindung von M und N .

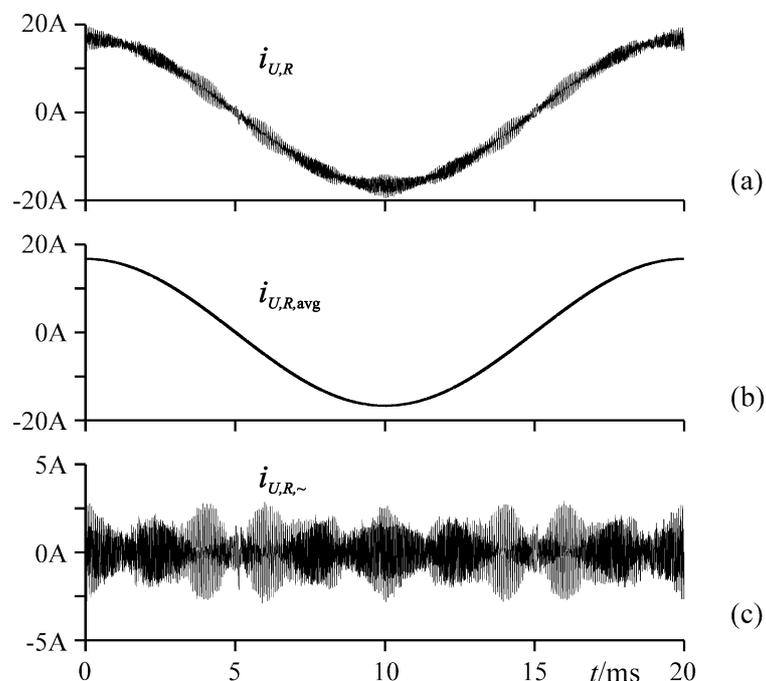


Abb.7.6: Zeitverlauf des Eingangsstroms $i_{U,R}$ (a); netzfrequente Grundschriftungskomponente $i_{U,R,avg}$ (b) und Rippel $i_{U,R,~}$ von $i_{U,R}$ (c).

7.3 Unterdrückung der Gleichtaktausgangsspannung

7.3.1 Direkte Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts mit dem Netzsternpunkt

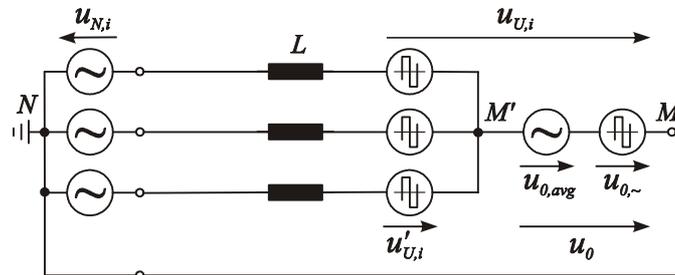


Abb.7.7: Ersatzschaltung des dreiphasigen Pulsleichrichtersystems bei direkter Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts M mit dem Netzsternpunkt N .

Die nahe liegende Methode zur Unterdrückung der Gleichtaktspannung des Ausgangsspannungsmittelpunkts M ist dessen direkte Verbindung mit dem Netzsternpunkt N . Das grundlegende Problem dabei ist jedoch der Umstand, dass Dreiphasenpulsleichrichtersysteme üblicherweise nur mit drei Versorgungsleitungen angeschlossen sind und daher der tatsächliche Netzsternpunkt N nicht zur Verfügung steht. Außerdem würde durch eine derartige Verbindung der Modulationsbereich wieder auf $M = 0 \dots 1$ eingeschränkt. Die Eingangsinduktivitäten L weisen für die dreifache Netzfrequenz eine kleine Reaktanz auf, d.h. die Verbindung von M und N entspricht einem Kurzschluss von $u_{0,avg}$; eine die Aussteuerbarkeit erhöhende Spannung $u_{0,avg}$ ist daher nicht zulässig, da die Nullkomponenten der Ströme hohe Werte annehmen würden. Folglich müsste der Ausgangsspannungswert von $U_O = 650\text{V}$ ($M = 1.1$) auf $U_O = 750\text{V}$ ($M = 0.95$) bei europäischem 400V ($\pm 10\%$) Netz angehoben werden. Die Konsequenz wäre eine erhöhte Spannungsbelastung der verwendeten Leistungshalbleiter und damit verbunden u.a. eine höhere Schaltverlustleistung sowie eine signifikante Erhöhung des Eingangsspannungsrippels. Durch die Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts mit dem Netzsternpunkt geht die Dreiphasigkeit des Systems verloren, es verhält sich dann wie drei einzelne ausgangsseitig parallel geschaltete Einphasensysteme.

7.3.2 Wahl von Schaltzuständen ohne Nullkomponente

Zur Bildung der Gleichrichtereingangsspannung könnten auch ausschließlich Schaltzustände verwendet werden, die keine Nullkomponente aufweisen, das sind $j = (111), (001)$ und (010) im $\pi/3$ -breiten Intervall nach Abb.4.1. D.h. bei Verwendung der Schaltzustandssequenz $(111) - (001) - (010)$ kann ohne wirkliche Verbindung M und N theoretisch $u_0 = 0$ erreicht werden, ein ähnliches Konzept wurde in [85] für dreiphasige Zwei-Level PWM Wechselrichter vorgestellt. Jedoch kann auch hier der Modulationsindex nur $M = 0 \dots 1$ betragen. Außerdem kann der Netzstrom nur in Phase mit der Grundschiwingung der Umrichtereingangsspannung und nicht in Phase mit der Netzspannung geführt werden. Der Rippel wird sich bei gleich bleibender Eingangsinduktivität und Schaltfrequenz signifikant vergrößern, da die verwendeten Raumzeiger für die Modulation nicht optimal sind.

Den Hauptnachteil stellt aber der Umstand dar, dass schaltfrequente Komponenten von u_0 nur für ideal synchrones Schalten der Leistungstransistoren in den Brückenzeigen vermieden werden können, d.h. bei direktem Schalten von z.B. (111) nach (001) . Aufgrund von kleinen Differenzen in den Totzeiten der Gateansteuerung sowie unterschiedlichen Schaltzeiten, z.B. zufolge unterschiedlichem Schaltstrom der Halbleiter (unterschiedliche Netzphasenströme), treten praktisch Übergangschaltzustände, z.B. (011) , mit einer Gleichtaktkomponente $u_o = \frac{1}{6}U_o$ auf. Es werden dann zwar die niederfrequenten Anteile des Spektrums im Bereich der Schaltfrequenz reduziert, nicht jedoch die hochfrequenten, die durch den Spannungsanstieg bestimmt werden.

7.3.3 Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts mit einem künstlichen kapazitiven Netzsternpunkt

Zur Unterdrückung des schaltfrequenten Rippelstroms im Netz bei bestehender Verbindung von M und N werden Filterkondensatoren C_F am Eingang des Systems notwendig. Es liegt daher auf der Hand, die schaltfrequente Gleichtaktspannung am Ausgang durch Verbindung des künstlichen Sternpunkts N' mit M statt mit dem tatsächlichen Sternpunkt N zu unterdrücken (Fig.1 in [86]). Ein ähnliches Konzept wurde in [87] und [88] für ein PWM Wechselrichtersystem und in [84] für einen herkömmlichen PWM Gleichrichter vorgestellt.

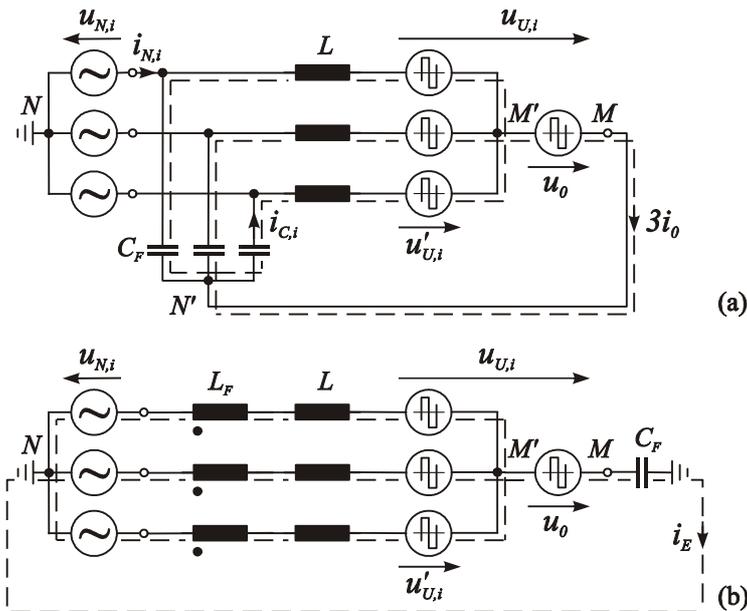


Abb.7.8: Ersatzschaltung des Pulsleichrichtersystems nach Abb.7.1 (a) und herkömmliche Gleichtaktstörung (b), am einfachsten realisiert durch einen Kondensator C_F , der den Ausgangsspannungsmittelpunkt M mit Erde verbindet, und eine dreiphasige Gleichtaktinduktivität L_F in Serie mit L . Die Ableitstrompfade sind durch strichlierte Linien dargestellt.

Die Ersatzschaltung des resultierenden Systems ist in Abb.7.8 dargestellt. Die verbleibende Gleichtaktspannung $u_{MN} = u_{N'N}$ ist idealerweise die Nullspannung - $U_0(j\omega)$, multipliziert mit der Übertragungsfunktion des Tiefpassfilters, gebildet aus den Eingangsinduktivitäten L und den Filterkondensatoren C_F .

$$U_{MN}(j\omega) = \frac{1}{1 - (\omega/\omega_0)^2} U_0(j\omega) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_F}} \quad (7.15)$$

Setzt man die Grenzfrequenz ω_0 deutlich unter die Schaltfrequenz f_p , dann werden die schaltfrequenten Harmonischen, verursacht durch $U_{0,\sim}(j\omega)$, die für die Gleichtaktstörungen besonders kritisch sind, in der Gleichtaktspannung $U_{MN}(j\omega)$ unterdrückt (vergleiche Abb.7.4(c) und Abb.7.9(b)). Der niederfrequente Anteil $U_{0,avg}(j\omega)$ von $U_0(j\omega)$ liegt in einer ersten Näherung unverändert an den Kondensatoren C_F (siehe Abb.7.9(a)) an. Dieser niederfrequente Anteil $u_{0,avg}$ nach (4.5) führt zu einem Strom mit der Amplitude

$$\hat{I}_{0,avg} \approx \frac{1}{2} \hat{U}_N \omega_N C_F, \quad (7.16)$$

wobei ω_N der Kreisfrequenz des Netzes entspricht. Unter der vereinfachenden Annahme, dass die Kondensatoren C_F für den schaltfrequenten Anteil der Spannung $u_{0,\sim}$ einen Kurzschluss darstellen, ergibt sich infolge von $u_{0,\sim}$ ein zusätzlicher Rippelstrom $i_{0,\sim}$ in den Eingangsinduktivitäten. Dieser ergibt sich zu

$$L \frac{di_{0,\sim}}{dt} \approx -u_{0,\sim}. \quad (7.17)$$

Der gesamte Rippelstrom in den Eingangsinduktivitäten $i_{U,i,\sim} = i'_{U,i,\sim} + i_{0,\sim}$ wird deswegen durch

$$-u_{U,i,\sim} = -(u'_{U,i,\sim} + u_{0,\sim}) \quad (7.18)$$

bestimmt, d.h. durch den gesamten schaltfrequenten Anteil der Gleichrichter-eingangsspannung $u_{U,i}$ bezogen auf den Ausgangsspannungsmittelpunkt M (siehe Abb.7.5(c), Abb.7.10(c) und (d)) und nicht nur durch $u'_{U,i,\sim}$, wie es der Fall ist, wenn der Ausgangsspannungsmittelpunkt nicht mit N' verbunden ist (siehe (7.12)). Der Netzstrom selbst ist bei vernachlässigbarer innerer Netzimpedanz durch die Kondensatoren C_F und die Verbindung von N' und M idealerweise nicht beeinflusst, d.h. sein Zeitverhalten

$$i_{N,i,\sim} = i'_{U,i,\sim} \quad (7.19)$$

wird immer noch durch $u'_{U,i,\sim}$ bestimmt (vergleiche Abb.7.6(a) und Abb.7.10(b)) und bleibt mit Ausnahme der Nulldurchgänge der Phasenströme unverändert. Außer den Komponenten $i_{0,\text{avg}}$ und $i_{0,\sim}$ fließt in den Kondensatoren C_F eine weitere Stromkomponente, die durch die Netzspannung hervorgerufen wird

$$i_{C,1,i} = -C \frac{du_{N,i}}{dt}, \quad (7.20)$$

der gesamte Kondensatorstrom ergibt sich demgemäß zu

$$i_{C,i} = i_{C,1,i} + i_{0,\text{avg}} + i_{0,\sim}. \quad (7.21)$$

Es ist wichtig hervorstreichen, dass wegen der vergleichsweise kleinen Kondensatorwerte C_F entsprechend (7.16) die Nullkomponente $i_{0,\text{avg}}$ infolge der dritten Harmonischen $u_{0,\text{avg}}$ im Gegensatz zur direkten Verbindung von M und N kleine Werte aufweist. Dies bedeutet, dass trotz einer beträchtlichen Reduktion der pulsfrequenten Gleichtaktausgangsspannung der erweiterte Modulationsbereich $M = 0 \dots 2/\sqrt{3} \approx 1.15$ wie bei offenem Ausgangsspannungsmittelpunkt M zur Verfügung steht.

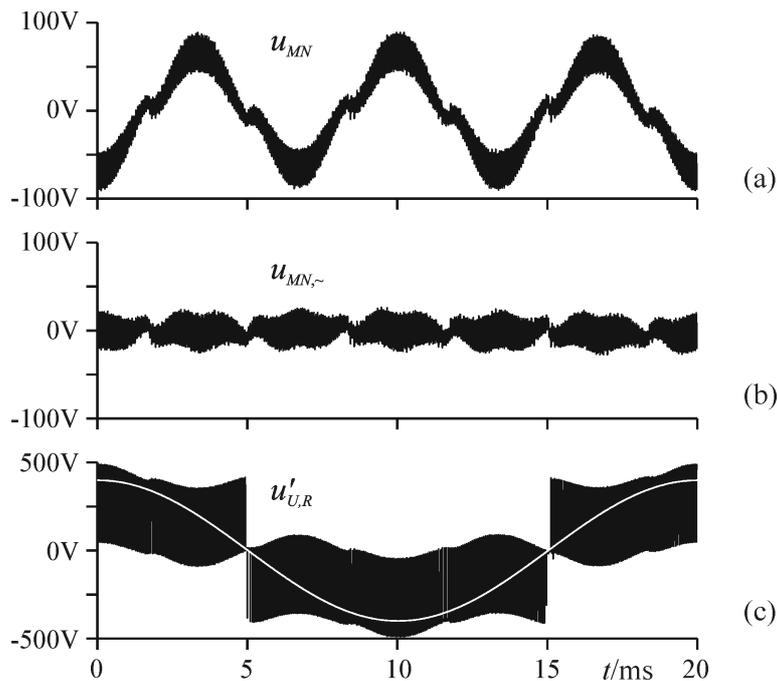


Abb.7.9: Simuliertes Zeitverhalten der charakteristischen Spannungen innerhalb einer Netzperiode bei Verbindung von M und N . (a): verbleibende Gleichtaktspannung u_{MN} ; (b): deren schaltfrequenter Anteil $u_{MN,\sim}$; (c): Gleichrichtereingangsspannung $u'_{U,R}$ mit dem netzfrequenten Grundschwingungsanteil $u'_{U,R,avg}$.

Der Hauptunterschied dieser Methode im Vergleich zu herkömmlicher Gleichtaktfilterung ist, dass der Strompfad zum Kurzschluss des Stroms i_0 nicht über Erde, sondern direkt über eine Schaltverbindung zum Ausgangsspannungsmittelpunkt M erfolgt (Abb.7.8), d.h. der Kapazitätswert C_F wird nicht durch einschlägige Normen betreffend den maximal zulässigen Ableitstrom begrenzt. Auch der Ripplestrom $i_{0,\sim}$ der Gleichrichtereingangsströme $i_{U,i}$ tritt nicht im Netz auf, d.h. eine explizite Gleichtaktentstörinduktivität muss nicht vorgesehen werden. Soll der Ripplestrom in den Eingangsinduktivitäten zwecks Reduktion der Verluste der Eingangsinduktivitäten oder der Ausschaltverluste der Leistungshalbleiter reduziert werden, so kann dies auch über eine Vergrößerung des Induktivitätswerts anstelle einer schwierig fertigbaren, dreiphasigen Gleichtaktinduktivität erreicht werden. Dies führt dann auch zu einer weiteren Reduktion des Netzstromrippels $i_{N,i,\sim} = i'_{U,i,\sim}$. Im Gegensatz dazu muss bei Gleichtaktfilterung nach Abb.7.8(b) wegen der kleinen Kapazitätswerte von C_F infolge des maximal zulässigen Ableitstroms jedenfalls eine Gleichtaktinduktivität L_F vorgesehen werden.

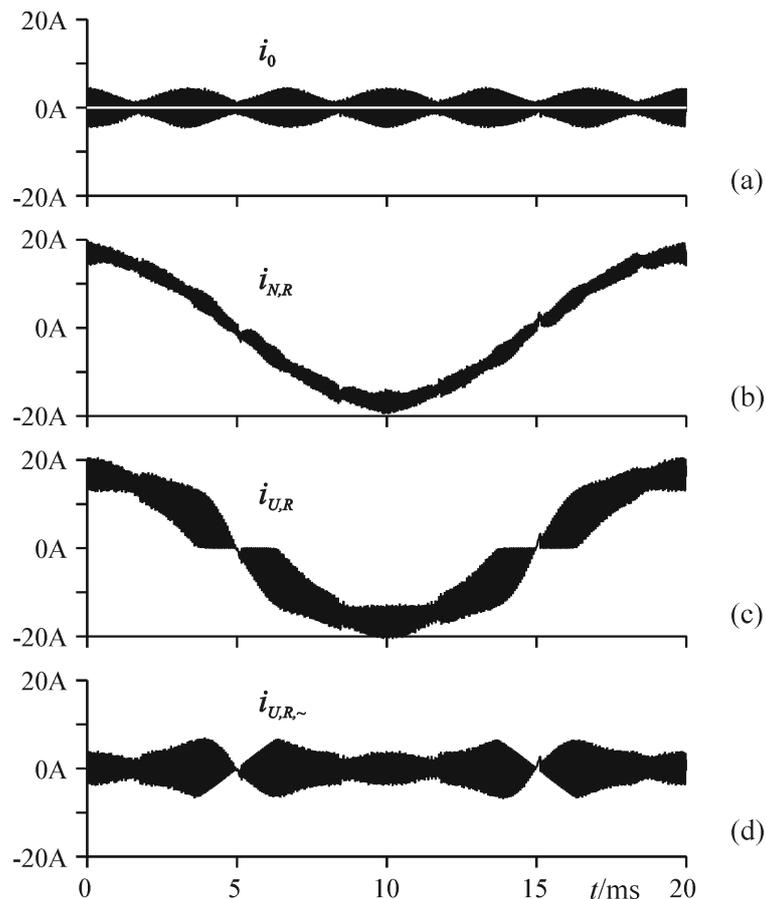


Abb.7.10: Simuliertes Zeitverhalten der charakteristischen Ströme innerhalb einer Netzperiode bei Verbindung von M und N^* . (a): Nullstrom i_0 und niederfrequenter Anteil $i_{0,avg}$; (b): Netzstrom $i_{N,R}$; (c): Gleichrichtereingangsstrom $i_{U,R}$ und (d) Rippel des Gleichrichtereingangsstroms $i_{U,R,\sim}$.

7.3.4 Dimensionierung der Sternpunkt-kondensatoren

Unter Berücksichtigung der Strombelastung der Leistungshalbleiter und der passiven Komponenten muss der Kapazitätswert der Kondensatoren C_F so gewählt werden, dass der Stromanteil infolge der dritten Harmonischen zur Erhöhung des Modulationsbereichs klein im Vergleich zum Netzstrom bei Nennlast bleibt:

$$C_F < \frac{2\hat{I}_{0,avg}}{\hat{U}_N \omega_N}. \quad (7.22)$$

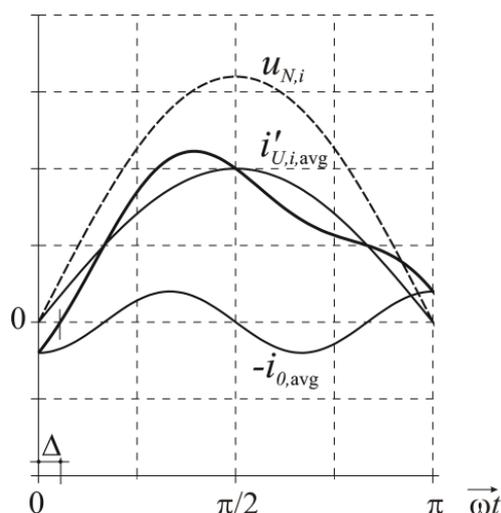


Abb.7.11: Simuliertes Zeitverhalten der Netzphasenspannung $u_{N,i} \approx u'_{U,i,avg}$, zugehörige Eingangsstromgrundschwingung $i'_{U,i,avg}$ und Stromkomponente $-i_{0,avg}$. Innerhalb des Winkelintervalls der Breite Δ hat die niederfrequente Komponente $i'_{U,i,avg} - i_{0,avg}$ und die Spannung $u'_{U,i,avg} + u_{0,avg}$, die am Eingang des Brückenzeigs gebildet werden muss, unterschiedliches Vorzeichen. Dies resultiert in einer Störung der idealen Form von $u_{0,avg}$ (Abb.7.9(a)).

Zusätzlich muss beachtet werden, dass eine Phasenverschiebung zwischen dem Nulldurchgang der zu bildenden Umrichtereingangsspannung $u'_{U,avg}$ und dem gesamten Eingangsphasenstrom existiert, da $i_{0,avg}$ in Bezug zu $u_{0,avg}$ eine Phasenverschiebung von 90° aufweist. Dies resultiert in Intervallen, mit negativem Eingangsstrom $i_{U,i}$ und benötigter positiver Eingangsspannung $u_{U,i}$ bzw. $u_{U,i,avg}$ und umgekehrt. Zuzufolge der Abhängigkeit der Eingangsspannung vom Eingangsstrom (4.1) tritt nun eine Störung der Spannungsnullkomponente u_0 innerhalb dieses Winkelintervalls auf. Dieses Winkelintervall kann in erster Näherung unter Vernachlässigung des Eingangsstromrippels mit

$$\Delta = \frac{1}{9} \left(\sqrt{\left(\frac{\hat{I}_N}{\hat{I}_{0,avg}} \right)^2 + 18} - \frac{\hat{I}_N}{\hat{I}_{0,avg}} \right) \quad (7.23)$$

errechnet werden, und erhöht sich mit kleiner werdendem Grundschwingungsspitzenwert $\hat{I}_U \approx \hat{I}_N$ und größer werdendem Kapazitätswert C_F . Der maximal zulässige Kapazitätswert für ein gegebenes Intervall Δ_{max} errechnet sich mit

der Annahme einer minimalen Eingangsleistung bzw. eines minimalen Eingangsstroms $\hat{I}_{N,\min}$ zu

$$C_F < \frac{2\hat{I}_{N,\min}}{\omega_N \hat{U}_N \left(\frac{1}{\Delta_{\max}} - \frac{9}{2} \Delta_{\max} \right)}. \quad (7.24)$$

Auch für Einhaltung der beiden Grenzwerte (7.22) und (7.24) für C_F , erhält man eine ausreichende Abschwächung von u_0 nach (7.15).

Zur Vermeidung von Resonanzerscheinungen der Eingangsinduktivitäten L mit den Kondensatoren C_F , z.B. bei Lastsprüngen, wird am einfachsten ein Dämpfungswiderstand $R_D > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ verwendet, wobei für die Beibehaltung der Filtercharakteristik für hohe Frequenzen ein Parallelkondensator C_D eingesetzt wird (Abb.7.12(a)). Die Grenzfrequenz ist typisch $\frac{1}{R_D C_D} > \frac{3}{\sqrt{LC}}$.

Alternativ dazu kann parallel zu C_F eine RLC Serienschaltung verwendet werden [88]. Ein $R_D C_D$ Dämpfungsnetzwerk parallel zu C_F ($C_D \gg C_F$) ist nicht empfehlenswert, da sich der kapazitive Anteil von $i_{U,i}$ erheblich erhöhen würde.

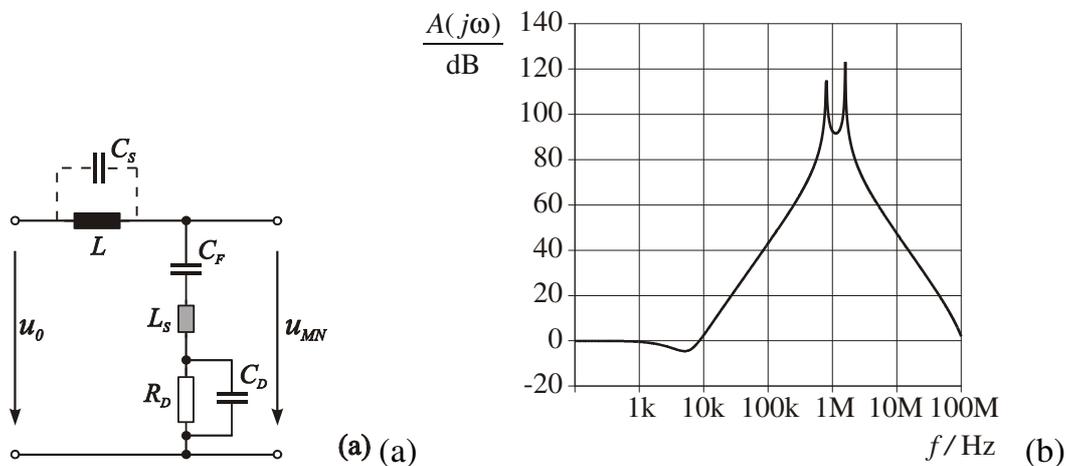


Abb.7.12: Ersatzschaltung (a) und Frequenzgang (b) der Dämpfung $A(j\omega)$ des Gleichtaktfilters mit Berücksichtigung der Dämpfungsschaltung bestehend aus R_D und C_D , der parasitären Kapazität C_S der Eingangsinduktivitäten L und der parasitären Serieninduktivität L_S des Filterkondensators C_F . Parameter: $L = 700\mu\text{H}$, $C_F = 2\mu\text{F}$, $R_D = 30\Omega$, $C_D = 0.2\mu\text{F}$, $C_S = 70\text{pF}$, $L_S = 15\text{nH}$ (L_S und C_S wurden messtechnisch ermittelt).

Bei hohen Frequenzen $f > 0.5 \dots 1\text{MHz}$ wird die Filtercharakteristik stark durch die parasitären Eigenschaften der Komponenten, wie z.B. die Wicklungskapazität C_S der Eingangsinduktivität oder die Verdrahtungsinduktivität L_S der Filterkondensatoren, beeinflusst (Abb.7.12(b)). Bei $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_S}}$ tritt Parallelresonanz im Serienzweig und bei $\omega_2 \approx \frac{1}{\sqrt{L_S C_F}}$ Serienresonanz im Parallelzweig des Filters, entsprechend einem Pol der Dämpfung $A(j\omega) = U_0(j\omega) / U_{MN}(j\omega)$ der Nullspannung, auf. Bei Frequenzen $\omega > \omega_2$ vermindert sich die Dämpfung bei steigender Frequenz, da das Filter nur mehr durch L_S und C_S bestimmt wird und daher Hochpasscharakteristik aufweist bzw. nicht mehr als Tiefpass wirkt. Daher ist die örtliche Anordnung der Filterkondensatoren im Pulsgleichrichtersystem von besonderer Bedeutung, um die Länge der Verdrahtungsleitungen des Filters zwischen den Phasen und dem Ausgangsspannungsmittelpunkt M und daher die Induktivität L_S zu minimieren.

7.3.5 Einfluss des Filters auf die Bauteilbelastung

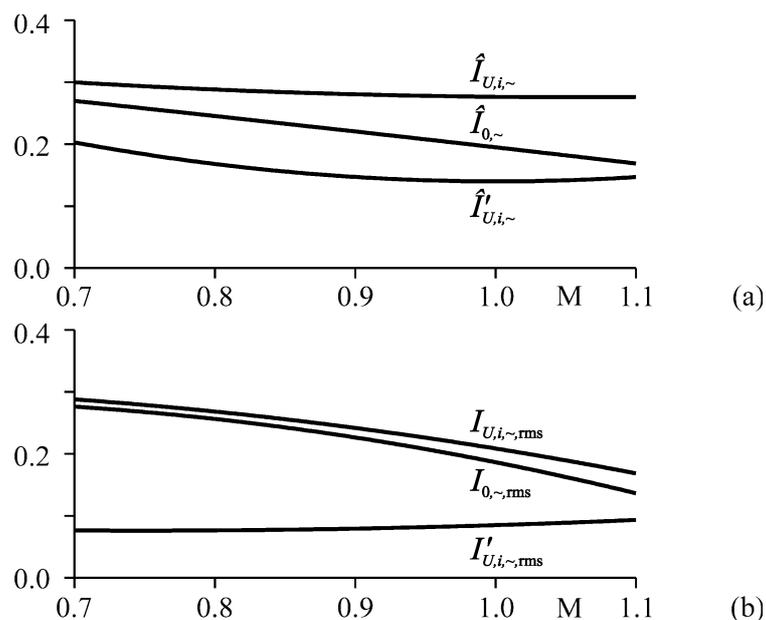


Abb.7.13: Abhängigkeit der Spitzenwerte (a) und der Effektivwerte (b) der Ripplestromkomponenten $i_{U,i,\sim}$, $i'_{U,i,\sim}$ und $i_{0,\sim}$ vom Modulationsindex M .

Der Ripple des Eingangsstromes $i_{U,i,\sim}$ nimmt durch die Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts M mit dem künstlichen Sternpunkt N' zu. Um diese Erhöhung quantifizieren zu können, sind in Abb.7.13 der Maximalwert und der Effektivwert des gesamten Ripples $i_{U,i,\sim}$ und der Ripplestromkomponenten $i'_{U,i,\sim} = i_{N,i,\sim}$

und $i_{0,\sim}$ in normierter Form in Abhängigkeit vom Modulationsindex M dargestellt. Der Normierungsfaktor

$$I_r = \frac{U_o T_P}{8L} \quad (7.25)$$

entspricht dem Maximalwert des Stromrippels in der Induktivität L bei Verwendung eines symmetrischen Rechtecksignals mit 50% Tastverhältnis und der Pulsfrequenz f_P .

Für die Dimensionierung der Filterkondensatoren C_F nach der Strombelastung kann man in erster Näherung vom Effektivwert $I_{0,\sim,rms}$ ausgehen und $i_{0,avg}$ sowie $i_{C,1,N}$ vernachlässigen.

7.4 Experimentelle Analyse

Um die theoretischen Überlegungen zu verifizieren wurden EMV Messungen an einem Prototypen des Pulsleichrichtersystems durchgeführt. Die Nennwerte des Systems entsprechen jenen der digitalen Simulation mit Ausnahme einer Schaltfrequenz von $f_P = 25\text{kHz}$ anstatt 16kHz . Das System wurde ohne Schirmung und mit ohmscher Last auf der Gleichspannungsseite betrieben.

Im Vergleich zum offenen Ausgangsspannungsmittelpunkt M (siehe Abb.7.14(a)) resultiert die Verbindung von M mit dem künstlichen Sternpunkt N' in einer Verminderung des Störpegels um ca. 20dB (Quasispitzenwertmessung, Abb.7.14(b)). Der untere Teil des Spektrums zeigt die auftretenden Harmonischen der Schaltfrequenz. Bei höheren Frequenzen werden die parasitären Eigenschaften der Filterkomponenten dominant, was die Verbesserungen der vorgestellten EMV Maßnahmen wieder zunichte macht.

Wird nun zusätzlich der Kühlkörper an den Ausgangsspannungsmittelpunkt M angeschlossen, können die hochfrequenten Störströme besser im System gehalten werden (Abb.7.15) und diese fließen nicht zum Erdpotential ab. Die EMV Störungen werden dann auch ohne zusätzliches EMV Filter im relevanten Frequenzbereich von $150\text{kHz} \dots 30\text{MHz}$ beinahe unter den Grenzwert der Klasse A gezwungen bzw. ist Konformität mit CISPR 11 gegeben.

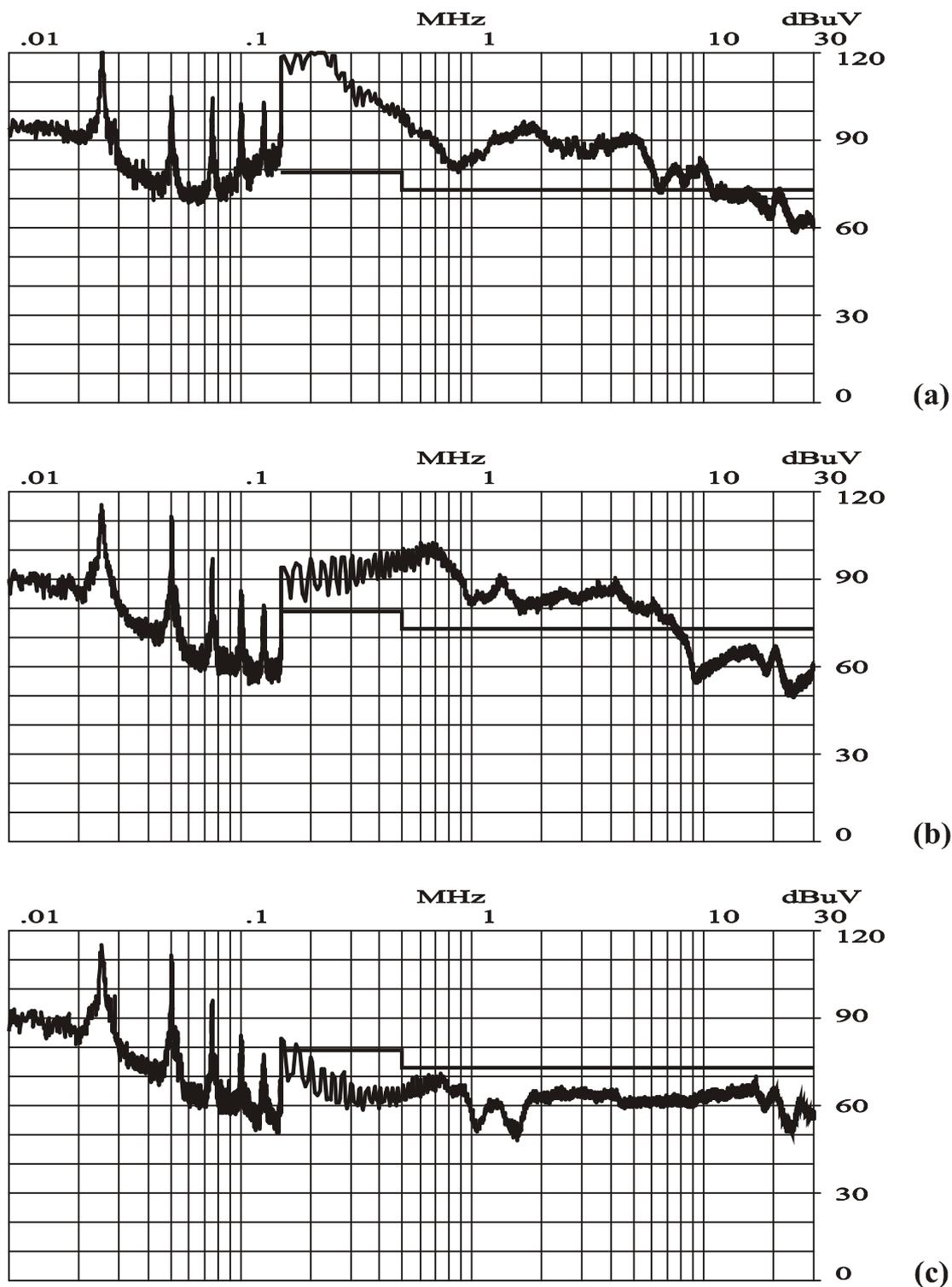


Abb.7.14: Ergebnis der EMV Messung nach CISPR 11 mit unterschiedlichen Verbindungen von Ausgangsspannungsmittelpunkt M , künstlichem Sternpunkt N' und Kühlkörper. (a): ohne Verbindung von M und N' , Kühlkörper an Erde, (b): M verbunden mit N' , Kühlkörper an Erde, (c): M und Kühlkörper verbunden mit N' .

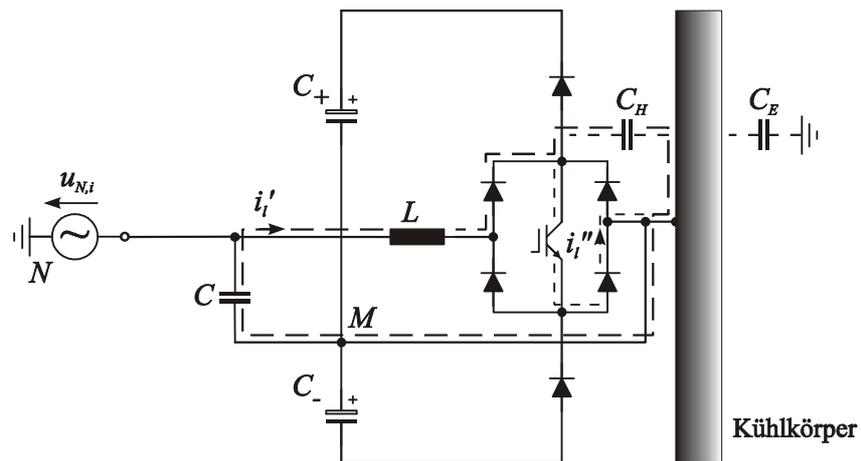


Abb.7.15: Pfad der Störströme bei Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunktes M mit dem Kühlkörper. Störstrompfad i'_i beim Ausschalten, i''_i für das Einschalten des Leistungstransistors S_i . Die hochfrequenten Störströme werden im System gehalten und fließen nicht über C_E ab.

Kapitel 8

DC/DC Ausgangsstufe

Die wenigsten Anwendungen benötigen direkt die hohe Ausgangsspannung von typischerweise $U_o = 700 \dots 800\text{V}$, die das gegenständliche hochsetzstellerbasierte Pulsleichrichtersystem liefert. Speziell bei Telekomstromversorgungen ist eine galvanische Trennung und ein Tiefsetzen der Ausgangsspannung auf typisch 48V notwendig. In diesem Abschnitt sollen daher theoretische Überlegungen zur Realisierung einer passenden Konverterstufe und eine praktische Realisierung einer ausgewählten Schaltungstopologie präsentiert werden. Die DC/DC Ausgangsstufe soll für folgende Betriebsbedingungen dimensioniert werden:

- Eingangsspannung: 800V
- Ausgangsspannung: 48V (46V ... 56V)
- Ausgangsleistung: 10kW.

Das finale System soll eine hohe Leistungsdichte sowie einen möglichst hohen Wirkungsgrad aufweisen. Außerdem sollen folgende Randbedingungen beachtet werden:

- Minimale Komplexität des Leistungsteils, d.h. es soll auf aufwändige aktive Schaltentlastungen verzichtet werden.
- Hohe immanente Systemzuverlässigkeit, d.h. die Möglichkeit von Transformatorsättigung oder Brückenkurzschluss durch Steuer- bzw. Regelfehler soll ausgeschlossen sein.
- Die Leistungshalbleiter sollen zur Pulsleichrichtereingangsstufe passen, d.h. auch hier sollen schnelle 600V IGBTs verwendet werden.

8.1 Auswahl der Konvertertopologie

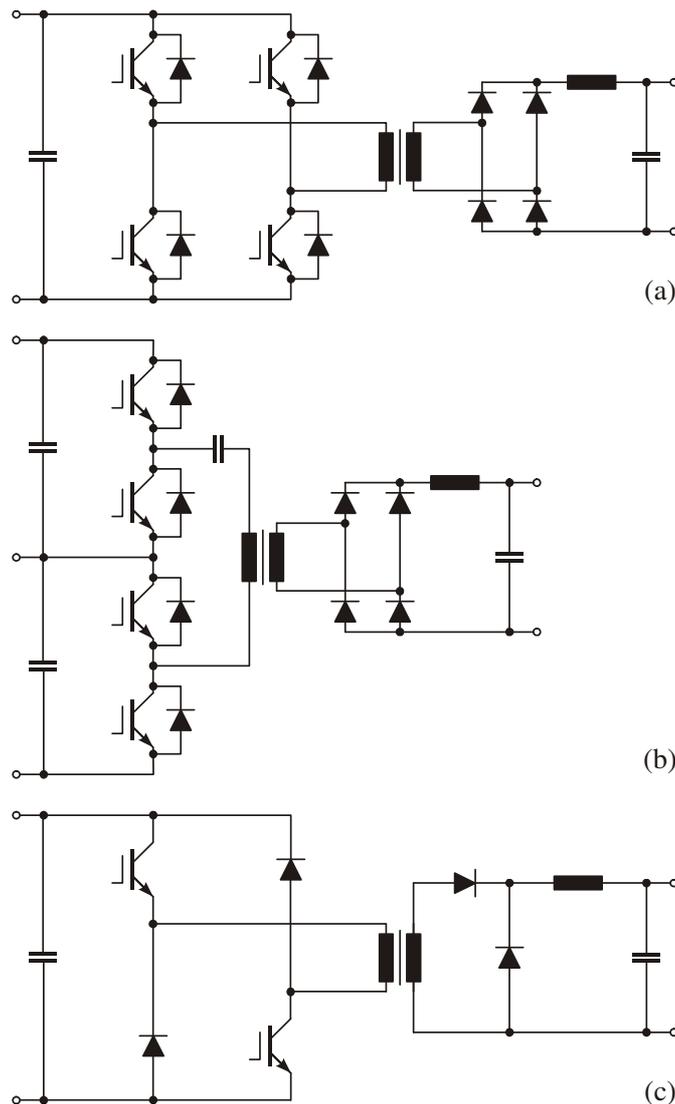


Abb.8.1: Mögliche Schaltungstopologien des DC/DC Konverters. Vollbrückenschaltung mit Brückengleichrichter am Ausgang (a), Serienschaltung aus zwei Halbbrückenschaltungen mit gemeinsamem Transformator (b) und asymmetrische Halbbrückenschaltung (c).

Die DC/DC Ausgangsstufe könnte z.B. durch eine Vollbrückenschaltung (vgl. Abb.8.1(a)) realisiert werden, wobei aber die o.a. Forderung nach der hohen immanenten Systemzuverlässigkeit, d.h. der Unmöglichkeit von Transformator-sättigung oder Brückenkurzschluss, nicht erfüllt werden kann. Die DC/DC Ausgangsstufe könnte mit IGBTs mit einer Spannungsfestigkeit von 600V realisiert werden, wenn eine primärseitige Serienschaltung von zwei Vollbrückenschaltungen

eingesetzt wird. Sekundärseitig wäre wegen des hohen Ausgangsstroms von bis zu 210A eine Parallelschaltung der beiden DC/DC Konverter zu bevorzugen.

Eine mögliche Alternative stellt die in Abb.8.1(b) [89] dargestellte Struktur dar, wobei die Komplexität gegenüber zwei in Serie geschalteter Vollbrückenschaltungen wesentlich geringer ist. Vorteilhafterweise können hier IGBTs mit einer Sperrspannungsfestigkeit von 600V eingesetzt werden. Als Nachteil ist auch hier zu erwähnen, dass die Forderung nach der Verhinderung eines Brückenkurzschlusses oder von Transformatorsättigung nicht erfüllt werden kann.

Eine weitere Möglichkeit stellt die asymmetrische Halbbrückenschaltung Abb.8.1(c) dar. Ein Brückenkurzschluss durch Ansteuerfehler ist bei dieser Topologie nicht möglich und Transformatorsättigung kann einfach durch eine Tastverhältnisbegrenzung von $\delta < 50\%$ verhindert werden. Allerdings wird bei dieser Struktur der Transformator nur unidirektional magnetisiert, d.h. im Vergleich zu den vorher erwähnten Topologien wird der ferromagnetische Kern auf den ersten Blick schlechter ausgenutzt. Diese schlechtere Ausnutzung ist aber keineswegs ein Faktor zwei, da bei den vorangegangenen Topologien einerseits eine gewisse Reserve zur Vermeidung der Kernsättigung eingehalten werden muss und andererseits evtl. die Eisenverluste im Kern der begrenzende Faktor für die Magnetisierung sind. Bei der gegenständlichen Realisierung wurde eine maximale Induktion von $B_{max} = 300\text{mT}$ gewählt, den Transformator für eine Vollbrückenschaltung könnte man z.B. für eine maximale Induktion von 200mT, d.h. einen bidirektionalen Induktionshub von 400mT, dimensionieren. Damit ergibt sich für die asymmetrische Halbbrückenschaltung eine schlechtere Ausnutzung des Eisens von nur 25%.

Die Konverterstruktur, die nach o.a. Ausführungen ausgewählt wurde, ist in Abb.8.2 abgebildet. Um Leistungshalbleiter mit einer Sperrspannungsfestigkeit von nur 600V bei einer Pulsleichrichterausgangsspannung von 800V verwenden zu können, müssen auf der Eingangsseite zwei Konvertersysteme (*a* und *b*) in Serie geschaltet werden. Die Ausgänge der Konvertersysteme sind an der Freilaufdiode parallel geschaltet, damit der hohe Ausgangsstrom (208A) erzeugt werden kann [90]. Die Transformatoren werden unidirektional magnetisiert und benötigen keine Mittelanzapfung. Vorteilhafterweise benötigt das System nur eine Ausgangsinduktivität L [91], d.h. es muss kein Zusatzaufwand zur Symmetrierung des Ausgangsstromes zwischen beiden Konvertersystemen betrieben werden. Der Ausgangsstromrippel wird durch in der Schaltfrequenz um 180° verschobenen Betrieb der Einzelsysteme minimiert.

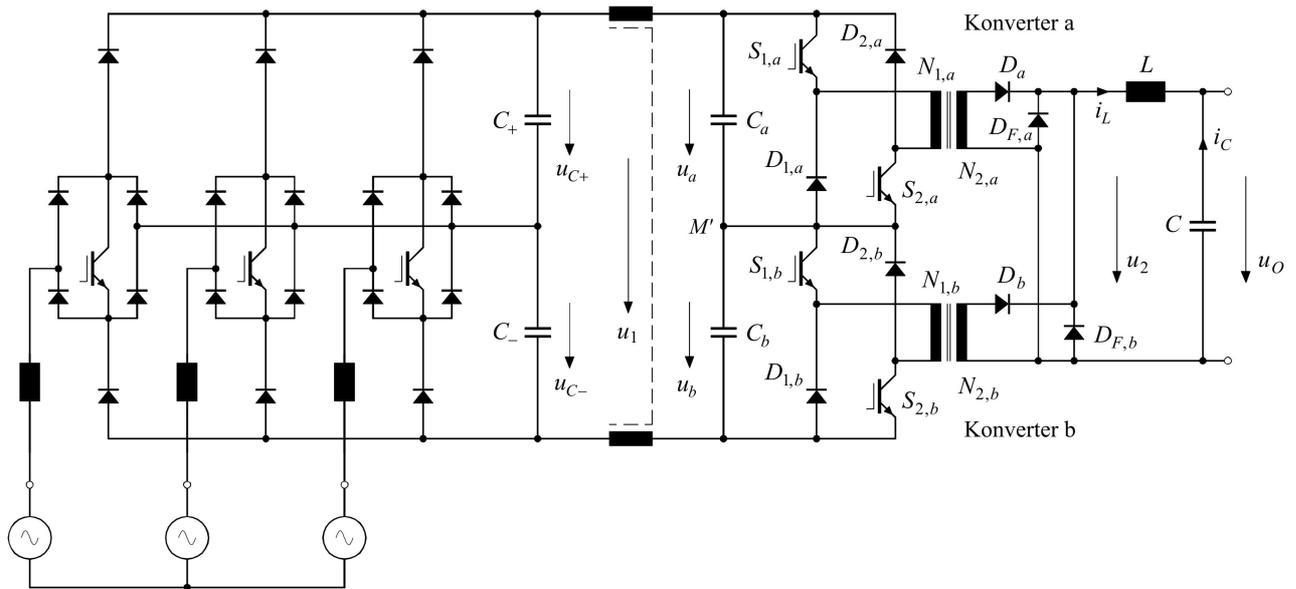


Abb.8.2: Pulsgleichrichtersystem mit DC/DC Ausgangsstufe realisiert durch zwei auf der Eingangsseite in Serie, auf der Ausgangsseite parallel geschaltete Einzelkonverter.

Die ausgangsseitige Parallelschaltung hätte alternativ nicht an den Freilaufdioden D_F , sondern auch an den Ausgangsklemmen erfolgen können. Im Folgenden sollen diese beiden Möglichkeiten kurz verglichen werden. Für gegebenen Drosselstromrippel bzw. Ausgangskondensatorstromrippel $i_{C,p-p} = \Delta i_{L,p-p}$ ergibt sich für den Konverter mit einer Ausgangsinduktivität L_I ein Wert von:

$$L_1 = \frac{1}{\Delta i_{L,p-p}} \cdot \frac{u_O(1-2\delta)}{2f_P}. \quad (8.1)$$

Für einen Konverter mit zwei Ausgangsinduktivitäten (L_2) ergibt sich ein Induktivitätswert von

$$L_2 = \frac{1}{\Delta i_{L,p-p}} \cdot \frac{u_O(1-\delta)}{f_P}. \quad (8.2)$$

Um die gleiche Kondensatorstrombelastung für einen Konverter mit zwei Ausgangsinduktivitäten zu erhalten, ergibt sich unter Zuhilfenahme von Abb.8.3(e) folgende Bedingung:

$$\Delta i_{L,p-p} = \frac{1-\delta}{1-2\delta} \cdot i_{C,p-p}. \quad (8.3)$$

Folglich beträgt das Verhältnis der Induktivitätswerte zwischen den beiden Alternativen:

$$L_2 = 2L_1 \quad (8.4)$$

unabhängig von den Betriebsbedingungen. Da jedoch der Strom bei der Struktur mit zwei Ausgangsinduktivitäten nur halb so groß ist, muss in beiden Fällen die gleiche magnetische Energie gespeichert werden.

Der Nachteil im Fall der Lösung mit zwei Ausgangsinduktivitäten ist, dass der Rippel des Drosselstroms höher ist und damit auch der Strom, der auf der Primärseite des Trafos durch die Leistungshalbleiter abgeschaltet werden muss. Für ein typisches Tastverhältnis $\delta = 0.4$ ist der Rippel des Drosselstroms dreimal so hoch wie bei der Lösung mit nur einer Ausgangsinduktivität; da der mittlere Ausgangsstrom aber nur halb so groß ist, ist der relative Rippel sechsmal so groß, d.h. der Strom, der auf der Primärseite abgeschaltet werden muss, steigt von 105% auf 130%, was sich negativ auf die Schaltverluste und die transienten Ausschaltüberspannungen auswirkt. Außerdem erhöhen sich bei Verwendung von eisenartigen Kernen bei der Ausgangsinduktivität die Eisenverluste trotz der geringen effektiven Frequenz massiv. Der Vorteil bei der Verwendung von zwei Ausgangsinduktivitäten ist die geringere Strombelastung der Gleichrichterioden D_a und D_b .

Tab.8.1 zeigt einen Vergleich der Induktivitätswerte, Drosselströme, der mittleren Strombelastungen und der maximalen Spannungsbeanspruchungen für die gegenständliche Anwendung. Bei Verwendung von nur einer Ausgangsinduktivität könnte die Freilaufdiode vorteilhafterweise durch eine Schottkydiode mit 100V Spannungsfestigkeit realisiert werden. Die Vorteile der Lösung mit nur einer Ausgangsinduktivität überwiegen in diesem Fall, weshalb diese Struktur zur Anwendung kommt. Bei der praktischen Realisierung wurde jedoch darauf verzichtet für den Freilaufkreis Schottkydioden zu verwenden.

8.2 Symmetrierung der Eingangsteilspannungen

Die Serienschaltung der beiden Konvertersysteme a und b auf der Eingangsseite bedingt die Sicherstellung der gleichen Aufteilung der Gesamtspannung im gesamten Betriebsbereich, da die verwendeten Halbleiter eine Spannungsfestigkeit von nur 600V aufweisen. Es soll daher geklärt werden, ob sich die Teilspannungen der beiden Realisierungsalternativen bei auftretenden Unsymmetrien von selbst stabilisieren.

	Eine Ausgangsind.		Zwei Ausgangsind.	
Ausgangsinduktivität	L	10 μH	$2L$	20 μH
Strombelastung der Ausgangsind.	i_o	200 A	$\frac{i_o}{2}$	100 A
Rippelstrom	$\Delta i_{L,p-p}$	20 A	$\frac{1-\delta}{1-2\delta} \cdot i_{C,p-p}$	60 A
Spannungsbeanspruchung der Gleichrichterdiode	$\frac{u_o}{\delta}$	120 V	$\frac{u_o}{\delta}$	120 V
Spannungsbeanspruchung der Freilaufdiode	$\frac{u_o}{2\delta}$	60 V	$\frac{u_o}{\delta}$	120 V
Strombeanspruchung der Gleichrichterdiode	$i_o \cdot \delta$	80 A	$\frac{i_o}{2} \cdot \delta$	40 A
Strombeanspruchung der Freilaufdiode	$i_o \cdot (\frac{1}{2} - \delta)$	20 A	$\frac{i_o}{2} \cdot (1 - \delta)$	60 A

Tab.8.1: Vergleich der Induktivitätswerte, Drosselströme, mittleren Strom- und maximale Spannungsbeanspruchungen eines 10kW 48V/200A DC/DC Konverters bei einem typischen Tastverhältnis $\delta = 0.4$ für Einsatz von einer oder zwei Ausgangsinduktivitäten.

Im Folgenden soll die Stabilität des Mittelpunktes M' der Eingangsspannung u_1 (Abb.8.2) für eine Ausgangsinduktivität durch Analyse des Verhaltens bei einer Unsymmetrie

$$u_a = \frac{1}{2}u_1 - \Delta u \quad u_b = \frac{1}{2}u_1 + \Delta u \quad (8.5)$$

im Vergleich zum bekannten Systemverhalten des Konverters mit zwei Ausgangsinduktivitäten untersucht werden [92], Abb.8.3(b)). Unter Berücksichtigung der Ersatzschaltung nach Abb.8.3(c) und der zugehörigen Zeitverläufe (Abb.8.3(e)) ergibt sich für das System nach Abb.8.3(a) unabhängig von Δu

$$u_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot (u_a + u_b) \cdot \delta \quad (8.6)$$

($\delta_a = \delta_b = \delta$ kennzeichnet das Tastverhältnis der Leistungstransistoren des Konverters a oder b). Für den lokalen, über eine Pulsperiode erstreckten Mittelwert $i_{M,avg}$ des Mittelpunktstromes i_M ergibt sich

$$i_{M,avg} = 0. \quad (8.7)$$

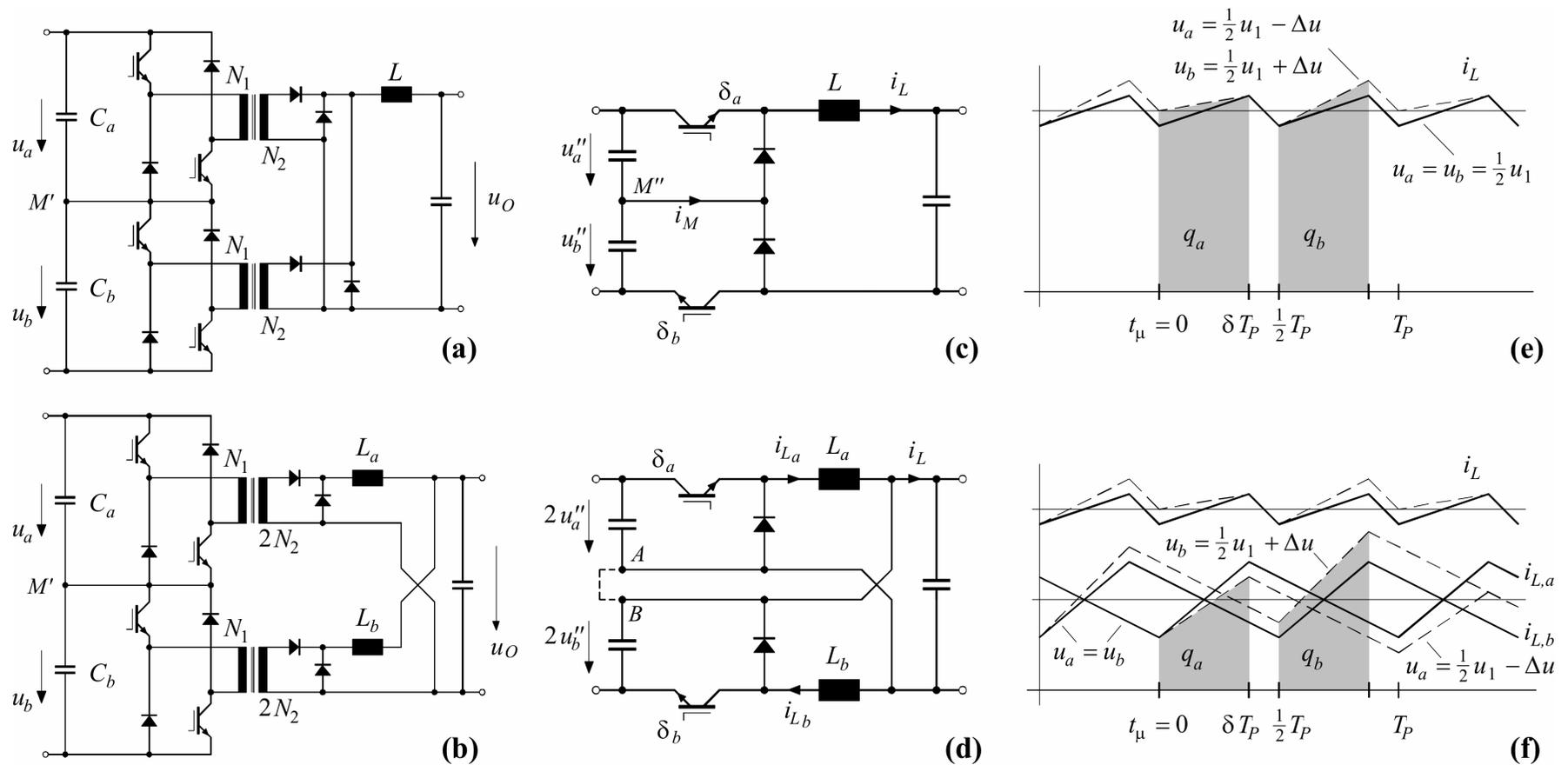


Abb.8.3: Schaltungsstruktur des Leistungsteils des DC/DC Konverters für eine gemeinsame (a) oder zwei getrennte (b) Ausgangsinduktivitäten. (c) und (d): Ersatzschaltungen der Systeme ohne Transformator; die gestrichelte Verbindung der Punkte A und B in (d) soll die eingangsseitige Serienschaltung der beiden Teilsysteme andeuten. (e) und (f): Zeitverlauf des Gesamtstroms und der Teilströme der Systeme (a) und (b) bei Annahme einer sprungartig auftretenden Unsymmetrie $u_a = \frac{1}{2} u_1 - \Delta u$, $u_b = \frac{1}{2} u_1 + \Delta u$ der Teilspannungen; q_a and q_b bezeichnen die elektrischen Ladungen, die den Eingangskondensatoren C_a und C_b entnommen werden.

Auch Abb.8.3(e) zeigt anschaulich, dass gleiche Ladungsmengen $q_a = q_b$ aus den Kondensatoren C_a und C_b entnommen werden, d.h. das Potential M' zeigt keine inhärente Stabilität, und kann aber ohne direkten Einfluss auf das Systemverhalten verschoben werden.

Im Gegensatz dazu führt eine Unsymmetrie nach Gleichung (8.5) beim System nach Abb.8.3(b) zu einer kontinuierlichen Verringerung des Teilstroms $i_{L,a}$ und demgemäß zu einer Erhöhung von $i_{L,b}$, der Gesamtstromwert i_L zeigt ein zu Abb.8.3(e) identisches Verhalten. Eine Erhöhung bzw. Verringerung einer Teilspannung ist daher direkt mit einer Erhöhung/Verringerung des zugehörigen Teilstromes verbunden, der dem Eingangskondensator entnommen wird. Dementsprechend wäre bei der Verwendung von zwei Ausgangsinduktivitäten kein Zusatzaufwand zur Stabilisierung des Mittelpunktes notwendig.

Zusammenfassend heißt das, dass für die Anordnung nach Abb.8.3(a) mit nur einer Ausgangsinduktivität ein Regler $G(s)$ vorgesehen werden muss, der für die Stabilisierung des Mittelpunktes sorgt (Abb.8.4). Im Fall einer Spannungsunsymmetrie erhöht bzw. senkt der Regler $G(s)$ die Tastverhältnisse geringfügig ($\delta_a = \delta \pm \Delta\delta$, $\delta_b = \delta \mp \Delta\delta$) und damit den Stromverbrauch des jeweiligen Teilsystems. Dadurch kann ein Verhalten wie bei Verwendung von zwei Ausgangsinduktivitäten erreicht bzw. der Eingangsspannungsmittelpunkt stabilisiert werden. Das Spannungsübersetzungsverhältnis wird von dieser Maßnahme nicht beeinflusst, d.h. die Definition nach (8.6) bleibt aufrecht.

Zusätzlich werden Symmetrierungswicklungen mit gleichen Windungszahlen $N_{3,a} = N_{3,b} = N_1 - \Delta N$ (siehe Abb.8.2 und Abb.8.6) auf den Transformatoren vorgesehen. Diese laden im Fall einer Unsymmetrie Δu den Eingangskondensator des Teilsystems mit der geringeren Spannung während der Einschaltzeit des Systems mit der höheren Spannung aus dessen Kondensator nach. Die Spannungsdifferenz Δu , bei der dieser Eingriff aktiv wird, ist definiert durch:

$$\Delta u \approx u_1 \frac{1}{4} \frac{\Delta N}{N_1} \quad (8.8)$$

Diese Beziehung definiert auch die maximale Unsymmetrie der Teilspannungen. Da diese Nachladung in Durchflussrichtung stattfindet, müssen Strombegrenzungswiderstände R_b zur Begrenzung des Nachladestromes vorgesehen werden.

Bei der gegenständlichen Arbeit wird daher eine Regelung des Mittelwertes des Ausgangsstromes bevorzugt, da die Schaltungstopologie eine Transformatorsättigung prinzipiell ausschließt und daher die Messung des Transformatorprimärstromes nicht notwendig ist.

Die aktive Symmetrierung des Eingangsspannungsmittelpunktes wird durch gegenseitige Verschiebung der beiden Tastverhältnisse durch den Symmetrierregler $G(s)$ bewerkstelligt (Abb.8.4). Sollten die Teilspannungen u_a und u_b ungleich groß sein, wird beim System mit höherer Teilspannung das Tastverhältnis vergrößert und dementsprechend beim anderen System mit der kleineren Teilspannung verringert, damit im Endeffekt wieder beide Teilspannungen gleich groß sind: $u_a = u_b = \frac{1}{2}u_1$.

8.3.2 Synchronisierung mit der Eingangsstufe

Die Ausgangskondensatoren des Pulsgleichrichtersystems wurden durch Gleichtaktinduktivitäten von den Eingangskondensatoren der DC/DC Ausgangsstufe getrennt um eine Beeinflussung des DC/DC Konverters durch die schaltfrequente Gleichtaktspannung am Ausgang des Pulsgleichrichtersystems ausschließen zu können. Diese Gleichtaktspannung tritt prinzipbedingt bei allen dreiphasigen PWM Pulsgleichrichtersystemen auf. Zusätzlich kann man bei Trennung beider Systeme den Eingangsspannungsmittelpunkt der DC/DC Stufe unabhängig vom Ausgangsspannungsmittelpunkt der Eingangsstufe symmetrieren.

Eine direkte Parallelschaltung der Kondensatoren C_+ mit C_a und C_- mit C_b würde im Fall eines synchronen Betriebs der beiden Stufen eine signifikante Reduktion der Kondensatorstrombelastung ermöglichen. Bei gleich bleibenden Kondensatoren würde eine größere Lebensdauer derselben resultieren bzw. wäre eine Reduktion des Kapazitätswertes möglich. Im gegenständlichen Fall ist jedoch nicht die Strombelastung der Kondensatoren der begrenzende Faktor, sondern die geforderte Speicherladung im Fall von kurzen Netzausfällen.

Im synchronen Betrieb und bei direkter Verbindung der beiden Stufen lädt das Pulsgleichrichtersystem den Kondensator C_+ am Beginn und am Ende des Pulsintervalls T_p , die Ladung des Kondensators C_- ist um $\frac{1}{2}T_p$ verschoben. Die DC/DC Ausgangsstufe benötigt den Strom aus C_a am Beginn einer Pulsperiode und wegen der phasenversetzten Taktung der Teilsysteme a und b um $\frac{1}{2}T_p$ verschoben aus C_b . Bei gleicher Schaltfrequenz und geeigneter Verschiebung der Phasenlage der Schaltsignale [94] kann der Strombedarf der DC/DC Stufe daher direkt vom Pulsgleichrichtersystem

geliefert werden, d.h. die Kondensatoren werden dadurch weniger beansprucht. Abhängig von den Modulationsindizes der beiden Stufen kann dadurch eine Reduktion der Kondensatorstrombelastung von typisch 50% erreicht werden.

8.4 Dimensionierung des Leistungsteils

Die DC/DC Konverterverluste werden jeweils für ein Teilsystem berechnet. Die Eingangsspannung beträgt daher 400V, die Ausgangsleistung $P_{O,i} = 5\text{kW}$; die Ausgangsinduktivität, die für beide Systeme vorhanden ist, muss für den gesamten Ausgangsstrom - resultierend aus der Ausgangsleistung von 10kW - dimensioniert werden.

8.4.1 Transformator

Die Transformatoren werden jeweils mittels zwei Kernsätzen E70 aufgebaut. Die Schaltfrequenz beträgt $f_P = 25\text{kHz}$; das Tastverhältnis muss in jedem Fall auf $\delta_{max} < 0.5$ begrenzt werden. Um einen ausreichenden Sicherheitsabstand und eine Regelreserve zu erhalten, wird das maximale Tastverhältnis mit $\delta_{max} = 0.45$ festgelegt. Die Sättigung des Ferritmaterials N67 (EPCOS) tritt bei 100°C bei $B_{sat} = 380\text{mT}$ auf, d.h. es kann eine Flussdichte von $B_{max} = 300\text{mT}$ gewählt werden. Basierend auf diesen Angaben resultiert bei Verwendung einer Hochfrequenzlitze ein primärseitiger Wicklungswiderstand von $R_{N1} = 17\text{m}\Omega$. Der Gleichstromwiderstand einer Folienwicklung könnte zwar geringer ausfallen, jedoch werden durch die Stromverdrängung- (Skin- und Proximityeffekt) die Verluste im Betrieb größer als bei Verwendung der HF-Litze. Der Effektivwert des Trafoprimärstromes beträgt $I_{N1,rms} = 21.5\text{A}$; mit der Annahme einer Wicklungstemperaturerhöhung von $\Delta T = 75^\circ\text{C}$ ergeben sich primärseitige Kupferverluste von:

$$P_{v,N1} = I_{N1,rms}^2 \cdot R_{N1} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) = 10.4\text{W}. \quad (8.9)$$

Die Kupferverluste der Sekundärwicklung erhält man mit einem Wicklungswiderstand von $R_{N2} = 488\mu\Omega$ und einer Strombelastung von $I_{N2,rms} = 129\text{A}$:

$$P_{v,N2} = I_{N2,rms}^2 \cdot R_{N2} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) = 9.9\text{W}. \quad (8.10)$$

Die bezogenen Kernverluste des Ferritmaterials N67 (EPCOS) betragen bei einer Spitzeninduktion von $B_{pk} = B_{max}/\sqrt{2} = 150\text{mT}$ und einer Frequenz von 25kHz $p_{v,Fe} \approx 50\text{kW/m}^3$, mit einem Kernvolumen von $2 \times 102000\text{mm}^3$ ergibt das Kernverluste von $P_{v,T,Fe} = 10.2\text{W}$. Die Gesamtverluste eines Transformators summieren sich daher zu:

$$P_{v,T} = 30.5 \text{ W.} \quad (8.11)$$

8.4.2 Ausgangsinduktivität

Beachtet man die phasenversetzte Taktung der beiden Teilsysteme und damit die effektive Verdopplung der Schaltfrequenz und des Tastverhältnisses und einen angenommenen Spitze-Spitze-Stromrippel des Drosselstromes von $\Delta i_{L,p-p} = 0.1 I_O = 20.8 \text{ A}$, ergibt sich ein Induktivitätswert von $L = 10.7 \mu\text{H}$. Bei Verwendung eines C-Kerns AMCC 20 (Metglas Powerlite Alloy SA1) mit einem Luftspalt von 2mm resultieren ein Wicklungswiderstand von $R_L = 476 \mu\Omega$ bzw. Kupferverluste von:

$$P_{v,L,Cu} = I_{O,rms}^2 \cdot R_L \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) = 27.2 \text{ W.} \quad (8.12)$$

Die spezifischen Kernverluste des Metglas Powerlite Materials betragen bei $B_{pk} = 52 \text{ mT}$ und 50 kHz $p_{v,Fe} \approx 15 \text{ W/kg}$, mit einer Kernmasse von 0.35 kg ergibt das $P_{v,L,Fe} = 5.3 \text{ W}$. Die Gesamtverluste der Ausgangsinduktivität sind daher:

$$P_{v,L} = 32.5 \text{ W.} \quad (8.13)$$

8.4.3 Leistungstransistoren

Als Leistungstransistoren wurden 600V Warp-Speed IGBTs mit der Typenbezeichnung IRG4PC50W verwendet. Eine Überlastung der Transistoren S_1 und S_2 wird durch eine Parallelschaltung von zwei IGBTs vermieden, wobei die beiden Transistoren alternativ geschaltet werden, d.h. die Leit- und Schaltverluste eines Elements werden im Vergleich zur Verwendung nur eines IGBTs halbiert [95]. Die Leitverluste eines Brückenweiges betragen:

$$P_{v,S,c} = I_{S,avg} \cdot U_{CE,sat} = 23.9 \text{ W.} \quad (8.14)$$

Die Transformatorstreuinduktivität bewirkt, dass am IGBT keine Einschaltverluste auftreten. Die Einschaltverluste infolge der RCD-Schaltentlastungen werden später ermittelt. Der Hauptanteil der Schaltverluste tritt beim Ausschalten auf. Mit der gemessenen Abschaltenergie von $E_{off} = 0.225 \text{ mJ}$ (Abb.8.5(b)) bei halber Nennlast ($I_C = 18 \text{ A}$, Sperrschichttemperatur $\approx 50^\circ\text{C}$) ergeben sich für einen Brückenweig die Schaltverluste bei Nennlast zu:

$$P_{v,S,s} = \frac{I_{S,off}}{I_{CE}} \cdot E_{off} \cdot f_P = 10.9 \text{ W.} \quad (8.15)$$

Folglich ergeben sich die Gesamtverluste der IGBTs für einen Konverter zu:

$$P_{v,S} = 2 \cdot (P_{v,S,c} + P_{v,S,s}) = 69.6 \text{ W.} \quad (8.16)$$

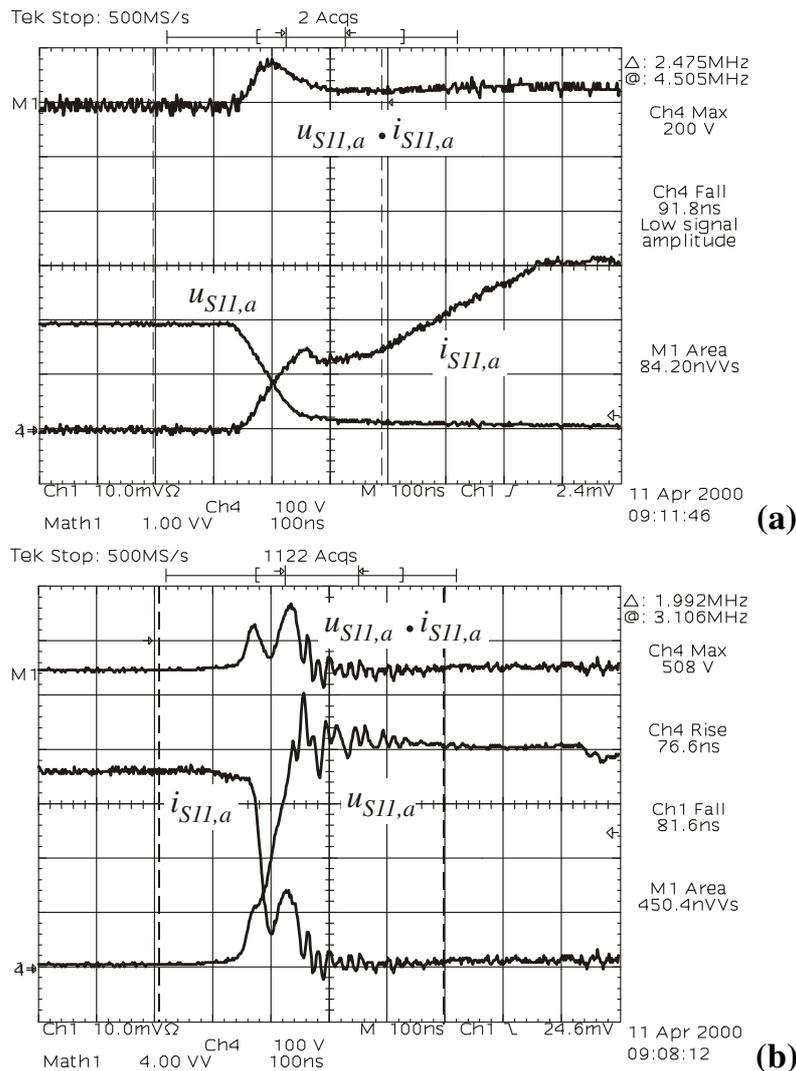


Abb.8.5: Schaltverhalten des Leistungstransistors $S_{11,a}$. Einschaltverhalten (a), Ausschaltverhalten(b); IGBT Strom $i_{S11,a}$ (5A/Div), IGBT Spannung $u_{S11,a}$ (100V/Div) und Momentanleistung $u_{S11,a} \cdot i_{S11,a}$ (2kW/Div) zur Ermittlung der Schaltverluste.

8.4.4 Ausgangsdioden

Als Ausgangsdioden wurden Dioden *MURP20020CT* (Motorola) verwendet. Bei einem Vorwärtsspannungsabfall von $U_D = 0.9\text{V}$ und einem mittleren Strom von $I_{D,avg} = 104\text{A}$ ergeben sich bei Berücksichtigung der Tatsache, dass stets eine der Gleichrichterioden D_a bzw. D_b oder die Freilaufdiode $D_{F,a}$ bzw. $D_{F,b}$ stromführend ist:

$$P_{v,D} = U_D \cdot I_{D,avg} = 93.6 \text{ W.} \quad (8.17)$$

8.4.5 Eigenstromversorgung

Der Leistungsbedarf der Steuer- und Regelungsplatine, der IGBT Ansteuerung und der Lüfter wird durch eine eigene Eigenstromversorgungseinheit bereitgestellt. Sie wurde, wie der Hauptkonverter auch, durch primärseitige Serienschaltung und sekundärseitige Parallelschaltung von zwei Einzelconverters, die als Sperrwandler ausgeführt sind, realisiert. Dabei arbeitet einer der beiden Konverter als Master, der die Spannungsregelung durchführt, der Slavekonverter wird stets mit dem gleichen Tastverhältnis wie der Master betrieben. Dies bewirkt, dass die Eigenstromversorgungen jeweils ohmsches Verhalten aufweisen und zu einer Stabilisierung des Eingangsspannungsmittelpunkts beitragen. Der Leistungsbedarf beträgt:

$$P_{v,H} = 20 \text{ W.} \quad (8.18)$$

8.4.6 Schaltentlastungen

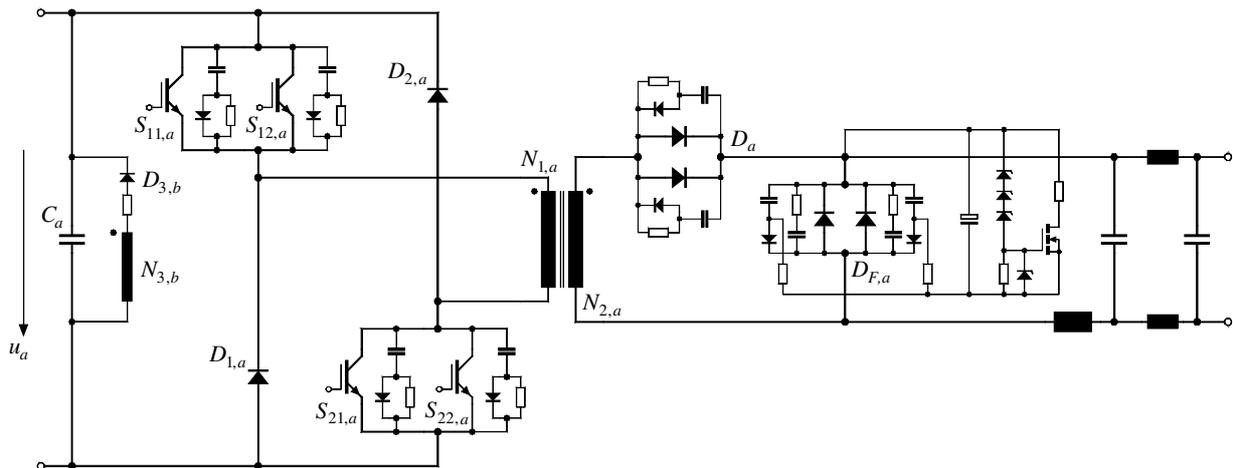


Abb.8.6: Detailschaltung des Leistungsteils eines Converters mit Darstellung der Parallelschaltung der Leistungstransistoren $S_{11,a}$ und $S_{12,a}$ bzw. $S_{21,a}$ und $S_{22,a}$ mit zugehöriger RCD-Schaltentlastung. Die sekundärseitigen Gleichrichterdioden D_a wurden ebenfalls mit RCD-Schaltentlastungen ausgestattet, bei den Freilaufdiolen $D_{F,a}$ wurde die Sperrspannung mit einer Überspannungsbegrenzungsschaltung, die sich wie eine Z-Diode verhält, begrenzt. Zusätzlich ist die Ausgleichswicklung $N_{3,b}$ des Converters b dargestellt.

Jeder IGBT ist mit einer RCD Schaltentlastung mit $C_{S,S} = 2.2\text{nF}$ ausgestattet (vgl. Abb.8.6, [97][98]), dies resultiert mit einer Schaltfrequenz von $f_P = 25\text{kHz}$ und einer Einschaltspannung von $U_{S,on} = 200\text{V}$ (siehe Abb.8.5(a)) in einer Verlustleistung von:

$$P_{v,S,on} = 4 \cdot \frac{C_{S,S} \cdot U_{S,on}^2}{2} \cdot f_P = 4.4 \text{ W.} \quad (8.19)$$

Die Gleichrichterioden D_i ($i = a, b$) sind ebenfalls mit einer RCD-Schaltentlastung bestückt; mit $C_{S,Di} = 4.7\text{nF}$ und $f_P = 25\text{kHz}$ und einer Einschaltspannung von $U_{Di,on} = 130\text{V}$ ergibt sich eine Verlustleistung von:

$$P_{v,Di,on} = 2 \cdot \frac{C_{S,Di} \cdot U_{Di,on}^2}{2} \cdot f_P = 2.0 \text{ W.} \quad (8.20)$$

Die Freilaufdioden $D_{F,i}$ werden durch eine Schaltung, die sich wie eine Z-Diode verhält (Abb.8.6), vor Überspannungen bei diskontinuierlichem Ausgangsdrosselstrom (siehe Abb.8.17) geschützt. Die auftretende Verlustleistung wird als vergleichbar mit jenen der Gleichrichterioden angenommen:

$$P_{v,D,on} = 2.0 \text{ W.} \quad (8.21)$$

8.4.7 Verlustaufteilung, Wirkungsgrad

Die Aufteilung der Verluste des DC/DC Konverters ist aus Abb.8.7 abzulesen. Darauf basierend ergibt sich ein Wirkungsgrad von:

$$\eta = \frac{1}{1 + P_{v,tot}/P_O} = 94.5 \%. \quad (8.22)$$

Die gemessenen individuellen Wirkungsgrade der PWM Pulsleichrichtereingangsstufe und der DC/DC Ausgangsstufe sowie der Gesamtwirkungsgrad sind in Abb.8.8 dargestellt. Der maximale Wirkungsgrad des Gesamtsystems von $\eta_{\max} = 91.7\%$ wird im mittleren Leistungsbereich erreicht. Der Wirkungsgrad der DC/DC Ausgangsstufe ist bei Nennlast etwas kleiner als erwartet, dies kann durch eine überproportionale Zunahme der Kupferverluste durch die unterdimensionierte Ausgangsverdrahtung und den zu geringen Kupferquerschnitt der Wicklung der Ausgangsinduktivität erklärt werden.

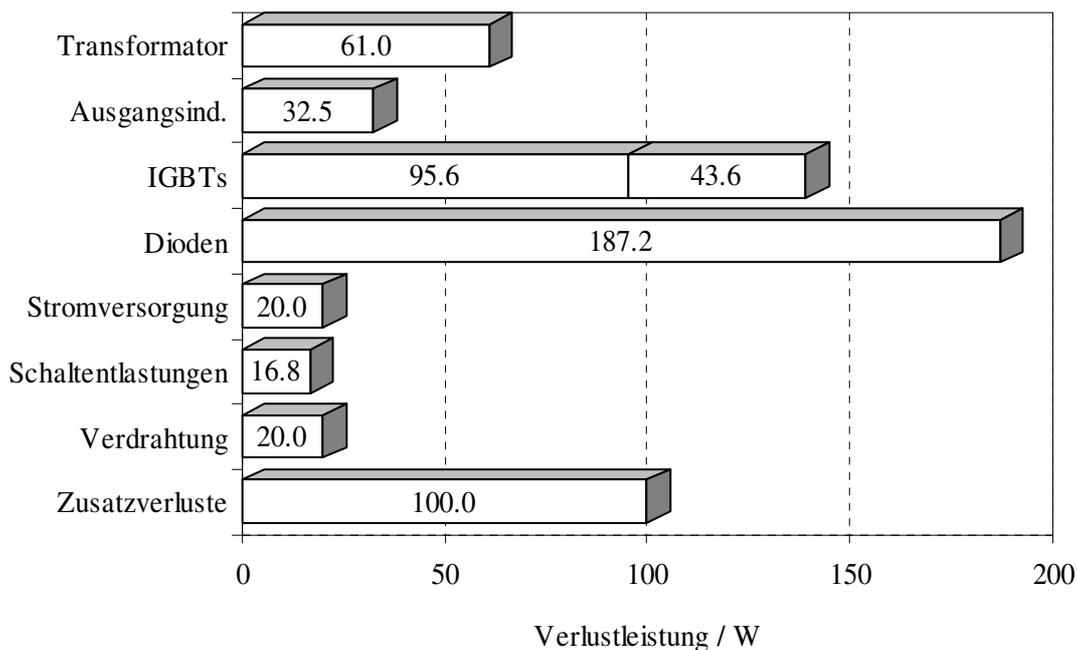


Abb.8.7: Verlustaufteilung der Hauptkomponenten des DC/DC Konvertersystems. Die Verluste der IGBTs sind getrennt als Leitverluste (95.6W) und Schaltverluste (43.6W) dargestellt.

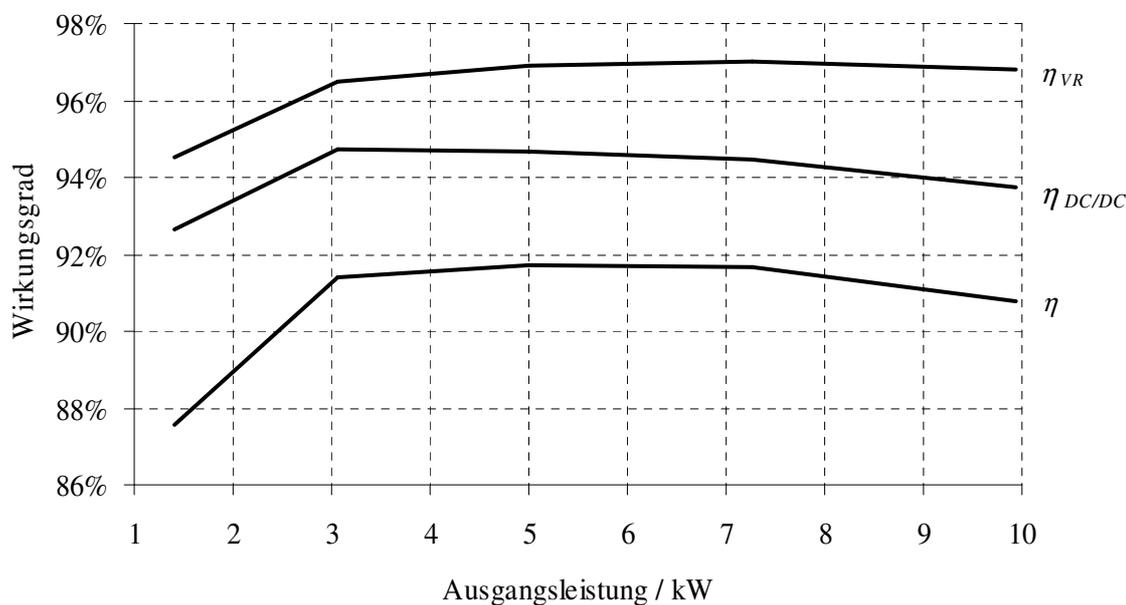


Abb.8.8: Gemessener Wirkungsgradverlauf des Gesamtsystems η , der Pulsleichrichtereingangsstufe η_{VR} und des DC/DC Konvertersystems $\eta_{DC/DC}$ in einem Ausgangsleistungsbereich $P_O = 1.5 \dots 10\text{kW}$.

8.4.8 Diskussion

Die Schaltfrequenz des Systems wurde in 8.4.1 mit $f_p=25\text{kHz}$ festgesetzt. Diese vergleichsweise geringe Schaltfrequenz führt zu relativ großen Transformatoren, die aus jeweils zwei Kernpaaren des Typs E70 bestehen, und zu einer relativ großen Ausgangsinduktivität. Eine Verdopplung der Schaltfrequenz würde bei gleich bleibenden bezogenen Kernverlusten von $p_{v,Fe} = 50\text{kW/m}^3$ mit einem von 300mT auf 225mT reduzierten Spitzenwert der Flussdichte (Steinmetz-Gleichung) die Verwendung von zwei Kernpaaren E65 erlauben. Wie in Tab.8.2 dargestellt, könnten durch das geringere Volumen die Kernverluste um 23% reduziert werden, der Wicklungswiderstand und damit die Kupferverluste jedoch nur um 5%. Ein größerer Nachteil durch die Verdopplung der Schaltfrequenz ergäbe sich jedoch aus der Tatsache, dass sich die Schaltverluste der Leistungstransistoren, die Verluste der Schaltentlastungen und der Leistungsbedarf der Ansteuerschaltungen verdoppeln. D.h. der Kühlkörper müsste um ca. 13% (+0.33dm³) vergrößert werden und der Wirkungsgrad würde sich um ca. 0.5% verringern. Im gegenständlichen Fall wurde die Schaltfrequenz von 25kHz gewählt, um gegebenenfalls eine Synchronisation mit der Eingangsstufe vornehmen zu können.

Schaltfrequenz f_p	25kHz	50kHz
Kerntyp	4 x E70	4 x E65
Volumen	0.56dm ³	0.42dm ³
Masse	1.2kg	1.0kg
Kernverlust	10.2W	7.8W
Kupferverlust	20.3W	19.3W

Tab.8.2: Vergleich der Trafodaten bei den beiden Schaltfrequenzen $f_p=25\text{kHz}$ und $f_p=50\text{kHz}$.

8.5 Experimentelle Analyse

Die nachfolgenden Messungen wurden an einer industriell ausgeführten Realisierung einer PWM Eingangsstufe und einem Prototyp der DC/DC Ausgangsstufe bei halber Nennlast durchgeführt. Die Betriebsbedingungen für kontinuierlichen Ausgangsdrosselstrom (nichtlückenden Betrieb) sind in Tab.8.3 angegeben, für diskontinuierlichen Betrieb sind die Bedingungen in Tab.8.4 ersichtlich (Lückbetrieb).

8.5.1 Nichtlückender Betrieb

Eingangsspannung:	$U_I = 460\text{V}$	Ausgangsspannung:	$U_O = 47.9\text{V}$
Eingangsstrom:	$I_I = 6.6\text{A}$	Ausgangsstrom:	$I_O = 102\text{A}$
Eingangsleistung:	$P_I = 5.3\text{kW}$	Ausgangsleistung:	$P_O = 4.9\text{kW}$
Leistungsfaktor:	$\lambda = 0.998$	Wirkungsgrad:	$\eta = 91.7\%$

Tab.8.3: Betriebsbedingungen für nichtlückenden Betrieb.

In Tab.8.3 sind die Betriebsbedingungen für die folgenden Messungen angegeben. Abb.8.9 zeigt die Funktionsweise des DC/DC Konverters durch Veranschaulichung der primärseitigen Transformatorspannungen $u_{N,i}$ und -ströme $i_{N,i}$ ($i = a, b$), die jeweils um 180° in der Phase verschoben sind. Durch die Fertigungstoleranzen sind die Hauptinduktivitäten und damit die Resonanzfrequenzen der beiden Transformatoren T_a und T_b unterschiedlich, entsprechend sind die Spitzenwerte der Spannungen zum Zeitpunkt, wo die Freilaufdioden leitend werden, unterschiedlich.

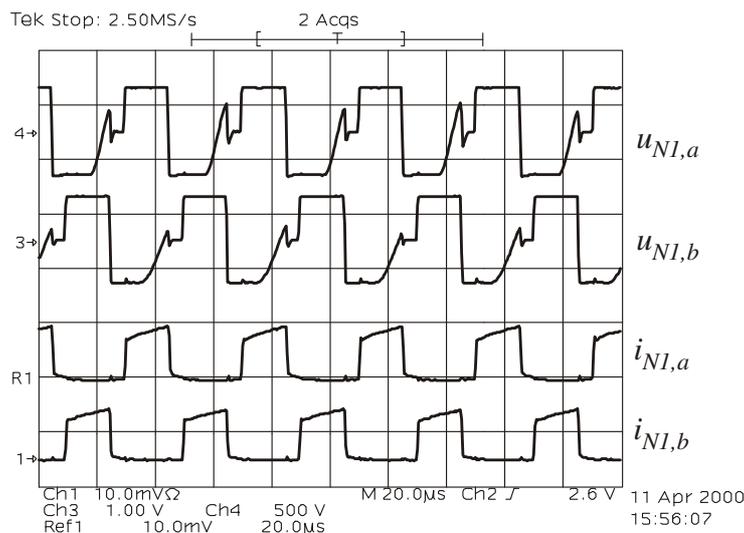


Abb.8.9: Zeitverhalten der Transformatorprimärspannungen $u_{N,i}$ (250V/Div) und -ströme $i_{N,i}$ (20A/Div) der beiden Teilkonverter $i = a, b$.

Abb.8.10 zeigt das abwechselnde Schalten der parallelen IGBTs $S_{11,a}$ und $S_{12,a}$. Dadurch wird sichergestellt, dass sich sowohl die Leit- als auch die Schaltverluste gleich auf die einzelnen Bauelemente verteilen und die Sperrschichttemperatur niedrig bleibt. In diesem Fall beträgt die Gehäusetemperatur 60°C bei einer Kühlkörpertemperatur von 42°C und Nennlast. In Abb.8.10 ist außerdem der Strom in der Ausgangsinduktivität i_L dargestellt, um dessen Rippelfrequenz in Relation zur Schaltfrequenz der IGBTs zu zeigen.

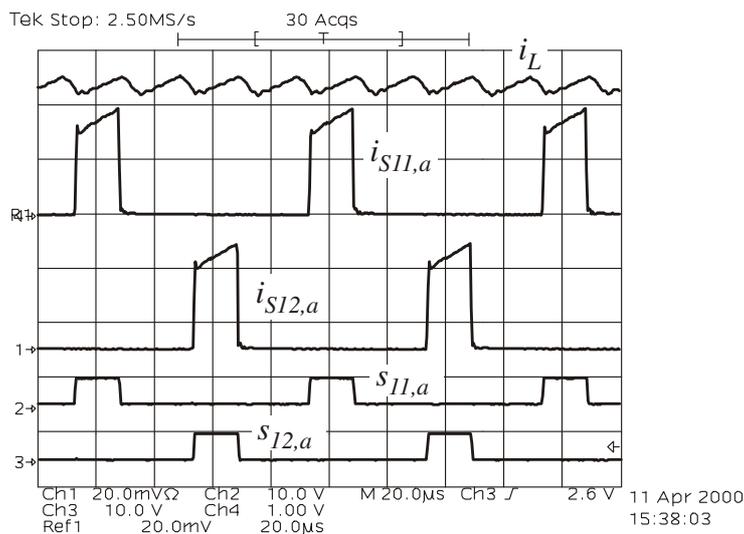


Abb.8.10: Ausgangsdrosselstrom i_L (40A/Div), IGBT Ströme $i_{S11,a}$ und $i_{S12,a}$ (10A/Div) und zugehörige Ansteuersignale $s_{11,a}$ und $s_{12,a}$ (10V/Div).

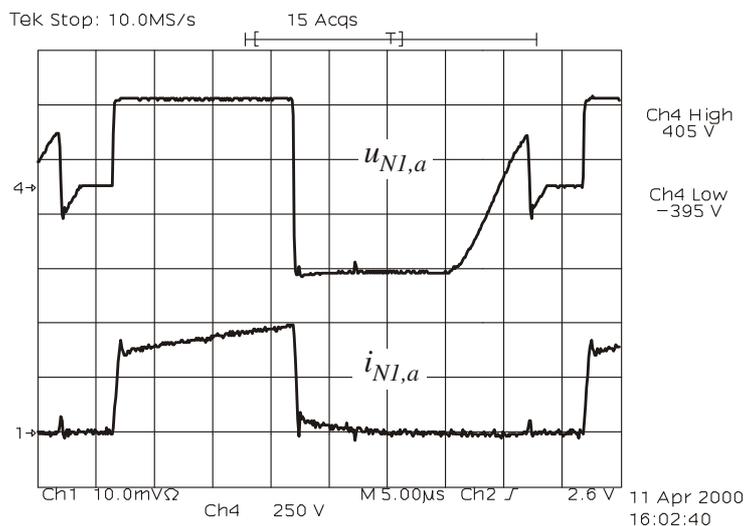


Abb.8.11: Detaillierte Darstellung des Zeitverlaufs der Transformatorprimärspannung $u_{N1,a}$ (250V/Div) und des -stroms $i_{N1,a}$ (10A/Div) eines Teilkonverters im nichtlückenden Betrieb.

In Abb.8.11 sind die primärseitigen Verhältnisse während einer Periode der Schaltfrequenz nochmals detaillierter dargestellt. Zuerst wird während der Einschaltphase die Primärwicklung $N_{1,a}$ durch die Leistungstristoren $S_{1,a}$ und $S_{2,a}$ für die Zeit $t_{on} = \delta T_P \approx 15\mu\text{s}$ an die Eingangsteilspannung $u_{C,a} = 400\text{V}$ gelegt. Nach dem Ausschalten entmagnetisiert sich der Trafokern über die Dioden $D_{1,a}$ und $D_{2,a}$. Am Ende des Entmagnetisierungsintervalls beginnt eine Oszillation der Transformatorwicklung mit einer Resonanzfrequenz bestimmt aus der Haupt- und Streuinduktivität sowie der Wicklungs- und der Leistungstristorkapazität sowie den Kapazitäten der

Entlastungsschaltungen. Diese Oszillation wird am Ende des Leitintervalls des zweiten Teilkonverters b unterbrochen, sobald die Freilaufdiode leitend wird (Abb.8.12), und dann fortgesetzt, bis die Kondensatoren der sekundärseitigen Schaltentlastungen entladen und die Kondensatoren der primärseitigen Schaltentlastungen auf die halbe Teileingangsspannung aufgeladen sind. Es ist sehr vorteilhaft, die Kondensatoren so zu wählen, dass die Trafoprimärspannung Null werden kann, da damit sichergestellt wird, dass die Leistungstransistoren nur bei der halben Eingangsspannung einschalten müssen und sich dadurch die Einschaltverluste bzw. die Verluste infolge der Schaltentlastungen verringern.

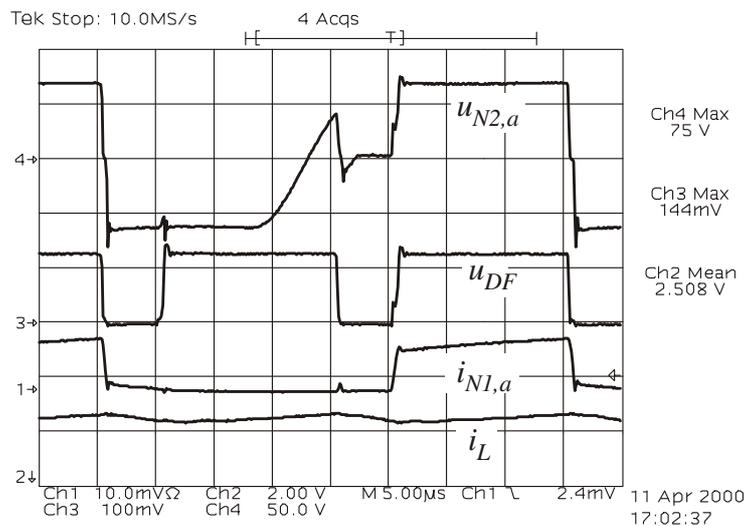


Abb.8.12: Transformatorsekundärspannung $u_{N2,a}$ (50V/Div), Spannung an der Freilaufdiode u_{DF} (50V/Div), Transformatorprimärstrom $i_{N1,a}$ (20A/Div) und Drosselstrom i_L (80A/Div) eines Teilkonverters im nichtlückenden Betrieb.

Durch die Schaltungstopologie wird die Sperrspannung der sekundärseitigen Gleichrichterdiode in zwei Schritten angelegt. Der erste Spannungshub geschieht am Ende des Leitintervalls des Teilkonverters a , wenn $S_{1,a}$ und $S_{2,a}$ abgeschaltet werden und sich der Transformator T_a zu entmagnetisieren beginnt. Die zweite Spannungsstufe wird durch das Leitintervall des zweiten Teilkonverters verursacht, d.h. wenn die Transistoren $S_{1,b}$ und $S_{2,b}$ eingeschaltet werden. Der Vorteil dieser schrittweisen Erhöhung der Sperrspannung ist, dass sich dadurch der Rückwärtserholstrom der Diode im Vergleich zum Anlegen der vollen Spannung in einem Schritt signifikant verringert.

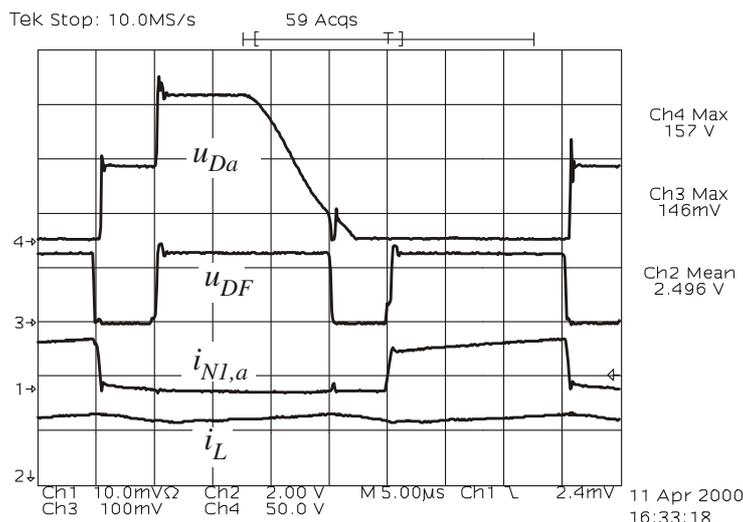


Abb.8.13: Spannung der sekundärseitigen Gleichrichterdiode u_{Da} (50V/Div), der Freilaufdiode u_{DF} (50V/Div), Transformatorprimärstrom $i_{NI,a}$ (20A/Div) und Drosselstrom i_L (80A/Div).

8.5.2 Lückender Betrieb

Ausgangsspannung: $U_O = 48.1\text{V}$

Ausgangsstrom: $I_O = 5\text{A}$

Ausgangsleistung: $P_O = 240\text{W}$

Tab.8.4: Betriebsbedingungen für den lückenden Betrieb.

Die Funktionsweise des Systems bei diskontinuierlichem Strom in der Ausgangsinduktivität kann ab Abb.8.14 betrachtet werden. Man erkennt, dass zu dem durch die Cursorlinie markierten Zeitpunkt der Drosselstrom zu Null wird; $i_L = 0$ wird. Das Tastverhältnis musste auf $\delta \approx 0.3$ reduziert werden. Infolge des geringeren Ausgangsstromes kann nun im Vergleich zu Abb.8.11 der Magnetisierungsstrom des Transformators besser erkannt werden. Sobald der Drosselstrom i_L Null wird, bildet sich eine Schwingung zwischen den parasitären Kondensatoren, den primärseitigen und sekundärseitigen Schaltentlastungen und der Ausgangsinduktivität aus (siehe Abb.8.15. und Abb.8.16). Infolge dieser Oszillation würde die maximal zulässige Spannungsbeanspruchung der Freilaufdiode $D_{F,i}$ in etwa den zweifachen Wert der maximalen Ausgangsspannung erreichen (hier: $2 \times 56\text{V} = 112\text{V}$). Diese Spannungsschwingung wird durch eine Spannungsbegrenzungsschaltung, die wie eine Z-Diode wirkt, auf $u_Z \approx 70\text{V}$ begrenzt (Abb.8.17), was den Einsatz von Schottkydioden mit einer Spannungsfestigkeit von 100V erlauben würde. Zusätzlich verringert diese

Begrenzungsschaltung auch die Spannungsbelastung der Gleichrichterdioden D_i ($i = a, b$), da diese im lückenden Betrieb höher ist als im nichtlückenden Fall.

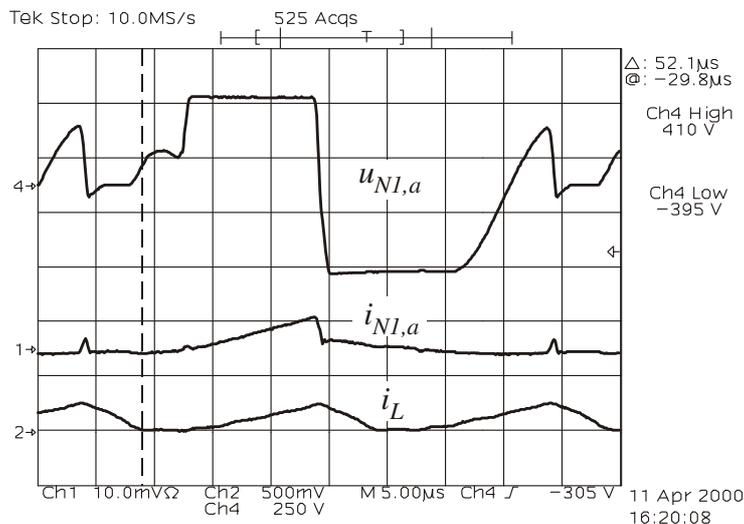


Abb.8.14: Transformatorprimärspannung $u_{NI,a}$ (250V/Div) und -strom $i_{NI,a}$ (5A/Div) sowie Drosselstrom i_L (20A/Div) für einen Teilstromrichter im Lückbetrieb.

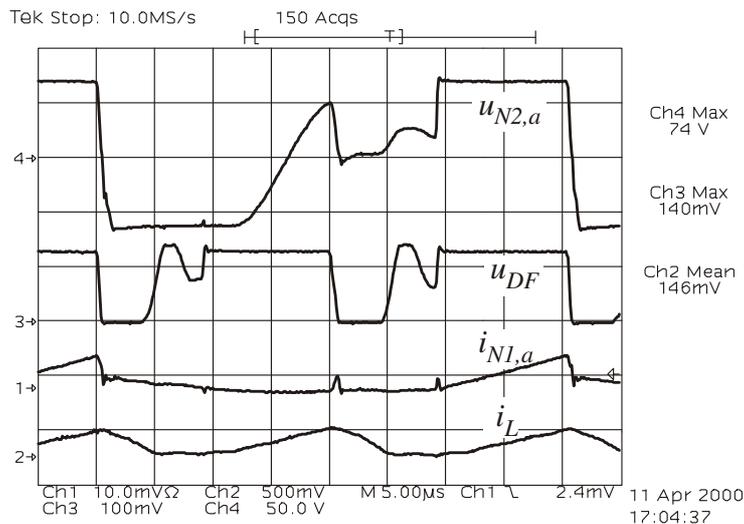


Abb.8.15: Transformatorsekundärspannung $u_{N2,a}$ (50V/Div), Spannung der Freilaufdiode u_{DF} (50V/Div), Transformatorprimärstrom $i_{NI,a}$ (5A/Div) und Drosselstrom i_L (20A/Div) eines Teilkonverters im Lückbetrieb.

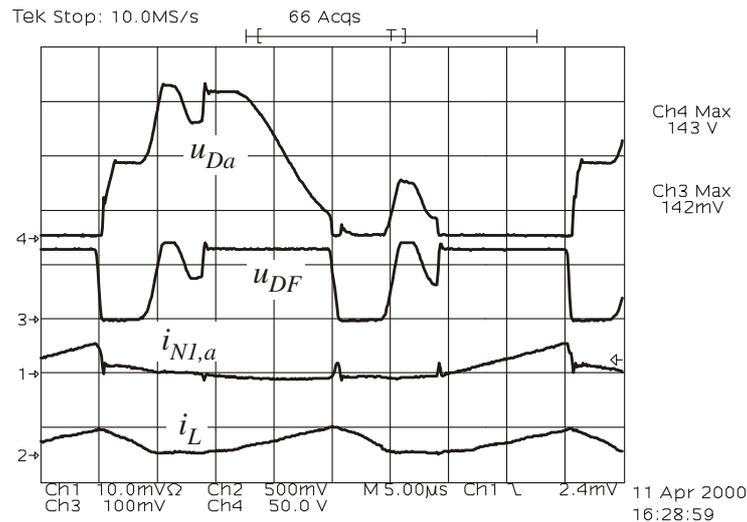


Abb.8.16: Spannung der sekundärseitigen Gleichrichterdiode u_{Da} (50V/Div), Freilaufdiodenspannung u_{DF} (50V/Div), Transformatorprimärstrom $i_{NI,a}$ (5A/Div) und Drosselstrom i_L (20A/Div) im Lückbetrieb.

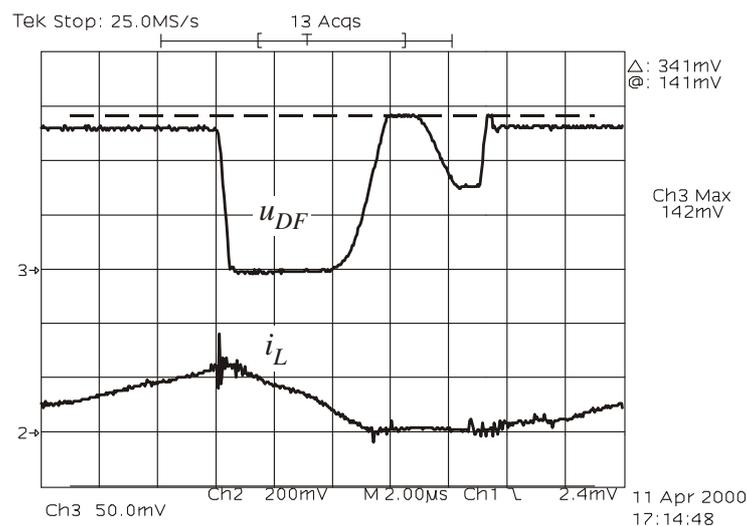


Abb.8.17: Detail des Zeitverlaufs der Spannung an der Freilaufdiode, u_{DF} (50V/Div), und Drosselstrom i_L (20A/Div) für Lückbetrieb (vgl. Abb.8.16).

8.5.3 Praktische Realisierung, Leistungsdaten

In Abb.8.18 sind Fotos des industriennah realisierten Prototyps des Konvertersystems dargestellt. Das Volumen des Systems beträgt $V = 240 \times 320 \times 170 \text{mm}^3 = 13 \text{dm}^3$ (Länge x Breite x Höhe), die Masse beträgt $m = 12 \text{kg}$. Dies bedeutet eine Leistungsdichte von $\rho_V = 760 \text{W/dm}^3 = 13 \text{W/in}^3$ und ein Leistungsgewicht von $\rho_P = 830 \text{W/kg}$.

8.6 Zusammenfassung und Ausblick zum DC/DC Konverter

Wie dieses Kapitel zeigt, können für eine Stromversorgungseinheit gute Leistungsdaten auch dann erreicht werden, wenn man herkömmliche Techniken anwendet, d.h. beispielsweise:

- auf verlustfreie Ausschaltentlastungen der Leistungstransistoren [99] verzichtet, d.h. herkömmliche RCD-Schaltentlastungen anstatt von resonanten bzw. quasiresonanten Betriebsarten einsetzt;
- unidirektionale Transformator kernmagnetisierung, d.h. Vermeidung von Zusatzaufwand um eine symmetrische Kernmagnetisierung sicherzustellen, wie es z.B. bei einer Vollbrückentopologie notwendig wäre.

Die Anwendung von Konvertertopologien mit höherer Komplexität ist daher speziell unter Berücksichtigung der Zuverlässigkeit bei höherer Komponentenanzahl unter dem Aspekt eines geringen Vorteils im Wirkungsgrad oder in der Leistungsdichte sehr genau zu analysieren.

Im Zuge einer Weiterentwicklung des Systems könnten die Leistungstransistoren und -dioden durch ein isoliertes Gehäuse ersetzt werden (z.B. IXYS ISOPLUS247TM, [100]). Dies würde neben einer Verringerung des Produktionsaufwandes auch eine signifikante Verringerung des thermischen Widerstandes bringen, d.h. bei gleicher Sperrschichttemperatur könnte der Kühlkörper verkleinert und damit die Leistungsdichte erhöht werden.

Die leitungs- und strahlungsgebundenen elektromagnetischen Störungen könnten durch optimale Platzierung der Komponenten und durch Einsatz eines Faradayschirms zwischen der Transformatorprimär- und -sekundärwicklung noch minimiert werden [101].

Ein weiterer Entwicklungsschritt könnte durch den Ersatz der beiden Transformatoren aus Abb.8.3(b) durch nur einen Transformator, wie in Abb.8.19 gezeigt, erfolgen. Die resultierende Topologie würde einer Vollbrückenschaltung entsprechen, wobei ein Brückenweig bestehend aus den Transistoren $S_{1,a}$ und $S_{2,a}$ zur oberen und der zweite Brückenweig bestehend aus $S_{1,b}$ und $S_{2,b}$ mit der unteren Teilspannung verbunden wäre. Im Vergleich zur Verwendung von zwei Transformatoren kann dadurch der Verdrahtungs- und Montageaufwand reduziert werden, da nur mehr eine Sekundärwicklung und zwei Ausgangsdioden vorliegen. Das Kernmaterial würde durch

bidirektionale Magnetisierung besser ausgenutzt werden. Als nachteilig ist zu erwähnen, dass durch die Kopplung der beiden Systeme ein Schaltzustand möglich ist, der mit einem Brückenkurzschluss vergleichbar ist und dass Trafosättigung dann wieder möglich ist.



Abb.8.18: Fotos des industrienah realisierten Prototyps des DC/DC Konvertersystems.

Die Anwendung der Stromverdopplerschaltung [102] würde neben einer Vereinfachung des sekundärseitigen Leistungsteils auch die Ausnutzung des Transformators verbessern. Die Schaltungstopologie kann durch Abwandlung des Sekundärteils der Schaltung nach Abb.8.3(b) abgeleitet werden (siehe Abb.8.19(b) und (c)) und benötigt nur eine Sekundärwicklung, die bei beiden Magnetisierungsrichtungen den halben Ausgangsstrom $i_o/2$ führt. Dies führt zu einer wesentlich besseren Ausnutzung dieser Wicklung, da ihre Stromführungsdauer im Vergleich zur Topologie nach Abb.8.19(c) von δT_P auf $2\delta T_P$ erhöht wird. Bezüglich der Ausgangsinduktivitäten L_a und L_b und der Strom- und Spannungsbeanspruchungen der Dioden besteht zwischen den Schaltungen nach Abb.8.19(b) und (c) kein Unterschied, wobei die Diode D_+ als Parallelschaltung von D_a und $D_{F,a}$ angesehen werden kann. Die Verbesserung des Wirkungsgrades wird daher im Vergleich zur gegenständlichen Realisierung minimal sein, von Interesse könnte die Reduktion des Gewichts sowie des Volumens und damit die Erhöhung der Leistungsdichte sein.

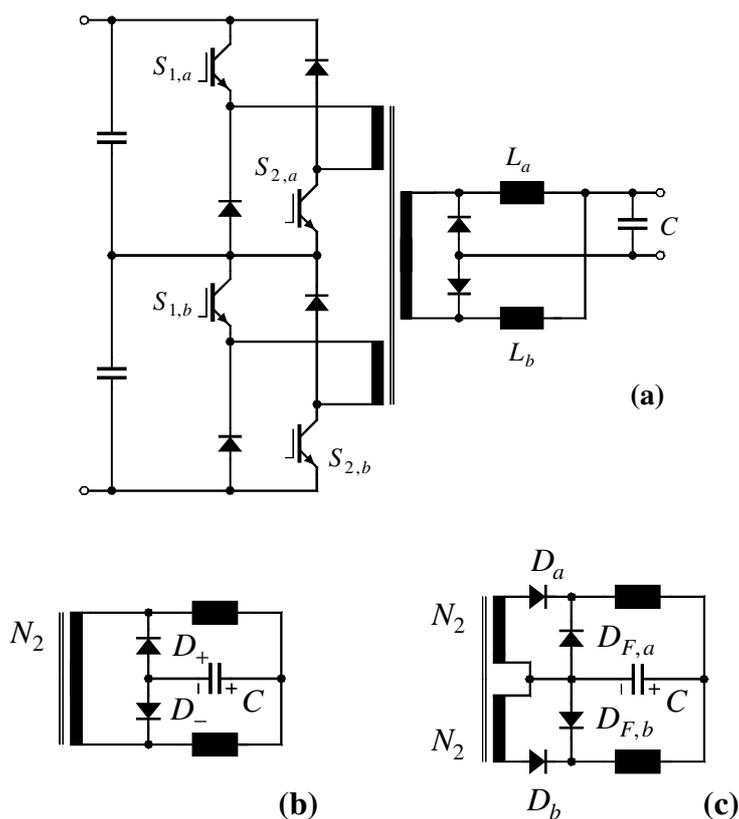


Abb.8.19: Topologie des DC/DC Konvertersystems mit Verwendung nur eines Transformators für beide Teilsysteme und Anwendung der Stromverdopplerschaltung (a). Vergleich des Realisierungsaufwandes mit Stromverdopplerschaltung (b) zu der in Abb.8.3(b) vorgestellten Struktur (c).

Kapitel 9

Aspekte der praktischen Realisierung

9.1 Eingangsinduktivitäten

Zur Realisierung der Eingangsinduktivitäten stehen mehrere Möglichkeiten zur Verfügung. Es besteht die Möglichkeit, einen Ferritkern mit Luftspalt, eine amorphe Legierung oder einen Eisenpulverkern, der einen verteilten Luftspalt besitzt einzusetzen. Bei Eisenpulverkernen besteht die Wahlmöglichkeit zwischen Ringkernen oder E-Kernen.

9.1.1 Ferritkern

Eingangsinduktivitäten aus Ferrit eignen sich für die vorliegende Anwendung nur bedingt. Durch die bei Sättigung flach verlaufende Magnetisierungskurve von Ferritmaterialien (Abb.9.1) [103] würde sich der Induktivitätswert bei transienten Überströmen stark verringern. Bei der Dimensionierung müsste die Sättigungsstromstärke daher auf einen vergleichsweise hohen Wert gelegt werden. Die Eisenverluste wären bei dieser Lösung vernachlässigbar, da der größte Teil der Magnetisierung mit Netzfrequenz erfolgt. Ein großer Nachteil ist die geringe Sättigungsinduktion.

9.1.2 Amorphe metallische Legierungen

Kerne aus amorphen metallischen Legierungen (Firmenbezeichnung „Metglas“) besitzen den Vorteil einer hohen Sättigungsflussdichte von 1.56T verbunden mit geringen Eisenverlusten [17]. Sie sind als C-Kerne erhältlich, der AL-Wert hängt vom Luftspalt ab (Abb.9.2).

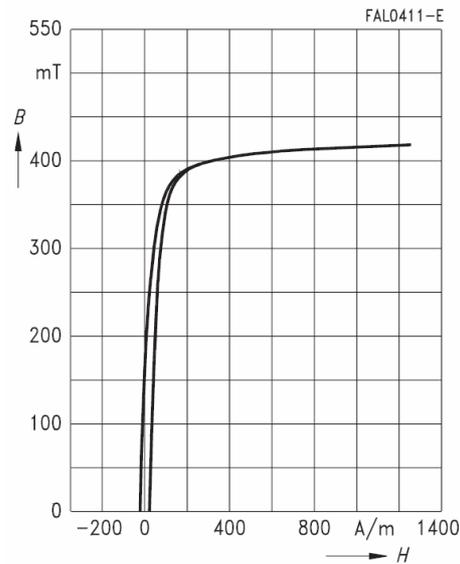


Abb.9.1: Magnetisierungskennlinie des Ferritmaterials EPCOS N27 bei 100°C.

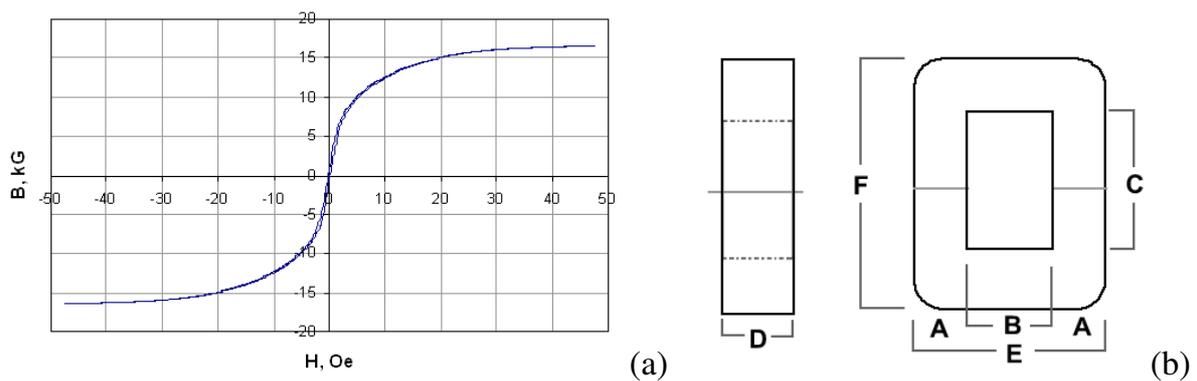


Abb.9.2: Magnetisierungskennlinie der amorphen metallischen Legierung (Metglas) (a) und Kernform (b).

9.1.3 Eisenpulverringkerne

Eisenpulverringkerne weisen einen verteilten Luftspalt auf, d.h. das Material hat eine begrenzte relative Permeabilität im Bereich $\mu_r = 10 \dots 100$ und keinen scharfen Sättigungsknick. Dadurch ist auch bei höheren Stromstärken eine geringe Induktivität vorhanden. Der Magnetwerkstoff ist Eisen, wodurch eine wesentliche höhere Sättigungsinduktion erreicht werden kann, aber auch die Verluste des Kerns im Vergleich zu Ferrit größer sind.

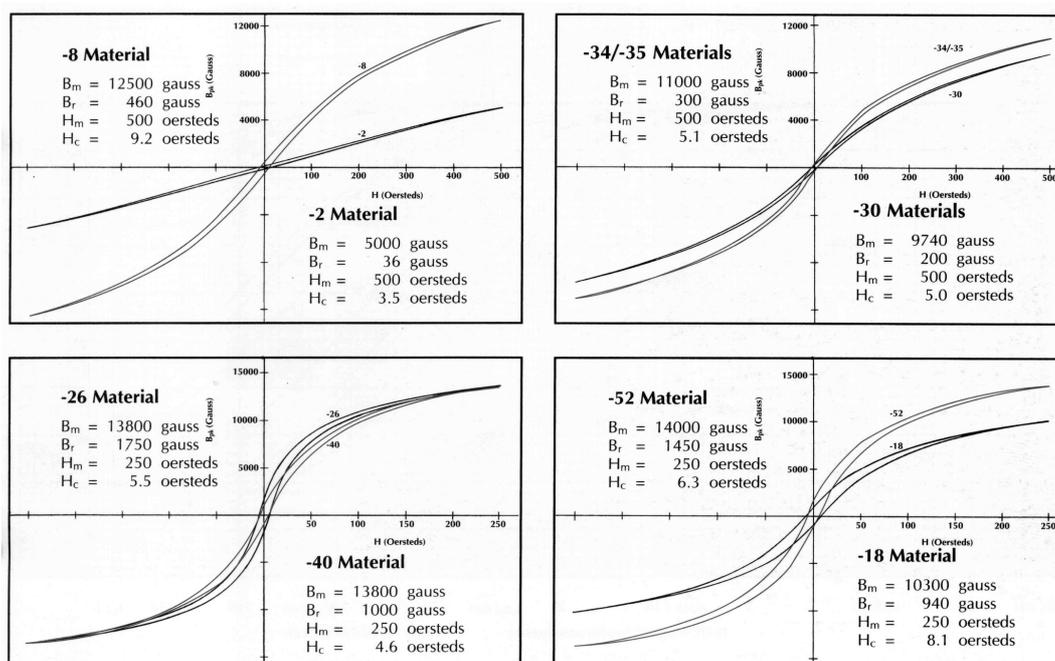


Abb.9.3: Magnetisierungskennlinie verschiedener Eisenpulverkernmaterialien von Micrometals [107].

Die Eingangsimpedanz des im Zuge der vorliegenden Arbeit realisierten Systems ist als Ringkern mit Kerntypen Micrometals T184-40 und 72Wdg. einer HF Litze mit 20x0.355CuL ausgeführt (Abb.9.5). Damit ergibt sich mit $A_L = 143\text{nH}$ eine Induktivität von

$$L = N^2 A_L = 741\mu\text{H}. \quad (9.1)$$

Zur Abschätzung der Eisenverluste wird ein Modulationsindex $M = 1$ angenommen, damit ergibt sich nach [11] ein normierter Effektivwert des Rippels

$$I_{U,i,\sim,rms,n} = \frac{I_{U,i,\sim,rms}}{I_r} = 0.075. \quad (9.2)$$

Mit einer Schaltfrequenz von $f_p = 25\text{kHz}$, einem Induktivitätswert $L = 741\mu\text{H}$ und einer Ausgangsspannung von $U_O = 800\text{V}$ ergibt sich nach (7.25) $I_r = 5.4\text{A}$ und

$$I_{U,i,\sim,rms} = I_{U,i,\sim,rms,n} I_r = 0.405\text{A}. \quad (9.3)$$

Mit der Induktivität L folgt dann der Verkettungsfluss

$$\Delta\Psi_{rms} = L \cdot I_{U,i,\sim,rms} = 300\mu\text{Vs}, \quad (9.4)$$

der notwendig ist, um die Kernverlustleistungsberechnung nach [107] durchführen zu können. Die Flussdichte ΔB_{rms} ergibt sich mit $N = 72$ und $A_{Fe} = 1.88\text{cm}^2$ zu

$$\Delta B_{\text{rms}} = \frac{\Delta \Psi_{\text{rms}}}{NA_{Fe}} = 22.2 \text{ mT} = 222 \text{ Gauss} . \quad (9.5)$$

Wie eine detaillierte Analyse zeigt [11], treten beim gegenständlichen Dreiphasen-Pulsleichrichtersystem Rippelströme hauptsächlich bei der einfachen und doppelten Schaltfrequenz (f_P und $2f_P$) zu etwa gleichen Teilen auf. Nimmt man nun an, dass die Kernverluste linear proportional zur Schaltfrequenz und quadratisch proportional zur Flussdichte sind, reduzieren sich die Eisenverluste aufgrund der Tatsache $\Delta B_1 = \Delta B_2 = \Delta B/2$, d.h.

$$P_{V,Fe} \sim f_1 \Delta B_1^2 + f_2 \Delta B_2^2 = \frac{3}{4} f_P \Delta B^2 , \quad (9.6)$$

mit $f_P = 25 \text{ kHz}$, $V_{Fe} = 21 \text{ cm}^3$ und $\hat{B} = \sqrt{2} \Delta B_{\text{rms}} = 341 \text{ Gauss}$ (9.5) ergeben sich mit folgender Zahlenwertgleichung Eisenverluste von

$$P_{Fe} \approx \frac{3}{4} \cdot \left(\frac{f_P}{\frac{1.1 \cdot 10^9}{B^3} + \frac{3.3 \cdot 10^7}{B^{2.3}} + \frac{2.5 \cdot 10^6}{B^{1.65}}} + 3.1 \cdot 10^{-13} f_P^2 B^2 \right) \cdot V_{Fe} = 2.24 \text{ W} \quad (9.7)$$

Der Wicklungswiderstand beträgt bei einer Windungslänge $l_W = 7.54 \text{ cm}$, einer HF Litze $20 \times 0.355 \text{ CuLL}$ ($i = 20$, $d_N = 0.355 \text{ mm}$)

$$R_N = \frac{l_N}{\gamma \cdot A_N} = \frac{N \cdot l_W}{\gamma \cdot i \cdot \frac{d_N^2 \pi}{4}} = 49 \text{ m}\Omega . \quad (9.8)$$

Die Kupferverluste der Eingangsinduktivität errechnen sich dann mit $I_{N,rms} = 19.85 \text{ A}$ (Tab.3.2) und dem Wicklungswiderstand R_N bei einer angenommenen Erwärmung von $\Delta T = 75^\circ \text{ C}$ zu

$$P_{V,Cu} = I_{N,rms}^2 \cdot R_N \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) = 24.8 \text{ W} . \quad (9.9)$$

Damit ergeben sich Gesamtverluste von $P_V = P_{V,Cu} + P_{V,Fe} = 27.1 \text{ W}$. Der thermische Widerstand des bewickelten Kerns beträgt ohne forcierte Kühlung $R_{th} = 5.4 \text{ K/W}$, mit forcierter Kühlung reduziert sich der Wert um einen Faktor 3...5. Die Erwärmung beträgt dann:

$$\Delta T = \frac{1}{3} P_V R_{th} = 48.8 \text{ K} , \quad (9.10)$$

was jedenfalls toleriert werden kann, wenn die Eingangsinduktivitäten im Luftstrom der Lüfter angeordnet sind.

In Abb.9.4 ist der gemessene Frequenzgang der Eingangsinduktivitäten dargestellt. Durch den Verguss der bewickelten Ringkerne mit Epoxydharz bzw. durch die steigenden parasitären Wicklungskapazitäten sinkt die Resonanzfrequenz von 800kHz auf 550kHz. Die Induktivitäten wurden trotz der höheren parasitären Kapazität im vergossenen Zustand verwendet, da dann die Spannungsfestigkeit höher und die Montage wesentlich vereinfacht ist.

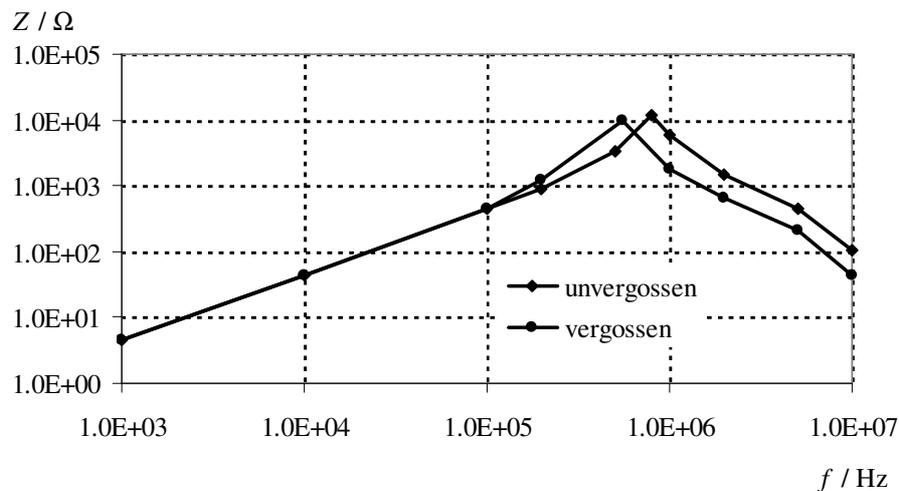


Abb.9.4: Frequenzgang der Impedanz der realisierten Eingangsinduktivität mit Magnetkern des Typs Micrometals T184-40 und $L = 741\mu\text{H}$ in unvergossenem und in vergossenem Zustand.

9.1.4 Eisenpulverkern mit Flachkupferwicklung

In Abb.9.5(b) ist die Realisierungsform einer Induktivität mit Eisenpulverkern und Flachkupferwicklung dargestellt. Durch diese Wicklungstechnologie ist es möglich, die Energiedichte deutlich zu erhöhen [108], gleichzeitig sinkt durch die Anordnung die parasitäre Kapazität, da die Wicklung in jedem Fall einlagig ausgeführt ist.

Durch Verwendung dieser Induktivität könnte der Gleichstromwiderstand bei gleichem Volumen deutlich gesenkt werden. Für die Anwendung mit $f_p = 25\text{kHz}$ sind die kommerziell erhältlichen Induktivitätswerte jedoch zu klein.

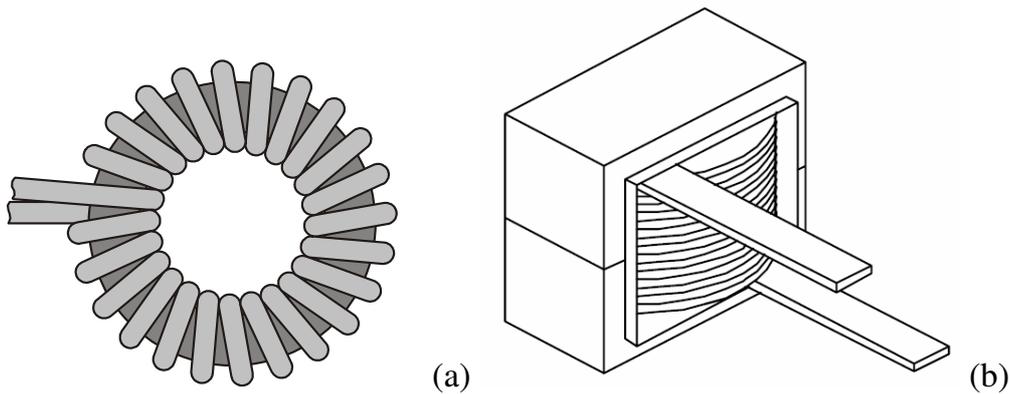


Abb.9.5: Ringkerndrossel als Eingangsinduktivität L des Pulsgleichrichtersystems (a) und Drossel mit Flachkupferwicklung (b) [108].

9.1.5 Dreiphasige Induktivität

Man könnte die drei Eingangsinduktivitäten L auch als eine dreiphasige Induktivität ausführen. Bei genauer Analyse zeigt sich jedoch, dass diese Anordnung bei idealer Kopplung der Wicklungen keine Gleichtaktinduktivität aufweist. Diese Realisierungsform bringt daher im Vergleich zur Verwendung von drei Einzelinduktivitäten keine Vorteile. Es sind für diese Ausführungsform auch keine Magnetkerne am Markt verfügbar, weshalb diese Realisierungsvariante nicht weiter verfolgt wurde [10].

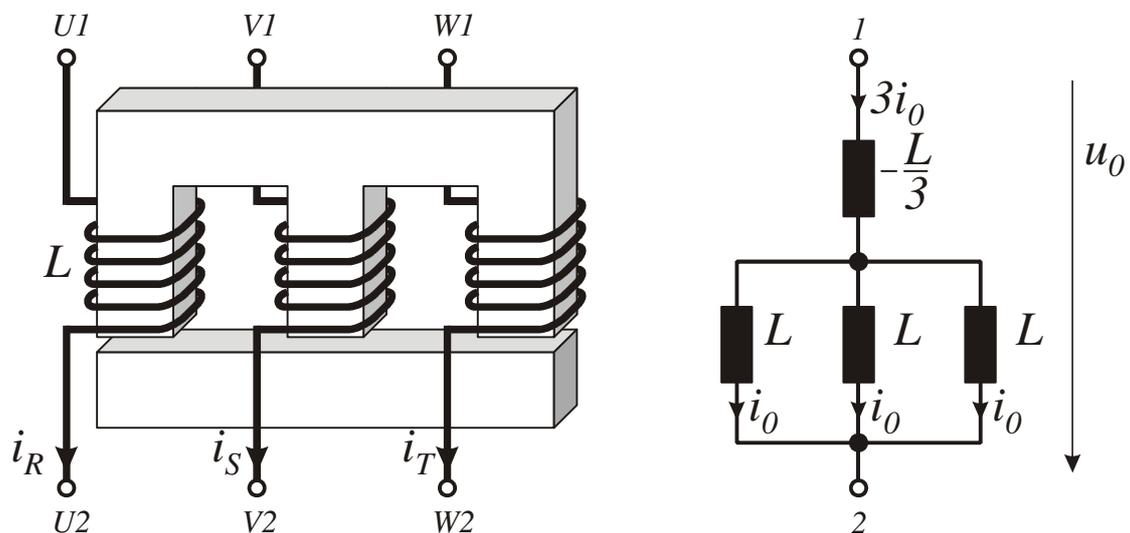


Abb.9.6: Realisierungsvariante einer dreiphasigen Induktivität mit Gleichtakt-Ersatzschaltung.

9.2 Ansteuerung der Leistungstransistoren

In Abb.9.7 ist eine mögliche Realisierung der Ansteuerung von IGBTs oder MOSFETs dargestellt. Der Optokoppler (durch die strichlierte Linie gekennzeichnet) beinhaltet dabei alle notwendigen Funktionen und Kennwerte, die zur Ansteuerung notwendig sind:

- ein Undervoltage Lockout, d.h. bei Unterschreiten eines gewissen Versorgungsspannungsniveaus wird der Leistungstransistor sicher ausgeschaltet,
- einen Leistungstreiber zur Lieferung des Gatestroms (1.5A ... 2A),
- eine für herkömmliche Schaltfrequenzen akzeptable Verzögerungszeit von typisch 300ns sowie
- eine Gleichtaktstörfestigkeit von 15kV/ μ s.

Bei Beschaltung nach Abb.9.7 kann durch die negative Versorgungsspannung von z.B. $U_{B-} = -5V$ und die dadurch negative Gatespannung der Ausschaltzustand des Leistungstransistors S , und speziell eines MOSFETs mit geringer Thresholdspannung, sichergestellt werden. Die Ein- und Ausschaltzeiten des Leistungstransistors S können durch die beiden Gatewiderstände $R_{G,on}$ und $R_{G,off}$ unabhängig voneinander eingestellt werden, wobei beim Ausschalten beide Widerstände parallel wirken. Die Steuerung des Leistungstransistors erfolgt über den Vorwärtsstrom der Steuerdiode des Optokopplers. Die unsymmetrische Spannungsversorgung von z.B. $U_{B+} = 15V$ und $U_{B-} = -5V$ kann einfach durch Betrieb eines Pulstrafos mit einer rechteckförmigen Spannung u_B mit Tastverhältnis 25% und sekundärseitiger Spitzenwertgleichrichtung erfolgen (Abb.9.7(b)).

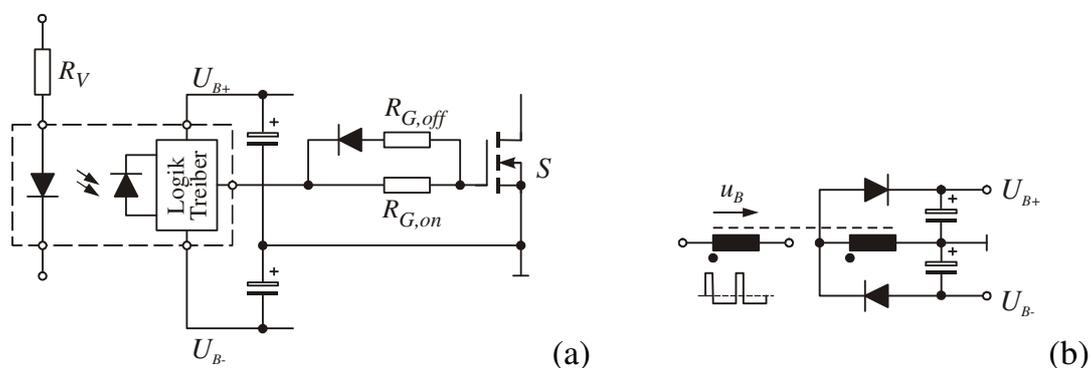


Abb.9.7: Ansteuerung von IGBTs oder MOSFETs durch Optokoppler (a). Die Energieversorgung wird durch Pulstrafos mit Spitzenwertgleichrichtern sichergestellt (b).

Die Erhöhung der Leistungsdichte des gegenständlichen Pulsleichrichtersystems erfordert eine Erhöhung der Schaltfrequenz welche wiederum nur durch die Verringerung der Schaltzeiten erreicht werden kann. Beim Schalten von modernen COOLMOS Leistungstransistoren treten dadurch Spannungsflanken von bis zu $40\text{kV}/\mu\text{s}$ [47] auf, die für die Ansteuerung als Gleichtaktspannung wirken. Eine sichere Ansteuerung ist dann mit der Schaltung nach Abb.9.7(a) nicht mehr gewährleistet.

Um den integrierten optoelektronischen Ansteuerbaustein nach wie vor nutzen zu können, muss dessen Gleichtaktspannung auf im Datenblatt zugesicherte Werte begrenzt werden. Dies geschieht mit einer Erweiterung der Anordnung nach Abb.9.7 mit einem Gleichtaktfilter bestehend aus der Gleichtaktinduktivität L_F , den Filterkondensatoren C_F und dem Dämpfungswiderstand R (Abb.9.8(a)) [109]. Das Gleichtaktfilter entspricht nach Abb.9.8(b) einem Tiefpass 2. Ordnung. Vorteilhafterweise wird die Spannungsversorgung des Optokopplers dann auch nicht mehr über einen getrennten Pulstrafo, sondern über einen DC/DC Konverter vor Ort, realisiert als Miniatursperrwandler, durchgeführt. Dies verhindert, dass hochfrequente Störungen durch die Spannungsflanken im Schaltzeitpunkt über die Energieversorgung der Optokoppler in die Versorgung der Steuerelektronik gelangen. Ein weiterer Vorteil ist, dass der DC/DC Konverter seinen Leistungsbedarf aus den Schaltüberspannungen der Leistungstransistoren bezieht. Diese Schaltüberspannungen werden im Normalfall durch eine verlustbehaftete Spannungsbegrenzungsschaltung bestehend aus einer Diode, einem Kondensator und einem Widerstand begrenzt.

In Abb.9.9 ist das Ergebnis der digitalen Simulation des Filters dargestellt, die Gleichtaktspannungsbelastung des Optokopplers verringert sich von $50\text{kV}/\mu\text{s}$ auf $10\text{kV}/\mu\text{s}$. Die Funktionsweise des Filters kann messtechnisch nicht verifiziert werden, da der Anschluss eines Hochspannungstastkopfes zur Messung der Gleichtaktspannungen das Messergebnis erheblich beeinflussen würde. Die indirekte Verifikation erfolgt über die Tatsache, dass die Ansteuerimpulse ohne Störungen an das Gate des Leistungstransistors gelangen. Die Fertigung der Filterinduktivität $L_F = 500\mu\text{H}$ erfordert besondere Sorgfalt, da deren parasitäre Wicklungskapazität gering gehalten werden muss. Die symmetrische Anordnung der Filterkondensatoren C_F stellt sicher, dass ein verbleibende Gleichtaktstrom zu gleichen Teilen über die RC-Glieder fließt, also kein Differenzstrom auftritt, der über die Sendediode fließend zur Auslösung eines fehlerhaften Schaltvorgangs führen könnte. Wichtig ist auch, dass die Versorgung des Optokopplers niederinduktiv definiert und somit die treiberseitigen Anschlüsse der RC-Glieder für hohe Frequenzen als direkt verbunden angesehen werden können. Auf eine

eigene negative Versorgung wurde hier bewusst verzichtet, um den Realisierungsaufwand gering halten zu können.

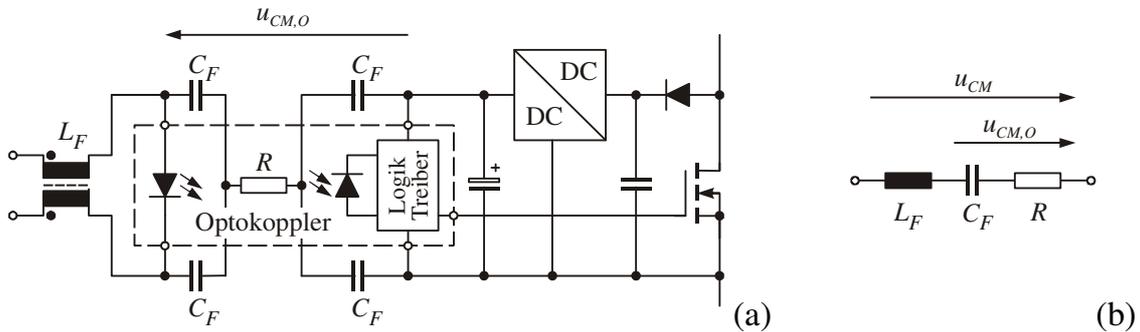


Abb.9.8: Ansteuerschaltung mit Reduktion der Gleichtaktspannung am Optokoppler (a), Ersatzschaltung des Gleichtaktfilters (b). Parameter: $L_F = 500\mu\text{H}$, $C_F = 10\text{pF}$, $R = 10\text{k}\Omega$.

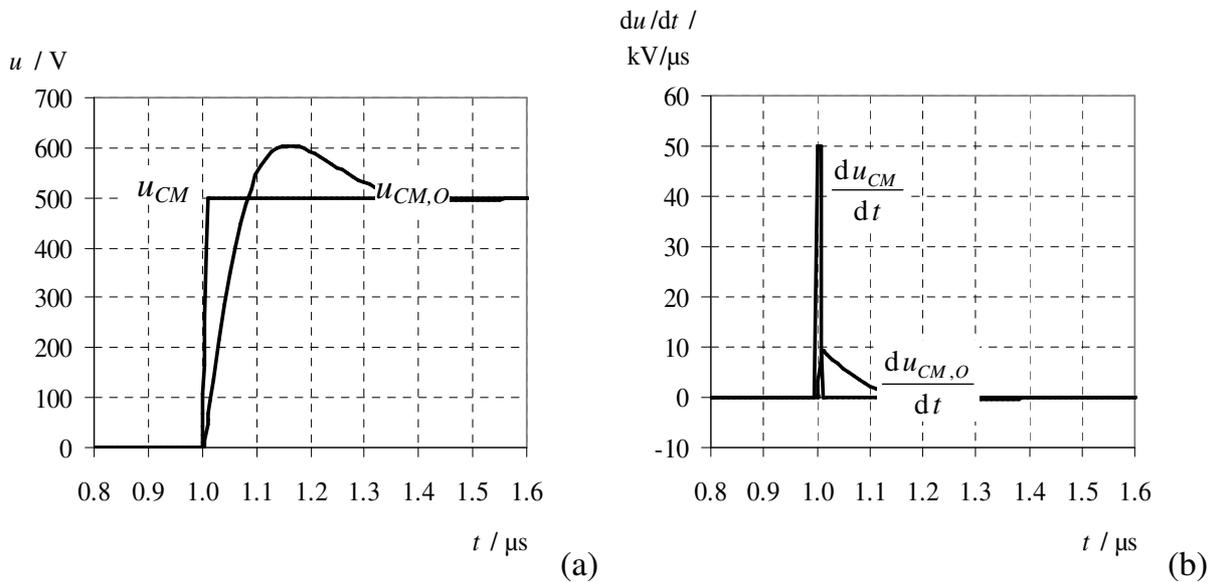


Abb.9.9: Simulationsergebnis des Filters zur Begrenzung der Gleichtaktspannung am Optokoppler. Die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit wird auf von $50\text{kV}/\mu\text{s}$ auf $10\text{kV}/\mu\text{s}$ reduziert.

9.3 Eigenbedarfsversorgung

Die Schaltung zur Versorgung der Steuerelektronik, der Lüfter, der Relais zur Überbrückung der Vorladewiderstände und gegebenenfalls der Gatetreiberschaltung ist in Abb.9.10 dargestellt. Die gewählte Schaltungstopologie ist der Zweischalersperrwandler wegen des einfachen Aufbaus, des geringen Bauelementebedarfs und der einfachen Möglichkeit, mehrere verschiedene, galvanisch getrennte Ausgangsspannungen zu realisieren [103]. Die Zweischaltervariante hat gegenüber dem

Einschalter-Sperrwandler den Vorteil, dass die Spannungsbeanspruchung der primärseitigen Halbleiter durch die Zwischenkreisspannung U_1 definiert ist. Der zweite Leistungstransistor V_2 muss synchron zu V_1 betrieben werden, dies geschieht durch eine einfache Pulstrafoansteuerung.

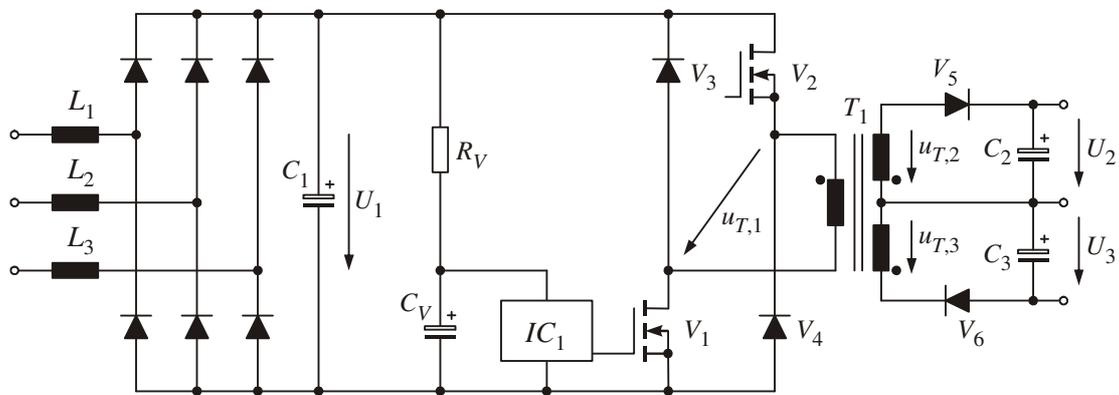


Abb.9.10: Schematisierte Schaltung der Eigenstromversorgung, ausgeführt als Zweiswitcher-Sperrwandler.

Der Wirkungsgrad der Eigenbedarfsversorgung spielt eine untergeordnete Rolle, das Hauptaugenmerk wird darauf gelegt, linear geregelte Versorgungsspannungen (+/-15V, +5V) für die Steuerelektronik mit geringen schaltfrequenten Störungen zu erhalten und den Eingangsstrom des Gesamtsystems nicht ungebührlich zu verzerren. Aus diesem Grund werden zur netzseitigen Stromglättung Vorschaltinduktivitäten $L_1 \dots L_3$ mit je 3.6mH verwendet.

9.3.1 Dimensionierung des Transformators

Der angenommene Leistungsbedarf wird hauptsächlich durch die beiden Lüfter mit je 6W und die Steuerplatine (10W) bestimmt. Um die Universalität der Stromversorgung sicherstellen zu können, beträgt die ausgangsseitige Bemessungsleistung des Sperrwandlers $P_O = 30W$. Bei einem angenommenen Wirkungsgrad von $\eta = 85\%$ beträgt die Eingangsleistung dann $P_N = 35.3W$. Der Eingangsspannungsbereich der Eigenbedarfsversorgung soll für weltweiten Einsatz ausgelegt sein, d.h. für eine Netzphasenspannung $U_{N,rms} = 90 \dots 305V$, entsprechend einer Außenleiterspannung von $U_{N,l-l,rms} = 156 \dots 528 = 480V+10\%$. Die Gleichspannung im Zwischenkreis ist unter Vernachlässigung der Diodenspannungsabfälle des Sechspuls-Brückengleichrichters gleich dem Spitzenwert der Außenleiterspannung:

$$\begin{aligned} U_{1,\min} &= \sqrt{2}\sqrt{3}U_{N,\min} = 220 \text{ V}, \\ U_{1,\max} &= \sqrt{2}\sqrt{3}U_{N,\max} = 747 \text{ V}. \end{aligned} \quad (9.11)$$

Die Dimensionierung des Transformators muss auf Basis der kleinsten Eingangsspannung $u_{T,1,\text{ein}} = U_{1,\min} = 220\text{V}$ erfolgen. Die gewählte transformierte Spannung der Sekundärseite im Entmagnetisierungszustand betrage $u_{T,1,\text{aus}} = 100\text{V}$. Damit erhält man eine maximale relative Einschaltdauer (Tastverhältnis) von

$$\delta = \frac{u_{T,1,\text{aus}}}{u_{T,1,\text{ein}} + u_{T,1,\text{aus}}} = 0.3125. \quad (9.12)$$

Für eine Bemessungsleistung des Übertragers von $P_T = P_N = 35.3\text{W}$ ergibt sich ein Strommittelwert

$$i_{T,1,\text{avg}} = \frac{P_T}{U_{1,\min}} = 160 \text{ mA}, \quad (9.13)$$

und bei dreieckförmigem Stromverlauf ein Spitzenwert

$$\hat{i}_{T,1} = 2 \frac{i_{T,1,\text{avg}}}{\delta} = 1.03 \text{ A}. \quad (9.14)$$

Bei einer Schaltfrequenz von $f_s = 100\text{kHz}$ ergibt sich mit $\delta = 0.3125$ eine Einschaltdauer von $t_1 = 3.125\mu\text{s}$. Die erforderliche primärseitige Induktivität des Übertragers berechnet sich demgemäß zu

$$L_1 = \frac{1}{\hat{i}_{T,1}} \int_0^{t_1} u_{T,1,\text{ein}} dt = 670 \mu\text{H}. \quad (9.15)$$

Bei Verwendung eines Magnetkerns EPCOS RM10 mit $A_L = 200\text{nH}$ ergibt sich eine primäre Windungszahl von $N_1 = 58\text{Wdg}$, mit dem effektiven Eisenquerschnitt $A_e = 98\text{mm}^2$ [103] folgt dann der Spitzenwert der Induktion

$$\hat{B} = \frac{1}{A_e N_1} \int_0^{t_1} u_{T,1,\text{ein}} dt = 120 \text{ mT}, \quad (9.16)$$

der weit unter der Sättigungsinduktion liegt.

Insgesamt werden vier Ausgangsspannungen benötigt: $U_2 = 20\text{V}$ um einen 15V Linearregler für die Steuerelektronik versorgen zu können, $U_3 = 24\text{V}$ für die Lüfter und die Versorgung des -15V Linearreglers, $U_4 = 10\text{V}$ für die Versorgung des +5V Linearreglers und $U_5 = 20\text{V}$ für die Versorgung des primärseitigen Steuerschaltkreises

IC_1 (U_4 und U_5 sind in Abb.9.10 zur Wahrung der Übersichtlichkeit nicht dargestellt). Beispielfhaft sei die Dimensionierung der Wicklung N_2 angeführt:

$$N_2 = N_1 \frac{U_2}{u_{T,1,aus}} = 12 \text{ Wdg.} \quad (9.17)$$

Damit ergeben sich die Windungszahlen zu $N_3 = 14 \text{ Wdg.}$, $N_4 = 6 \text{ Wdg.}$, $N_5 = 12 \text{ Wdg.}$

Zur Abschätzung der Kupferverluste der einzelnen Wicklungen und damit des gesamten Trafos werden der Stromeffektivwert pro Wicklung, der Wicklungswiderstand mit einer mittleren Windungslänge von $l_W = 52 \text{ mm}$ [103], dem Drahtdurchmesser d_N , der Leitfähigkeit $\gamma = 56 \text{ m}/\Omega \text{ mm}^2$ sowie der Litzenanzahl i und die Wicklungskupferverluste bei Raumtemperatur ermittelt:

$$I_{T,rms} = \hat{I}_T \sqrt{\frac{\delta}{3}} = \frac{2P}{U\sqrt{3\delta}},$$

$$R_N = \frac{l_N}{\gamma \cdot A_N} = \frac{N \cdot l_W}{\gamma \cdot i \cdot \frac{d_N^2 \pi}{4}} \quad (9.18)$$

$$P_{V,Cu} = I_{T,rms}^2 R_N.$$

Eine Zusammenfassung der Ergebnisse der Berechnungen nach (9.18) ist in Tab.9.1 gegeben.

Wicklung	N	U	δ	P	$I_{T,rms}$	i	d_N	A_N	R_N	$P_{V,Cu}$
		V		W			mm	mm ²	Ω	W
1	58	220	0.3125	35.3	0.331	20	0.1	0.157	0.330	0.036
2	12	20	0.6875	10.0	0.696	3	0.2	0.094	0.114	0.055
3	14	24	0.6875	15.0	0.870	3	0.2	0.094	0.133	0.100
4	12	20	0.6875	0.3	0.021	1	0.1	0.008	1.364	0.001
5	6	10	0.6875	10.0	1.393	45	0.1	0.353	0.015	0.029

Tab.9.1: Auflistung der Kupferverluste der einzelnen Wicklungen des Trafos zur Eigenstromversorgung.

9.3.2 Dimensionierung der Halbleiter

Die beiden Leistungstransistoren werden spannungsmäßig mit der maximalen Zwischenkreisspannung $U_{l,max} = 747 \text{ V}$ und strommäßig mit dem Trafoprimärstrom $I_{V1,rms} = I_{T,1,rms} = 0.331 \text{ A}$ belastet. Daraus ergeben sich mit einem Drain-Source-

Widerstand $R_{DS,on} = 5.5\Omega$ bei einer Gehäusetemperatur von 100°C (Toshiba 2SK1119)
Leitverluste von:

$$P_{V1} = I_{V1,rms}^2 R_{DS,on} = 602 \text{ mW} . \quad (9.19)$$

Die Halbleiter V_3 und V_4 werden durch schnelle Dioden mit einer Sperrspannungsfestigkeit von 1200V (RHRP8120) realisiert. Die Spannungsbelastung der sekundärseitigen Gleichrichterdiode V_6 (HFA15TB60) darf nicht unterschätzt werden. Sie beträgt $U_3 + u_{T,3,ein} = U_3 + u_{T,1,ein} \frac{N_3}{N_1} = 204 \text{ V}$. Die verbleibenden Gleichrichterioden werden mit der gleichen Type realisiert.

9.4 Inbetriebnahme und Stillsetzen des Systems, Fehlerzustände

Da die Ausgangskondensatoren bei Inbetriebnahme des Systems vollständig entladen sind, müssen diese, um hohe Ladeströme und damit die Zerstörung des Systems bzw. das Auslösen einer vorgeschalteten Sicherung zu vermeiden, zuerst kontrolliert geladen werden. In Abb.9.11 sind dazu unterschiedliche Möglichkeiten in vereinfachter Form dargestellt, d.h. die Leistungstransistoren und einige für die prinzipielle Wirkungsweise der Vorladung nicht relevante Dioden sind nicht abgebildet. Die Vorladeschaltung nach Abb.9.11(a) stellt die einfachste, aber am wenigsten empfehlenswerte Variante dar. Der Vorladewiderstand R_p begrenzt bei offenem Relaiskontakt K den Ladestrom; sobald die Kondensatoren auf den Spitzenwert der Außenleiterspannung geladen sind, wird der Relaiskontakt K geschlossen. Der besondere Nachteil dieser Realisierungsform ist die spannungsmäßige Zerstörung der Leistungshalbleiter im Fall des Öffnens des Relaiskontakts unter Stromfluss, da die Hochsetzstellerinduktivitäten jedenfalls versuchen, den Strom weiter zu treiben. Außerdem nimmt die Induktivität im Kommutierungskreis des Hochsetzstellers und damit die transiente Ausschaltüberspannung an den Leistungstransistoren signifikant zu.

Die empfehlenswertere Alternative stellt die Vorladung durch netzseitig eingefügte Widerstände und deren Überbrückung durch das Relais K dar (Abb.9.11(b)). Werden drei der sechs Netzdioden (alle D_{N+} oder D_{N-}) als Thyristoren ausgeführt, so besteht eine elegante Methode zur Vorladung über eine parallel angeordnete Serienschaltung einer Diode mit dem Vorladewiderstand R_p . Die Thyristoren werden dann nicht wie bei einer Phasenanschnittsteuerung gesteuert, sondern vorteilhaft dauernd eingeschaltet, sobald die Zwischenkreisspannung den Spitzenwert der Außenleiterspannung erreicht

hat. Die Steuerung der Thyristoren übernimmt Mikrokontroller der Regelschaltung auf Basis der Messung der Ein- und Ausgangsspannungen des Systems.

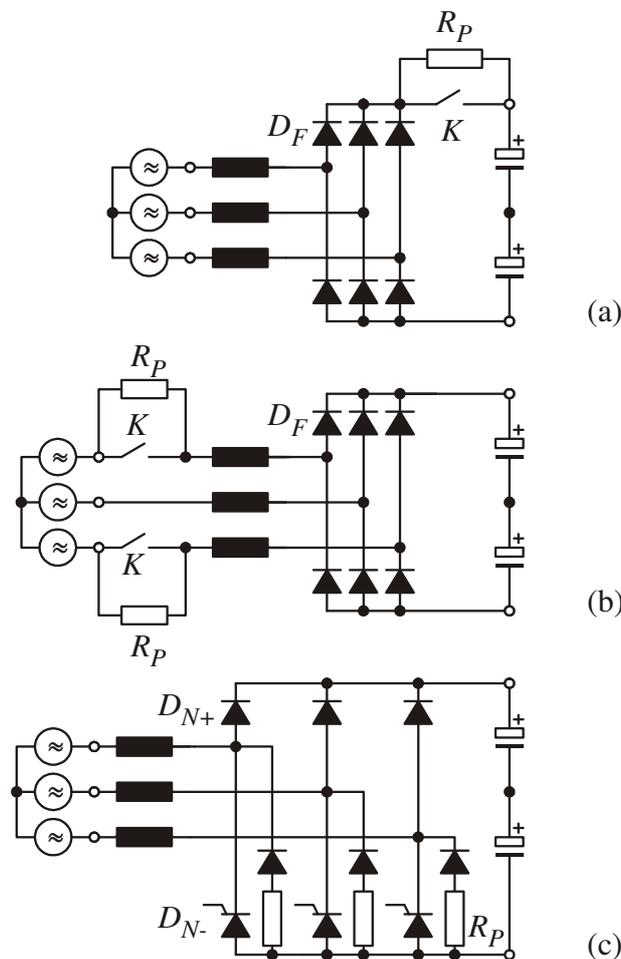


Abb.9.11: Vorladung des Zwischenkreises des dreiphasigen Pulsgleichrichtersystems.

Bei der praktischen Realisierung ist die in Abb.9.12 gezeigte rasche Aktivierung der Thyristoren nach ca. 200ms nicht möglich, da erst die Spannungen zur Eigenstromversorgung der Steuerplatine aufgebaut und stabilisiert werden müssen. In Abb.9.13 ist der gemessene Hochlaufvorgang in Verbindung mit dem angeschlossenen DC/DC Konverter dargestellt. Der Ladevorgang der Kondensatoren ist auch hier nach ca. 300ms abgeschlossen, jedoch verharrt das System dann für ca. 2.5s in diesem Zustand, bis das System schließlich selbsttätig in Betrieb geht und die Ausgangsspannung von ca. 54V aufbaut. Die gesamte Dauer vom Einschalten der dreiphasigen Spannungsversorgung bis zum Aufbau und zur Ausregelung der DC/DC Konverterausgangsspannung beträgt hier 3.25s. Der Lastzustand des Systems spielt bei der Hochlaufdauer nur eine untergeordnete Rolle.

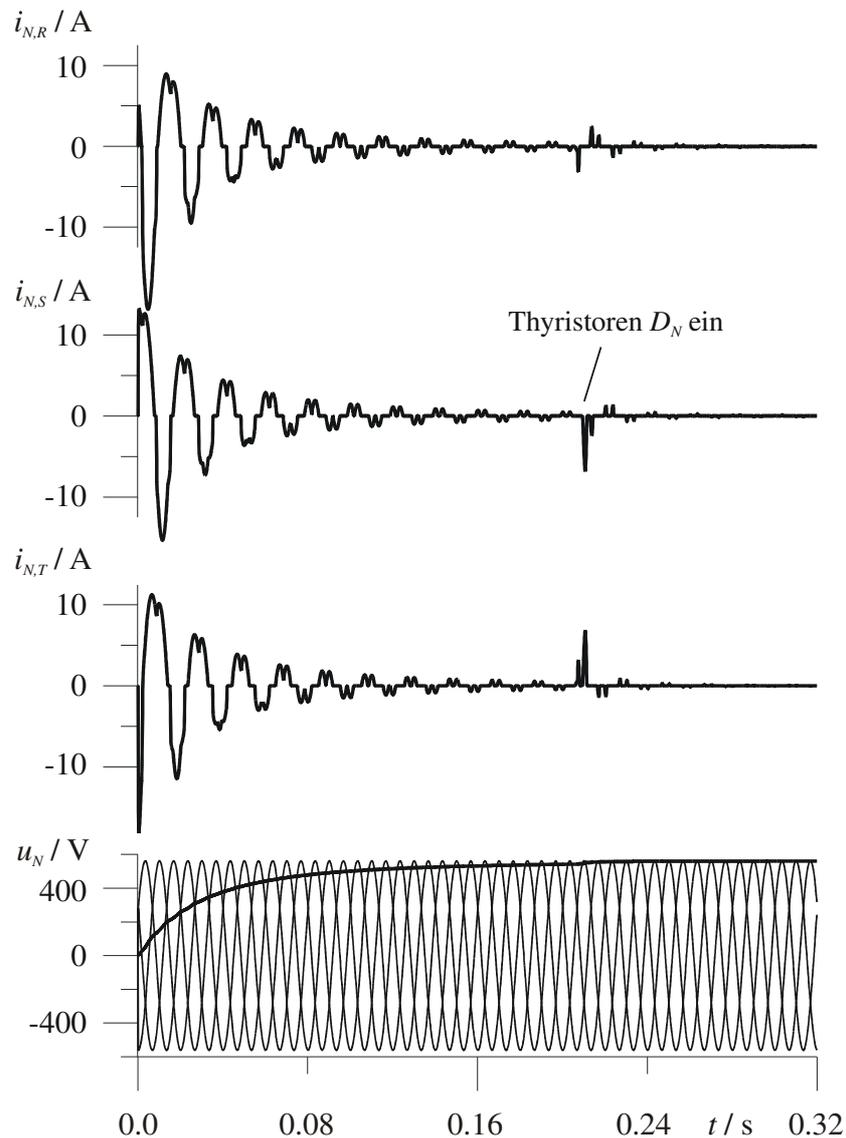


Abb.9.12: Simulierter Hochladevorgang der Zwischenkreiskondensatoren bei Inbetriebnahme.

Wird das System außer Betrieb gesetzt, indem die dreiphasige Spannungsversorgung abgeschaltet wird, so erkennt die Mikrocontrollersteuerung die zu kleine Netzspannung und sperrt die Schaltsignale sowie die Netzthyristoren bzw. öffnet unmittelbar die Vorladewiderstände überbrückenden Relais und sperrt die DC/DC Konverterstufe. Die Zwischenkreiskondensatoren entladen sich dann über Entladewiderstände. Bei Wiederkehr der dreiphasigen Versorgungsspannung aktiviert sich das System selbsttätig. Ein manuelles Ausschalten des Systems ist über eine Taste auf der Steuerplatine vorgesehen.

Das System unterscheidet weiters kritische und unkritische Fehler, bei denen ein Weiterarbeiten möglich ist. Ist es z.B. durch Phasenausfall nicht mehr möglich die volle

Leistung an den Ausgang des Systems zu liefern, da entweder die Leitwertbegrenzung oder die Spitzenstrombegrenzung wirkt (siehe (4.12)), so sinkt die Zwischenkreisspannung dementsprechend ab. Der DC/DC Konverter erkennt dies und reduziert auch seine Ausgangsleistung entsprechend und arbeitet dementsprechend auf geringerem Leistungsniveau weiter. Ein kurzfristiges, geringes Überschreiten des maximal zulässigen Eingangsstromspitzenwerts oder der Zwischenkreisspannung führt nicht zu einer sofortigen Abschaltung des Systems, sondern zu einer unmittelbaren, hardwaremäßig realisierten Halbierung des Leitwerts. Dadurch können transiente Vorgänge rasch und ohne Ausfall des Gesamtsystems behandelt werden. Erst bei einer zweiten Schwelle des Eingangsstromspitzenwerts oder der Zwischenkreisspannung wird das System abgeschaltet und meldet einen Fehler mittels LED, der einen Eingriff des Benutzers erfordert.

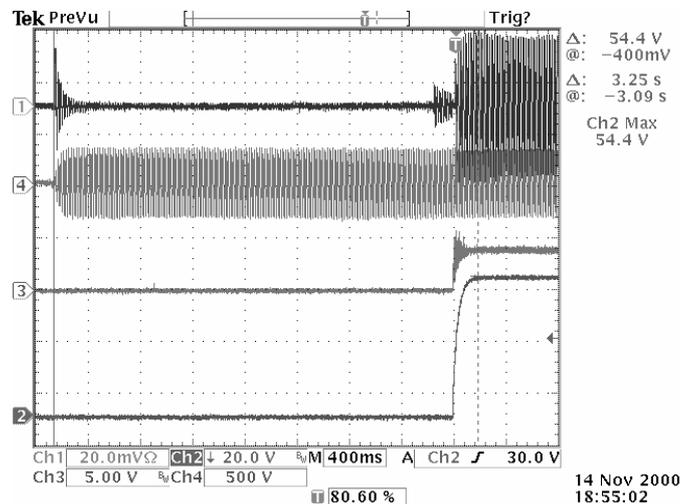


Abb.9.13: Inbetriebnahme des Systems durch Einschalten der dreiphasigen Versorgung. Netzphasenstrom i_N (10A/Div), Netzphasenspannung u_N (500V/Div), DC/DC Konverter Ausgangsstrom i_O (100A/Div) und -spannung u_O (20V/Div).

Zur weiteren Erhöhung der Zuverlässigkeit des Systems ist die Messung der Kühlkörpertemperatur und die Messung der Versorgungsspannung einer zusätzlichen Treiberschaltung vorgesehen. Beide wirken einerseits direkt über Hardwarekomparatoren und deaktivieren das System dadurch sofort. Das Mikrokontrollerprogramm schaltet das System anschließend aus und wartet auf einen Benutzereingriff. Die Alternative, die programmtechnisch auch möglich wäre, ist die automatische Reaktivierung des Systems nach Abkühlung oder Treiberspannungswiederkehr.

Kapitel 10

Zusammenfassung

Basierend auf einem objektiven Vergleich in **Kapitel 2** hat sich bestätigt, dass das gegenständliche Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystem im Vergleich mit anderen dreiphasigen Gleichrichtern eine extrem gute Performance aufweist. Es hat den besten Leistungsfaktor (99.96%) und sehr geringe Stromverzerrungen (2.7%), der erreichte Wirkungsgrad und die erreichte Leistungsdichte sind nur von Systemen zu überbieten, die einen wesentlich schlechteren Leistungsfaktor von ca. 95% aufweisen.

In **Kapitel 3** der vorliegenden Arbeit werden unterschiedliche Brückenstruktur zur Realisierung des Systems analysiert und verglichen, weiters wird die Spannungsbeanspruchung der Halbleiter mit nur halber Ausgangsspannung nachgewiesen. Eine mögliche Form der Einschaltentlastung zur Erhöhung des Wirkungsgrades wird präsentiert und das Schaltverhalten mit und ohne Schaltentlastung verifiziert. Die erstellte Verlustbilanz zeigt, dass der Gewinn im Wirkungsgrad im Bereich von 0.2 ... 0.3% liegt.

In **Kapitel 4** wird eine Reglerstruktur entwickelt, die unsymmetrische Netzbedingungen und den Phasenausfall sowie die Phasenwiederkehr im laufenden Betrieb beherrscht und dabei immer ohmsches Netzverhalten aufweist. Die Funktionsweise der Regelung und des Gesamtsystems wird durch digitale Simulation und experimentelle Analyse verifiziert. Der einzige Nachteil des Konzepts ist die Notwendigkeit von Analogmultiplizierern mit geringen Offsets zur Generierung der Stromsollwerte. Dieser Nachteil wird durch die multipliziererfreie Eingangsstromregelung aus **Kapitel 5** behoben. Dieses Konzept ist von einphasigen Systemen bekannt und wird für die dreiphasige Anordnung modifiziert. Unterschiedliche Realisierungsformen werden

analysiert und experimentell verifiziert, wobei schließlich eine Möglichkeit gefunden wird, bei der auch die sonst notwendige Messung der Netzspannung zur Stromregelung entfallen kann. Das neue Reglerkonzept wird mit dem herkömmlichen, auf Multiplizierern aufbauenden Konzept experimentell verglichen, wobei nur minimale Performanceunterschiede auch beim Phasenausfall bzw. bei unsymmetrischen Netzbedingungen festgestellt werden; das Netzverhalten bleibt ohmsch, der Realisierungsaufwand sinkt jedoch erheblich.

Ein weiterer großer Kostenfaktor bei einer industrienahen Realisierung des Systems sind die Stromwandler zur Eingangsstrommessung. In **Kapitel 6** wird daher nach einer kurzen Einführung in die Problematik der Strommessung ein Beobachter zur Rekonstruktion der Phasenströme auf Basis einer Messung des Stromes zum Ausgangsspannungsmittelpunkt vorgestellt. Die Aspekte der praktischen Realisierung werden dargestellt und eine Schaltung zur Realisierung des Beobachters wird detailliert beschrieben und dimensioniert. Die Funktionsweise des Konzepts wird durch eine experimentelle Analyse bestätigt, durch die Gleichtaktverschiebung der Ausgangsspannung auftretende Störungen in der Steuerelektronik müssen jedoch durch Gleichtaktfilterung aller Messsignale vermieden werden.

Das **Kapitel 7** beschäftigt sich mit der Gleichtaktverschiebung der Ausgangsspannung und Abhilfemaßnahmen zur Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit. Dabei werden alle strombildenden Komponenten und deren Auswirkungen mittels einer digitalen Simulation präsentiert. Unterschiedliche Möglichkeiten zur Unterdrückung der Gleichtaktausgangsspannung, wie z.B. die direkte Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts mit dem Netzsternpunkt, die Wahl von nullkomponentenfreien Schaltzuständen und die Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunkts mit einem künstlichen, kapazitiven Netzsternpunkt werden dargestellt und Letzteres experimentell mit Hilfe einer genormten EMV Messung erfolgreich verifiziert.

Nur wenige Anwendungen benötigen die hohe Ausgangsspannung des Pulsleichrichtersystems. Speziell bei Telekommunikationsstromversorgungen ist eine galvanisch getrennte Spannung von typisch 48V zu erzeugen. In **Kapitel 8** wird daher eine geeignete DC/DC Ausgangsstufe, die zur Eingangsstufe kompatibel ist, entwickelt. Unter der Randbedingung hoher Systemzuverlässigkeit, minimaler Komplexität und der Einsetzbarkeit zur Eingangsstufe gleichwertiger Leistungshalbleiter wird eine passende Konvertertopologie vorgestellt. Durch die Verwendung von Leistungshalbleitern mit einer Spannungsfestigkeit gleich der halben Ausgangsspannung des Pulsleich-

richtersystems, wird die primärseitige Serienschaltung und durch den hohen geforderten Ausgangsstrom die sekundärseitige Parallelschaltung von zwei Teilsystemen notwendig. Dies erfordert den Einsatz einer Spannungssymmetrierung im Zwischenkreis. Die Regelung des Systems wird präsentiert und eine ausführliche Dimensionierung des Leistungsteils mit Verlustaufteilung und Wirkungsgradprädiktion durchgeführt. Schließlich wird das System in Verbindung mit der Pulsleichrichterstufe im nichtlückenden und im lückenden Betrieb detailliert experimentell analysiert.

Das abschließende **Kapitel 9** beleuchtet einige Aspekte der praktischen Realisierung. Unterschiedliche Realisierungsformen der Eingangsinduktivitäten werden präsentiert und die am besten geeignete Variante mit Eisenpulverringkern genauer dimensioniert. Raum für Verbesserung bieten dabei das Frequenzverhalten und die erzielte Energiedichte, was durch den Einsatz von Flachkupferinduktivitäten mit Eisenpulverkern erreichbar wäre. Der Einsatz von schnelleren Leistungsschaltern ist eine weitere Möglichkeit zur Steigerung der Leistungsdichte des Systems, in diesem Fall muss jedoch nach Abschnitt 9.2 deren Ansteuerung für steile Gleichtaktspannungsänderungen konzipiert werden. In Abschnitt 9.3 wird die Eigenbedarfsversorgung des Systems beschrieben und dimensioniert.

Die Inbetriebnahme des Systems erfordert nach Abschnitt 9.4 besondere Aufmerksamkeit, da durch die Hochsetzstellerstruktur des Systems vor Freigabe der Schaltsignale die Zwischenkreiskondensatoren kontrolliert aufgeladen werden müssen. Dazu werden unterschiedliche Möglichkeiten präsentiert. Der Hochlauf des Gesamtsystems wird anhand einer Simulation und einer Messung am realen System gezeigt. Ein digitaler Controller überwacht die Fehlerzustände des Systems, wobei zwischen kritischen und unkritischen Fehlern, bei denen ein eingeschränktes Weiterarbeiten des Systems möglich ist, unterschieden wird.

Das hier beschriebene Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystem hat sich in der Zwischenzeit in der Industrie gut etabliert, es wird von zahlreichen Unternehmen erfolgreich eingesetzt.

Kapitel 11

Ausblick

11.1 Erhöhung der Leistungsdichte des Systems

Durch den Einsatz von modernen Halbleiterbauelementen, wie z.B. COOLMOS Leistungstransistoren und SiC Dioden, können die Halbleiterverluste der in der vorliegenden Arbeit diskutierten Schaltung deutlich gesenkt werden [47]. Durch Erhöhung der Schaltfrequenz auf 48kHz und Verwendung von Induktivitäten mit Flachkupferwicklung (Abschnitt 9.1.4) kann der Wirkungsgrad von $\eta \approx 97\%$ (Tab.3.2 bzw. Abb.8.8) unter Beibehaltung der forcierten Luftkühlung ohne weitere Maßnahmen auf $\eta \approx 98\%$ bei Nennspannung angehoben werden. Die Leistungsdichte des Pulsleichrichtersystems steigt dann von $\rho = 1.8\text{kW}/\text{dm}^3$ auf $3\text{kW}/\text{dm}^3$. Ein optimiertes System kann bei Wasserkühlung und einer Schaltfrequenz von 500kHz eine Leistungsdichte von $\rho \approx 13\text{kW}/\text{dm}^3$, mit einem Wirkungsgrad von $\eta \approx 95 \dots 97\%$ erreichen (Abb.11.1). Das System muss allerdings volldigital unter Einsatz eines FPGA geregelt werden.

11.2 Wirkungsgradmaximierung zweistufiger Stromversorgungssysteme

Stromversorgungssysteme werden dem heutigen Stand der Technik entsprechend meist zweistufig ausgeführt, wobei netzseitig ein PWM Gleichrichter und ausgangsseitig ein DC/DC Konverter vorgesehen ist. Für derartige Systeme besteht die Forderung nach Einsetzbarkeit in einem weiten Eingangsspannungsbereich, typisch zwischen 90V und 270V oder sogar 305V Phasenspannung. Weiters wird eine Verstellbarkeit der Ausgangsspannung im Bereich 46 bis 56V gefordert um bei Batteriepufferung des Ausgangs abhängig vom Ladezustand der Batterie auftretende Spannungsschwankungen tolerieren zu können.

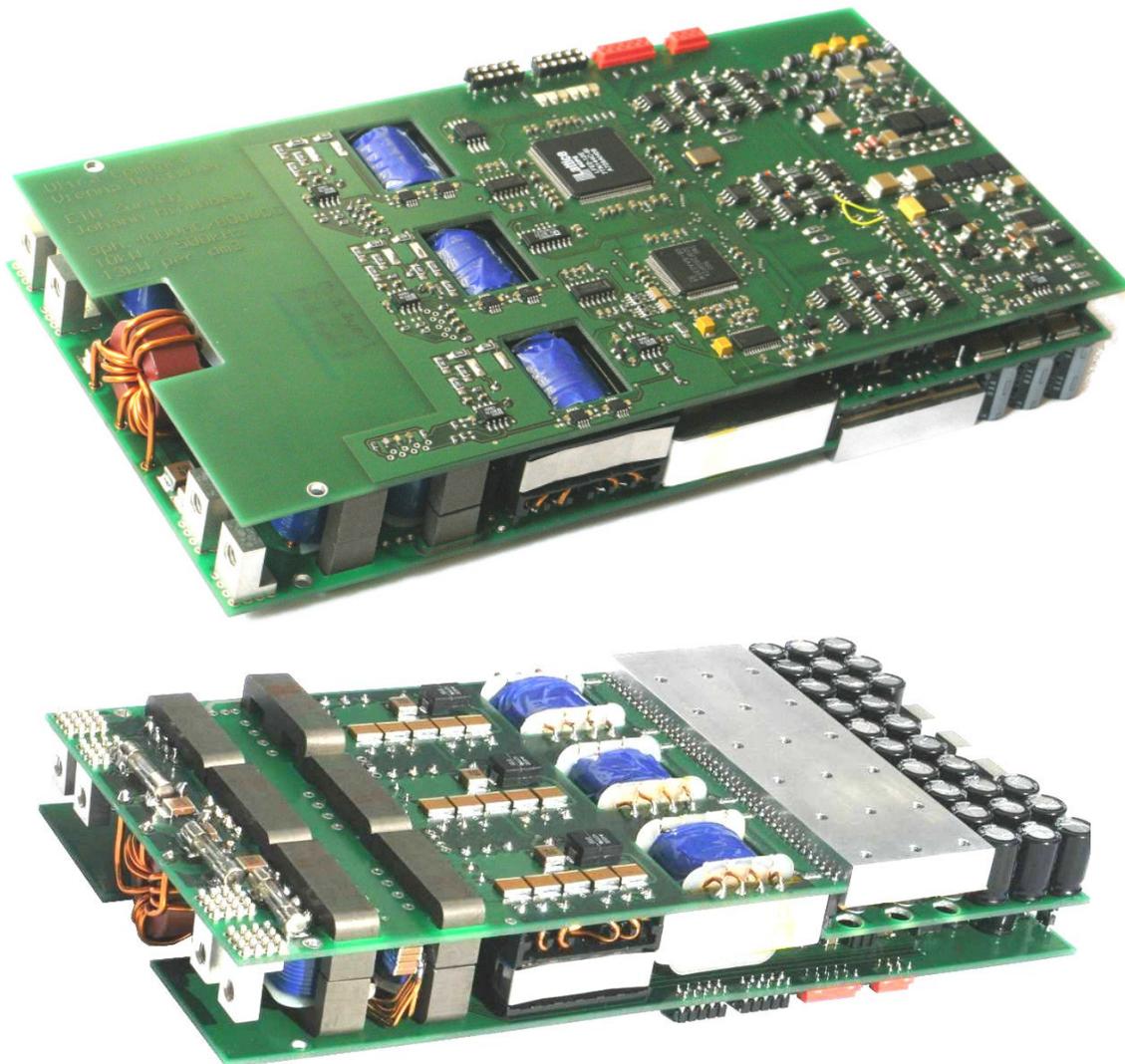


Abb.11.1: Auf Leistungsdichte optimiertes Pulsleichrichtersystem mit $\rho \approx 13\text{kW/dm}^3$ unter Verwendung von COOLMOS Leistungstransistoren, SiC Dioden und Wasserkühlung.

Entsprechend der Forderung nach weitem Eingangsspannungsbereich erfolgt die Auslegung der Systeme unter Berücksichtigung der Hochsetzstellerfunktion der Eingangsstufe derart, dass die Ausgangsspannung des Gleichrichters, d.h. die Zwischenkreisspannung, hinreichend weit über dem Spitzenwert der maximalen Netzspannung liegt. Dieser Zwischenkreisspannungswert wird innerhalb des gesamten Ein- und Ausgangsspannungsbereichs beibehalten, was insbesondere bei kleiner Eingangsspannung zu einer hohen relativen Einschaltdauer der Leistungstransistoren des Pulsleichrichters und damit zu hohen Leitverlusten führt. Weiters resultieren dann aufgrund des hohen Eingangsstroms relativ hohe Schaltverluste und damit eine signifikante Verringerung des Wirkungsgrades. Bei kleiner Ausgangsspannung führt

die konstante Zwischenkreisspannung zu einer relativ hohen schaltfrequenten Schwankung des Ausgangsstromes, der in einem höheren Induktivitätswert der Ausgangsinduktivität und der Dimensionierung der Ausgangsfeinfilterung Berücksichtigung finden muss. Weiters treten auch hier infolge des bei kleiner Ausgangsspannung und konstanter Ausgangsleistung höheren Ausgangsstromes höhere, wirkungsgradvermindernde Schaltverluste der zwischenkreisseitigen Leistungshalbleiter des DC/DC Konverters auf.

Seitens der mechanischen Konstruktion sind für die Leistungshalbleiter der Pulsleichrichterstufe, der Primär- und der Sekundärseite der DC/DC-Konverterstufe meist getrennte Kühlkörper vorgesehen. Die durch diese Kühlkörper geführte Luftmenge wird so gesteuert, dass eine fest vorgegebene Kühlblechtemperatur nicht überschritten wird. Für geringe Verluste liegt damit nur eine relativ geringe Lüfterdrehzahl und damit vorteilhaft eine nur geringe Lärmentwicklung durch die Stromversorgung vor. Allerdings tritt damit bei Teillast eine nur geringe Sperrschichttemperatur der Ausgangsdioden des DC/DC Konverters und damit verglichen mit Vollast bzw. maximaler Sperrschichttemperatur eine relativ hohe Diodendurchlassspannung auf, die den Teillastwirkungsgrad verschlechtert.

Um für den gesamten Eingangsspannungs- und Ausgangsleistungsbereich einer zweistufigen Stromversorgung einen hohen Wirkungsgrad sicher zu stellen, sind. Der Grundgedanke besteht darin, die Zwischenkreisspannung und die Schaltfrequenzen der Ein- und Ausgangsstufe nicht auf einem konstanten Wert zu halten, sondern abhängig von der jeweiligen Eingangsspannungsamplitude und dem jeweiligen Ausgangsspannungswert zu verändern [110]. Weiters ist der Sollwert der Temperatur des die Ausgangsdioden tragenden Kühlkörpers ausgangsstromabhängig zu ändern. Die Veränderung der Zwischenkreisspannung erfolgt so, dass diese bei einphasig gespeistem System mit fallender Amplitude der Netzspannung und bei dreiphasiger Speisung mit fallendem Maximalwert der Amplituden der drei verketteten Netzspannungen soweit verringert wird, dass noch eine für rasche Stromänderungen erforderliche Differenz zwischen Netzspannungsamplitude bzw. Maximalwert der Amplituden der verketteten Netzspannung und der Zwischenkreisspannung bestehen bleibt. Dabei wird die Zwischenkreisspannungsverringerng abhängig von der zu bildenden Ausgangsspannung nach unten derart begrenzt, dass der jeweilige Ausgangsspannungswert mit einem Tastverhältnis gebildet wird, das einen für die Ausregelung von Störungen, z.B. Belastungsänderungen, hinreichenden Abstand vom maximal zulässigen Tastverhältniswert aufweist. Entsprechend der resultierenden

relativen Absenkung oder Erhöhung der Zwischenkreisspannung gegenüber dem Nennwert werden weiters auch die Schaltfrequenzen der Ein- und der Ausgangsstufe in gleicher Weise relativ gegenüber dem Nennwert geändert, womit der Rippel des Netzstroms und des Ausgangsstroms auf einem näherungsweise konstanten Wert gehalten und die Schaltverlustleistung beider Stufen verringert bzw. der Wirkungsgrad der Energieumformung erhöht wird. Schließlich wird der Sollwert der Ausgangsdiodenkühlkörpertemperatur mit abnehmendem Mittelwert des Ausgangsstroms derart erhöht, dass unabhängig vom jeweiligen Ausgangsstromniveau eine konstante Sperrschichttemperatur der Dioden nahe der zulässigen Grenztemperatur resultiert und so eine relativ geringe Diodendurchlassspannung bzw. geringe Diodenleitverluste erreicht werden.

Wie eine nähere Analyse anhand von Verlustmodellen der Stromversorgung zeigt, resultiert bei Betrieb der zweistufigen Stromversorgung mit oben beschriebenem Verfahren eine Erhöhung des Wirkungsgrades der Energieumformung von typisch 0.5% und somit im durchlaufenden Betrieb eine signifikante Verringerung der Energiekosten, die, da das Verfahren nur auf die für die Regelung der Stromversorgung ohnehin zu erfassenden Größen Bezug nimmt, im Wesentlichen ohne Erhöhung des Realisierungsaufwandes der Steuerung erreicht wird.

Die Wahl der Betriebsparameter kann dabei nicht nur nach vorgegebenen Kennlinien erfolgen, sondern die auf maximalen Wirkungsgrad führenden Betriebsparameter (Zwischenkreisspannung, Schaltfrequenz der Eingangsstufe und der Ausgangsstufe und Ausgangsdiodenkühlkörpertemperatur) können auch durch eine Online-Optimierung ermittelt werden. Es werden so vorteilhaft z.B. auch der Einfluss der Innentemperatur der Stromversorgung, und die Ummagnetisierungs- und Kupferverluste in den Vorschaltinduktivitäten und Hochfrequenztransformatoren auf den Wirkungsgrad berücksichtigt. Die Online-Optimierungen erfolgen derart, dass für einen Betriebspunkt der Stromversorgung, d.h. für gegebene Ausgangsspannung und gegebenen Ausgangsstrom, die aus dem Netz aufgenommene Leistung vor und nach einer geringfügigen Änderung eines oder mehrerer Betriebsparameter verglichen und der Änderungsschritt dann als im Sinne der Optimierung erfolgreich angesehen wird, wenn er in einer Verringerung der Eingangsleistung bzw. Erhöhung des Wirkungsgrades resultiert. Der zulässige Variationsbereich der Betriebsparameter ist dabei über Maximalwerte der Zwischenkreisspannung, der Schaltfrequenzen und der Ausgangsdiodenkühlkörpertemperatur nach oben und über Minimalwerte nach unten zu beschränken.

Literaturverzeichnis

- [1] **Kolar, J.W.:** *Dreiphasen-Dreipunkt-Pulsleichrichter.* Österreichische Patentanmeldung, Aktenzeichen: A2612/93. Das Patent wurde 1994 von ABB IXYS Semiconductor GmbH übernommen und unter dem Titel *Vorrichtung und Verfahren zur Umformung von Drehstrom in Gleichstrom* als Europapaten angemeldet.
- [2] **Kolar, J.W., und Zach, F.C.:** *A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier.* Proceedings of the 28th Power Conversion Conference, Nürnberg, Deutschland, 28. bis 30. Juni, S. 125 – 138 (1994).
- [3] **Kolar, J.W., und Zach, F.C.:** *A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules.* Proceedings of the 16th IEEE International Telecommunications Energy Conference, Vancouver, 30. Okt. bis 3. Nov, S. 367 – 374 (1994).
- [4] **Ide, P., Froehleke, N., und Grotstollen, H.:** *Comparison of Selected 3-Phase Switched-Mode Rectifiers.* Proceedings of the 19th International Telecommunications Energy Conference, Melbourne, Australien, S. 630 – 636 (1997).
- [5] **Kolar, J.W., und Ertl, H.:** *Status of Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains.* Proceedings of the 21st IEEE Telecommunications Energy Conference, Kopenhagen, Dänemark, 6. bis 9. Juni, paper no.: 14-1 (1999).
- [6] **Kolar, J.W., Drofenik, U., und Zach, F.C.:** *Current Handling Capability of the Neutral Point of a Three-Phase/Switch/Level Boost-Type PWM (VIENNA) Rectifier.* Proceedings of the 28th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italien, 24. bis 27. Juni, Vol. II, S. 1329 – 1336 (1996).
- [7] **Kolar, J.W.:** *VIENNA Rectifier – Entwicklung und Analyse neuer netzrückwirkungsarmer Dreiphasen-Pulsleichrichtersysteme.* Dissertation, TU Wien, Juni 1998.
- [8] **Drofenik, U.:** *Optimierung und experimentelle Analyse des stationären Betriebsverhaltens eines VIENNA Rectifier I.* Dissertation, TU Wien, Nov. 1998.

- [9] **Holtz, J.:** *Pulse Width Modulation for Electronic Power Conversion. Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications* (Editor: B.K. Bose), S. 138-203, New York: IEEE Press (1997).
- [10] **Kolar, J.W., Miniböck, J., und Baumann, M.:** *Three-Phase PWM Power Conversion – The Route to Ultra High Power Density and Efficiency.* Proceedings of the CPES Annual Seminar/Industry Review, Blacksburg (VA), USA, 27. bis 29. April (2003).
- [11] **Kolar, J. W., Stögerer, F., und Nishida, Y.:** *Evaluation of a Delta-Connection of Three Single-Phase Unity Power Factor Rectifier Systems (Δ -Rectifier) in Comparison to a Direct Three-Phase Rectifier Realization. Part I – Modulation Schemes and Input Current Ripple.* Proceedings of the 7th European Power Quality Conference, Nürnberg, Deutschland, 19. bis 21. Juni, S. 101 – 108 (2001).
- [12] **Miniböck, J., Greul, R. und Kolar, J.W.:** *Evaluation of a Delta-Connection of Three Single-Phase Unity Power Factor Rectifier Modules (Δ -Rectifier) in Comparison to a Direct Three-Phase Rectifier Realization. Part II – Components Stress Evaluation, Efficiency, Control.* Proceedings of the INTELEC Conference, Edinburgh, UK, 14. bis 18. Okt., S. 446 – 454 (2001).
- [13] **Greul, R.:** *Modulare Dreiphasenpulsgleichrichtersysteme.* Dissertation, ETH Zürich (2006).
- [14] **Ide, P., Froehleke, N., Grotstollen, H., Korb, W., und Margaritis, B.:** *Operation of a Three-Phase/Three-Level-Rectifier in Wide Range and Single-Phase Applications.* 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, San Jose (CA), USA., 29. Nov. bis 3. Dez., S. 557 – 582 (1999).
- [15] **Zhao, Y., Li, Y., und Lipo, T.A.:** *Force Commutated Three-Level Boost Type Rectifier.* Record of the 28th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, Canada, 2. bis 8. Okt., Vol. II, S. 771 – 777 (1993).
- [16] **AAVID THERMALLOY:** *Brazedgain, Powergain solutions.* Firmenschrift General Release 4 (2002).
- [17] **METGLAS:** *Powerlite High Frequency Distributed Gap Inductor Cores.* Technical Bulletin, www.metglas.com (2004).

- [18] **Kikuchi, J., Manjrekar, M.D., und Lipo, T.A.:** *Performance improvement of half controlled three phase PWM boost rectifier.* 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. 27. Juni bis 1. Juli, Volume 1, S. 319 – 324 vol.1 (1999).
- [19] **Prasad, A.R., Ziogas, P.D., und Manias, S.:** *An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers.* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 1, S. 83 – 92 (1991).
- [20] **Kolar, J.W., Ertl, H., und Zach, F.C.:** *Space Vector – Based Analysis of the Input Current Distortion of a Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System.* Record of the 24th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Seattle (WA), 20. bis 24. Juni, S. 696 – 703 (1993).
- [21] **Kolar, J.W., Ertl, H., und Zach, F.C.:** *Space Vector-Based Analytical Analysis of the Input Current Distortion of a Three-phase Discontinuous-mode Boost Rectifier System.* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, Issue 6, S. 733 – 745 (1995).
- [22] **Kolar, J.W.; Ertl, H.; und Zach, F.C.:** *A Comprehensive Design Approach for a Three-phase High-frequency Single-switch Discontinuous-mode Boost Power Factor Corrector Based on Analytically Derived Normalized Converter Component Ratings.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, Issue 3, S. 569 – 582 (1995).
- [23] **Mohan, N.:** *A Novel Approach to Minimize Line-Current Harmonics in Interfacing Renewable Energy Sources with 3-Phase Utility Systems.* Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, Boston (1992).
- [24] **Nishida, Y., Nakaoka, M., Ohgoe, Y., und Maeda, A.:** *A Simple Three-Phase Boost-Mode PFC Rectifier.* Conference Record of the 31st IAS Annual Meeting, San Diego (CA), USA, 6. bis 10. Okt., S. 1056 – 1061 (1996).
- [25] **Rastogi, M., Naik, R., und Mohan, N.:** *Optimization of a Novel DC-Link Current Modulated Interface with 3-Phase Utility Systems to Minimize Line Current Harmonics.* Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, S. 162 – 167 (1992).

- [26] **Drofenik, U., Gong, G., und Kolar J.W.:** *A Novel Bi-Directional Three-Phase Active Third-Harmonic Injection High Input Current Quality AC-DC Converter*. Proceedings of the International Conference on Power Conversion, Power Quality and Intelligent Motion, Nürnberg, Deutschland, 20. bis 22. Mai, S. 243 – 254 (2003).
- [27] www.waasner.de
- [28] **Gong, G., Drofenik, U., und Kolar J.W.:** *12-Pulse Rectifier for More Electric Aircraft Applications*. Proceedings of the International Conference on Industrial Technology, Maribor, Slovenien, 10. bis 12. Dez., CD-ROM, ISBN: 0-7803-7853-9 (2003).
- [29] **Mysiak, P., und Barlik, R.:** *An DC-Output Twelve-Pulse Converter in the Low Voltage Power Network Supply Conditions – Simulation Results*. Proceedings of the International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, High Tatras, Slowakei, 18. bis 20. Okt. (1994).
- [30] www.weisser.de
- [31] **Miniböck, J., Stögerer, F., und Kolar, J.W.:** *A Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a VIENNA Rectifier Eliminating Controller Multipliers. Part I: Basic Theoretical Considerations and Experimental Verification*. Proceedings of the 16th IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim (CA), USA, 4. bis 8. März, Vol. 1, S. 582 – 586 (2001).
- [32] **Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a VIENNA Rectifier Eliminating Controller Multipliers*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, S. 162 – 170 (2005).
- [33] **Miniböck, J., Stögerer, F., und Kolar, J.W.:** *Comparative Theoretical and Experimental Evaluation of Bridge Leg Topologies of a Three-Phase Three-Level Unity Power Factor Rectifier*. Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, Kanada, 17. bis 21. Juni (2001).
- [34] **Kolar, J.W., Ertl, H., und Zach, F. C.:** *Design and Experimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unity Power Factor*

- PWM (VIENNA) Rectifier Employing a Novel Power Semiconductor Module.* Proceeding of the 11th IEEE Applied Power Electronics Conference, San Jose (CA), USA, 3. bis 7. März, Vol. 2, S. 514 – 523 (1996).
- [35] **Baumann, M., Drofenik, U., und Kolar, J.W.:** *New Wide Input Voltage Range Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Formed by Integration of a Three-Switch Buck-Derived Front-End and a DC/DC Boost Converter Output Stage.* 22nd IEEE International Telecommunications Energy Conference, Phoenix (AZ), USA., 14. bis 18. Sept., S. 461 – 470 (2000).
- [36] **Kolar, J.W.:** *Netzrückwirkungsarmes Dreiphasen-Stromzwischenkreis-Pulsleichrichtersystem mit weitem Stellbereich der Ausgangsspannung .* Österreichische Patentanmeldung A9/2000.
- [37] **Baumann, M., und Kolar, J.W.:** *A Novel Control Concept for Reliable Operation of a Three-phase Three-switch Buck-type Unity Power Factor Rectifier with Integrated Boost Output Stage under Heavily Unbalanced Mains Condition.* IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference. Vol. 1, 15. bis 19. Juni, S. 3 – 10 (2003).
- [38] **Baumann, M., und Kolar, J.W.:** *A Novel Control Concept for Reliable Operation of a Three-phase Three-switch Buck-type Unity-Power-Factor Rectifier with Integrated Boost Output Stage under Heavily Unbalanced Mains Condition.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, Issue 2, S. 399 – 409 (2005).
- [39] **Nussbaumer, T., und Kolar, J. W.:** *Advanced Modulation Scheme for Three-Phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifier Preventing Mains Current Distortion Originating from Sliding Input Filter Capacitor Voltage Intersections.* Proceedings of the 34th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Acapulco, Mexico, 15. bis 19. Juni, Vol. 3, S. 1086 – 1091 (2003).
- [40] **Baumann, M., Drofenik, U., und Kolar, J. W.:** *New Wide Input Voltage Range Three-Phase Unity Power Factor Rectifier Formed by Integration of a Three-Switch Buck-Derived Front-End and a DC/DC Boost Converter Output Stage.* Proceedings of the 22th IEEE International Telecommunications Energy Conference, Phoenix (AZ), USA, 10. bis 14. Sept. (2000).

- [41] **Fischer, R.:** *Elektrische Maschinen*. 6. Auflage, Carl Hanser Verlag München Wien (1986).
- [42] **Kolar J.W., Drofenik, U., und Zach, F.C.:** *VIENNA Rectifier II – A Novel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier System*. Proceedings of the 13th IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim (CA), USA, 15. bis 19. Feb. (1998).
- [43] **Kolar J.W., Drofenik, U., Ertl, H., und Zach, F.C.:** *VIENNA Rectifier III – A Novel Single-Stage Buck-Derived Unity Power Factor AC-to-DC Converter System*. Proceedings of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Espoo, Finland, 26. bis 27. August (1998).
- [44] **Mantov, G., und Wallace, K.:** *Diode Recovery Current Suppression Circuit*. Proceedings of the 22nd International Telecommunications Energy Conference, Phoenix (AZ), USA, 10. bis 14. Sept., S. 125 – 129 (2000).
- [45] **Kolar, J.W.:** *Vorrichtung zur Verringerung der Einschaltverluste des Brückenzeiges eines unidirektionalen Dreipunkt-Pulsleichrichtersystems*. Österreichische Patentanmeldung (2000).
- [46] **T&M Research:** *Series SDN-414 Current Viewing Resistors Description and Specification*. www.tandmresearch.com (2001).
- [47] **Miniböck, J., Stögerer, F., Kolar, J.W., und Wolfgang, E.:** *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 42nd Power Conversion / Intelligent Motion / Power Quality Conference, Nürnberg, Deutschland, 19. bis 21. Juni, S. 121 – 125 (2001).
- [48] **Infineon Technologies AG:** *CoolMOSTM Power Transistor Preliminary Datasheet SPW47N60C2*. www.infineon.com (2000).
- [49] **Kolar, J.W.:** *Vorrichtung zum zuverlässigen Betrieb dreiphasiger Pulsleichrichtersysteme an stark unsymmetrischen Netzen*. Österreichische Patentanmeldung (2000).
- [50] **Kolar, J.W., Stögerer, F., und Miniböck, J.:** *Multipliziererfreie Phasenstromregelung für unidirektionale Dreiphasen-Dreipunkt-*

- Pulsleichrichtersysteme mit weitem Aussteuerbereich.* Österreichische Patentanmeldung, Aktenzeichen AT1202/2000 (2000).
- [51] **Stögerer, F., Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *Implementation of a Novel Control Concept for Reliable Operation of a VIENNA Rectifier under Heavily Unbalanced Mains Voltage Conditions.* Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, Kanada, 17. bis 21. Juni, Vol. 3, S. 1333 – 1338 (2001).
- [52] **Stögerer, F., Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *A Novel Concept for Mains Voltage Proportional Input Current Shaping of a VIENNA Rectifier Eliminating Controller Multipliers. Part II: Operation for Heavily Unbalanced Mains Phase Voltages and in Wide Input Voltage Range.* Proceedings of the 16th IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim (CA), USA, 4. bis 8. März, Vol. 1, S. 587 – 591 (2001).
- [53] **Blasko, V.:** *Analysis of a Hybrid PWM Based on Modified Space Vector and Triangle Comparison Methods.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, Nr. 3, S. 756 – 764 (1997).
- [54] **Drofenik, U., und Kolar, J.W.:** *Comparison of Not Synchronized Sawtooth Carrier and Synchronized Triangular Carrier Phase Current Control of the VIENNA Rectifier I.* Record of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bled, Slowenien, 12. bis 16. Juni, Vol. 1, S. 13 – 19 (1999).
- [55] **Noon, J.P., und Dalal, D.:** *Practical Design Issues for PFC Circuits.* Proceedings of the 12th IEEE Applied Power Electronics Conference, Atlanta (GA), USA, 23. bis 27. Feb., Vol. 1, S. 51 – 58 (1997).
- [56] **Maksimovic, D., Yungtaek, J., und Erickson, R.:** *Nonlinear Carrier Control for High Power Boost Rectifiers.* Proceedings of the 10th IEEE Applied Power Electronics Conference, Dallas, 5. bis 9. März, Vol. 2, S. 635 – 641 (1995).
- [57] **Gegner, J. P., und Lee, C. Q.:** *Linear Peak Current Mode Control: A Simple Active Power Factor Correction Control Technique For Continuous Conduction Mode.* Record of the 27th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italien, 23. bis 27. Juni, Vol. 1, S. 196 – 202 (1996).

- [58] **Rajagopalan, J., Lee, F. C., und Nora, P.:** *A Generalized Technique for Derivation of Average Current Mode Control Laws for Power Factor Correction without Input Voltage Sensing.* Proceedings of the 12th Applied Power Electronics Conference, Atlanta (GA), USA, 23. bis 27. Feb., Vol.1, S. 81 – 87 (1997).
- [59] **Ben-Yaakov, S., und Zeltser, I.:** *PWM Converters with Resistive Input.* Proceedings of the 37th International Power Conversion Conference, Nürnberg, Deutschland, 26. bis 28. Mai, S. 87 – 95 (1998).
- [60] **Kolar, J. W.:** *Selbsttätige Einprägung sinusförmiger Netzphasenströme bei Dreiphasen-Pulsgleichrichtersystemen.* Österreichische Patentanmeldung (1999).
- [61] **Qiao, C., und Smedley, K. M.:** *A General Three-Phase PFC Controller. Part II for Rectifiers with a Series-Connected Dual-Boost Topology.* Record of the 34th IEEE Industry Applications Conference, Phoenix, 3. bis 7. Okt., Vol. 4, S. 2512 – 2519 (1999).
- [62] **Qiao, C., und Smedley, K. M.:** *Three-phase Unity-Power-Factor VIENNA Rectifier with Unified Constant-Frequency Integration Control.* Proceedings of the IEEE International Power Electronics Congress, Acapulco, Mexiko, 15. bis 19. Okt., S. 125 – 130 (2000).
- [63] **Ide, P., Froehleke, N., Grotstollen, H., Korb, W., und Margaritis, B.:** *Analysis of Three/Phase/Three/Level Rectifiers at Low Load and Discontinuous Contuction Mode.* Proceedings of the 15th IEEE Applied Power Electronics Conference, New Orleans, 6. bis 10. Feb., Vol. 1, S. 197 – 204 (2000).
- [64] **LEM Components:** *Technische Information, Kompensations-Stromwandler mit kleiner Montagefläche bis 100-A-Nennstrom.* Druckschrift CH99102D (1999).
- [65] **SENSITEC:** *Stromsensoren nach dem Magnetoresistiven Prinzip.* Datenblatt DB-D-CMS2000-051129-2 (www.sensitec.com).
- [66] **SETRON:** *CSA-1V Current Sensor.* Datenblatt CSA-1V August 2004 (www.setron.ch).

- [67] **Miniböck, und J. Kolar, J. W.:** *Vorrichtung zur Messung gleichanteilbehalteter Wechselströme mittels eines einfachen Wechselstromwandlers*. Schweizer Patentanmeldung (2006).
- [68] **Kolar, J.W., Ertl, H., und Zach, F.C.:** *Calculation of the Passive and Active Component Stress of Three-Phase PWM Converter Systems with High Pulse Rate*. Proceedings of the 3rd European Conference on Power Electronics and Applications, Aachen, 9. bis 12. Okt., Vol. 3, S. 1303 – 1311 (1989).
- [69] **Boys, J.T.:** *Novel Current Sensor for PWM AC Drives*. IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. B, No. 1, S. 27 – 32 (1988).
- [70] **Green, T.C., und Williams, B.W.:** *Derivation of Motor Line-Current Waveforms from the DC Link Current of an Inverter*. IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. B, No. 4, S. 196 – 204 (1989).
- [71] **Green, T.C., und Williams, B.W.:** *Control of Induction Motors Using Phase Current Feedback Derived from the DC Link*. Proceedings of the 3rd European Conference on Power Electronics and Applications, Aachen, 9. – 12. Okt., Vol. III, S. 1391 – 1396 (1989).
- [72] **Blaabjerg, F., und Pedersen, J.K.:** *A New Low-Cost, Fully Fault-Protected PWM-VSI Inverter with True Phase-Current Information*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, S. 187 – 197 (1997).
- [73] **Joo, H.G., Kim, C.G., Shin, H.B., und Youn, M.J.:** *Detection of Three-Phase Currents in Space Vector PWM Inverters with Only One DC Link Current Sensor*. Proceedings of the 22nd IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol. 1, S. 127 – 132 (1996).
- [74] **Moynihan, J.F, Kavanagh, R.C., Egan, M.G., und Murphy, J.M.D.:** *Indirect Phase Current Detection for Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*. Proceedings of the 4th European Conference on Power Electronics and Applications, Florenz, Italien, 3. bis 6. Sept., Vol. 3, S. 641 – 646 (1991).
- [75] **French, C.D., Acarnley, P.P., und Jack, A.G.:** *Real-Time Current Estimation in Brushless DC Drives Using a Single DC Link Current Sensor*. Proceedings of

- the 5th European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, UK, 13. bis 16. Sept., Vol. 4, S. 445 – 450 (1993).
- [76] **Kolar, J.W., Ertl, H., und Drofenik, U.:** *Vorrichtung zur Nachbildung der Phasenströme eines Dreiphasen-Dreipunkt-Pulsgleichrichtersystems.* Österreichisches Patent A405.586, (1996).
- [77] **Kolar, J.W., Stögerer, F., Miniböck, J., und Ertl, H.:** *A New Concept for Reconstruction of the Input Phase Currents of a Three-Phase/Switch/Level PWM (VIENNA) Rectifier Based of Neutral Point Current Measurement.* Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Gaulway, 18. bis 23. Juni, Vol. 1, S. 139 – 146 (2000).
- [78] **Kolar, J.W., Drofenik, U., und Zach, F.C.:** *DC Link Voltage Balancing of a Three-Phase/Switch/Level PWM (VIENNA) Rectifier by Modified Hysteresis Input Current Control.* Proceedings of the 29th International Conference on Power Conversion, Nürnberg, Deutschland, 20. bis 22. Juni, S. 443 – 465 (1995).
- [79] **Moynihan, J.F., Bolognani, S., Kavanagh, R.C., Egan, M.G., und Murphy, J.M.D.:** *Single-Sensor Current Control of AC Servo Drives Using Digital Signal Processors.* Proceedings of the 5th European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, UK, 13. bis 16. Sept., Vol. 4, S. 445 – 450 (1993).
- [80] **Mammano, B.:** *Current Sensing Solutions for Power Supply Designers.* Power Design Seminar SEM 1200, Unitrode Corp., 1997.
- [81] **Radun, A., und Rulison, J.:** *An Alternative Low-Cost Current Sensing Scheme for High-Current Power Electronics Circuits.* Record of the 25th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Seattle, 7. bis 12. Okt., Pt. 1, S. 619 – 625 (1990).
- [82] **Kolar, J.W., Drofenik, U., Miniböck, J., und Ertl, H.:** *A New Concept for Minimizing High-Frequency Common-Mode EMI of Three-Phase PWM Rectifier Systems Keeping High Utilization of the Output Voltage.* Proceedings of the 15th IEEE Applied Power Electronics Conference, New Orleans, 6. bis 10. Feb., Vol. 1, S. 519 – 527 (2000).

- [83] **Xing, K., Lee, F.C., Lai, J.S., Gurjit, T., und Borojevic, D.:** *Adjustable Speed Drive Neutral Voltage Shift and Grounding Issues in a DC Distributed System.* Record of the 32nd IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, 5. bis 9. Okt., Vol. 1, S. 517 – 524 (1997).
- [84] **Rendusara, D., und Enjeti, P.:** *A Method to Reduce Common Mode & Differential Mode dv/dt at the Motor Terminals in P WM Rectifier/PWM Inverter Type Adjustable Speed Drives.* Proceedings of the 13th IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim (CA), USA, 15. bis 19. Feb., Vol. 2, S. 1010 – 1016 (1998).
- [85] **Cacciato, M., Consoli, A., Scarcella, G., und Testa, A.:** *Reduction of Common Mode Currents in PWM Inverter Motor Drives.* Record of the 32nd IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, 5. bis 9. Okt., Vol. 2, S. 707 – 714 (1997).
- [86] **Kolar, J.W., und Ertl, H.:** *Spannungsumsetzungsvorrichtung für einen Gleichspannungsverbraucher.* Europäische Patentanmeldung DE 4219222 A1 (1991).
- [87] **Schaffner Elektronik AG:** *Ausgangsfiler für den Einsatz von Frequenzumrichtern in der Antriebstechnik.* Application Note No.: 690-363A (1994).
- [88] **Van der Broeck, H., und Loef, Ch.:** *Use of LC Filters in Hard Switching PWM Inverter Drives.* Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, Sevilla, Spanien, Vol. 1, S. 536 – 541 (1995).
- [89] **Barbi, I., Gules, R., Redl, R., Sokal, N.O.:** *DC/DC Converter for High Input Voltage: Four Switches with Peak Voltage of $V_{in}/2$, Capacitive Turn-off Snubbing and Zero-voltage Turn-on.* Record of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 17. bis 22. Mai, Vol. 1, S. 1 – 7 (1998).
- [90] **Vescovi, T.F., und Vun, N.C.H.:** *A Switched-Mode 200A 48V Rectifier/Battery Charger for Telecommunications Applications.* Proceedings of the 12th IEEE International Telecommunications Energy Conference, Orlando, 21. bis 25. Okt., S. 112 – 118 (1990).

- [91] **Feng, H., Xu, D., und Lee, Y.S.:** *Comparison of Interleaving Methods of Two-Transistor Forward Converters.* Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Hong Kong, 27. bis 29. Juli, Vol. 2, S. 632 – 637 (1999).
- [92] **Nagai, Y., Tomokuni, Y., und Hirachi, K.:** *A 48V 100A Switching Power Supply Unit and its Application.* Proceedings of the 10th IEEE International Telecommunications Energy Conference, San Diego (CA), USA, 30. Okt. bis 2. Nov., S. 421 – 428 (1988).
- [93] **Nagai, Y., Tomokuni, Y., und Hirachi, K.:** *A 48V 50A Switching Regulator Unit.* Proceedings of the 8th IEEE International Telecommunications Energy Conference, Toronto, Kanada, 19. bis 22. Okt., S. 101 – 107 (1986).
- [94] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Verfahren und Vorrichtung zur Stabilisierung und Verlustminimierung einer an den Ausgangsteilspannungen eines Dreipunkt Pulsleichrichtersystems liegenden Serienschaltung von Gleichspannungs-Gleichspannungswandlern.* Österreichische Patentanmeldung (2000).
- [95] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Verfahren zum Parallelbetrieb elektronischer Leistungsschalter mit negativem Temperaturkoeffizient der Durchlaßspannung oder hoher Toleranz der Schaltschwellspannungen.* Österreichische Patentanmeldung A1396/99 (1999).
- [96] **Miniböck, J., Kolar, J.W., und Ertl, H.:** *Design and Experimental Analysis of a 10kW Dual 400V/48V Interleaved Two – Transistor DC/DC Forward Converter System Supplied by a VIENNA Rectifier I.* Proceedings of the 41st Power Conversion / Intelligent Motion / Power Quality Conference, Nürnberg, Deutschland, 6. bis 8. Juni (2000).
- [97] **Kolar, J.W., Erhartt, L.L., und Zach, F.C.:** *Analysis of Turn-Off Behavior and Switching Losses of a 1200V/50A Zero-Voltage or Zero-Current Switched IGBT.* Proceedings of the 26th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Dearborn, USA, 28. Sept. bis 4. Okt., Vol. II, S. 1508 – 1514 (1991).
- [98] **Torvetjonn, G.J., Undeland, T.M., Schmidt, O.R., und Bryde, J.H.:** *A DC-DC Converter Topology with Phase Shift Control and Lossless Snubbers for Use in a 200A Battery Charger Working on 400V Mains.* Proceedings of the 7th

- IEEE International Telecommunications Energy Conference, The Hague, Niederlande, 29. Okt. bis 1. Nov., S. 489 – 495 (1995).
- [99] **Kim, E.S., Joe, K.Y., Byun, Y.B., und Kim, Y.H.:** *An Improved Soft Switching Forward DC/DC Converter Using Energy Recovery Snubber.* Proceedings of the 19th IEEE International Telecommunications Energy Conference, Melbourne, Australien, 19. bis 23. Okt., S. 46 – 49 (1997).
- [100] **IXYS Semiconductor GmbH:** *Semiconductors 2000/ 2001*, Databook, Publication D2000E, 01/2000.
- [101] **Knurek, D.F.:** *Reducing EMI in Switch Mode Power Supplies.* Proceedings of the 10th IEEE International Telecommunications Energy Conference, San Diego (CA), USA, 30. Okt. bis 2. Nov., S. 411 – 420 (1988).
- [102] **Kutkut, N.H.:** *A Full Bridge Soft Switched Telecom Power Supply with a Current Doubler Rectifier.* Proceedings of the 19th IEEE International Telecommunications Energy Conference, Melbourne, Australien, 19. bis 23. Okt., S. 344 – 351 (1997).
- [103] **Siemens Matsushita Components:** *Ferrite und Zubehör*, Datenbuch 1997.
- [104] **Kolar, J.W., Ertl, H., und Zach, F.C.:** *A Novel Single-Switch Three-Phase AC-DC Buck-Boost Converter with High-Quality Input Current Waveforms and Isolated DC Output.* Proceedings of the 15th International Telecommunications Energy Conference, Paris, Sept. 27 – 30, Vol. 2, S. 407 – 414 (1993).
- [105] **Miniböck, J., und Kolar, J.W.:** *Design and Experimental Investigation of a Single-Switch Three-Phase Flyback-Derived Power Factor Corrector.* Proceedings of the INTELEC Conference, Phoenix (AZ), USA, 10. bis 14. Sept., S. 471 - 478 (2000).
- [106] **Kolar, J.W.:** Netzrückwirkungsarmes Dreiphasen-Pulsgleichrichtersystem für hohe Eingangsspannung. Österreichische Patentanmeldung (2000).
- [107] **Micrometals:** *Iron Powder Cores, Power Conversion & Line Filter Applications*, Issue K, Feb. 2003.

- [108] **Shonts, D.:** *Improved PFC Boost Choke using a Quasi-Planar Winding Configuration.* Proceeding of the 14th IEEE Applied Power Electronics Conference, Dallas (TX), USA, 14. bis 18. März (1999).
- [109] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Vorrichtung hoher Gleichtaktstörfestigkeit zur Ansteuerung abschaltbarer Leistungshalbleiter.* Schweizer Patentanmeldung (2003).
- [110] **Kolar, J.W., und Miniböck, J.:** *Verfahren zur Maximierung des Wirkungsgrades zweistufiger Stromversorgungskonzepte.* Österreichische Patentanmeldung AT1982/2000 (2000).

Verzeichnis verwendeter Formelzeichen

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden folgende Grundsätze zur Kennzeichnung der elektrischen Größen verwendet:

- Kleinbuchstaben kennzeichnen zeitlich veränderliche Größen.
- Großbuchstaben kennzeichnen zeitunabhängige (konstante) Größen, Mittelwerte oder Effektivwerte.
- Das Spitze-Symbol (“^”) auf einer Größe kennzeichnet deren Spitzenwert.
- Eine unterstrichene Größe kennzeichnet einen Raumzeiger oder eine komplexe Größe.

Indizes:

N	Netz
O	Ausgang (output)
rms	Effektivwert (root-mean-square value, quadratic mean value)
avg	Mittelwert (average, mean value)
max	Maximalwert
min	Minimalwert

Symbole, Betriebsmittelkennzeichnungen:

A	Fläche (area)
A_{Fe}	Eisenfläche
A_{Cu}	Kupferquerschnitt
B	Flussdichte, Induktion
C	Kondensator
C_F	Filterkondensator
C_O	Ausgangskondensator
d_A	Außendurchmesser
D_i	Dioden
D_F	Freilaufdioden
$D_{S,i}$	Antiparallele Dioden zu Leistungsschaltern
$D_{N,i}$	Netzdioden
$D_{M,i}$	Moduldioden oder Mittelpunktdioden
ESR	Äquivalenter Serienwiderstand (equivalent series resistance)
$F(s)$	Übertragungsfunktion im Bildbereich

f_P	Schaltfrequenz (Pulsfrequenz)
f_N	Netzfrequenz
f_B	Bandbreite
g	Luftspalt
i	Strom oder Index ($i = R, S, T$)
$I_{(n)}$	Effektivwert der Harmonischen mit Ordnungszahl n
$I_{N(n)}$	Effektivwert der Harmonischen des Netzstroms mit Ordnungszahl n
$i_{N,i}$	Netzstrom
$I_{N,rms}$	Effektivwert des Netzstroms
$ I_N _{avg}$	Gleichrichtwert des Netzstroms
\hat{I}_N	Spitzenwert des Netzstroms
$\hat{I}_{N(n)}$	Spitzenwert der Harmonischen des Netzstroms mit Ordnungszahl n
i_L	Drosselstrom
\hat{I}_L	Spitzenwert des Drosselstroms
$I_{L,avg}$	Mittelwert des Drosselstroms
$I_{L,rms}$	Effektivwert des Drosselstroms
$I_{CO,rms}$	Effektivwert des Stroms im Ausgangskondensator
I_O	Ausgangsstrom
i_0	Nullkomponente des Stroms
$i_{0,m}$	Vorsteuersignal
i_3	Dritte Harmonische
\hat{I}_3	Spitzenwert der dritten Harmonischen
$i_{T,i}$	Transformatorstrom
$I_{T,rms}$	Effektivwert des Transformatorstroms
$\dot{I}_{U,avg}$	Raumzeiger des Eingangsstroms
i_{D+}, i_{D-}	Dreieckförmige Trägersignale
i_{lim}^*	Begrenzter Stromsollwert
I_P	Primärstrom
I_S	Sekundärstrom
j	$j = (s_R s_S s_T)$: Tripel der Schaltzustandsfunktionen s_i
n	Zahl der Harmonischen
K	Relais
$K_{l,on}$	Konstante zur Berechnung des linearen Anteils der Einschaltverluste
$K_{l,off}$	Konstante zur Berechnung des linearen Anteils der Ausschaltverluste
$K_{0,on}$	Konstante zur Berechnung des konstanten Anteils der

	Einschaltverluste
$K_{0,off}$	Konstante zur Berechnung des konstanten Anteils der Ausschaltverluste
l_W	Mittlere Windungslänge
L	Induktivität, Drossel
L_F	Filterinduktivität
L_N	Netzinduktivität
L_{DC}	Induktivität auf der Gleichstromseite
m	Masse
m_{Fe}	Eisenmasse
m_{Cu}	Kupfermasse
m_T	Masse des Transformators
M	Modulationsindex
N	Windungszahl, Spannungsübersetzungsverhältnis oder Netzsternpunkt
N'	Künstlicher Netzsternpunkt
p_{Fe}	Bezogene Eisenverluste
P	Wirkleistung
P_V	Verluste
P_O	Ausgangsleistung
P_N	Eingangsleistung
P_S	Gesamtverluste der Leistungsschalter (MOSFETs oder IGBTs)
$P_{S,C}$	Leitverluste eines Leistungsschalters
$P_{S,on}$	Einschaltverluste eines Leistungsschalters
$P_{S,off}$	Ausschaltverluste eines Leistungsschalters
$P_{S,S}$	Gesamte Schaltverluste eines Leistungsschalters
P_D	Gesamtverluste der Dioden
$P_{V,Fe}$	Eisenverluste
P_{Fe}	Eisenverluste
$P_{V,Cu}$	Kupferverluste
P_L	Gesamtverluste der Induktivitäten
P_{CO}	Gesamtverluste der Ausgangskondensatoren
P_{aux}	Verluste für Stromversorgung der Steuerung, Lüfter und Ansteuerung
P_{add}	Zusatzverluste, die rechnerisch nicht ermittelt wurden (Verdrahtung, Überspannungsbegrenzung, usw.)

R	Ohmscher Widerstand
R_{CE}	(differenzieller) Kollektor-Emitter Widerstand eines IGBTs im Einschaltzustand
$R_{DS,on}$	Drain-Source Widerstand eines MOSFET im Einschaltzustand
R_D	(differenzieller) Widerstand einer Diode in Vorwärtsrichtung
$R_{G,on}$	Einschaltwiderstand am Gate
$R_{G,off}$	Ausschaltwiderstand am Gate
R_{TH}	Thermischer Widerstand
$R_{TH,JC}$	Thermischer Widerstand von der Sperrschicht auf das Gehäuse
$R_{TH,CH}$	Thermischer Widerstand vom Gehäuse auf den Kühlkörper
$R_{TH,JH}$	Thermischer Widerstand von der Sperrschicht auf den Kühlkörper
$R_{TH,Cu}$	Thermischer Widerstand der Kupferwicklung zur Umgebung
$R_{TH,Fe}$	Thermischer Widerstand des Eisenkerns zur Umgebung
S	Halbleiter-Leistungsschalter (MOSFET oder IGBT)
s_i	Schaltsignal
$t_{\mu,l}$	Einschaltzeit
t_{μ}	lokale, innerhalb einer Pulsperiode laufende Zeit
t_d	Überlappungszeit
t_r	Verzögerungszeit (response time)
T	Transformator, Temperatur oder Periode
ΔT	Temperaturdifferenz
T_A	Umgebungstemperatur
T_H	Kühlkörpertemperatur
T_J	Sperrschichttemperatur
$T_{J,max}$	Maximale Sperrschichttemperatur
T_P	Pulsperiode
T_N	Netzperiode
$THDI$	Stromverzerrung
$THDU$	Spannungsverzerrung
u_M	Potentialdifferenz des Verbindungspunktes M der Ausgangskondensatoren C_+ und C_- gegenüber dem idealen Mittelpunkt der Ausgangsspannung $u_M = \frac{1}{2} (u_{C-} - u_{C+})$
$u_{N,i}$	Netzphasenspannung
\hat{U}_N	Spitzenwert der Netzphasenspannung
U_N	Effektivwert der Netzphasenspannung

$u_{N,ij}$	Außenleiterspannung
$U_{N,l-l}$	Effektivwert der Außenleiterspannung
$\hat{U}_{N,l-l}$	Spitzenwert der Außenleiterspannung
u_U	Umrichtereingangsspannung
\hat{U}_U	Spitzenwert der Umrichtereingangsspannung
$\underline{u}_{U,j}$	Raumzeiger der Gleichrichtereingangsspannung für den Schaltzustand j
$\underline{u}_{U,avg}$	Mittelwert der Raumzeiger der Gleichrichtereingangsspannung über eine Pulsperiode
$\underline{u}_{L,avg}$	Grundschwingungsspannungsabfall an den Eingangsinduktivitäten
u_{C+}, u_{C-}	Kondensatorspannungen
\bar{u}_{max}	Modulationsgrenze für das Tiefsetzstellersystem
$u_{CF,i}$	Spannung an Filterkondensatoren
U_O	Ausgangsspannung
$U_{CE,sat}$	Kollektor-Emitter Sättigungsspannung im Einschaltzustand eines IGBT
U_D	Vorwärtsspannungsabfall einer Diode @ $I_D = 0$
V	Volumen
V_C	Kondensatorvolumen
V_F	Lüftervolumen
V_H	Kühlkörpervolumen
V_L	Volumen der Induktivitäten
V_T	Transformatorvolumen
V_{aux}	Gesamtvolumen der Eigenstromversorgung, Leiterplatten, Strommessung, Überspannungsbegrenzungsschaltungen, Vorladeschaltung
V_{con}	Volumen des Steuerplatine
X_A	Genauigkeit
δ	Tastverhältnis
ε_L	Linearitätsfehler
η	Wirkungsgrad
λ	Leistungsfaktor
ρ	Leistungsdichte
$\hat{\psi}$	Spitzenwert des Verkettungsflusses

Curriculum Vitae

Persönliche Daten:

Name: Dipl.-Ing. Johann Miniböck
Geburtstag und -ort: 5. Mai 1973, Horn
Eltern: Johann Miniböck, Landwirt in Ruhe
Annemarie Miniböck, Landwirtin in Ruhe
Familienstand: Verheiratet mit Dagmar Miniböck, geborene Penz
Sohn Andreas (geboren am 21.1.2005)
Tochter Kathrin (geboren am 22.1.2007)
Staatsbürgerschaft: Österreich
Wohnsitz: A-3752 Walkenstein, Purgstall 5

Schulbildung:

1979 bis 1983 Volksschule in Geras
1983 bis 1987 Hauptschule in Weitersfeld, erster Klassenzug
1987 bis 1992 Höhere technische Bundeslehranstalt in Hollabrunn,
Matura am 12. Juni 1992 mit ausgezeichnetem Erfolg
abgeschlossen.
1993 bis 1998 Technische Universität Wien, Diplomstudium der
Elektrotechnik, Studiengang Automatisierungstechnik und
Regelungstechnik,
am 9. Oktober 1998 mit ausgezeichnetem Erfolg
abgeschlossen.
1998 bis 2001 Technische Universität Wien, Doktorstudium der
technischen Wissenschaften, Dissertationsgebiet
Elektrotechnik.
2001 bis 2007 Eidgenössische Technische Hochschule Zürich,
Doktorstudium der technischen Wissenschaften.

Berufliche Tätigkeit:

Juli 1988 Ferialpraxis bei Fa. Mannesmann Kienzle in Wien
August 1990 Ferialpraxis bei Fa. Ziegelwanger in Horn
07/1992 bis 02/1993 Präsenzdienst Garde Wien
03/1993 bis 08/2001 Technischer Angestellter bei Fa. Egston in Eggenburg
seit 06/2001 Gewerbeinhaber Elektroniker/Mechatroniker
seit 08/2001 Vertragslehrer an der Höheren technischen
Bundeslehranstalt Hollabrunn

Wissenschaftliche Arbeiten:

1993 bis 2007 10 Patente
2000 bis 2007 21 Veröffentlichungen auf internationalen Fachkonferenzen
 1 Veröffentlichung in internationalen Fachjournalen

Stand: April 2008