

Netzverträglichkeit und EMV elektronischer Betriebsgeräte für HID-Lampen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines
DOKTOR-INGENIEURS
von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe
genehmigte

DISSERTATION

von
Robert Sänger
aus Freiburg

Tag der mündlichen Prüfung:
Hauptreferent:
Korreferent:

20. Juli 2006
Prof. Dr.-Ing. W. Heering
Prof. Dr.-Ing. M. Braun

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit am Lichttechnischen Institut der Universität Karlsruhe. Sie wurde unter anderem gefördert von der Deutschen Forschungsgesellschaft im Rahmen des Sonderforschungsbereichs „Elektromagnetische Verträglichkeit in der Medizintechnik und in der Fabrik“.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Heering, der diese Arbeit mit großer Übersicht begleitete und stets zu helfen wusste, wenn es einmal nicht weiter zu gehen schien. Auch die Möglichkeit mit ihm an vielfältigen Industrie- und Forschungsprojekten mitzuwirken hat mich sehr bereichert. Bei Prof. Dr.-Ing. Michael Braun bedanke ich mich für die Übernahme des Korreferats und die wertvollen Hinweise und fachlichen Korrekturen in der Endphase dieser Arbeit.

Bei meinen Kollegen des Lichttechnischen Instituts, des Elektrotechnischen Instituts und bei den Mitarbeitern der Werkstatt bedanke ich mich für die gute Zusammenarbeit und stetige Hilfsbereitschaft. Vor allem Danke ich Jörg Schröter, Ingo Gabriel, Antje Dau, Hansi Daub und Stefan Pieke der Arbeitsgruppe Optische Strahlungstechnik für die unzähligen kreativen Kaffeerunden. Bei Klaus Trampert bedanke ich mich für die tatkräftige Unterstützung beim Aufbau von DBE-Vorschaltgeräten und die wertvollen Hinweise zum Thema „Ordnung im Labor“.

Sehr wichtig für diese Arbeit waren die Beiträge der Diplomanden, Studienarbeiter und Hiwis: Stefan Lechler, Joerg Schroeter, Hansi Daub, Christian Müller, Stephan Olbrich und Martin Sigle. Herrn Dr. Peter Schwarz-Kiene, der mit seiner Arbeit zur effizienten UV-Erzeugung wichtige Grundlagen zur Vorschalttechnik erarbeitet hat, danke ich für die vielen Ideen und Denkanstöße, die auch meine Arbeit wesentlich geprägt haben. Herrn Dr. Lothar Schindele danke ich für die fortwährende und keinesfalls selbstverständliche Hilfsbereitschaft, die langjährige Freundschaft und die oftmals heißen Diskussionen.

meiner Familie Tanja, Hannah, Pascal und Jan,
meinen Eltern



Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Netzverträglichkeit	5
2.1	Grundbegriffe und Normen	6
2.2	Stand der EVG Technik	9
2.2.1	Niederfrequenter Rechteckbetrieb	9
2.2.2	Hochfrequenter Sinusbetrieb (HF-EVG)	10
2.2.3	Die Diodenbrücke am Netz	12
2.3	Das schwingungsfähige Netz	15
2.3.1	Einfluss der Netzimpedanz	16
2.3.2	Einfluss der Zwischenkreiskapazität	17
2.3.3	Einfluss des Wechselrichters	19
2.4	Passive Oberschwingungsfilter	23
2.5	Anforderungen an ein netzverträgliches EVG	25
3	Aktive Gleichrichterschaltungen	29
3.1	Kombination einphasiger Hochsetzsteller	30
3.1.1	Einzelner Hochsetzsteller	30
3.1.2	Zwei Hochsetzsteller	34
3.1.3	Drei Hochsetzsteller	35
3.2	Dreiphasiger Hochsetzsteller mit einem Schalter	37
3.3	Vienna Rectifier	41
3.4	Dreiphasiger Hochsetzsteller mit sechs Schaltern	43
3.5	Aktive Filter	45
3.6	Vergleich	46
3.6.1	Schalerausnutzung	47
3.6.2	Schalerverluste	49
3.6.3	Drosseln	51
3.6.4	Regelung	53
3.6.5	Zusammenfassung	53
4	Dreiphasiges Einstufiges EVG	55

4.1	Einstufige Schaltungstopologie	58
4.2	Geeignete Wechselrichter	60
4.2.1	Vorwärtswandler mit zwei Schaltern	61
4.2.2	Brückenschaltung mit resonanter Schaltentlastung .	64
	Steuergröße Pulsweite D	65
	Steuergröße Phase α	67
4.3	Modellierung und Simulation	69
4.4	Steuerfunktionen	78
4.4.1	Konstante Steuergrößen	80
4.4.2	acos - Steuerung	82
	Modulationsgrad M	85
4.4.3	sin - Steuerung	86
4.4.4	sin - Steuerung bei Modulation der Pulsweite . . .	88
4.5	Der Lampenbetrieb	90
4.5.1	Nennbetrieb	91
	Parameter	92
	Ungesteuerter Betrieb	93
	Gesteuerter Betrieb	95
4.5.2	Zündung und Hochlauf	101
4.5.3	Dimmung	103
4.6	Realisierung	107
4.6.1	Leistungskreis	107
4.6.2	Leistungsmessung	108
4.6.3	Ansteuerung	109
4.7	Messung und Vergleich	111
4.7.1	Messung und Simulation ungesteuert	112
4.7.2	Messung und Simulation gesteuert	115
4.7.3	Messung Oberschwingungsgehalt	115
4.7.4	Einstufiges EVG und Diodenbrücke	118
4.7.5	Einstufiges EVG und Matsushita-Schaltung.	119
4.7.6	Einstufiges EVG und Hochsetzsteller (6 Schalter) .	119
4.7.7	Einstufiges EVG und Vienna Rectifier	120
4.7.8	Einstufiges EVG und Hochsetzsteller (1 Schalter) .	120
5	Analyse leitungsgebundener Störungen bei HF-EVG	125
5.1	Messungen im Zeit- und Frequenzbereich	127
5.1.1	Spektrogramm der Störspannung	127
5.1.2	Störspannungsmessung an der Netznachbildung . .	133

5.1.3	Störspannungsmessung am Wechselrichter	137
5.1.4	H-Feld Messung im EVG	138
5.2	Modell der hochfrequenten Störquellen	139
5.2.1	Simulationsstrategie	140
5.2.2	Komponentenmodelle	142
5.2.3	Simulation der unsymmetrischen Störspannungen .	145
5.2.4	Ersatzschaltung der asymmetrische Störungen . . .	146
5.2.5	Ersatzschaltung der symmetrische Störungen	149
5.3	Frequenzmodulierter EVG Betrieb	159
6	Zusammenfassung	165
6.1	Ausblick	167
A	Anhang	173
A.1	Definitionen zum Oberschwingungsgehalt	173
A.2	DFT	173
A.3	Bewertung der simulierten Störspektren	174
A.4	Zeitbereichsmodell	176
A.5	Netznachbildung	178
	Literaturverzeichnis	179

1 Einleitung

Gasentladungslampen sind derzeit die effizientesten Lichtquellen. Dies gilt für die Allgemeinbeleuchtung ebenso wie für die Automobilscheinwerfer oder die Hinterleuchtung von Displays. HID-Lampen (High Intensity Discharge Lamps) werden immer dann eingesetzt, wenn besonders hohe Strahlungsleistungen oder Leistungsdichten gefordert werden. Für den industriellen Einsatz spielt die Erzeugung nicht sichtbarer UV-Strahlung eine bedeutende Rolle. So werden Druckfarben und Lacke mit Hilfe von HID-Lampen gehärtet oder die energiereiche UV-Strahlung wird zum Abbau organischer Schadstoffe in Abwässern benutzt. Für Druckmaschinen werden Mitteldrucklampen mit 40 Kilowatt Nennleistung und zwei Metern Lampenlänge hergestellt.

Um Entladungslampen gerade bei hoher Leistung effizient betreiben zu können, werden zunehmend elektronische Vorschaltgeräte (EVG) eingesetzt. Ähnlich wie bei den Energiesparlampen im Haushalt ermöglicht der hochfrequente, aktive, elektronische Betrieb von Entladungslampen auch im industriellen Bereich eine erhebliche Reduzierung des Energiebedarfs. Verglichen mit den konventionellen Drosselvorschaltgeräten oder Streufeldtransformatoren bieten die elektronischen Vorschaltgeräte zudem die Möglichkeit der stufenlosen Lampendimmung. Sie haben ein wesentlich geringeres Gewicht und Volumen und die erzeugte Strahlung ist nicht mit der Netzfrequenz moduliert, was bei kurzen Bestrahlungszeiten von Bedeutung ist. In industriellen Anwendungen erhöht sich die Prozesssicherheit, weil bei EVG die Strahlungsleistung geregelt wird und das Prozessergebnis unabhängig wird von Einflüssen wie Kühlung und Netzspannungsschwankungen.

Verschiedene Schaltungstopologien für EVG hoher Leistung sind seit langem bekannt. In dieser Arbeit wird schwerpunktmäßig die Geräteklasse der HF-EVG behandelt, bei denen die Entladungslampen mit hochfrequentem (größer 50 kHz) sinusförmigem Strom betrieben werden. Die Herausforderung lag bei den bisherigen Entwicklungen vor allem darin, die hohen Leistungen mit den zur Verfügung stehenden Halbleiterbauelementen effizient umzusetzen. Erst seit kurzem ist man in der Lage auch die

größten Lampen im Bereich von 30 Kilowatt elektronisch zu betreiben.

Je höher die Anschlussleistungen der EVG werden, desto wichtiger ist es die Wechselwirkungen der Geräte mit ihrer Umgebung zu berücksichtigen. Neben dem Wunsch die Schaltungen thermisch besser zu beherrschen sind heute vor allem die Netzstromentnahme und die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) der Geräte in den Mittelpunkt des Interesses gerückt. Das problemlose Funktionieren einer großen Anzahl von Vorschaltgeräten in einer Anlage und das störungsfreie Funktionieren der Geräte zusammen mit anderen Einrichtungen der Antriebs- oder Steuerungstechnik sind keinesfalls selbstverständlich. Auch dann nicht, wenn alle Einzelgeräte die Normen der Industrie erfüllen.

In dieser Arbeit wurden deshalb die Netzverträglichkeit und die EMV von HF-EVG hoher Leistung untersucht und es wurden spezielle Lösungen zur Verbesserung der Verträglichkeit erarbeitet. Im ersten Teil der Arbeit (**zweites Kapitel**) werden einige grundlegende Begriffe zur Netzverträglichkeit eingeführt und es wird der Gleichrichter von Vorschaltgeräten untersucht, wie sie heute Stand der Technik sind. Mit Hilfe der Simulation wurde berechnet, welche Wechselwirkungen entstehen, wenn mehrere Geräte an einem gemeinsamen Versorgungsnetz betrieben werden. Daraus werden mögliche Ursachen für Netzininstabilitäten und Geräteausfälle abgeleitet.

Gleichrichterkonzepte für eine störungsfreie, sinusförmige Netzstromentnahme sind bekannt und werden im **dritten Kapitel** charakterisiert. Es wird beurteilt inwieweit die einzelnen Topologien geeignet sind die Funktion einer Leistungsfaktor- und Oberschwingungskorrektur für die heute eingesetzten EVG zu erfüllen. Mit Hilfe der Schaltungssimulation werden Kenngrößen berechnet, um die Topologien vergleichen zu können.

Im **vierten Kapitel** wird ein neues Schaltungskonzept vorgestellt. Bei diesem wird eine nahezu sinusförmige Stromentnahme erreicht, ohne dem EVG einen aktiven Gleichrichter vorzuschalten. Stattdessen werden die Phasenleistungen des Versorgungsnetzes geschickt auf mehrere Wechselrichter verteilt, so dass der Laststrom der Wechselrichter proportional zur Versorgungsspannung wird. Die Schaltungstopologie und die notwendigen Ansteuermuster werden hergeleitet und es wird der Aufbau eines EVG, das nach diesen Vorgaben realisiert wurde, beschrieben. Die vorgestellte einstufige Schaltung wird anschließend mit den zweistufigen Konzepten aus Kapitel drei verglichen.

Da bei den elektronischen Vorschaltgeräten Ströme hochfrequent und mit hoher Geschwindigkeit geschaltet werden müssen, ist die Erzeugung von Störspannungen und Störfeldern ein zwangsläufiges Problem. Die Analyse der leitungsgebundenen Störungen, wie sie beim hochfrequenten Sinusbetrieb von Entladungslampen entstehen, wird im **fünften Kapitel** durchgeführt. Mit Hilfe einer Modellierung der EVG bis auf die Ebene parasitärer Bauelemente wird es möglich die Entstehung und Ausbreitung der Störungen zu beschreiben und die kritischen Bauteile zu identifizieren. Daraus werden vereinfachte EMV-Ersatzschaltungen abgeleitet. Abschließend wird die Modulation der Schaltfrequenz als eine Möglichkeit zur Reduzierung hochfrequenter leitungsgebundener Störungen bei HF-EVG beschrieben.

2 Netzverträglichkeit

Mit Netzverträglichkeit wird ein Teilgebiet der elektromagnetischen Verträglichkeit bezeichnet, welches die Störung der Versorgungsspannung in der Frequenz und der Amplitude zum Gegenstand hat. Im ersten Teil dieser Arbeit werden periodische Störungen des Netzstroms oder der Netzspannung betrachtet. Diese Störungen erscheinen im Amplitudenspektrum bei Vielfachen der Netzfrequenz und werden als Oberschwingungen oder Harmonische bezeichnet. Kennwerte wie der Oberschwingungsgehalt (A.1) des Netzstromes charakterisieren die Netzverträglichkeit elektronischer Geräte.

Der Grund für die stetig steigende Belastung von Industrienetzen mit Oberschwingungen ist die steigende Anzahl nichtlinearer Verbraucher. Geräte und Anlagen wie Transformatoren, Bogenentladungen und Maschinen weisen schon immer ein nichtlineares Verhalten auf. Eine zunehmende Rolle spielen aber die elektronischen Verbraucher wie Schaltnetzteile, Stromrichter und die Vorschaltgeräte für Leuchtstofflampen sowohl in elektronischer (EVG) als auch in konventioneller (KVG) Ausführung. Die Auswirkungen der Oberschwingungen, die zunächst als Oberschwingungsstrom am Verbraucher auftreten, sind zum einen Wärmeverluste am Widerstand des Versorgungsnetzes und andererseits ein Spannungsabfall an der Netzimpedanz und damit Oberschwingungen der Netzspannung. In der Folge können Maschinen thermisch überlastet werden, Rundsteuersignale werden gestört oder es kommt zum Ausfall von Stellgliedern und anderen leistungselektronischen Schaltungen.

Die folgenden Abschnitte geben eine Einführung in die wichtigsten Begriffe der Netzverträglichkeit und die für den industriellen Bereich gültigen Normen und Vorschriften. Die Funktionsweise der elektronischen Vorschaltgeräte, wie sie bei hohen Lampenleistungen derzeit eingesetzt werden, wird erläutert und die Netzstromentnahme der EVG wird untersucht. Weshalb die nichtsinusförmige Stromentnahme der EVG besonders dann zu einem Problem wird, wenn die Zahl der gleichzeitig betriebenen EVG steigt, wird anhand von Messungen und Simulationen begründet. Aus dieser Tatsache ergibt sich gleichzeitig die Motivation nach neuen

Schaltungstopologien zu suchen, die einen netzverträglichen EVG-Betrieb ermöglichen. Dies ist das Thema im dritten und vierten Kapitel dieser Arbeit.

2.1 Grundbegriffe und Normen

Misst man den zeitlichen Verlauf des Stromes und der Spannung eines elektrischen Verbrauchers wird man nur selten eine Proportionalität der beiden Größen feststellen. Während die Spannung im Idealfall sinusförmig ist, weist der Strom häufig abweichende Zeitverläufe auf. Sie sind verzerrt oder bezüglich der Spannung phasenverschoben. Aber auch die Spannung selbst kann vom idealen Verlauf abweichen, verzerrt sein oder kurzzeitig einbrechen. Die wichtigsten Störphänomene der Netzverträglichkeit sind (vgl.: [1], [2]):

- **Harmonische:** Dies sind Strom- oder Spannungsanteile die im Frequenzbereich bei einem geradzahligen Vielfachen der Netzfrequenz erscheinen. Nichtgeradzahlige Anteile heißen Zwischenharmonische und entstehen z.B. bei Schaltvorgängen. Anteile mit kleinerer Frequenz als der Netzfrequenz entstehen z.B. durch eine niederfrequente Modulation selbstgeführter Umrichter und werden als Subharmonische bezeichnet.
- **Transiente Überspannungen** mit hoher Amplitude aber kurzer Dauer entstehen häufig bei Ein- oder Ausschaltvorgängen können aber auch durch einen Blitzeinschlag ausgelöst werden.
- **Flicker** sind langsam veränderliche Spannungsschwankungen mit einer Frequenz von einigen wenigen Hertz, die sich u.a. durch das Flackern von Beleuchtungseinrichtungen bemerkbar machen. Der Flickerwert ist eine physiologisch bewertete Größe.
- **Kurzzeitunterbrechungen** entstehen bei Netzkurzschlüssen teilweise mehrmals täglich und mit Unterbrechungen von 10 *ms* bis 3 *s*.
- **Spannungsasymmetrien** treten bei unterschiedlicher Phasenbelastung auf.

Die Ursachen dieser Störungen können im Bereich der Versorgungs- und Verteileinrichtungen liegen oder sie sind Folge von nichtlinearen Lastimpedanzen. Letzteres trifft vor allem für die Entstehung von Spannungsharmonischen zu, welche in dieser Arbeit vorwiegend untersucht werden.

Zum Begriff der Netzverträglichkeit gehört nicht nur die Problematik der Entstehung von Netzstörungen, sondern auch die Beurteilung der Empfindlichkeit von Geräten gegenüber diesen Störungen. Was die elektronischen Vorschaltgeräte für Industrieanwendungen betrifft sind es vor allem transiente und periodische Überspannungen, die für die Gerätefunktion gefährlich sind. Auf Grund der geringen Zwischenkreiskapazitäten sind die Geräte nicht in der Lage energiereiche Spannungsimpulse vollständig zu absorbieren und damit die Wechselrichterbrücken zu schützen. Zumeist werden deshalb zusätzliche Schutzmaßnahmen in Form von Varistoren oder Überspannungsableitern vorgesehen, die Pulsenergien bis zu einigen hundert Joule aufnehmen können. Periodisch auftretende Überspannungen auf Grund von Spannungsüberschwingungen können mit derartigen Maßnahmen nicht verhindert werden.

Grenzwerte für die **Spannungsüberschwingungen** in Industrienetzen sind in der Norm EN61000-2-4 festgelegt worden [3]. Die Oberschwingungsmessung findet hierbei an verschiedenen internen Punkten des Niederspannungsnetzes der Anlage statt, d.h. die Messung erfolgt nahe am Verbraucher. Die Grenzwerte sind für Oberschwingungsfrequenzen bis zur 50. Ordnung und für drei unterschiedliche Umgebungen festgelegt. Klasse 1 gilt für besonders empfindliche Netze z.B. mit angeschlossenen Rechenanlagen. Klasse 2 ist bezüglich der Umgebung und der zulässigen Pegel vergleichbar mit öffentlichen Netzen. Für die EVG interessant ist die Klasse 3 mit den höchsten Verträglichkeitspegeln, die für industrielle Anlagen gilt. Tabelle 2.1 gibt den maximalen Oberschwingungsgehalt der Spannung in den einzelnen Klassen an.

<i>Klasse</i>	<i>THD(V)</i>
1	5 %
2	8 %
3	10 %

Tabelle 2.1: Verträglichkeitspegel für die Gesamtverzerrung der Spannung in Niederspannungsnetzen von Industrieanlagen nach EN61000-2-4.

Über die zulässigen **Stromüberschwingungen** eines einzelnen Verbrauchers sagen diese Grenzwerte nichts aus. Sie können auch nicht in einfacher Art und Weise aus den Grenzwerten für Spannungsüberschwingungen abgeleitet werden, weil sie von der Netzimpedanz und deshalb auch von den anderen Verbrauchern am gleichen Netz abhängen ¹. Für Geräte, die nicht in einem Industrienetz sondern am öffentlichen Netz betrieben werden, sind die maximalen Überschwingungsströme dagegen vorgegeben (Tabelle 2.2 für $I > 16A$ und Tabelle 2.3 für $I < 16A$). Diese Grenzwerte können zumindest als Orientierung für die Beurteilung der Netzströme bei EVG dienen. Die Einhaltung dieser Stromüberschwingungswerte sollte theoretisch zur Einhaltung der Grenzwerte für die Spannungsüberschwingungen nach Klasse 2 in einem Netz mit durchschnittlicher Impedanz führen.

Ordnung k	I_k/I_1 in %	Ordnung k	I_k/I_1 in %
3	21,6	21	$\leq 0,6$
5	10,7	23	0,9
7	7,2	25	0,8
9	3,8	27	$\leq 0,6$
11	3,1	29	0,7
13	2	31	0,7
15	0,7	>33	$\leq 0,6$
17	1,2		
19	1,1	gerade	$\leq 0,6$

Tabelle 2.2: Überschwingungsströme nach IEC 61000-3-4 für den Betrieb von Geräten am öffentlichen Netz ($I > 16A$)

Um den Überschwingungsgehalt der Netzspannung zu verringern gibt es zwei Möglichkeiten. Die erste ist die Reduzierung der Netzimpedanz. Verteiltransformatoren mit kleinerer Kurzschlussspannung, kürzere Zuleitungen und passive Kompensationseinrichtungen dienen diesem Zweck. Die zweite Möglichkeit besteht in der Reduzierung der Überschwingungsströme einzelner Geräte oder ganzer Gerätegruppen mit Hilfe von Aktiven Filtern oder Aktiven Gleichrichtern (vgl. Kapitel 3).

¹Eine Methode zur Abschätzung der Störpegel in Industrienetzen schlägt IEC 1000-2-6 vor.

Ordnung k	I_k in A	Ordnung k	I_k in A
3	2,3	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,30
9	0,40	8 .. 40	0,23 * 8/k
11	0,33		
13	0,21		
15 .. 39	0,15 * 15/k		
17	1,2		

Tabelle 2.3: Oberschwingungsströme nach IEC 61000-3-2 Klasse A für den Betrieb von Geräten am öffentlichen Netz ($I < 16A$)

2.2 Stand der EVG Technik

Der Aufbau von netzbetriebenen elektronischen Vorschaltgeräten ist heute fast immer zweistufig. In einer ersten Stufe wird eine Gleichspannung erzeugt, welche in einer zweiten Stufe in eine Wechselspannung zur Speisung der Lampe gewandelt wird. Da Gleichrichter und Wechselrichter in Serie arbeiten, werden beide für die vorgegebene Nennleistung ausgelegt. Aus den vielen denkbaren Kombinationen verschiedener Gleichrichter- und Wechselrichtertopologien haben sich bei den Vorschaltgeräten im Leistungsbereich einiger Kilowatt zwei Topologien durchgesetzt.

2.2.1 Niederfrequenter Rechteckbetrieb

Die erste Schaltungstopologie ist die Kombination eines Gleichspannungswandlers mit einer H-Brücke als niederfrequentem Umpoler. Die Entladungslampe wird dabei mit einem rechteckförmigen Strom mit einer Frequenz bis zu einigen hundert Hertz versorgt. Die konstante Stromamplitude führt im Gegensatz zum konventionellen Lampenbetrieb mit Vorschalt-drossel zu einer konstanten Lampenleistung im Verlauf einer Netzperiode. Das Zeitintervall, innerhalb dessen der rechteckförmige Lampenstrom sein Vorzeichen wechselt, liegt je nach Druck und Länge der Entladung im Bereich unter einer Mikrosekunde. Durch schnelles Umpolen kann eine Entionisierung des Plasmas und damit eine erhöhte Wiederzündspannung vermieden werden. Die notwendige Funktion der Lampenstrombegren-

zung und auch die Lampendimmung wird mit Hilfe eines stromgeregelten Gleichspannungswandlers realisiert. Die Aufgabe der Lampenzündung übernimmt zumeist ein Überlagerungszündgerät (Abbildung 2.1).

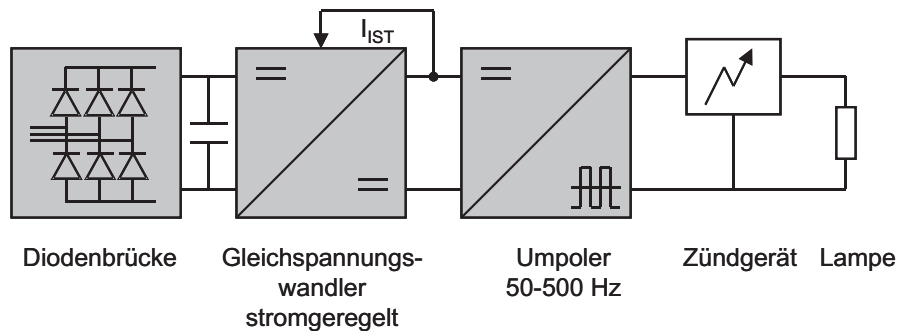


Abbildung 2.1: Aufbau eines EVG nach dem Prinzip des Niederfrequenten Rechteckbetriebs.

Dieses Schaltungskonzept ist einfach und zuverlässig zu realisieren und wird heute für den Betrieb von Hochdrucklampen vielfach eingesetzt, nicht nur für die industriellen Anwendungen im Bereich hoher Lampenleistung, sondern z.B. auch für Projektoren, Beamer und für das Xenonlicht im Automobil. Das Schaltungskonzept sieht keinen Transformator vor, was einerseits Kosten spart, andererseits aber dazu führt, dass die maximale Lampenbrennspannung nicht größer als die Sperrspannung der eingesetzten Halbleiterschalter werden kann. Die Skalierbarkeit auf hohe Leistungen wird dadurch erschwert.

Nicht der niederfrequente Rechteckbetrieb sondern der hochfrequente Sinusbetrieb wird in dieser Arbeit vorwiegend behandelt. Für hohe Lampenleistungen werden aber beide Gerätetypen netzseitig mit einer dreiphasigen Diodenbrücke betrieben, so dass bezüglich der Netzurückwirkung für beide ein ähnliches Verhalten erwartet werden kann.

2.2.2 Hochfrequenter Sinusbetrieb (HF-EVG)

Eine zum Rechteckbetrieb alternative Betriebsart für Hochdrucklampen stellt die Kombination aus dreiphasigem Brückengleichrichter, einem Wechselrichter in Form einer Voll- oder Halbbrückenschaltung und einem Serienparallelschwingkreis dar (s. Abbildung 2.2). Die Entladungslampe wird mit 100 kHz vergleichsweise hochfrequent betrieben. Die Betriebsfrequenz bestimmt bei dieser Schaltung zusammen mit der Charakteristik des Resonanzkreises die Lampenleistung, weshalb die Frequenz als Stellgröße zur

Leistungsregelung und zur Dimmung der Lampe eingesetzt wird [4]. Mit einer Betriebsfrequenz von 50 kHz bis 300 kHz wird ein Optimum zwischen der Größe der induktiven Bauteile und der Schaltverlustleistung erreicht [5]. Die Einschaltverluste sind vernachlässigbar, weil die Brücken mit resonanter Schaltentlastung betrieben werden (*engl.: ZVS, zero voltage switching*). Die Ausschaltverluste werden durch Kapazitäten minimiert, welche parallel zu den Schaltelementen angeordnet werden.

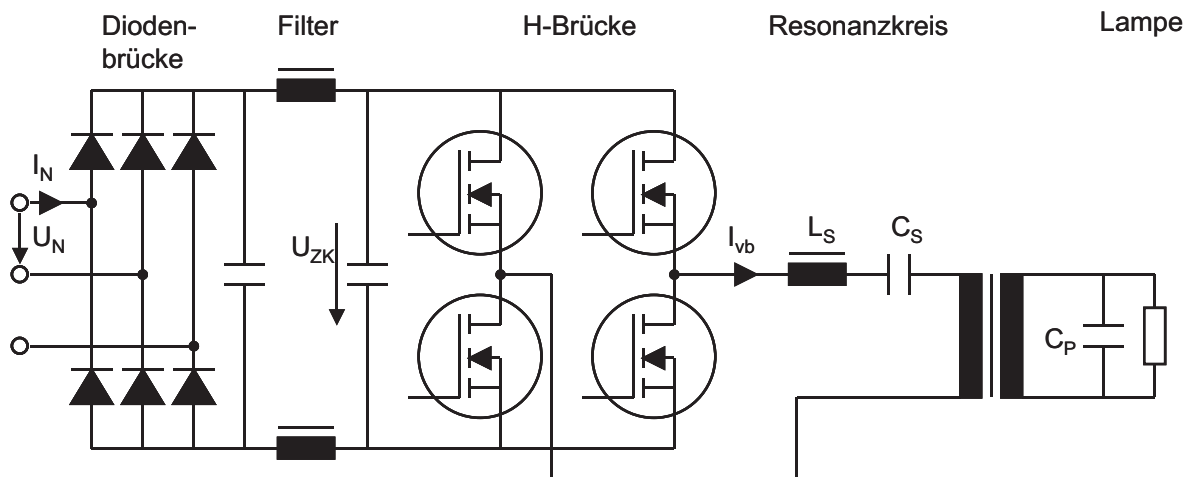


Abbildung 2.2: Stand der Technik, Diodenbrücke als Gleichrichter, H-Brücke als Wechselrichter

Zur Anpassung der Lampenspannung an die Netzspannung wird der H-Brücke ein Transformator nachgeschaltet. Die Lampenspannung kann dann wesentlich höher als die Spannungsfestigkeit der Halbleiterschalter gewählt werden. Da die Lampenlänge und die Lampenbrennspannung proportional zur Lampenleistung sind (z.B. 20V/cm entsprechend 200W/cm), ist die Skalierbarkeit der Lampenspannung eine gute Voraussetzung für den Betrieb von Lampen mit hoher Nennleistung. Zur Zündung der Lampe nutzt man die Spannungsüberhöhung der Parallelresonanz aus L_S und C_P aus.

Netzseitig werden diese Geräte mit einer dreiphasigen Diodenbrücke versorgt. Eine Kapazität zur Glättung der mit 300 Hz modulierten Zwischenkreisspannung U_{ZK} ist nicht vorgesehen. Die dennoch vorhandene Zwischenkreiskapazität ist Teil eines Filters für hochfrequente Störungen. Es hat die Aufgabe die hochfrequenten Brückenströme vom Netz fernzuhalten und ist dementsprechend als Tiefpass ausgeführt mit einer Grenz-

frequenz von einigen Kilohertz.

2.2.3 Die Diodenbrücke am Netz

Die kostengünstigste Schaltungsvariante zur Erzeugung einer Gleichspannung aus dem Dreiphasennetz ist mit Sicherheit die Diodenbrücke. Die mit 300 Hz modulierte Ausgangsspannung der Diodenbrücke genügt bezüglich der Restwelligkeit den Ansprüchen beim Betrieb von industriellen Entladungslampen, so dass keine weiteren Maßnahmen zur Glättung (z.B. mit Elektrolytkondensatoren) vorgesehen werden. Der zeitliche Verlauf des netzseitigen Brückenstromes hängt von der Beschaltung ab wie Abbildung 2.3 an drei typischen Fällen zeigt.

- Bei einer kapazitiven Last besteht der Netzstrom aus zwei Ladepulsen (*engl.: DCM, discontinuous current mode*). Denn zwei mal pro Halbschwingung wird die verkettete Spannung $U'_{1N} - U'_{2N}$ bzw. $U'_{3N} - U'_{1N}$ größer als die Zwischenkreisspannung. Der dann fließende Ladestrom wird nur von der Netzimpedanz begrenzt. Der Oberschwingungsgehalt ist größer 100%. Der Fall a. in Abbildung 2.3 zeigt dieses Verhalten.
- Das zweite Beispiel zeigt eine ohmsch belastete Diodenbrücke. Der Laststrom wird hier ständig von Netz bezogen und nicht aus einer Speicherkapazität (*engl.: CCM, continuous current mode*). Der Netzstrom der einzelnen Phasen wird deshalb blockförmig mit stromlosen Pausen der Länge $\frac{\pi}{3}$. Dies entspricht den Verhältnissen bei einem EVG im Nennbetrieb. Der Oberschwingungsgehalt liegt bei 30% (Fall b.).
- Eine Möglichkeit den Oberschwingungsgehalt des Netzstromes von Diodenbrücken zu verbessern, stellt die Verwendung von Serieninduktivitäten vor oder nach dem Gleichrichter dar (Fall c.). Der Netzstrom wird durch die Induktivität geglättet. Die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung kann mit Hilfe einer Parallelkapazität kompensiert werden, so dass auch der Leistungsfaktor nahe eins bleibt. Nachteilig an dieser Methode sind die Reduktion der Zwischenkreisspannung auf Grund des Spannungsabfalls an der Netzinduktivität sowie Größe und Gewicht der Drosseln.

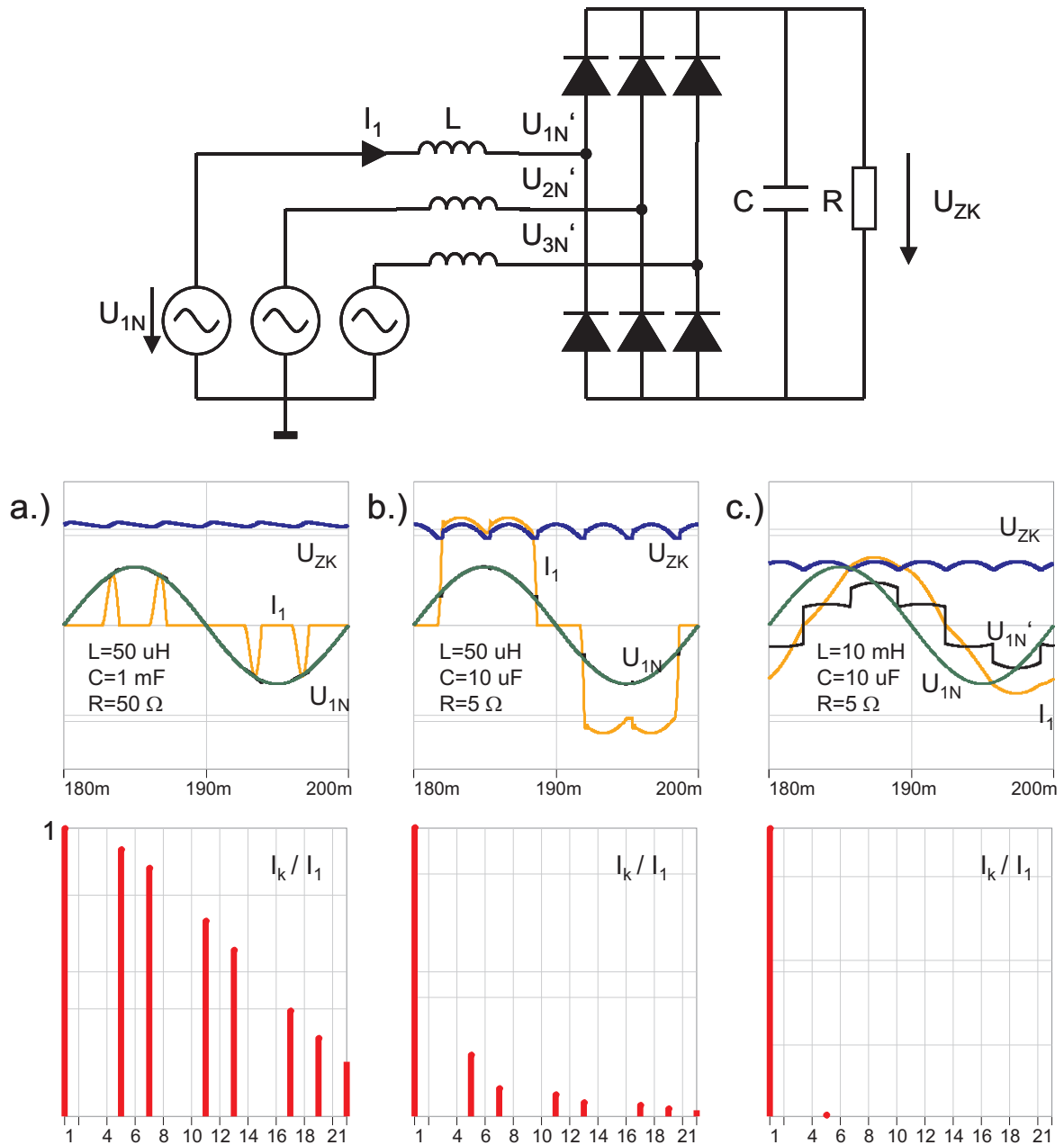


Abbildung 2.3: Verlauf und Oberschwingungsanteile des Netzstroms einer Diodenbrücke: a.) kapazitive Last b.) ohmsche Last c.) Serieninduktivität zur Reduzierung der Oberschwingungen

Der Gleichspannungszwischenkreis besteht bei Hochleistungs-EVG lediglich aus einem Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von einigen Kilohertz. Dieser dient als Zwischenspeicher für die mit Schaltfrequenz pulsierenden Brückenströme. Die Messung des Netzstromes an einem EVG mit 5 kW Nennleistung zeigt neben dem Stromverlauf im Nennbetrieb und während der Startphase der Lampe auch die Verteilung der Stromüberschwingungen auf die einzelnen Harmonischen (Abbildung 2.4). Der Oberschwingungsgehalt des Stromes beträgt 35.7% und resultiert vor allem aus der fünften und siebten Oberschwingung. Die dritte Oberschwingung und deren Vielfache (3., 6., 9., ...) treten wegen des symmetrischen Dreileitersystems nicht auf.

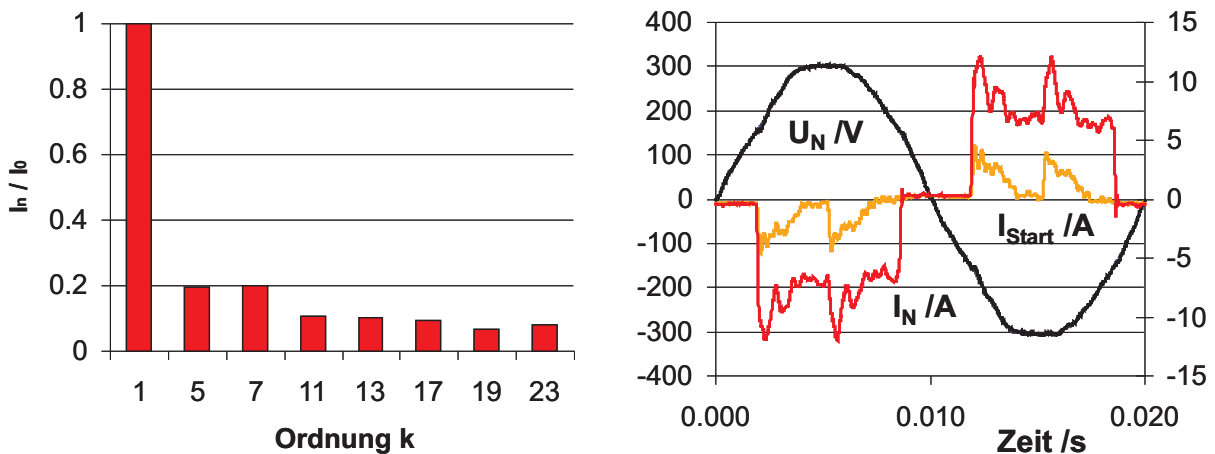


Abbildung 2.4: Teilschwingungsgehalt (bzgl. der Grundschwingung I_0) und Netzstrom eines 5 kW EVG mit Diodenbrücke. Im Nennbetrieb I_N und beim Hochlauf I_{Start} .

Da es für elektronische Vorschaltgeräte in Industrienetzen keine direkten Vorschriften zur Einhaltung von Stromüberschwingungsgrenzwerten gibt, entsteht zunächst auch kein zwingender Grund diese Geräte mit Filtern oder aktiven Schaltungen zur Leistungsfaktor- und Oberschwingungskorrektur auszustatten. Berücksichtigt man jedoch die Auswirkungen, welche die Diodenbrücken auf die Netzqualität haben und die damit verbundenen Mehrkosten zur Absicherung und Auslegung des Verteilernetzes, wird eine Verbesserung der Netzqualität in vielen Fällen wirtschaftlich sinnvoll. Die Forderungen nach neuen Schaltungen mit netzfreundlicher Stromentnahme entstehen deshalb bei den Betreibern von Anlagen, für die die EMV ein Teil der Qualitätssicherung ist:

- Das Risiko von Geräte- und damit Produktionsausfällen kann verringert werden.
- Es können mehr Vorschaltgeräte pro Teilnetz installiert werden.
- Die elektrischen Versorgungseinrichtungen wie z.B. die Verteiltransformatoren können für geringere Leistungen ausgelegt werden.
- Die Installation von Filtern, welche zur Einhaltung der Verträglichkeitspegel am Anschluss zum öffentlichen Mittelspannungsnetz notwendig sind, entfällt oder wird günstiger.

Welche Schaltungstopologien geeignet sind die Diodenbrücke als passiven Gleichrichter zu ersetzen und damit eine sinusförmige Netzstromentnahme zu ermöglichen wird im nächsten Kapitel untersucht. Zunächst muss aber der Zusammenhang zwischen Stromoberschwingungen am Gerät und den Spannungsoberschwingungen am Netzanschluss berechnet werden.

2.3 Das schwingungsfähige Netz

Eine Spannungsmessung an einer UV-Anlage mit elektronischen Vorschaltgeräten und einer Anschlussleistung von 240 kW zeigt Abbildung 2.5. Die Netzspannung ist stark verzerrt, der Oberschwingungsgehalt $THD(U)$ beträgt mehr als 12% und die Spannung erreicht einen Spitzenwert weit über 600 V. Um erklären zu können, wie aus den Oberschwingungen des

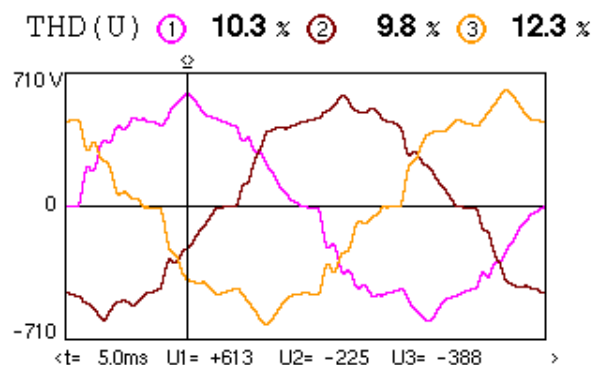


Abbildung 2.5: Messung des Netzspannungsverlaufs und des zugehörigen Oberschwingungsgehalts $THD(U)$ an einer 240kW Bestrahlungsanlage mit EVG

EVG-Laststromes (vgl. 2.2.3) die experimentell gefundenen Spannungsüberschwingungen entstehen können, ist die Kenntnis der Netzimpedanz eine Voraussetzung. Dass diese Netzimpedanz nicht immer rein induktiv ist, sondern auch kapazitive Anteile enthält, die zu Resonanzstellen im Bereich der Netzüberschwingungen führen ist bekannt und wird im folgenden Abschnitt genauer untersucht. Ebenso wird gezeigt, wie sich die Regelung der Lampenleistung auf den Netzstromverlauf auswirkt.

2.3.1 Einfluss der Netzimpedanz

Die Netzimpedanz der Niederspannungsebene ist induktiv und setzt sich im Wesentlichen aus der Leitungsinduktivität, dem Leitungswiderstand und der Streuinduktivität des Verteiltransformators zusammen. Typische Werte sind $50\text{ m}\Omega$ sowohl für den Real- als auch für den Imaginärteil der Netzimpedanz [1]. Da die Impedanzen in höheren Spannungsebenen schnell kleiner werden, genügt es im Modell zunächst anzunehmen der Transformator werde aus einer idealen Quelle mit $u_m = U_m/\sqrt{2} \cos(\omega_N t)$ gespeist. Ein Laststrom i_m verursacht deshalb einen Spannungsabfall Δu über Netz und Transformator, um den die Lastspannung u'_m reduziert wird (Abbildung 2.6).

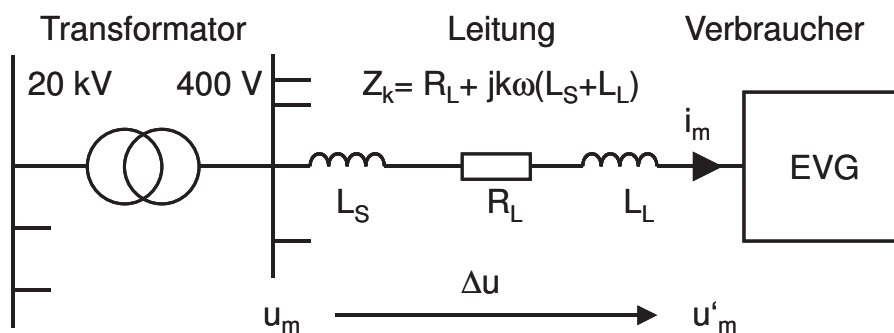


Abbildung 2.6: Einfaches Netzmodell

Sind die Oberschwingungsanteile i_k des Laststroms bekannt, kann der Spannungsverlauf am Verbraucher berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 u'_m &= u_m - \Delta u \\
 &= \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cos(\omega_N t) - \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{Z}_k \hat{i}_k e^{jk\omega_N t}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Sowohl die Netzimpedanz \underline{Z}_k als auch der Oberschwingungsanteil \hat{i}_k sind komplexe Größen, so dass die Phasenlage der Harmonischen ebenso wie die Phase der Netzimpedanz den Spannungsverlauf am Verbraucher mitbestimmen. Berechnet man den Spannungsverlauf nach Gleichung 2.1 für ein Netz mit mehreren EVG (wie im Beispiel von Abbildung 2.5) ergibt sich eine Spannungsverzerrung, die geringer ist als die experimentell beobachtete. Dies hat zwei Gründe: Die Netzimpedanz hängt nicht nur von der Spannungsebene, den Leitungslängen und den Transformatorimpedanzen ab, sondern auch von der Art und Anzahl der angeschlossenen Verbraucher und damit auch z.B. von der Tageszeit. Ein zweiter Grund ist, dass die Netzimpedanz durchaus auch kapazitive Elemente enthalten kann. Dies sind weniger die Leitungskapazität als vielmehr kapazitive Elemente zur Blindleistungskompensation und die Zwischenkreis- oder Filterkapazitäten der Verbraucher selbst.

2.3.2 Einfluss der Zwischenkreiskapazität

Häufig ist es notwendig nicht nur die induktiven sondern auch die kapazitiven Elemente des Versorgungsnetzes im Modell zu berücksichtigen. Die Leitungskapazität spielt auf Grund ihrer geringen Größe meist nur für die Ausbreitung der hochfrequenten Störungen eine Rolle, diese werden im zweiten Teil der Arbeit behandelt. Für die Betrachtung der Netzoberschwingungen sind größere Kapazitäten von Bedeutung, z.B. solche die zur Kompensation induktiver Blindleistung in Anlagen mit Antrieben oder konventionellen Vorschaltrosseln benutzt werden. Sie bilden zusammen mit den induktiven Netzimpedanzen ein schwingungsfähiges System. Für Frequenzen nahe der Resonanzfrequenz wirkt das Netz dann nicht mehr dämpfend auf die Stromüberschwingungen sondern verstärkend, was zur Instabilität führt.

Die Eingangsimpedanz der EVG mit Diodenbrücke ist ohmsch-kapazitiv. Für ein 4kW-HF-EVG beträgt die Impedanz $Z_{EVG} = (70 - j26)\Omega$ bei 50 Hz. Beim Betrieb einer großen Anzahl dieser Geräte an einem Netz addieren sich die Zwischenkreiskapazitäten zu einer Gesamtkapazität der n-fachen Größe, wie dies in Abbildung 2.7 dargestellt ist.

Unter der Voraussetzung, dass die Anschlussleitungen zwischen den EVG kurz und ihre Induktivitäten damit vernachlässigbar sind, können die EVG zu einem einzigen Gerät mit n-fachem Laststrom zusammengefasst werden. Dabei wird angenommen, dass die Oberschwingungsströme

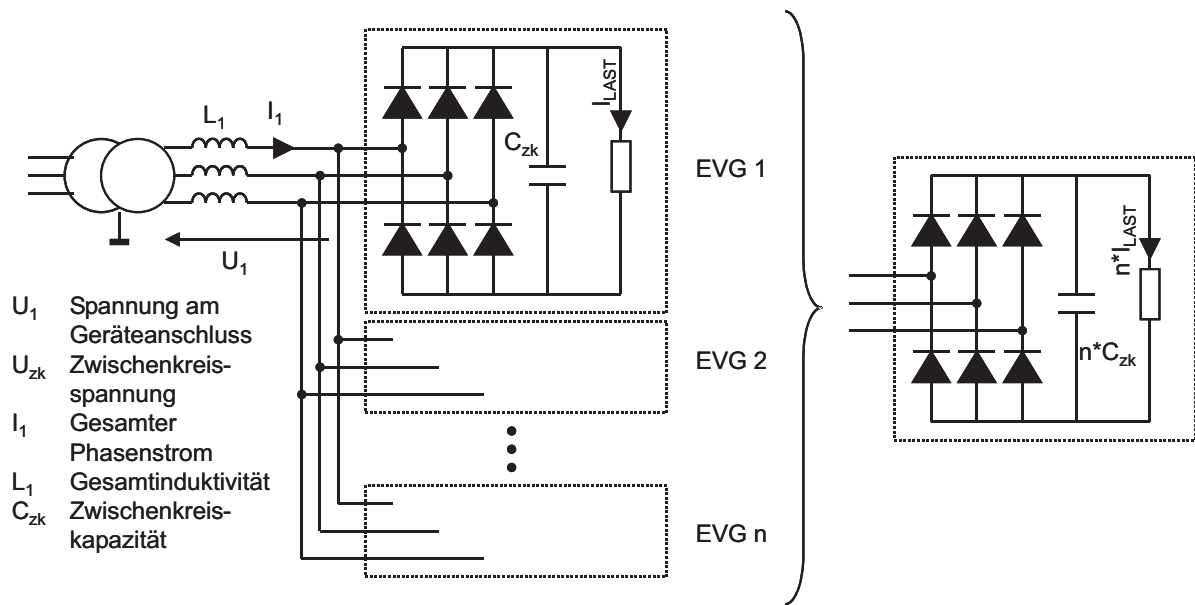


Abbildung 2.7: Ersatzschaltbild zur Berechnung der Resonanzfrequenz für den Betrieb von mehreren EVG mit Diodenbrücke an einem gemeinsamen Netz

gleichphasig auftreten, d.h. der Gleichzeitigkeitsfaktor wird zu eins.

Ein Beispiel: Ein Industrienetz bestehend aus einem Transformator ($S_N = 1\text{MVA}$, $u_k = 10\%$) und einer Zuleitungslänge von 100 m ($1\mu\text{H}/\text{m}$) besitze eine Induktivität von $L_N \approx 150\mu\text{H}$. Werden an diesem Netz sechzehn Vorschaltgeräte mit einer Eingangskapazität von jeweils $15\mu\text{F}$ betrieben ergibt sich eine geschätzte Resonanzfrequenz von:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{16 \cdot 15\mu\text{F} \cdot 150\mu\text{H}}} \approx 839\text{Hz}$$

Bereits für die 17. Oberschwingung weist die Netzimpedanz eine Resonanzstelle auf. Diese Resonanz erstreckt sich wegen der verteilten Induktivitäten und Kapazitäten über eine gewisse Breite. Oberschwingungen nahe der Resonanz werden nur durch den meist geringen Gleichstromwiderstand des Versorgungsnetzes gedämpft. Im Beispiel ist das Resultat eine erhebliche Anhebung des Teilschwingungsgehalts des Netzstromes für die 17. Oberschwingung auf 23% der Grundschwingung (Abbildung 2.8). Zum Vergleich beträgt der Anteil der 17. Oberschwingung eines einzelnen Gerätes in diesem Beispiel lediglich 6% (Abbildung 2.4).

Je größer die Anzahl von EVG an einem Netz ist, desto kleiner wird

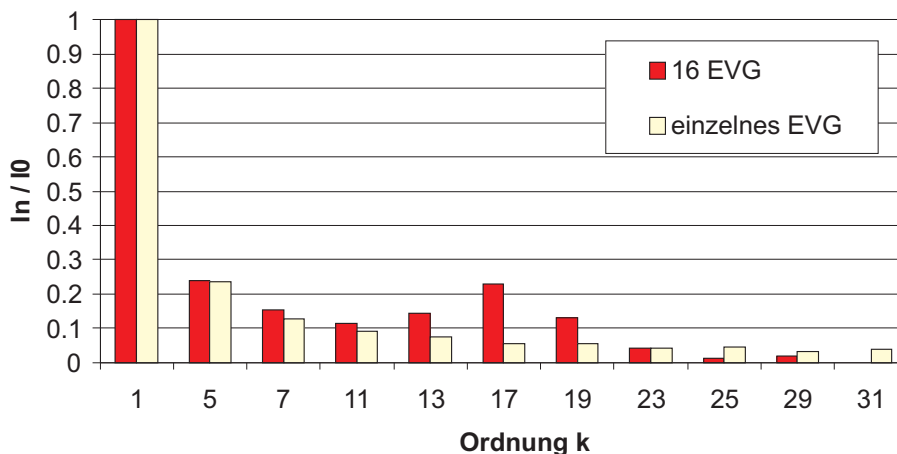


Abbildung 2.8: Vergleich des simulierten Teilschwingungsgehalts bei einem und bei sechzehn EVG mit Diodenbrücke am gemeinsamen Versorgungsnetz.

die Frequenz der Netzresonanz und desto größer wird im Allgemeinen die Amplitude des Oberschwingungsstromes in der Resonanz.

2.3.3 Einfluss des Wechselrichters

Im Modell bislang nicht berücksichtigt wurde der Wechselrichter und seine dynamisch veränderliche Eingangsimpedanz. Also die Frage: Wie verhält sich der Netzstrom des EVG bei einer kurzzeitigen Netzspannungsanhebung oder -absenkung. Diese Eingangsimpedanz des EVG ist frequenzabhängig und wird von einer Reihe unterschiedlicher Mechanismen bestimmt, nicht zuletzt von der Impedanz der Entladungslampe selbst. Die EVG müssen in der Lage sein kurzzeitige Schwankungen des Plasmawiderstands auszuregulieren und die Lampenleistung konstant zu halten. Die Zeitkonstante der Lampenleistungsregelung beträgt etwa eine Netzperiode. Innerhalb dieses Zeitintervalls wird deshalb auch die Netzwirkleistung nach einer Änderung der Eingangsspannung ihren ursprünglichen Wert annehmen. Der Netzstrom wird sich umgekehrt proportional zur Spannung verhalten, so dass die Netzspannung weiter zurück geht. Dieses Verhalten ist allen leistungsgeregelten Systemen gleich, die keinen großen Energiespeicher zur Überbrückung von Netzspannungsschwankungen besitzen. Die Vorgänge sind aber zu langsam, als dass sie eine Auswirkung auf die Stromüberschwingungen hätten.

Der Leistungsregelung unterlagert ist im Fall der EVG eine Lampenstromregelung. Mit einer Regelzeitkonstanten von einigen hundert Mikrosekunden

den sind diese Regler schnell genug, um auf Spannungsänderungen, die durch Oberschwingungen hervorgerufen werden, zu reagieren. Abbildung 2.9 zeigt, dass ein Spannungsanstieg im Zwischenkreis (U_{ZK}) vom Zweipunktregler des Lampenstromes innerhalb von drei Regelzyklen ausgeglichen wird. Der Wechselrichter zeigt das Verhalten einer Stromsenke, d.h. einer Last, die dem Netz einen konstanten Strom entnimmt. Bei periodischen Spannungsänderungen höherer Frequenz kann es vorkommen, dass Zwischenkreisspannung und Zwischenkreisstrom gegenphasig werden. Der Wechselrichter zeigt dann auch im Frequenzbereich der Oberschwingungen das Verhalten einer Leistungssenke.

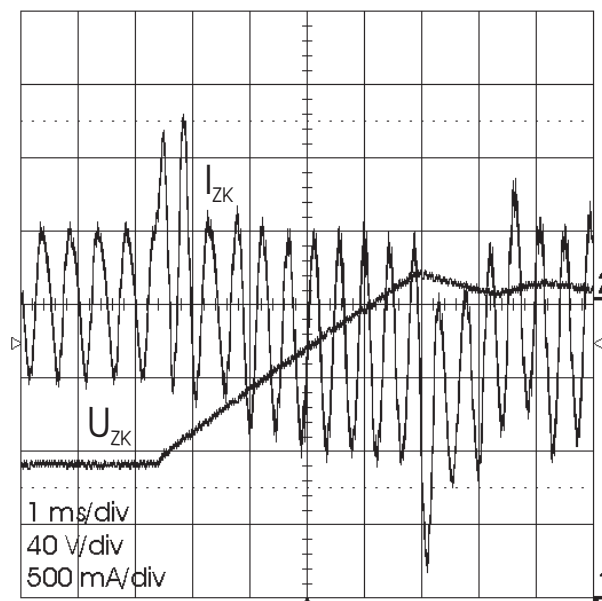


Abbildung 2.9: Zeitlicher Verlauf von Zwischenkreisspannung und Zwischenkreisstrom bei einem Spannungssprung von +20 %.

Welche Auswirkungen die dynamische Eingangsimpedanz des EVG auf die Stromüberschwingungen hat, zeigt die Simulation in Abbildung 2.10. Hier wurde der Wechselrichter einmal als ohmsche Last und im anderen Fall als eine stromeinprägende Last (Stromsenke) modelliert. Wie in Abschnitt 2.3.2 wurde auch in diesem Beispiel eine Anzahl von sechzehn EVG am gemeinsamen Netz simuliert, so dass sich die Netzresonanz nahe der 17. Oberschwingung befindet. Im Vergleich zu einer rein ohmschen Belastung der Diodenbrücken, verdoppeln sich die kritischen Oberschwingungsamplituden nahe der Resonanz.

Ersetzt man im Modell des EVG mit Diodenbrücke die Stromsenke durch eine Leistungssenke, kann ein zusätzlicher Effekt auftreten. Die Mo-

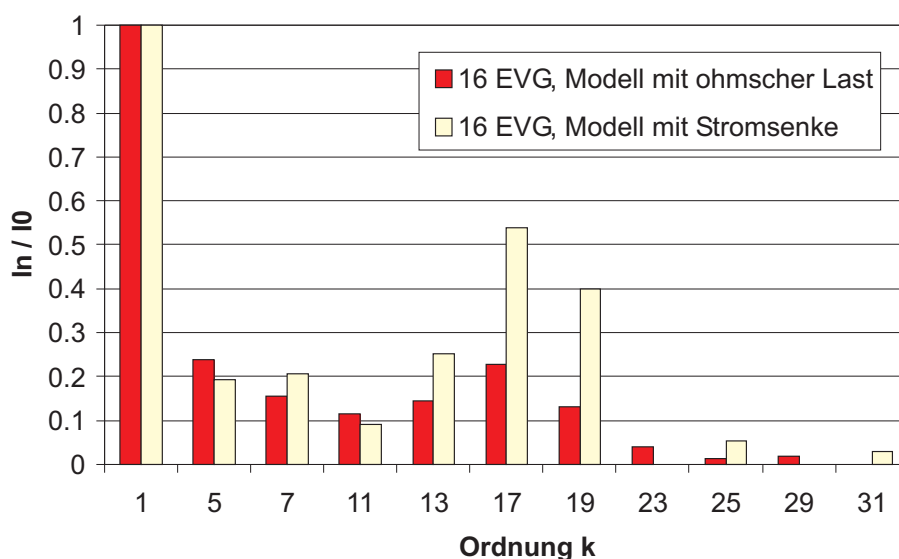


Abbildung 2.10: Vergleich der Oberschwingungsströme bei Belastung der Diodenbrücken mit ohmscher Last und einer Stromsenke.

dulation der Zwischenkreisspannung wird derart hoch, dass der Netzstrom zu lücken beginnt. Die im Zwischenkreis gespeicherte Energie reicht wegen der kurzzeitig überhöhten Zwischenkreisspannung aus, um die Last für eine begrenzte Zeit zu versorgen. Der starke Spannungseinbruch führt andererseits zu hohen pulsformigen Ladeströmen, welche ihrerseits die Spannungsüberhöhung im Zwischenkreis verursachen. (Abbildung 2.11). Eine Berechnung der Resonanzfrequenz durch einfache Addition den Zwischenkreiskapazitäten ist im Falle eines lückenden Gleichrichterstromes nicht mehr möglich.

Der diskontinuierliche Gleichrichterstrom führt zu einem kontinuierlichen Spektrum des Netzstromes, d.h. es treten nicht nur Harmonische sondern auch Zwischenharmonische der Netzfrequenz auf (Abbildung 2.12). Die Überspannung im Zwischenkreis liegt in diesem Beispiel 30% über der Nennspannung. Als Folge hiervon steigt die Gefahr der Zerstörung der Halbleiterschalter oder es werden Sicherheitsmechanismen ausgelöst, welche zur Abschaltung der Geräte führen.

Die voran stehenden Beispiele zeigen, dass das Lastverhalten des Wechselrichters einen erheblichen Einfluss auf die Oberschwingungsströme der EVG mit Diodenbrücken als Gleichrichter hat. Kritisch kann dieser Einfluss vor allem dann werden, wenn die Regelung des Lampenstromes kurzzeitige Spitzen im Netzstrom erzeugt und gleichzeitig die Resonanzfrequenz aus Netzinduktivität und Lastkapazität im Frequenzbereich der

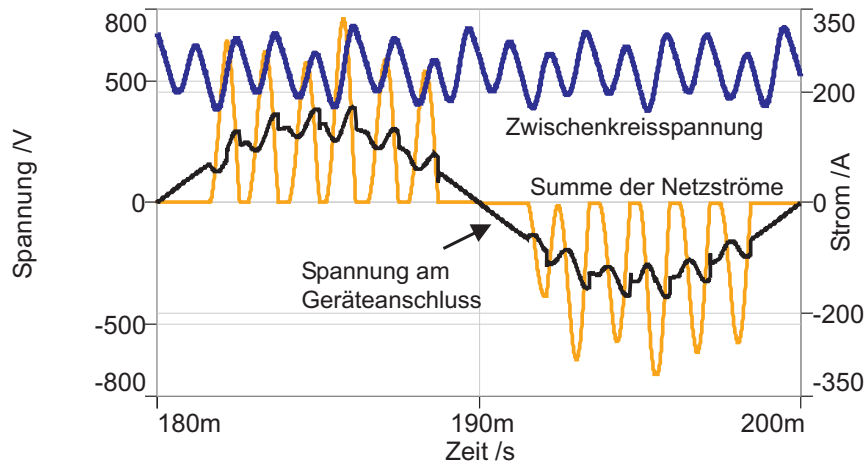


Abbildung 2.11: Zeitverlauf von Zwischenkreisspannung und Netzstrom aus der Simulation von EVG mit Leistungssenken

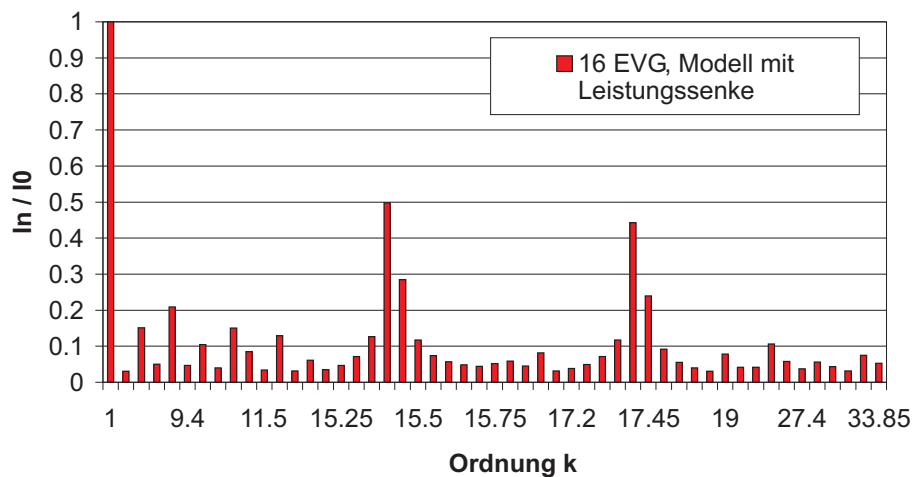


Abbildung 2.12: Harmonische und Zwischenharmonische des Netzstromes (vgl. Abbildung 2.11)

Oberschwingungsströme liegt. Der sichere Betrieb einer großen Anzahl von EVG kann nur gewährleistet werden, wenn die Versorgungseinrichtungen mit hoher Kurzschlussleistung dimensioniert und die Anzahl der EVG an einem gemeinsamen Teilnetz begrenzt werden. Beide Maßnahmen verursachen aber erhebliche Kosten. Für größere Industrieanlagen ist es deshalb sinnvoll, unabhängig von den geltenden Vorschriften schaltungstechnische Maßnahmen zur Leistungsfaktor- und Oberschwingungskorrektur der EVG vorzusehen. Es sind verschiedene aktive (Kapitel 3) und passive Gleichrichterschaltungen (Abschnitt 2.4) bekannt, die eine Gleichspannungserzeugung mit guter Netzverträglichkeit erlauben.

2.4 Passive Oberschwingungsfilter

Vor allem für sehr hohe Leistungen werden passive oder niederfrequent geschaltete Konzepte [6] zur Verbesserung der Netzstromentnahme verwendet. Vergleicht man diese Schaltungen mit den Aktiven Gleichrichtern weisen sie eine geringe Leistungsdichte auf. Grund hierfür sind die induktiven Bauteile wie z.B. Netztransformatoren und Netzdrosseln, die für die Netzfrequenz oder eine der unteren Harmonischen ausgelegt werden müssen.

Zu den passiven Maßnahmen zur Reduzierung der Oberschwingungsspannungen im Netz zählt die Verwendung von 12-pulsigen Systemen oder Systemen höherer Pulszahl. Zwei ungesteuerte Sechspulsbrücken werden dabei auf ihrer Gleichspannungsseite parallel geschaltet und wechsellspannungsseitig von zwei Transformatoren mit um 30° phasenverschobener Spannung versorgt [7]. Hierdurch lässt sich bei Stromrichterschaltungen eine Reduzierung der niederfrequenten Harmonischen (bis zur 11. Oberschwingung) erzielen. Eine unerwünschte Beeinflussung der Brücken untereinander lässt sich durch einen speziellen Interphasen-Transformator vermeiden [8].

Eine weitere passive Maßnahme ist die Verwendung eines Saugkreises zwischen Vorschaltgerät und Netz [9]. Für jede zu unterdrückende Oberschwingung des Vorschaltgerätes wird dazu ein Parallelschwingkreis installiert, der je nach Güte einen mehr oder weniger hohen Anteil des Oberschwingungsstromes liefert und dadurch das Versorgungsnetz entlastet (Abbildung 2.13). Die Dimensionierung der Saugkreise erfolgt mit:

$$Q = \frac{1}{R_k} \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \quad (2.2)$$

Q : Güte
 R_k : Widerstand
 C_k : Kapazität
 L_k : Induktivität
 k : Oberschwingungsordnung

$$f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} = k \cdot f_N \quad (2.3)$$

f_0 : Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises
 f_N : Netzfrequenz
 C_k : Saugkreiskapazität
 L_k : Saugkreisinduktivität

$$I_N = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_N}{R_k}\right)^2 + Q^2 \left(\frac{L_N}{L_k}\right)^2}} \cdot I_{VG} \quad (2.4)$$

I_N : Netzstrom
 I_{VG} : Vorschaltgerätestrom
 R_N, R_k : Netzwidestand, Saugkreiswidestand
 L_N, L_k : Netzinduktivität, Saugkreisinduktivität
 Q : Güte

Zu beachten ist dabei, dass die einzelnen Serienresonanzkreise zusammen mit der Netzimpedanz einen parasitären Resonanzkreis bilden, dessen Frequenz stets unterhalb der Frequenz der kompensierten Oberschwingung liegt. Auf Grund dieser Tatsache können nicht einzelne Oberschwingungen höherer Ordnung kompensiert werden, sondern es muss immer die ganze Reihe der Saugkreise, angefangen bei der kleinsten Ordnung installiert werden. Zu Spannungsüberhöhungen auf Grund der schwingungsfähigen Saugkreise kommt es vor allem bei Lastsprüngen auf der Netz- oder auf der Verbraucherseite. Hierzu müssen entsprechende Schutzmaßnahmen getroffen werden.

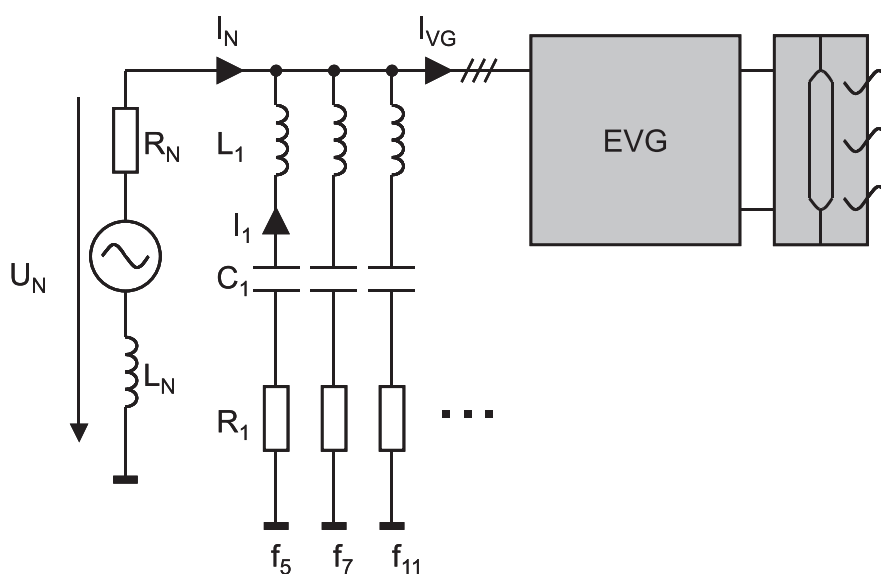


Abbildung 2.13: Oberschwingungsaugkreise

2.5 Anforderungen an ein netzverträgliches EVG

Die europäische Norm EN61000-3-2 legt die Grenzwerte der Oberschwingungsströme für Geräte mit einem Anschlussstrom kleiner als 16A fest. Sie gilt für den Betrieb von Geräten am öffentlichen Netz und nicht für Industrienetze, soll für diese Arbeit aber dennoch als Orientierung für die angestrebte Qualität des Netzstromes dienen. Berechnet man aus den in der Norm angegebenen Grenzwerten für die Oberschwingungsströme den Oberschwingungsgehalt und berücksichtigt dabei nur die ungeraden, nicht durch drei teilbaren Oberschwingungen erhält man die in Tabelle 2.4 angegebenen Werte für $THD(I)$.

I_N	P_N	$THD(I)$
16 A	11 kW	9.06 %
8 A	5.5 kW	17.91 %

Tabelle 2.4: Oberschwingungsgehalt $THD(I)$ des Netzstromes abgeleitet aus der EN61000-3-2

Zum Vergleich: Mit Vorschaltgeräten für Leuchtstofflampen, die eine aktive Leistungsfaktorkorrektur besitzen, ist ein Oberschwingungsgehalt ($THD(I)$) kleiner 5% erreichbar. Für die Schaltungen zur Leistungsfaktorkorrektur im Hochleistungsbereich gilt ein Oberschwingungsanteil kleiner

10% als guter Wert. Dies soll als ein Richtwert für die Beurteilung der verschiedenen Schaltungstopologien dienen. Wenn im Folgenden eine Reihe von Schaltungskonzepten vorgestellt werden, mit denen eine Stromentnahme mit geringem Oberschwingungsanteil erreicht werden kann, dann ist gleichzeitig zu prüfen, ob diese Schaltungen für den Betrieb mit Hochleistungsvorschaltgeräten technisch und wirtschaftlich einsetzbar sind. Wichtige Kriterien bei der Auswahl einer geeigneten Topologie sind:

- Die bestehende Wechselrichtertechnik soll weiterhin verwendbar sein. Hierdurch wird z.B. die maximale Zwischenkreisspannung auf 800 bis 900 V limitiert.
- Zur Versorgung steht ein Dreileiternetz ohne Nulleiter zur Verfügung. Der Effektivwert der Eingangsspannung (L-L) beträgt $400V_{eff}$ bzw. $480V_{eff}$ für einige außereuropäische Netze.
- Ein Vorteil des elektronischen Lampenbetriebs ist die nahezu konstante Strahlungsleistung im Verlauf einer Netzperiode. Eine Wiederzündung der Entladung nach dem Spannungsnulldurchgang, wie beim Drosselbetrieb, findet nicht statt. Es kommen daher nur Gleichrichterschaltungen in Frage, die eine konstante Ausgangsleistung bereitstellen.
- Ein wichtiges Argument für den Einsatz elektronischer Vorschaltgeräte gegenüber den Konventionellen Drosselvorschaltgeräten ist die hohe Leistungsdichte ($<2 \text{ kg/kW}$). Die Leistungsdichte einer passenden Gleichrichterschaltung sollte deshalb auch möglichst hoch sein.
- Es muss die Leerlauffestigkeit des Gleichrichters garantiert sein. Der Leerlauffall tritt während der Lampenzündung und während des Lampenhochlaufs auf.
- Da der Betrieb der Entladungslampen mit reduzierter Leistung (Dimmung) im Bereich von 20 % bis 100 % möglich sein muss, ist auch die Gleichrichterschaltung für diesen Leistungsbereich auszulegen.
- Ein hoher Wirkungsgrad ist zu fordern. Nicht nur zur Reduzierung der Energiekosten, sondern auch weil eine hohe Verlustleistung erhebliche Kosten für die Entwärmung der Geräte und der umgebenden Anlage verursacht.

- EVG für Hg-Mitteldrucklampen werden derzeit in einem Leistungsbereich von 1 bis 30 kW angeboten. Eine in diesem Leistungsbereich skalierbare Gleichrichtertopologie wäre wünschenswert.
- Es wird keine potentialgetrennte und keine rückspeisefähige Gleichrichterstufe benötigt.

Neben diesen technischen Randbedingungen gibt es auch wirtschaftliche. Denn je geringer die Zusatzkosten für eine Schaltung zur Leistungsfaktorkorrektur sind, desto höher wird die Akzeptanz einer solchen Maßnahme sein. Jedes Schaltungskonzept muss letztlich auf seinen wirtschaftlichen Nutzen hin untersucht werden. Kriterien wie die Schalterausnutzung, die notwendigen Filter und Glättungsmaßnahmen oder der Ansteuerungsaufwand sind hier zu berücksichtigen. In Kapitel 3 werden diese Kriterien für eine Auswahl aktiver Gleichrichterschaltungskonzepte überprüft. Die Schaltungen wurden hierzu simuliert. Eine Topologie wurde aufgebaut und mit Hilfe von Labormustern erprobt.

3 Aktive Gleichrichterschaltungen

In Kapitel 2 wurde gezeigt, dass der zuverlässige Betrieb einer größeren Anzahl von HF-EVG nur möglich ist, wenn die Oberschwingungsströme der einzelnen Geräte reduziert werden. Die Diodenbrücke kann durch einen aktiven Gleichrichter ersetzt werden, der zwei Funktionen erfüllt: Die Erzeugung einer konstanten Gleichspannung unabhängig von Spannungsschwankungen des Versorgungsnetzes und gleichzeitig eine sinusförmige Stromentnahme aus dem Netz. Aus dem Bereich der Gleichspannungsnetzteile und der Antriebstechnik sind verschiedene Schaltungskonzepte für Aktive Gleichrichter bekannt, die diese beiden Funktionen erfüllen.

In den folgenden Abschnitten wird untersucht inwieweit die Aktiven Gleichrichter nach den Kriterien aus Abschnitt 2.5 als Vorstufe für EVG geeignet sind. Die vier wichtigsten Gleichrichtertopologien wurden modelliert und es wurden Simulationen der einzelnen Topologien für den Fall eines Vorschaltgerätes mit 8 kW Nennleistung und einer Zwischenkreisspannung von 800 V durchgeführt. Die Simulation liefert die Strombelastung der induktiven Bauteile und die Ausnutzung der Halbleiterschalter und macht so die Schaltungskonzepte bezüglich des Bauteileaufwands und der Effizienz vergleichbar.

Die Schalterausnutzung E_T ist ein Maß für die Kosten der aktiven Halbleiter, die bei einer gegebenen Schaltungstopologie und bei vorgegebener Ausgangswirkleistung entstehen. Zwei verschiedene Definitionen sind gebräuchlich [10]:

$$E_T = \frac{P_N}{\sum_{j=1}^k \hat{U}_j I_j} \quad (3.1)$$

$$\hat{E}_T = \frac{P_N}{\sum_{j=1}^k \hat{U}_j \hat{I}_j} \quad (3.2)$$

- \hat{U}_j : maximale am Schalter j auftretende Spannung
- \hat{I}_j : maximaler Strom durch den Schalter j
- I_j : effektiver Schalterstrom
- k : Anzahl der Schalter
- P_N : Ausgangsleistung im Nennbetrieb

Die Definitionen unterscheiden sich durch die Verwendung des Effektivwerts oder des Maximalwerts für den Schalterstrom und gewichten damit die auftretenden Leitend- und Schaltverluste der Transistoren unterschiedlich stark. Angegeben werden im Folgenden stets beide Schalterausnutzungen und zwar für den Gleichrichter alleine sowie für das gesamte EVG bestehend aus Gleichrichter und Wechselrichter in Form einer Brückenschaltung nach Abbildung 2.2.

3.1 Kombination einphasiger Hochsetzsteller

Die Grundschialtung des Hochsetzstellers zeigt Abbildung 3.1. Bei einphasigen Anwendungen wie den Gleichspannungsnetzteilen oder bei elektronischen Vorschaltgeräten für Leuchtstofflampen wird diese Schaltung mit kontinuierlichem Drosselstrom und mit einer Ausgangsspannung von etwa 400V betrieben. Eine Regelung der Ausgangsspannung und des Netzstromes garantieren eine gewisse Unempfindlichkeit gegenüber Netzspannungsschwankungen und eine sinusförmige Stromentnahme. Im Leistungsbereich bis zu einigen hundert Watt wird dabei ein Wirkungsgrad von 95 bis 98% erreicht.

Um die für EVG geforderte Nennleistungen von einigen zehn Kilowatt zu erreichen ist es möglich ein dreiphasiges System durch Kombination von einphasigen Hochsetzstellern als Basiseinheit aufzubauen. Auch Schaltungen mit zwei Hochsetzstellern am Dreiphasennetz sind bekannt. Wenn die symmetrische Netzbelastung keine Voraussetzung ist, kann die Schaltung auch direkt als zweiphasige Lösung übernommen werden.

3.1.1 Einzelner Hochsetzsteller

Der einphasige Hochsetzsteller wird in vielen Geräten als Vorstufe zur Leistungsfaktorkorrektur eingesetzt (power factor correction, PFC). Gründe hierfür sind die im Vergleich zu anderen Wandlertopologien hohe Schalterausnutzung sowie die geringen Stromamplituden von Schalter und Drossel.

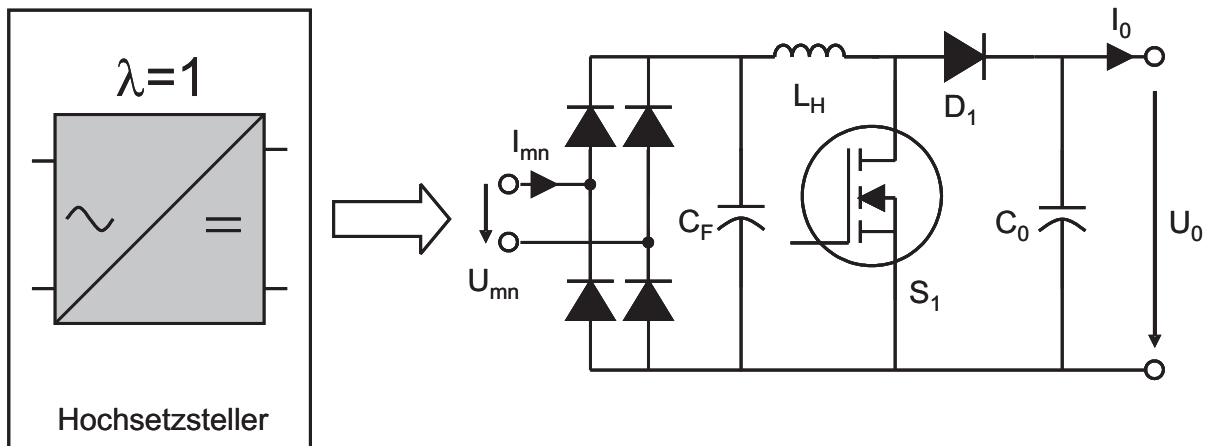


Abbildung 3.1: Zweiphasiger Hochsetzsteller als Grundelement zur Leistungsfaktorkorrektur

Bei der Skalierung der Hochsetzstellerschaltung auf Leistungen von einigen Kilowatt sind folgende Punkte zu beachten:

Beim ein- oder zweiphasigen Hochsetzsteller ist die dem Netz entnommene Leistung zeitlich nicht konstant. Die Lampenleistung darf dennoch nicht moduliert sein, weil die Entladung sonst erlischt und wie beim Drosselvorschaltgerät mit erhöhter Spannung nach jeder Netzhalbwellen erneut gezündet werden muss. Man verwendet im Zwischenkreis deshalb Speicherkondensatoren mit einer Kapazität von 100 bis $200\mu F$ pro Kilowatt Ausgangsleistung. In Abhängigkeit von der Überbrückungszeit berechnet sich die Zwischenkreiskapazität zu:

$$C_s \approx \frac{2P_N \Delta t}{U_0^2} \quad (3.3)$$

- C_s : Kapazität des Speicherkondensators
- P_N : Nennwirkleistung
- Δt : Überbrückungszeit
- U_0 : Ausgangsgleichspannung

Elektrolytkondensatoren, mit denen sich diese hohen Kapazitätswerte erreichen lassen, begrenzen die Lebensdauer und erhöhen das Volumen des aktiven Gleichrichters.

Das Schaltungsprinzip des Hochsetzstellers bedingt eine ausgangsseitig hohe Gleichspannung. Sie muss mindestens so hoch wie der Scheitelwert

der Netzspannung sein. In Industrienetzen mit einer Leiterspannung von 400 V wird in der Praxis eine Ausgangsspannung von 800 V gewählt. Wegen der zu berücksichtigenden Spannungstransienten muss die Spannungsfestigkeit der Schaltelemente dann 1000 V betragen, was die Auswahl geeigneter MOS-Transistoren einschränkt. Schaltungskonzepte mit in Serie geschalteten Transistoren wurden entwickelt, um die Anforderungen an die Spannungsfestigkeit der Schalter zu reduzieren. Die Verwendung von IGBT mit hoher Spannungsfestigkeit anstelle der Feldeffekttransistoren bedingt geringere Schaltfrequenzen und damit größere Speicherdrosseln.

Die hohe Ausgangsspannung und die Wahl einer möglichst hohen Betriebsfrequenz haben zur Folge, dass die Schaltverlustleistung und die Verluste durch die Sperrverzögerungszeit der Hochsetzstellerdiode die Gesamtverlustleistung dominieren. Die resonante Schaltentlastung des Hochsetzstellertransistors und der Diode waren in den letzten Jahren deshalb ein Hauptthema der Forschungsarbeit zum Hochsetzsteller. Die Verfügbarkeit schnell sperrender Siliziumkarbid-Dioden erlaubt eine Reduzierung der Halbleiterverluste auch bei den hart schaltenden Hochsetzstellern [11].

Die Schalterausnutzung E_T kann für den idealen Hochsetzsteller im Betrieb mit kontinuierlichem Drosselstrom aus den Maximal- und Effektivwerten des Schalterstroms I_T berechnet werden :

$$\begin{aligned} E_T &= \frac{P_N}{U_0 I_T} = \frac{U_{mn}}{U_0} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{8\sqrt{2} U_{mn}}{3\pi U_0}}} \\ \hat{E}_T &= \frac{P_N}{U_0 \hat{I}_T} = \frac{U_{mn}}{\sqrt{2} U_0} \end{aligned} \quad (3.4)$$

P_N : Nennleistung

U_0 : Gleichspannung am HST Ausgang

I_T : Transistorstrom S_1 nach [10]

U_{mn} : Leiterspannung 400V

Für ein Spannungsverhältnis $U_{mn}/U_0 = 0,5$ ergeben sich die Schalterausnutzungen in Tabelle 3.1. Die Schalterausnutzung wird maximal wenn die Ausgangsspannung U_0 möglichst klein also gerade gleich der maximalen Netzspannung gewählt wird.

Bei allen Aktiven Gleichrichtern entspricht der mittlere Drosselstrom während einer Schaltperiode T_S dem Netzstrom i_N , falls die Oberschwin-

Schalterausnutzung	für $U_0 = 800V$
E_T	79 %
\hat{E}_T	35 %
Anz. Schalter	1
Anz. schneller Dioden	1
Anz. Dioden (Netz)	4

Tabelle 3.1: Schalterausnutzung des zweiphasigen Hochsetzstellers mit einem Schalter

gungskorrektur ideal gelingt.

$$\langle i_L \rangle_{T_s} \approx i_N \quad (3.5)$$

Der Drosselstrom kann deshalb mit gegebener Leistung und gegebenem Wirkungsgrad η_N geschätzt werden.

$$I_L = \frac{P_N}{U_{mn}\eta_N} \quad (3.6)$$

Der Maximalwert des Drosselstromes wird durch eine große Induktivität der Hochsetzstellerdrossel auf etwa 110% des mittleren Drosselstromes begrenzt. Die Induktivität der Drossel genügt aber oft nicht, um den Einschaltstrom zu begrenzen. Es kann dafür ein überbrückbarer Ladewiderstand vorgesehen werden, der den Gleichrichter schützt und ein Auslösen des Netzschutzes beim Einschalten verhindert [12]. An die symmetrische Dämpfung des Netzfilters sind wegen des kontinuierlichen Drosselstroms keine besonders hohen Anforderung zu stellen. Die Dämpfung der Gleichtaktstörungen, deren Hauptursache die kapazitive Kopplung des Schalters zum Kühlkörper hin ist, erfolgt mit Hilfe von stromkompensierten Drosseln am Netzanschluss oder durch ein Filter zwischen Kühlkörper und Gehäuse [13].

Der ein- oder zweiphasige Hochsetzsteller als Schaltung zur Leistungsfaktorkorrektur wird für hohe Leistungen zunehmend aufwändiger und wegen der Notwendigkeit eines kapazitiven Speichers auch groß im Volumen. Für Geräte mit mehr als einem Kilowatt Ausgangsleistung werden deshalb bislang Konzepte mit mehreren Schaltern und eine Stromentnahme

aus mehreren Phasen bevorzugt. Ein Vorteil des zweiphasigen Hochsetzstellers ist die Verfügbarkeit von standardisierten Integrierten Schaltungen zur Messwerterfassung und Regelung bei sehr geringen Kosten.

3.1.2 Zwei Hochsetzsteller

Abbildung 3.2 zeigt eine Schaltung zweier Hochsetzsteller am dreiphasigen Netz mit nahezu sinusförmiger Stromentnahme [14]. Möglich wird dies durch eine spezielle Transformator-Konfiguration (Scott-Transformator), welche das symmetrische Dreiphasennetz in zwei orthogonale Spannungen wandelt. Die beiden Hochsetzsteller speisen einen gemeinsamen Speicherkondensator. Auf Grund der um $\pi/2$ phasenverschobenen Hochsetzstellerströme treten keine Pausen im Ladestrom der Speicherkapazität auf und sie kann im Vergleich zum einphasigen Hochsetzsteller klein gewählt werden. Diese Schaltung zeichnet sich durch einen geringen Bauteile- und

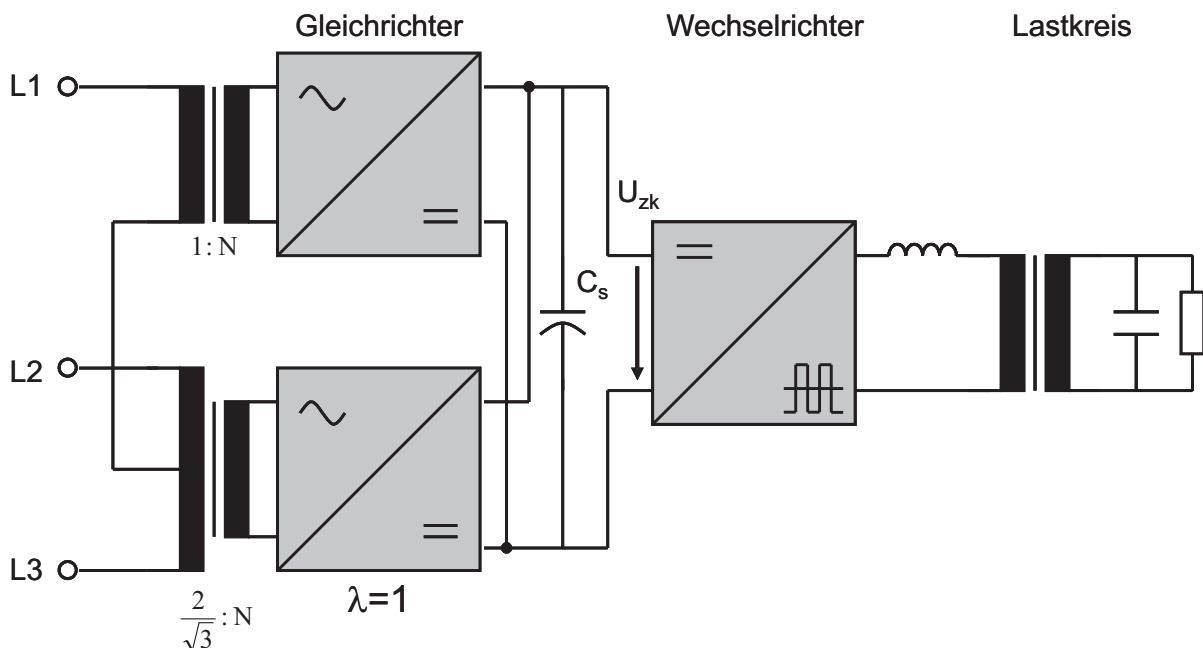


Abbildung 3.2: Zwei Hochsetzsteller mit Scott-Transformator

Steueraufwand für die Hochsetzsteller aus, erfordert andererseits aber zwei spezielle Netztransformatoren mit erheblichem Gewicht und Volumen. Die Schalterausnutzung entspricht der des einzelnen Hochsetzstellers.

3.1.3 Drei Hochsetzsteller

Die Kombination dreier Hochsetzsteller mit einem gemeinsamen Zwischenkreis zeigt Abbildung 3.3. Der symmetrische Aufbau garantiert eine konstante Speisung des Zwischenkreiskondensators, so dass die Kapazität nur für den Pulsstrom der Last auszuliegen ist.

Regelgrößen sind die Eingangsströme und die gemeinsame Ausgangsspannung U_{ZK} der drei Hochsetzsteller. Eine gegenseitige Beeinflussung z.B. durch einen Kreisstrom kann verhindert werden durch eine symmetrische Hochsetzstellerdrossel und eine zweite schnelle Diode im Strompfad vom Zwischenkreiskondensator zurück zum Netz. Diese Konfiguration erlaubt eine sinusförmige und symmetrische Stromentnahme mit sehr hohem Wirkungsgrad. Dementsprechend hoch ist allerdings der Bauteilaufwand für die Hochsetzsteller und die zugehörige Regelung.

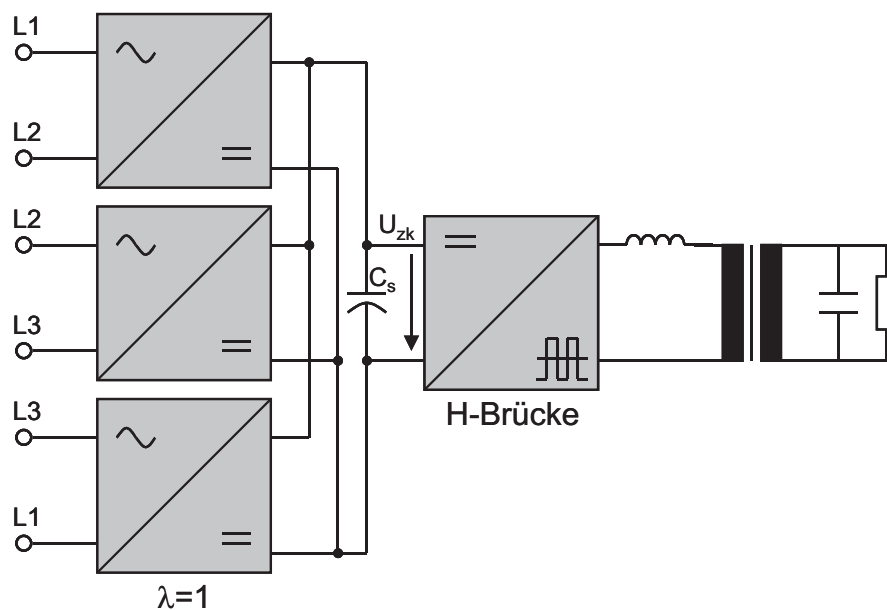


Abbildung 3.3: Symmetrisches System aus drei einphasigen Hochsetzstellern nach [15]

Die Möglichkeit, Vorschaltgeräte unterschiedlichster Leistungen aus gleichartigen Modulen aufbauen zu können, wäre im Bereich der industriellen Lampen-Vorschalttechnik eine hervorragende Möglichkeit die Herstellungskosten zu senken. Ein Vorschlag, um dies zu realisieren, ist die Kombination von Leistungseinheiten, die jeweils aus Hochsetzsteller und Brückenschaltung bestehen und über einen HF-Transformator gekoppelt werden (s. Abbildung 3.4).

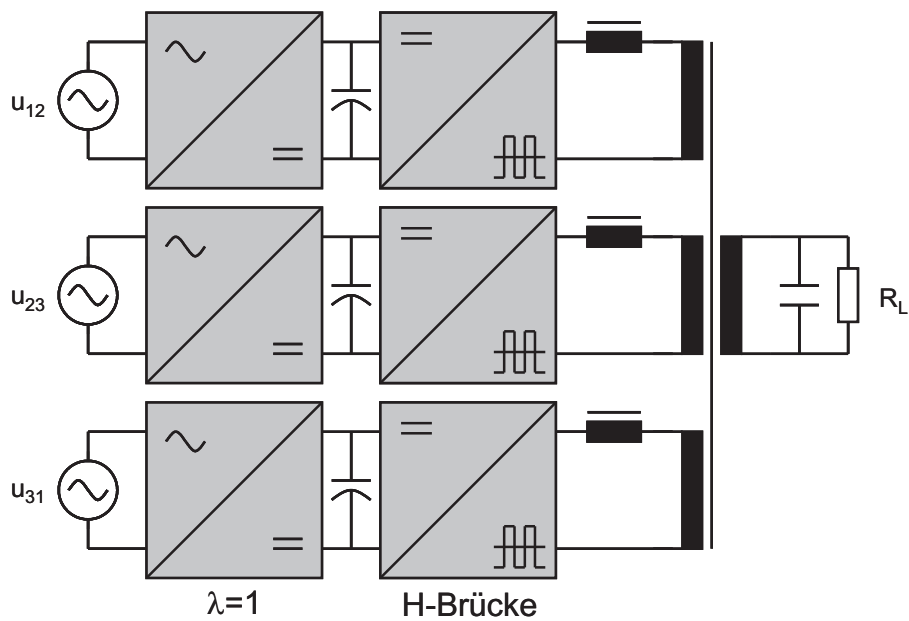


Abbildung 3.4: Kombination von EVG-Modulen bestehend jeweils aus zweiphasiger Leistungsfaktorkorrektur und Wechselrichter. Kopplung über einen HF-Transformator.

Auf diese Weise lassen sich EVG auch für Lampen hoher Leistung aus einzelnen Modulen kombinieren. Begrenzend für die Anzahl der Module ist lediglich die Spannungsfestigkeit der HF-Transformatoren und des Resonanzkreises. Da jedes Modul für sich alleine funktionsfähig sein muss, ist die Verwendung von Speicherkondensatoren im Zwischenkreis unumgänglich. Mit einer konstanten Zwischenkreisspannung aller Module wird gleichzeitig die Entstehung von Ausgleichsströmen verhindert.

Für die Schaltungstopologie mit gemeinsamem Zwischenkreis (Abbildung 3.3) und für die Kopplung mehrerer EVG-Module (Abbildung 3.4) ergibt sich die gleiche Schalerausnutzung:

$$E_T(EVG) = \left(\frac{1}{E_T(HST)} + \frac{1}{E_T(HBR)} \right)^{-1} \quad (3.7)$$

Dabei ist $E_T(HST)$ die Schalerausnutzung der Hochsetzstellers nach 3.4 und $E_T(HBR)$ die Schalerausnutzung des Wechselrichters. Für ein Vorschaltgerät mit acht Kilowatt ergab die Simulation die in Tabelle 3.2 angegebenen Werte:

Schaltausnutzung	EVG mit drei HST	EVG mit Diodenbrücke
$E_T(EVG)$	17,5 %	21,9 %
$\hat{E}_T(EVG)$	8,0 %	11,5 %

Tabelle 3.2: Schaltausnutzung für ein 8kW-EVG mit drei Hochsetzstellern zur Leistungsfaktorkorrektur und für ein EVG mit Diodenbrücke

3.2 Dreiphasiger Hochsetzsteller mit einem Schalter

Vom einphasigen Hochsetzsteller Abbildung 3.1 gelangt man zu einer dreiphasigen Topologie Abbildung 3.5, indem der Gleichrichter um einen Zweig erweitert wird und indem drei Hochsetzstellerdrosseln vor dem Gleichrichter und verteilt auf die drei Phasen angeordnet werden. In [16] wird diese Schaltung vorgeschlagen und charakterisiert.

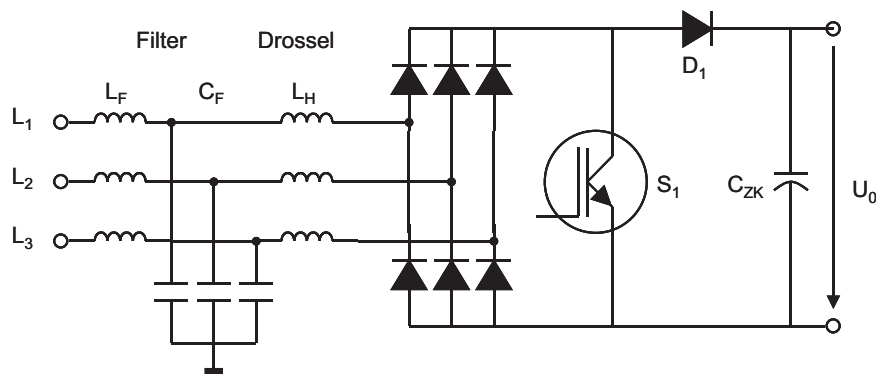


Abbildung 3.5: Dreiphasiger Hochsetzsteller mit einem Schalter

Bei den einphasigen Hochsetzstellern wird das Puls-Pausen-Verhältnis des Schalters so variiert, dass sich ein kontinuierlicher Drosselstrom einstellt (continuous conduction mode, CCM), dessen Mittelwert proportional zur Eingangsspannung ist. Beim dreiphasigen Hochsetzsteller mit einem Schalter ist dies nicht möglich. Die drei Eingangsströme können mit einem Schalter nicht unabhängig voneinander beeinflusst werden. Werden die Drosseln in ihrer Induktivität L_H aber so klein gewählt, dass ein vollständiges Entladen aller drei Induktivitäten auch bei der maximalen Eingangsspannung garantiert werden kann (discontinuous conduction mode, DCM), dann wird der mittlere Drosselstrom zumindest annähernd sinusförmig.

Wie gut dies gelingt hängt vor allem von der Höhe der Ausgangsspannung ab. Die Simulation (Abbildung 3.6) zeigt, dass der Oberschwin-

gungsgehalt des Eingangsstroms ab einer Ausgangsspannung von 800V den geforderten Wert von 10% unterschreitet.

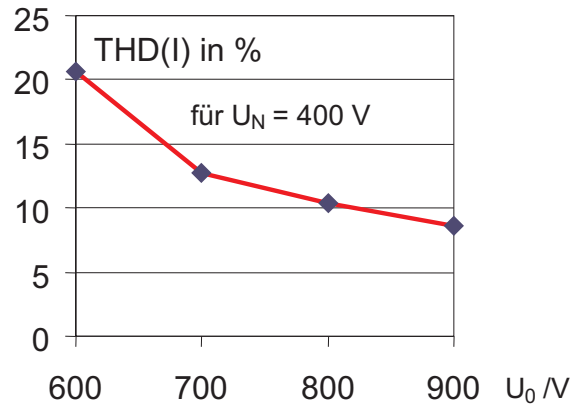


Abbildung 3.6: Oberschwingungsgehalt des Netzstroms in Abhängigkeit der Ausgangsspannung beim dreiphasigen Hochsetzsteller mit einem Schalter

Im Vergleich der Schalterausnutzung der einphasigen (und zweiphasigen) Hochsetzsteller-Topologie mit der dreiphasigen Schaltung zeigt sich der Unterschied zwischen kontinuierlichem und lückendem Betrieb (Tabelle 3.3). Die dreiphasige Schaltung überträgt die gleiche Leistung mit einer geringeren effektiven Strombelastung des Schalters. Der Maximalstrom allerdings ist wesentlich höher als beim einphasigen Hochsetzsteller, weshalb der Hauptverlustprozess hier das Ausschalten des Transistors ist. Die Einschaltverluste sind zu vernachlässigen, weil der Strom im Einschaltmoment bereits null ist (keine Sperrverzögerung der Dioden) und weil die Transistorparallelkapazität klein ist. Betrachtet man die Schalterausnutzung des gesamten EVG kann keine der beiden Gleichrichtervarianten einen deutlichen Vorteil erzielen.

Der hohe Maximalstrom ($\hat{I}_{LH} \approx 2 \cdot \bar{I}_{LH}$) muss nicht nur bei der Auslegung der Drossel berücksichtigt werden. Auch das Filter ist für eine um 20dB höhere Dämpfung im Bereich der Schaltfrequenz zu dimensionieren.

Das Puls-Pausen-Verhältnis des Schalters wird zur Regelung der Ausgangsspannung verwendet. Eine Messung und Regelung der Netzströme wie beim einphasigen Betrieb ist hierbei nicht notwendig. Der Oberschwingungsgehalt wird nicht nur von der Größe der Ausgangsspannung sondern auch von deren Restwelligkeit bestimmt. Große Speicherkondensatoren im

Schalerausnutzung	HST zweiphasig	HST dreiphasig lückend
$E_T(HST)$	77 %	89 %
$\hat{E}_T(HST)$	31 %	26 %
$E_T(EVG)$	17,0 %	17,5 %
$\hat{E}_T(EVG)$	8,4 %	8,0 %
Anz. Schalter	1	1
Anz. schneller Dioden	1	7
Anz. Dioden (Netz)	4	0

Tabelle 3.3: Vergleich der Schalerausnutzung für den einphasigen und den dreiphasigen Hochsetzsteller mit lückendem Drosselstrom

Zwischenkreis sind wegen der stetigen dreiphasigen Versorgung aber nicht notwendig. Wegen des geringen Zwischenkreisspeichers werden kurzzeitige Spannungseinbrüche direkt an den Wechselrichter weitergegeben. Beim vollständigen Ausfall einer Netzphase kann der Hochsetzsteller mit reduzierter Leistung (ca. 60%) weiter betrieben werden, das ergibt die Simulation.

In verschiedenen Weiterentwicklungen des Schaltungskonzeptes wurde versucht die angesprochenen Nachteile, hohe Schalterspannungen und aufwändige Netzfilter, zu beheben. Durch die Verwendung von zwei Schaltern und durch die Aufteilung der Ausgangsspannung mittels zweier Kondensatoren kann die Spannungsbelastung der Schalter halbiert werden (Abbildung 3.7).

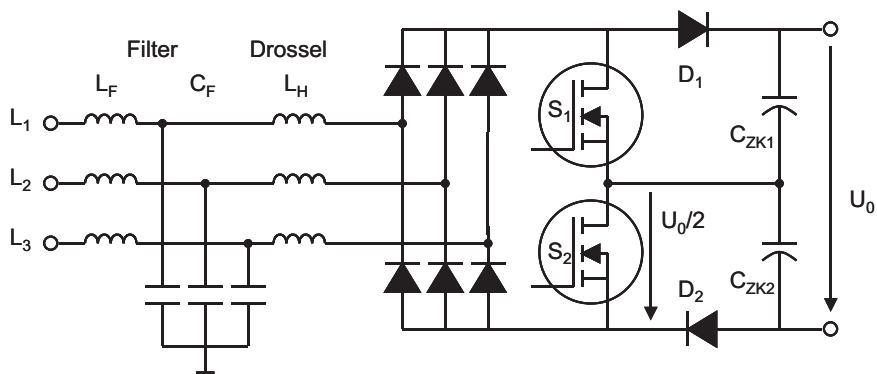


Abbildung 3.7: Dreiphasiger Hochsetzsteller mit zwei Schaltern und drei Ausgangspotentialen

Es wird dadurch einfacher die Schaltung bei höheren Frequenzen (60-80

kHz) mit MOSFET zu betreiben, was wiederum die Größe der induktiven Bauteile reduziert und die Leistungsdichte erhöht. Auch bei Verwendung von IGBT können relativ hohe Schaltfrequenzen (40 kHz und mehr) erreicht werden, wenn die Ausschaltverlustleistung mit einem aktiven resonanten Kreis zur Schaltentlastung (ZCT) verringert wird [17].

Eine Möglichkeit zur Reduzierung der Filterinduktivitäten ist der parallele, um 180° phasenverschobene Betrieb von zwei Hochsetzstellern am gemeinsamen Versorgungsnetz. Die ungeradzahigen Harmonischen des Drosselstromes heben sich dabei auf, so dass das Netzfilter nicht mehr für die Störspannung der Schaltfrequenz sondern für die doppelte Schaltfrequenz und für eine geringere Amplitude ausgelegt werden kann [18]. Ein weiteres Ziel bei der Weiterentwicklung des Schaltungskonzepts ist die Verbesserung des Oberschwingungsgehaltes durch eine gezielte Steuerung des Schalterastverhältnisses und durch die Injektion von Strömen der dritten und sechsten Harmonischen der Netzfrequenz. Eine Verbesserung des Oberschwingungsanteils des Netzstromes um 3% kann damit erreicht werden [19].

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein dreiphasiger Hochsetzsteller als Laborgerät gemäß Abbildung 3.7 aufgebaut und untersucht. Dabei stand die Frage im Vordergrund, ob diese Schaltungstopologie auch im Leistungsbereich über 10kW eingesetzt werden kann und ob sich Vorteile gegenüber einer zweiphasigen Hochsetzstellerlösung ergeben. Bei 12kW Nennleistung und einem Gesamtwirkungsgrad von über 92% konnte ein Oberschwingungsgehalt im Netzstrom THDI unter 10% erzielt werden. Bis zur 17. Ordnung sind die gemessenen Oberschwingungsanteile deutlich unterhalb der Grenzwerte der IEC61000-3-4. Eine Reihe von höherfrequenten Harmonischen erreicht allerdings einen Wert von 1% der Grundschwingung und liegt damit über dem Grenzwert (der derzeit für Geräte in Industrienetzen nicht verbindlich ist vgl. 2.1).

Der Hauptanteil der Verluste entsteht beim Ausschalten der mit 70 A hohen Scheitelströme der Schalter. Auch mit den leistungsfähigsten derzeit erhältlichen MOSFET-Halbbrücken-Modulen ($2 \cdot 800\text{V}$, $2 \cdot 75\text{m}\Omega$) ist bei dem realisierten 12 kW-Gerät die Leistungsgrenze erreicht. Der größte Vorteil der Schaltungstopologie gegenüber dem zweiphasigen Hochsetzsteller ist sicherlich die geringe Zwischenkreiskapazität, die den Einsatz von langlebigen Folienkondensatoren (800 V, 10 μF) mit geringem Platzbedarf ermöglicht.

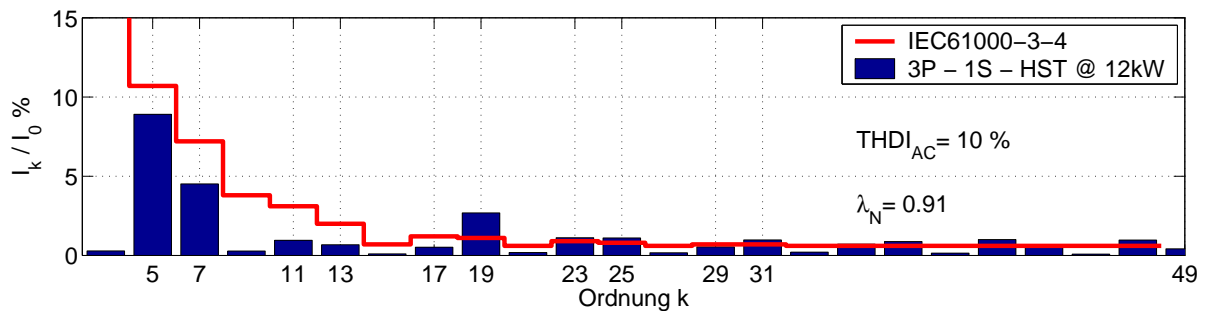


Abbildung 3.8: Messung der Oberschwingungsanteile im Netzstrom des entwickelten dreiphasigen Hochsetzstellers mit zwei Schaltern bei 12 kW Ausgangsleistung.

3.3 Vienna Rectifier

Der Vienna Gleichrichter [20] ist eine Weiterentwicklung des in 3.2 besprochenen dreiphasigen Hochsetzstellers mit zwei Schaltern und drei Ausgangspotentialen. Er vereint die Vorteile der hohen Schalterausnutzung und der geringen Spannungsbelastung der Schalter eines dreiphasigen Hochsetzstellers mit der Möglichkeit die Eingangsströme einzeln zu steuern und damit einen optimalen Oberschwingungsgehalt zu erreichen.

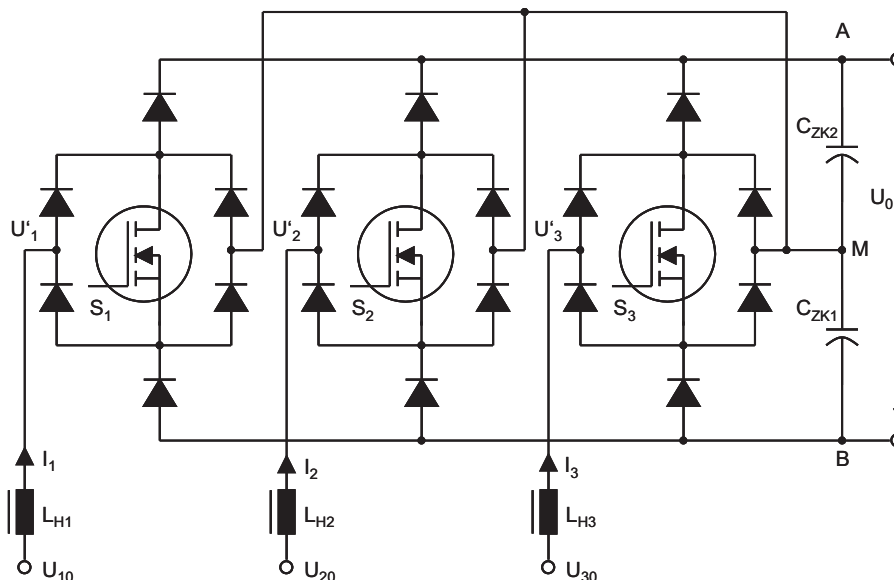


Abbildung 3.9: Schaltbild des Vienna Rectifier

In Abhängigkeit des Vorzeichens des Eingangsstromes I_1 bis I_3 können die Knoten U'_1 bis U'_3 mit den Ausgangspotentialen A und M oder M und

B verbunden werden, je nach Stellung der Schalter S1, S2, S3. Für die Berechnung der Pulsweite der Schalter gibt es verschiedene Träger- und Raumzeigermodulationsverfahren [21], [22], [23]. Die einfachste Realisierung einer Ansteuerung ist die sinusförmige Pulsweitenmodulation, die für die Simulation implementiert wurde (vgl. Abbildung 3.10).

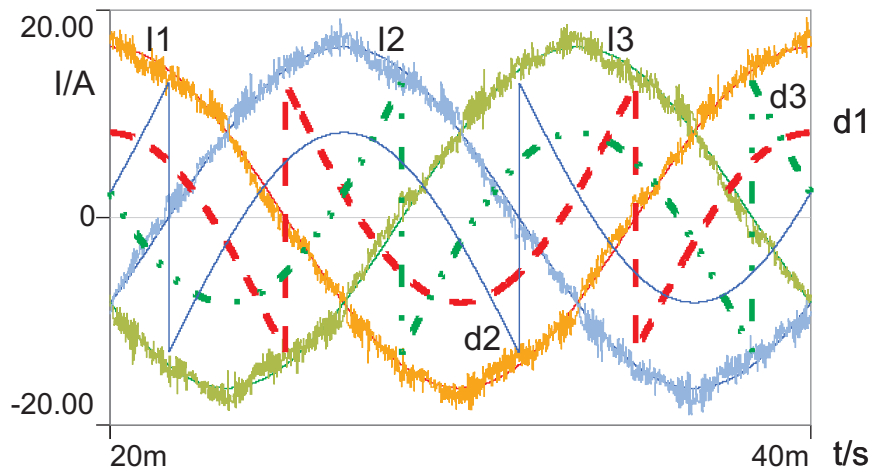


Abbildung 3.10: Simulation des Eingangsstroms I für die drei Phasen des Vienna Rectifier. Die Pulsweiten d werden aus der Eingangsspannung abgeleitet.

Die größte auftretende Spannung über einem Transistor entspricht der halben Ausgangsspannung, wenn man voraussetzt, dass die Ausgangsspannung sich symmetrisch über den Kapazitäten C_{ZK1} und C_{ZK2} aufteilt. Es genügt deshalb auch für Ausgangsspannungen von 800 V, MOSFET mit 500 V Spannungsfestigkeit einzusetzen [24]. Wie Abbildung 3.9 zeigt, setzt sich die Schaltung aus drei gleichen Schalteinheiten zusammen: Jede enthält einen MOSFET, vier Gleichrichterioden und zwei schnelle Hochsetzstellerioden. Diese Einheiten sind als optimierte Module in zwei Leistungsklassen (für 10 kW und 30 kW Gleichrichter) erhältlich, was die Entwicklung des Leistungsteils des Gleichrichters beschleunigt.

Dem einfachen Aufbau des Leistungsteils steht ein im Vergleich zu den bislang vorgestellten Konzepten höherer Aufwand an Mess- und Regeleinrichtungen gegenüber [21]. Der Betrieb mit kontinuierlichem Drosselstrom (CCM) macht es notwendig die Netzströme proportional der jeweiligen Netzspannung zu regeln. Der Vienna Rectifier gehört deshalb ebenso wie der zweiphasige Hochsetzsteller zu den Konzepten mit aktiv geregelter Netzstrom. Dazu müssen Strom und Spannung aller drei Phasen erfasst

werden. Über den Proportionalitätsfaktor, d.h. den virtuellen Eingangswiderstand des Gleichrichters, wird die Ausgangsleistung eingestellt. Die Ausgangsspannung sowie die beiden Teilausgangsspannungen müssen erfasst und getrennt geregelt werden. Andernfalls kann es zu einer ungleichmäßigen Spannungsverteilung über den Kapazitäten und den Halbleiterschaltern kommen.

Schalterausnutzung	Vienna	HST zweiphasig
$E_T(HST)$	95 %	77 %
$\hat{E}_T(HST)$	35 %	31 %
$E_T(EVG)$	17,8 %	17 %
$\hat{E}_T(EVG)$	8,7 %	8,4 %
Anz. Schalter	3	1
Anz. schneller Dioden	6	1
Anz. Dioden (Netz)	12	4

Tabelle 3.4: Vergleich der Schalterausnutzung für den Vienna Rectifier und den zweiphasigen Hochsetzsteller mit kontinuierlichem Drosselstrom

3.4 Dreiphasiger Hochsetzsteller mit sechs Schaltern

Während beim dreiphasigen Hochsetzsteller mit einem Schalter (3.2) eine gezielte Beeinflussung der drei Netzströme nicht möglich ist, kann beim Vienna Gleichrichter (3.3) der Netzstrom für jede Phase gesteuert werden. Bei einem Hochsetzsteller mit sechs Schaltern (PWM Rectifier) können die Netzströme gesteuert werden und man erhält zudem die Eigenschaft des Vierquadrantenbetriebs, d.h. Leistung kann mit sinusförmigem Strom ins Netz zurückgespeist werden (Abbildung 3.11). Für den Betrieb mit EVG wird diese Eigenschaft allerdings nicht benötigt.

Der Aufbau besteht aus einer dreiphasigen Brückenschaltung und drei Hochsetzstellerdrosseln. Die Funktionsweise lässt sich aus der Theorie der spannungsgespeisten Pulswechselrichter ableiten. Im einfachsten Fall werden die beiden Schalter einer Halbbrücke sinusförmig moduliert (Trägerverfahren) und in Phase zur Eingangsspannung u_m angesteuert (Abbildung 3.12). Das Tastverhältnis d der Brücke i berechnet sich dann zu:

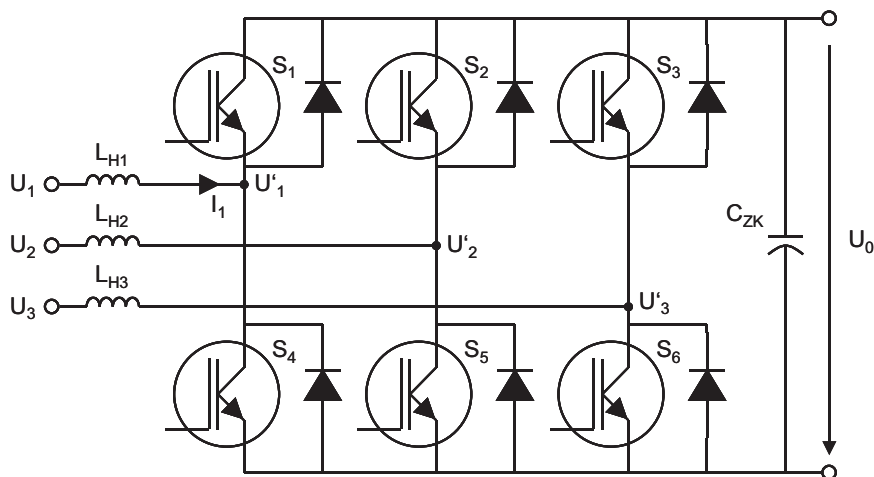


Abbildung 3.11: Dreiphasiger Hochsetzsteller mit sechs Schaltern

$$d(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} d_m \sin(\omega_{NT} + \Phi_{mn,i})$$

Daraus ergibt sich eine sinusförmige Mittelpunktspannung $\langle U' \rangle_{T_S}$ und somit ein sinusförmiger Netzstrom i_m . Der Modulationsindex d_m , d.h. die Amplitude der Pulsweitenmodulation, bestimmt die Höhe der Ausgangsspannung U_0 :

$$U_0 = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_{mn}}{d_m}$$

Um ein ohmsches Verhalten am Netz zu simulieren, werden in der Praxis die Eingangsspannungen erfasst und die Ströme proportional zur Eingangsspannung geregelt.

Innerhalb einer halben Netzperiode wird nur ein Transistor einer Halbbrücke zum Schalten benutzt der zweite Transistor führt in dieser Zeit Strom nur über die Inversdiode. Da im Vergleich zum Vienna Rectifier auch die Spannungsbeanspruchung der Transistoren doppelt so hoch ist, ist die Schalerausnutzung vergleichsweise gering (Tabelle 3.5). Die Drosselströme sind kontinuierlich und in ihrem Spitzenwert nur wenig größer als der Netzstrom (Abbildung 3.12). Trotz des hohen Schaltungsaufwands ist der pulswertenmodulierte Gleichrichter die Standardschaltung für große Gleichspannungslasten (>10 kW). Damit ist es möglich mehrere Vorschaltgeräte aus einem gemeinsamen Zwischenkreis mit nur einem aktiven Gleichrichter zu versorgen.

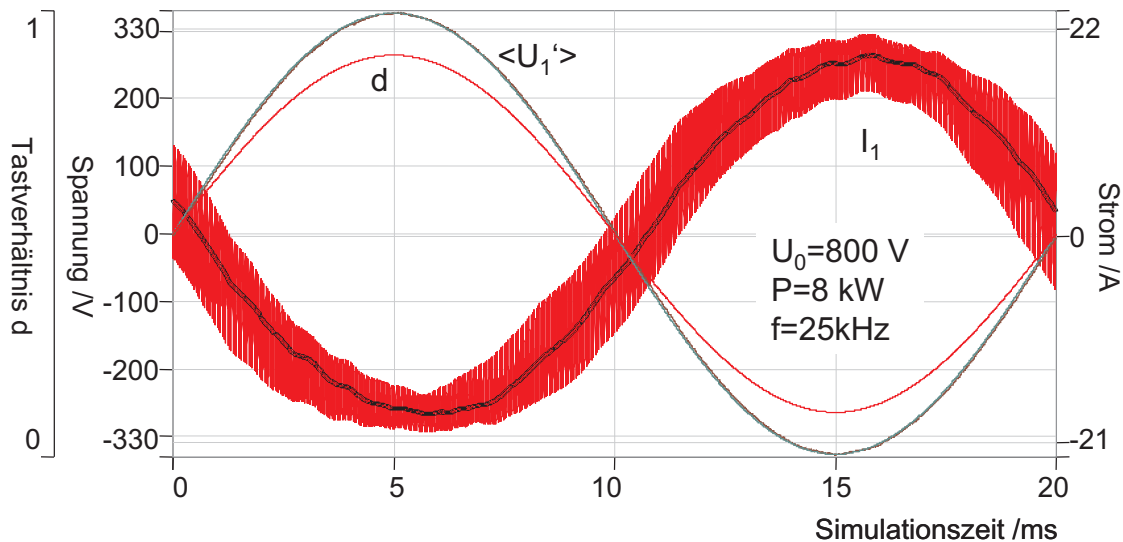


Abbildung 3.12: Sinusförmige Modulation der Pulsweite beim Hochsetzsteller mit sechs Schaltern. Tastverhältnis d , Spannung am Brückenmittelpunkt U' und Drosselstrom I_1

3.5 Aktive Filter

Wenn die Verzerrungsblindleistung im Vergleich zur Anschlussleistung klein ist, kann es von Vorteil sein eine Kompensation der Oberschwingungsströme mit Hilfe eines Aktiven Filters vorzunehmen. Ein Beispiel für ein paralleles Filter mit kapazitivem Speicher zeigt Abbildung 3.13. Der dreiphasige Hochsetzsteller wird als Gleich- oder Wechselrichter betrieben, je nach Abweichung des Laststroms vom ideal sinusförmigen Verlauf.

Die Aktiven Filter ermöglichen es die EVG weiterhin mit Diodenbrücken zu betreiben. Bei Installationen mit kritischen Netzimpedanzen oder besonders hohen Anschlussleistungen kann einer Gruppe von EVG ein paralleles, Aktives Filter hinzugefügt werden. Das Aktive Filter muss in diesem Falle nur für die Kompensationsscheinleistung und nicht für die Gesamtleistung der Last ausgelegt werden. Allerdings sind die Anforderungen an die Dynamik der Messwerterfassung der Lastströme und der Versorgungsspannung recht hoch. Die Berechnung der Kompensationsströme wird mit Signalprozessoren realisiert, so dass auch Oberschwingungsströme höherer Ordnung (bei einigen Filtern bis zur 50. Ordnung) kompensiert werden können. Eine Regelung des Oberschwingungsstromes im Frequenzbereich macht es möglich gezielt einzelne Harmonische zu

Schalterausnutzung	Vienna	HST sechs Schalter
$E_T(HST)$	95 %	46 %
$\hat{E}_T(HST)$	35 %	8 %
$E_T(EVG)$	17,8 %	14,7 %
$\hat{E}_T(EVG)$	8,7 %	4,8 %
Anz. Schalter	3	6
Anz. schneller Dioden	6	6
Anz. Dioden (Netz)	12	0

Tabelle 3.5: Schalterausnutzung für den Hochsetzsteller mit sechs Schaltern

kompensieren. Geräte die im Zeitbereich geregelt werden haben den Vorteil, dass sie mit nur geringer Verzögerung auf transiente Lastströme reagieren können, z.B. bei Einschaltvorgängen von Maschinen. Aktive Filter sind derzeit für Leistungen bis 1 MVA erhältlich. Da die geschalteten Kompensationsströme und Spannungen zusätzliche höherfrequente Störungen am Netzanschluss verursachen, wird zusammen mit dem Aktiven Filter ein passives Filter (Saugkreis) installiert. Eine Übersicht über die Vielzahl realisierter Systeme gibt [25].

Die Nachteile einer zentralen Oberschwingungskompensation mit Aktiven Filtern sind derzeit die hohen Zusatzkosten. Eine Skalierbarkeit der Filtersysteme bezüglich der Leistung ist zumeist gering.

3.6 Vergleich

Um die vorgestellten aktiven Gleichrichter in ihren Eigenschaften vergleichen zu können, wurden die Schaltungen modelliert und es wurden mit Hilfe der Simulation die wichtigsten Kenngrößen berechnet. Der zweiphasige Hochsetzsteller (3.1.1), der dreiphasige Hochsetzsteller mit einem Schalter (3.2), der Vienna Rectifier (3.3) und der Dreiphasige Hochsetzsteller mit sechs Schaltern (3.4) wurden in diesen Vergleich einbezogen. Die Simulationsbedingungen sind in Tabelle 3.6 zusammengefasst.

Die beiden wesentlichen Kostenfaktoren eines Aktiven Gleichrichters sind die Halbleiterschalter und die induktiven Bauelemente. Ihre Anzahl und ihre Belastung bestimmen den Preis und das Volumen der Gesamt-

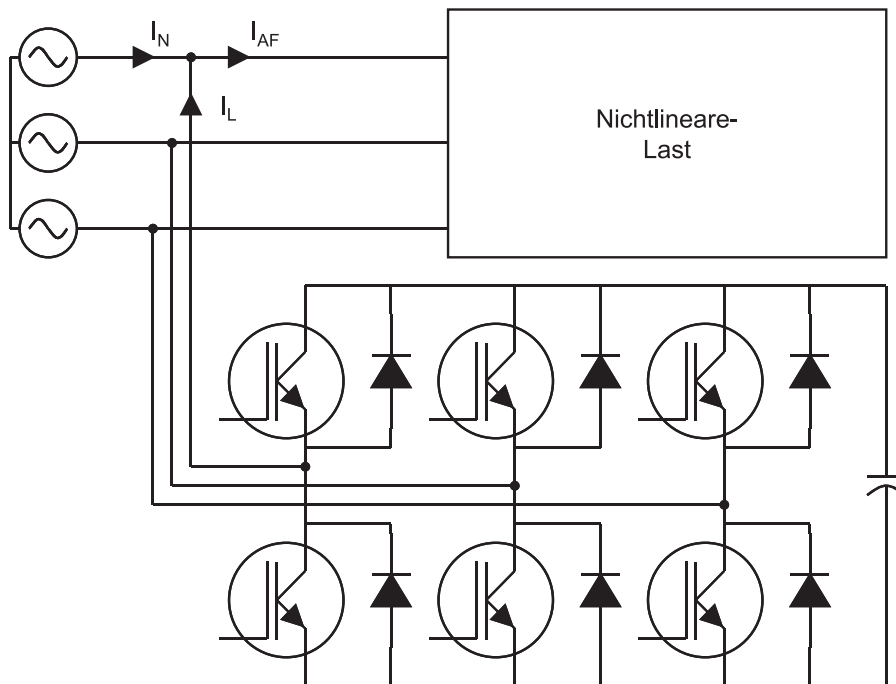


Abbildung 3.13: Dreiphasiger, spannungsgespeicher Aktiver Filter

Nennleistung	P_0	8kW
Ausgangsspannung	U_0	800V
Schaltfrequenz	f_S	50kHz
Drosselstrom (CCM)	I_L	$I_N \pm 10\%$

Tabelle 3.6: Simulationsparameter

schaltung. Bei den zweiphasigen Schaltungen ist zusätzlich das Volumen der Speicherkondensatoren zu berücksichtigen.

3.6.1 Schalerausnutzung

Als Maß für die Kosten der aktiven Halbleiter wird die Schalerausnutzung aus Gleichung (3.1) herangezogen. Sie berechnet sich aus dem Verhältnis von Ausgangsleistung zur Summe der Schalterscheinleistungen. Abbildung 3.14 zeigt die berechnete Schalerausnutzung E_T für die vier Gleichrichtertopologien im Vergleich.

Die beste Schalerausnutzung erreicht der Vienna Rectifier. Im Vergleich zu den drei anderen Hochsetzstellern ist bei ihm die Spannungsbelastung der Schalter halbiert. Zudem ist die Anzahl der Schalter für ein

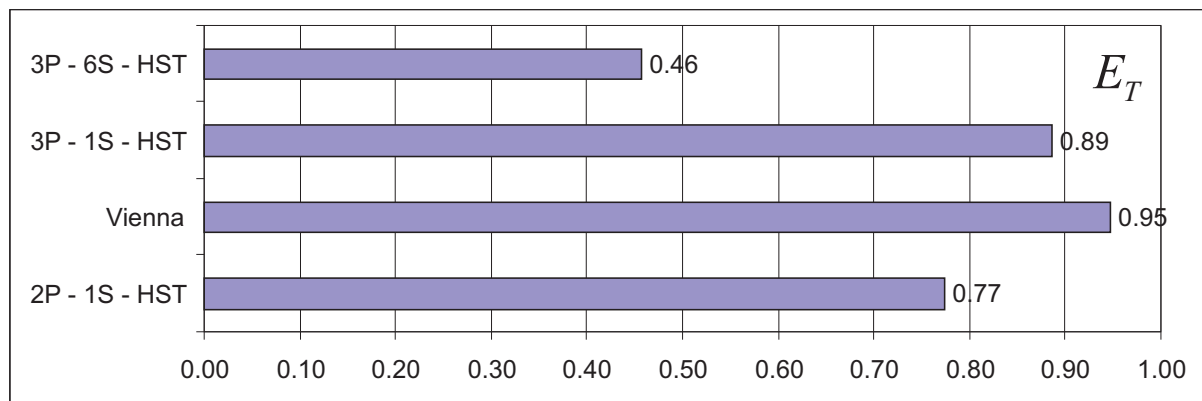
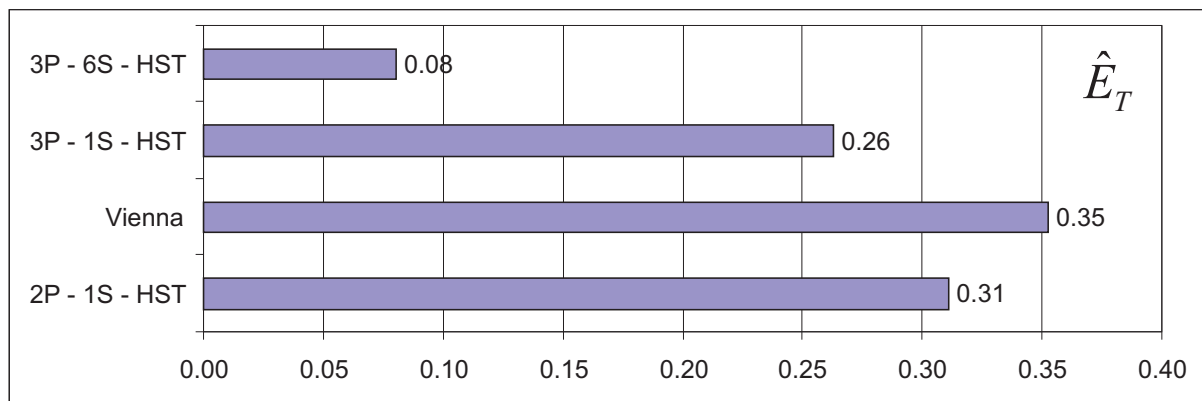


Abbildung 3.14: Schalterausnutzung E_T bei verschiedenen Gleichrichter-topologien

dreiphasiges Konzept mit kontinuierlichem Drosselstrom minimal. Beim Hochsetzsteller mit sechs Schaltern (3P-6S-HST) ist der Laststrom auf die doppelte Anzahl von Schaltern verteilt. Die Nennspannung der Schalter, d.h. die im Datenblatt angegebene, dauerhafte Spannungsfestigkeit, entspricht aber der vollen Ausgangsspannung, was zu einer Halbierung der Schalterausnutzung im Vergleich zum Vienna Rectifier führt. Von Vorteil ist allerdings, dass beim Hochsetzsteller mit sechs Schaltern keine weiteren Dioden benötigt werden, weil die Inversdioden der Schalter sowohl die Funktion der Diodenbrücke als auch die Funktion der Hochsetzstellerdioden übernehmen. Beim Vienna Rectifier werden zusätzlich zu den drei Schaltern zwölf Gleichrichterioden und sechs schnelle Dioden benötigt.

Die beiden Konzepte mit einem aktiven Schalter, der dreiphasige (3P-1S-HST) und der zweiphasige (2P-1S-HST) Hochsetzsteller, unterscheiden sich vor allem im Schalterstrom. Der etwas geringere Stromeffektivwert beim dreiphasigen Hochsetzsteller erklärt den Vorteil in der Schalterausnutzung gegenüber der zweiphasigen Schaltung. Für das dreiphasige Konzept sind zusätzlich sechs schnelle Gleichrichterioden vorzusehen, die einen Kurzschluss der Diodenbrücke während der Kommutierung verhindern. Im Vergleich zum Vienna Rectifier und dem Hochsetzsteller mit sechs Schaltern ist die Nennscheinleistung $\hat{U}_T I_T$ des einzelnen Schalters hoch, so dass die beiden Konzepte bislang vor allem für kleine Ausgangsleistungen verwendet werden.

Berechnet man die Schalterausnutzung über den Stromspitzenwert an-

Abbildung 3.15: Schalterausnutzung \hat{E}_T

statt über den Effektivwert (Abbildung 3.15) erhält man einen Kennwert \hat{E}_T , der auch die Form des Schalterstromes berücksichtigt. Der lückende Betrieb führt beim dreiphasigen Hochsetzsteller mit einem Schalter zu einem geringeren Verhältnis von Effektiv- zu Maximalstrom, als bei den Hochsetzstellern mit kontinuierlichem Drosselstrom. Der Schalter muss deshalb für einen höheren Strom dimensioniert werden, als die Leitungsverluste dies erfordern würden.

3.6.2 Schalterverluste

Der zweite Volumen- und Kostenfaktor bei der Auslegung der aktiven Gleichrichter ist die Kühlung der Schalter. Die Verlustleistung bestimmt den Kühlaufwand und setzt sich aus den drei folgenden Komponenten zusammen:

Leitungsverluste treten auf während der Schalter Strom führt. Für einen bestimmten Halbleiterschalter sind sie proportional zum Quadrat des Stromeffektivwertes. Auch zu den Leitungsverlusten zählen die Diodenverluste, die mit dem Strommittelwert steigen.

$$P_{VL} = I_T^2 R_{DSon} \quad (3.8)$$

Ausschaltverluste entstehen auf Grund der endlichen Änderungsgeschwindigkeit von Schalterstrom und Spannung während des Schaltvorgangs. Sie sind proportional zum Schalterstrom vor dem Ausschalten und zur Schalterspannung nach dem Ausschalten.

$$P_{Vaus} \propto I_{aus} U_{aus} \quad (3.9)$$

3 Aktive Gleichrichterschaltungen

Für die Einschaltverluste gilt der umgekehrte Zusammenhang. Sie sind proportional zur Spannung vor dem Einschalten und zum Strom nach dem Einschalten.

$$P_{V_{ein}} \propto I_{ein} U_{ein} \quad (3.10)$$

Die Einschalt- und die Ausschaltzeit, sind weitere Faktoren bei der Berechnung der Schaltverluste. Sie sind aber im wesentlichen vom Design der Ansteuerung und nicht von der Schaltungstopologie abhängig.

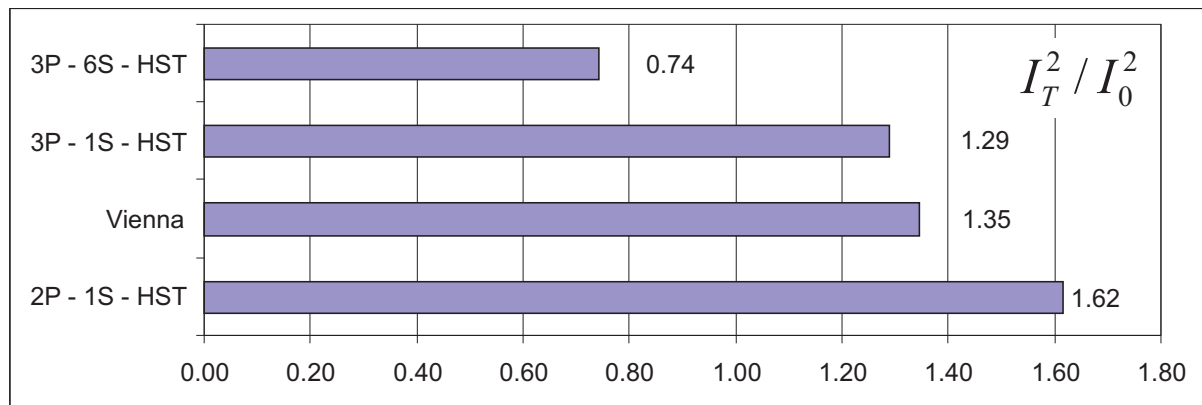


Abbildung 3.16: Das Quadrat der Schalterströme (nur Transistor ohne Inversdioden) bezogen auf den Laststrom ist ein Maß für die Leitendverluste.

Die Leitendverluste sind beim Hochsetzsteller mit sechs Schaltern am geringsten. Verglichen mit dem Vienna Rectifier entsteht hier nur ein Viertel der Leitendverluste pro Schalter und damit etwa die halbe Leitendverlustleistung pro Gleichrichter. Bei den Einschalterlösungen hat der dreiphasige Hochsetzsteller die geringeren Leitendverluste als der zweiphasige Hochsetzsteller.

Die Schaltverluste sind lastabhängig und proportional zur Betriebsfrequenz. Der Hochsetzsteller mit sechs Schaltern wird deshalb zumeist bei Frequenzen um 1kHz betrieben und nicht wie für diesen Vergleich vorgegeben bei 50kHz. Beim Vienna Rectifier und beim zweiphasigen Hochsetzsteller dominieren die Leitendverluste. Die Schaltverluste machen hier lediglich ein Drittel der gesamten Transistorverluste aus. Beim dreiphasigen Hochsetzsteller mit einem Schalter ist der Schalterstrom beim Einschalten immer Null und nur die in der Ausgangskapazität des Schalters gespeicherte Energie, wird beim Einschalten in Wärme umgesetzt. Die

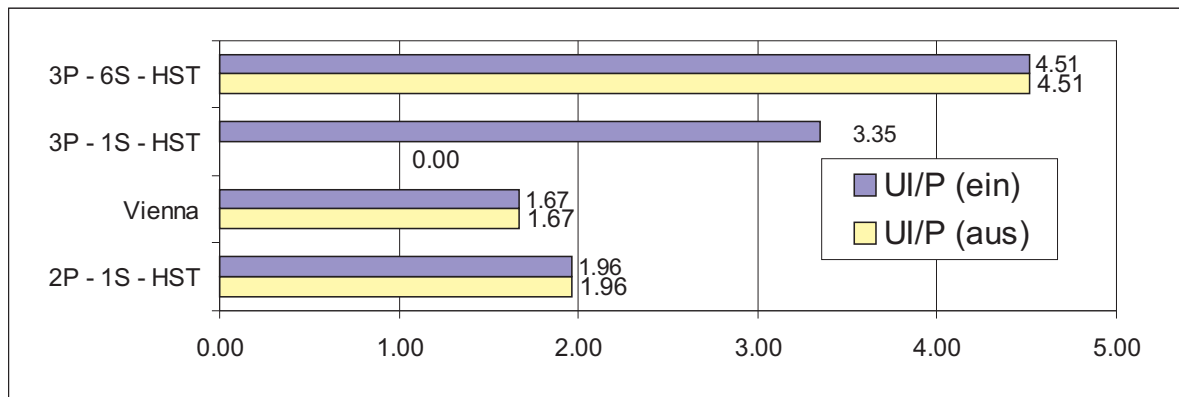


Abbildung 3.17: Das Produkt von Schalterstrom und Spannung ist ein Maß für die Verlustleistung beim Ein- und Ausschaltvorgang (Mittelwerte über $20ms$).

Ausschaltverluste sind wegen des hohen Ausschaltstromes im lückenden Betrieb aber erheblich höher als beim zweiphasigen Hochsetzsteller.

3.6.3 Drosseln

Neben den Halbleiterschaltern bestimmen vor allem die Drosseln den Preis und das Volumen der Aktiven Gleichrichter. Für eine gegebene Kernform und ein Kernmaterial ist das Volumen der Speicherdrossel V_L proportional zur benötigten Induktivität, zum Maximalstrom und zum Effektivwert des Drosselstromes (Gl. 30-25 in [26]).

$$V_L \propto L \hat{I}_L I_L \quad (3.11)$$

Die Induktivität wurde für die Simulation (Abbildung 3.18) so gewählt, dass bei den Schaltungen mit kontinuierlichem Drosselstrom die Stromwelligkeit kleiner 10% wurde und bei lückendem Betrieb die Grenze zum kontinuierlichen Betrieb gerade erreicht wurde.

Der dreiphasige Hochsetzsteller mit einem Schalter kommt mit einem geringeren Kernvolumen aus als der zweiphasige Hochsetzsteller. Die Kupferverluste, das zeigt Abbildung 3.19, sind bei gleicher Kerngeometrie jedoch um 50% höher als beim zweiphasigen Hochsetzsteller.

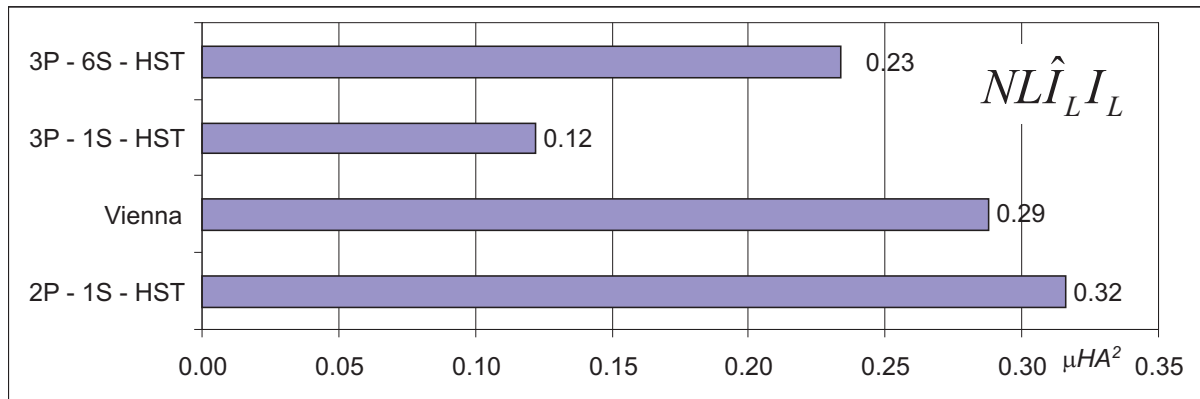


Abbildung 3.18: Die gespeicherte magnetische Energie in den Hochsetzstellerdrosseln ist ein Maß für das Drosselvolumen bei jeweils gleicher Kerngeometrie und gleichem Kernmaterial. (N: Anz. der Drosseln, L: Drosselinduktivität, \hat{I}_L : maximaler Drosselstrom, I_L : effektiver Drosselstrom)

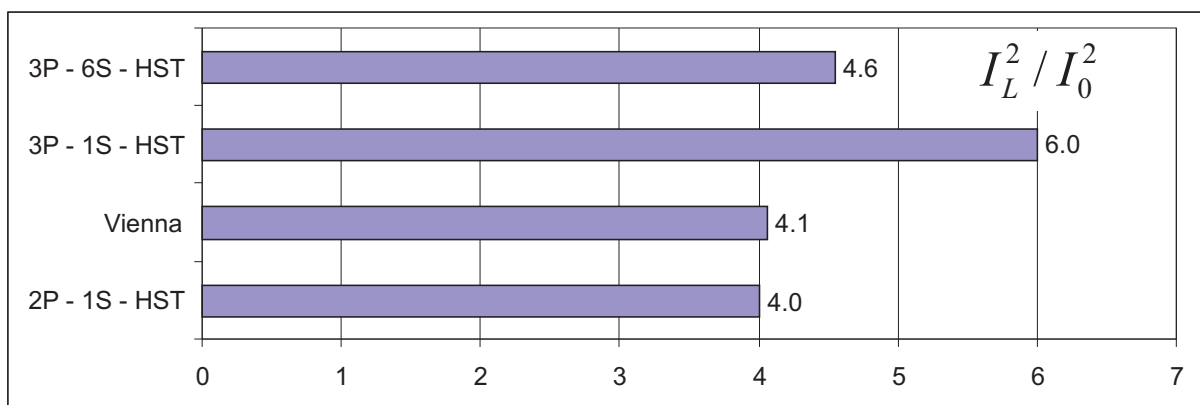


Abbildung 3.19: Berechnete Kupferverluste bei fester Drosselgeometrie

3.6.4 Regelung

Die Messwerterfassung und Regelung der Gleichrichter sowie die teilweise potentialgetrennte Ansteuerung der einzelnen Schalter sind weitere Faktoren bei der Abschätzung des Schaltungsaufwands. Den drei Topologien mit kontinuierlichem Drosselstrom verleiht erst die Regelung ihre Eigenschaft als scheinbar ohmsche Last am Versorgungsnetz. Für den zweiphasigen Hochsetzsteller sind integrierte Bausteine zur Messwerterfassung und Regelung erhältlich. Beim Vienna Rectifier und dem Hochsetzsteller mit sechs Schaltern ist das Regelungssystem diskret aufzubauen. Die Verarbeitung der Messdaten von Netzstrom und Spannung in Echtzeit erfordert schnelle Prozessoren und die Messung der sechs Eingangsgrößen ist recht aufwändig. Beim dreiphasigen Hochsetzsteller mit einem Schalter reicht es aus, die Ausgangsspannung zu regeln. Der Netzstrom mit einem Oberschwingungsanteil von ca. 10% stellt sich von selbst ein.

3.6.5 Zusammenfassung

Der Vergleich der vier Hochsetzstellerkonzepte zeigt, dass der Schaltungsaufwand, der Entwicklungsaufwand und die Effizienz der Gleichrichter sehr unterschiedlich ist. Die beiden Hochsetzsteller mit einem Schalter haben den Vorteil eines einfachen Schaltungsaufbaus und einer guten Effizienz. Bei der dreiphasigen Lösung ist der Filteraufwand zu berücksichtigen und beim zweiphasigen Gleichrichter die Größe der Speicherkondensatoren. Beide Baugruppen wachsen mit zunehmender Leistung und begrenzen ebenso wie die Schalterverluste die maximale Leistung einer Gleichrichtereinheit. Die beiden Lösungen mit einem aktiven Schaltelement sind deshalb für kleinere Leistungen (< 10 kW) und für modulare Systeme geeignet. Mit dem entwickelten dreiphasigen Hochsetzsteller mit einem Schalter wurde auch bei 12 kW Nennleistung ein Oberschwingungsgehalt im Netzstrom kleiner 10% erreicht.

Beim Vienna Rectifier steht einer hohen Effizienz und einer guten Schalterausnutzung ein hoher Schaltungsaufwand gegenüber. Vor allem die Entwicklung eines kostengünstigen und industrietauglichen Mess- und Regelungssystems steht hier noch aus. Die derzeit erhältlichen MOSFET-Module mit integrierten Gleichrichter- und Hochsetzstellerdioden sind für 10 kW und für 30 kW erhältlich. Für andere Leistungen oder höhere Ausgangsspannungen als 750 V ist ein diskreter Aufbau notwendig. Der Hoch-

setzsteller mit sechs Schaltern erlaubt die Realisierung von Gleichrichtern deren Leistung weit oberhalb der Leistung heute verfügbarer EVG liegt. Für den Einbau in kleinere Geräte ab 4 kW ist das Schaltungskonzept aber zu aufwändig.

Die Kenngrößen der vier Schaltungstopologien werden auch zum Vergleich mit einer neuen einstufigen Schaltungstopologie genutzt, welche einen geringen Oberschwingungsgehalt im Netzstrom ohne Aktiven Gleichrichter ermöglicht und im nächsten Kapitel besprochen wird.

4 Dreiphasiges Einstufiges EVG

In Kapitel 3 wurden Aktive Gleichrichter vorgestellt, welche zur Erzeugung einer geregelten Gleichspannung aus dem dreiphasigen Netz mit hohem Leistungsfaktor und einer geringen Verzerrung des entnommenen Netzstromes geeignet sind. Wird die Diodenbrücke, welche bislang in Hochleistungsvorschaltgeräten verwendet wird, durch eine Aktive Gleichrichterschaltung ersetzt, dann erhält das Vorschaltgerät die gewünschte Eigenschaft sinusförmiger Netzstromentnahme. Der Wechselrichter und der Resonanzkreis des Vorschaltgerätes bleiben dabei unverändert erhalten. Ein zweistufiges EVG Konzept bestehend aus Aktivem Gleichrichter und Wechselrichter hat gegenüber dem bislang eingesetzten Konzept mit Diodenbrücke drei wesentliche Nachteile:

- Der Schaltungsaufwand (Preis und Volumen) des Aktiven Gleichrichters ist vergleichbar mit dem der zur Zeit verwendeten Wechselrichter. Der Gesamtaufwand eines EVG bestehend aus Gleich- und Wechselrichter würde sich demnach verdoppeln.
- Auch bei Verwendung sehr effizienter Aktiver Gleichrichter mit einem Wirkungsgrad von 95 bis 98% verdoppelt sich die Gesamtverlustleistung und damit der Kühlungsaufwand des EVG. Grund ist die serielle Struktur von Gleich- und Wechselrichter (s. Abbildung 4.1).
- Zu den höheren Produktionskosten, welche durch die Verwendung einer Schaltung zur Oberschwingungskorrektur entstehen, kommen Kosten für die Neuentwicklung einer Aktiven Gleichrichterschaltung hinzu.

Diese Überlegungen haben zur Suche nach einstufigen Schaltungstopologien geführt, die die Funktion von Gleich- und Wechselrichter in einer Stufe erfüllen und damit die Anzahl der Halbleiterschalter reduzieren. Besondere Anstrengungen in dieser Richtung wurden auf dem Gebiet der einphasigen Vorschaltgeräte für Leuchtstofflampen mit Nennleistungen unter

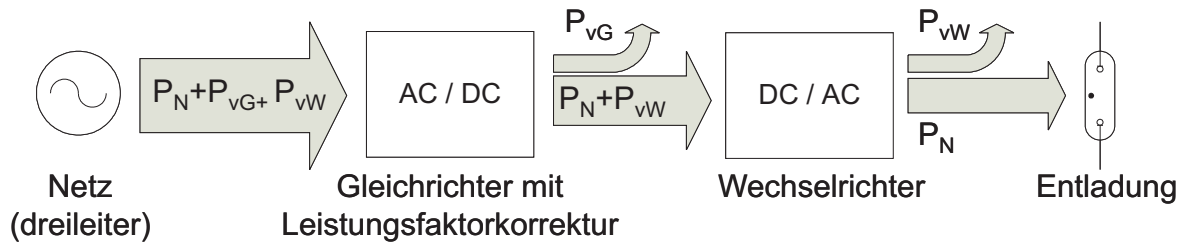


Abbildung 4.1: Bei zweistufigen EVG-Topologien müssen Gleich- und Wechselrichter gleichermaßen für die Lampenleistung ausgelegt werden. Die Verlustleistungen beider Stufen addieren sich $P_v = P_{vW} + P_{vG}$.

100 W unternommen [27] [28] (Der Begriff einstufiges EVG wurde aus diesem Forschungsgebiet übernommen. Engl.: single stage topology).

Bei zweistufigen Geräten für Leuchtstofflampen beträgt die Anzahl der Bauelemente und die Platinenfläche, die für das Netzfilter und für den meist verwendeten Aufwärtswandler zur Leistungsfaktorkorrektur verwendet werden, etwa fünfzig Prozent des gesamten EVG. Bei einstufigen Schaltung wird häufig ein Schalter der Halbbrücke des Wechselrichters verwendet, um den Schalter des Aufwärtswandlers zu ersetzen und so die Gesamtzahl der aktiven Halbleiter von drei auf zwei zu reduzieren. Allerdings erhöht sich dadurch der Strom der beiden verbleibenden Schalter, so dass die Schalterausnutzung insgesamt sinkt [29]. Die Zwischenkreiskapazität C_{ZK} vergrößert sich bei gleicher Überbrückungszeit. Und es geht die Möglichkeit der Dimmung über die Betriebsfrequenz verloren.

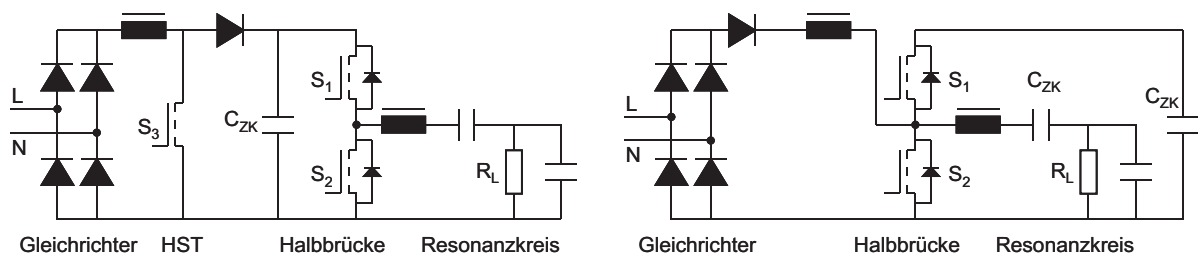


Abbildung 4.2: Einphasiges Vorschaltgerät mit Leistungsfaktorkorrektur (links) und daraus abgeleitet ein einstufiges EVG mit nur zwei Schaltern (rechts)

In dieser Arbeit wurde ein einstufiges Vorschaltgerät entwickelt und realisiert, welches am Dreiphasennetz betrieben wird. Gegenüber den ein-

phasigen Systemen erhält man den Vorteil der konstanten Summenleistung. Das Schaltungskonzept kommt daher ohne Gleichspannungszwischenkreis und ohne den üblichen Speicherkondensator aus. Erzeugt wird eine hochfrequente Wechselspannung zur Versorgung einer Entladungslampe direkt aus dem symmetrischen Dreiphasennetz mittels mehrerer Wechselrichter. Im Gegensatz zu den zweistufigen Lösungen entstehen dabei keine Gleichrichter- sondern nur Wechselrichterverluste (Abbildung 4.3). Und wegen der konstanten Leistungssumme im Dreiphasennetz kann bei einer parallelen Versorgung der Entladungslampe aus mindestens drei Wechselrichtern eine konstante Lampenleistung erreicht werden, obwohl die Momentanwirkleistungen der Wechselrichter mit 100Hz moduliert sind.

Um eine sinusförmige Stromentnahme zu erreichen, muss der Leistungsfluss der einzelnen Wechselrichter zeitlich gesteuert werden. Die Verlustleistung der Wechselrichter wird deshalb um die Steuerleistung P_{vSt} höher sein, als dies beim ungesteuerten Wechselrichterbetrieb der Fall wäre. Ob ein einstufiges oder ein zweistufiges EVG bei gleichen Kosten zu einem besseren Gesamtwirkungsgrad führt, hängt unter anderem von der Leistungsklasse ab und wird im Folgenden untersucht werden.

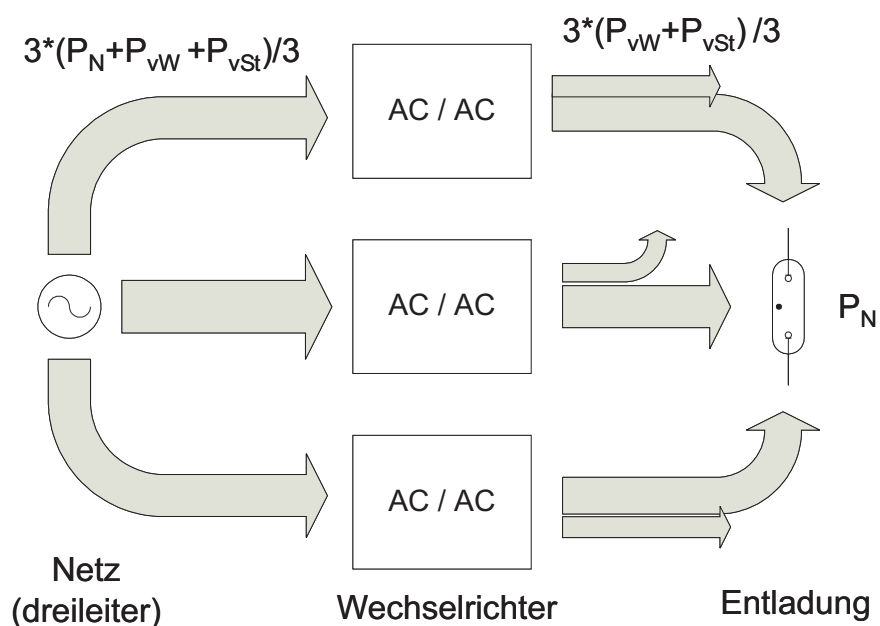


Abbildung 4.3: Leistungsfluss eines einstufigen Vorschaltgerätes bestehend aus drei Wechselrichtern. Die Wechselrichterverlustleistung P_{vW} ist um die Steuerverlustleistung P_{vSt} erhöht. Der Gesamtwirkungsgrad entspricht dem Wechselrichterwirkungsgrad.

4.1 Einstufige Schaltungstopologie

Abbildung 4.4 zeigt den prinzipiellen Aufbau des einstufigen Dreiphasenvorschaltgeräts. Die in Abbildung 4.3 als Wechselrichter bezeichneten Einheiten enthalten immer auch einen zweiphasigen Brückengleichrichter. Wäre dies nicht der Fall, müssten für die Wechselrichterbrücken bidirektionale Schaltelemente verwendet werden, wie dies bei einem Matrix-Umrichter realisiert ist. Dem Brückengleichrichter folgt ein Kondensator geringer Kapazität ($C_{ZK} \approx 1\mu F$). Er verhindert Spannungsspitzen über dem Gleichrichter und dient als Puffer für den Blindstrom des Wechselrichters. Um eine ausreichende Dämpfung der hochfrequenten Wechselrichterströme zu erreichen, werden anstatt eines Kondensators auch Filter höherer Ordnung eingesetzt. Als Wechselrichter können Brückenschaltungen oder auch Vorwärtswandler verwendet werden. Im Abschnitt 4.2 werden geeignete Wechselrichtertopologien untersucht.

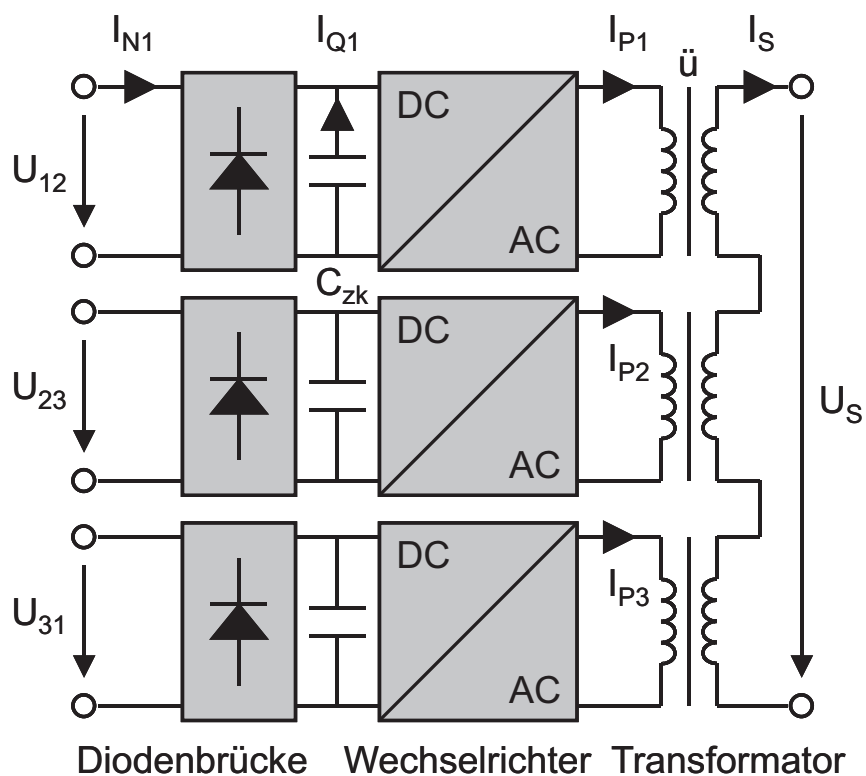


Abbildung 4.4: Prinzipieller Aufbau für einstufige dreiphasige EVG

Die Kopplung der Wechselrichter erfolgt lastseitig mit Hilfe dreier Hochfrequenztransformatoren. Bei einer Schaltfrequenz zwischen 50 kHz

und 300 kHz können die Transformatoren mit hoher Leistungsdichte hergestellt werden. Jeder der drei Wechselrichter speist eine Primärwicklung. Die Sekundärseiten können parallel oder in Reihe geschaltet werden, je nach gewünschter Anpassung an die Lastimpedanz. Im Falle einer Entladungslampe hoher Leistung als Last, bietet sich die serielle Verkettung der Sekundärseiten an, um möglichst hohe Ausgangs- und damit Brennspannungen zu erzielen (vgl. Abbildung 4.4). Wenn die drei Wechselrichter mit gleicher Frequenz und gleichphasigen Ansteuersignalen betrieben werden, addieren sich die einzelnen Wechselrichterspannungen u_P zu einer Gesamtspannung u_S . Die Amplitude der sekundärseitigen Transformatorspannung \hat{U}_S in Abhängigkeit der Netzspannung U_{mn} ergibt sich dann zu:

$$\hat{U}_S = \hat{U}_{mn} \left[\left| \sin(\omega_N t) \right| + \left| \sin\left(\omega_N t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| \sin\left(\omega_N t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| \right] \quad (4.1)$$

Mit dem Betragsmittelwert:

$$\langle |u_S| \rangle_{T_N} = 1,91 \cdot \hat{U}_{mn} \quad (4.2)$$

- ω_N : Kreisfrequenz der Netzspannung
- T_N : Netzspannungsperiode
- u_S : Summe der Transformatorspannungen der Sekundärseite
- U_{mn} : Leiterspannung (hier: 400V)

Der zeitliche Verlauf dieser Spannung u_S ist abhängig vom verwendeten Steuer- und Modulationsverfahren und ändert seine Polarität mit der Schaltfrequenz der Wechselrichter. Der Betragsmittelwert über eine Schaltperiode $\langle |u_S| \rangle_{T_S}$ ist ähnlich moduliert wie die Ausgangsspannung einer Sechspulsbrücke (s. Abbildung 4.5)

Bei einer sekundärseitigen Serienschaltung der Transformatoren sind die drei Primärströme gleich, weil die drei Transformatoren einen gemeinsamen Sekundärstrom i_S besitzen:

$$i_{P1}(t) = i_{P2}(t) = i_{P3}(t) \quad (4.3)$$

Der zeitliche Verlauf ergibt sich aus der Summenspannung u_S und der Impedanz des Resonanzkreises Z_R . Der Betragsmittelwert $\langle |i_S| \rangle_{T_S}$ ist entsprechend der Summenspannung u_S mit 300 Hz moduliert. Weil diese

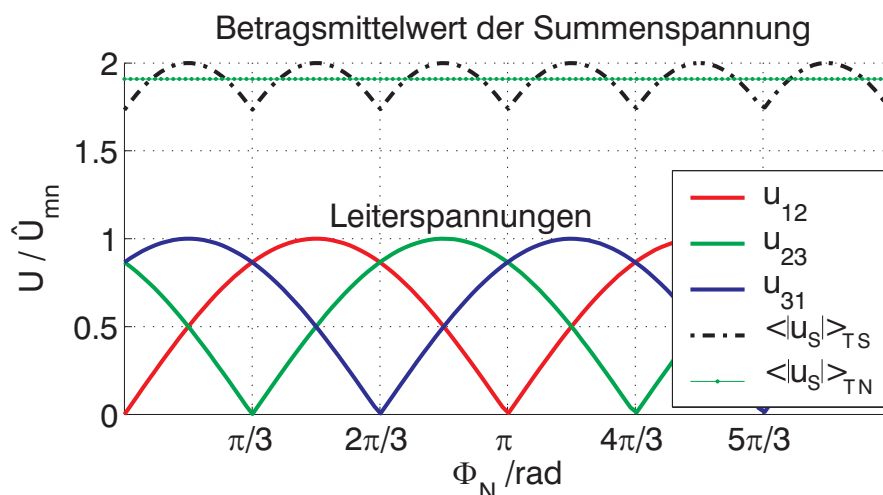


Abbildung 4.5: Die Summenspannung u_S der Transformator-Sekundärseite ist mit 300 Hz moduliert und erreicht im Maximum die zweifache Leiterspannung u_{mn} .

Modulation der Ausgangstrommittelwerte $\langle |i_P| \rangle_{T_S}$ der Wechselrichter im Verlauf einer Netzperiode aber gering ist und gleichzeitig der mittlere Eingangsstrom sinusförmig werden soll, muss der Wechselrichter einen bestimmten Anteil des Ausgangsstromes als Blindstrom zur Verfügung stellen (s. Abbildung 4.4).

$$\langle i_{N1} \rangle_{T_S} = \langle i_{Q1} \rangle_{T_S} + \langle i_{P1} \rangle_{T_S} \quad (4.4)$$

Der Blindstrom i_Q wird bei hoher Eingangsspannung minimal sein, während bei kleiner Leiterspannung ein reiner Blindstrom über den Wechselrichter fließt. Um das Verhältnis von Blind- zu Wirkanteil des Wechselrichter-Ausgangsstroms steuern zu können, bedarf es mindestens eines Energiespeichers (hier der Kondensator C_{ZK}) und eines Umpolers. Damit ist die Grundstruktur für ein einstufiges EVG definiert und es kann über mögliche Wechselrichterschaltungen zur Realisierung nachgedacht werden.

4.2 Geeignete Wechselrichter

Als eigentliche Wechselrichterstufe sind prinzipiell Inverter geeignet, die aus einer Gleichspannung eine hochfrequente Wechselspannung im Bereich 100 kHz und darüber erzeugen. Beispiele sind die Vollbrücke mit vier unidirektionalen Schaltern und vier Dioden, die Halbbrücke aber auch

verschiedene Vorwärtswandler mit ein oder zwei Schaltern. Die Wechselrichterschaltung muss für Eingangsspannungen zwischen null Volt und der Netzamplitude funktionsfähig sein und die Möglichkeit zur Ausgangsleistungssteuerung z.B. über ein Tastverhältnis der Schalter bieten.

4.2.1 Vorwärtswandler mit zwei Schaltern

Eine schon 1983 patentierte Schaltung [30] enthält einige wesentliche Merkmale, die für den Aufbau eines dreiphasigen, einstufigen EVG notwendig sind. Abbildung 4.6 zeigt die vorgeschlagene Realisierung dieser Schaltung unter Verwendung dreier Vorwärtswandler als Wechselrichter (parallel gespeister Gegentaktwandler, *engl.* push-pull-converter).

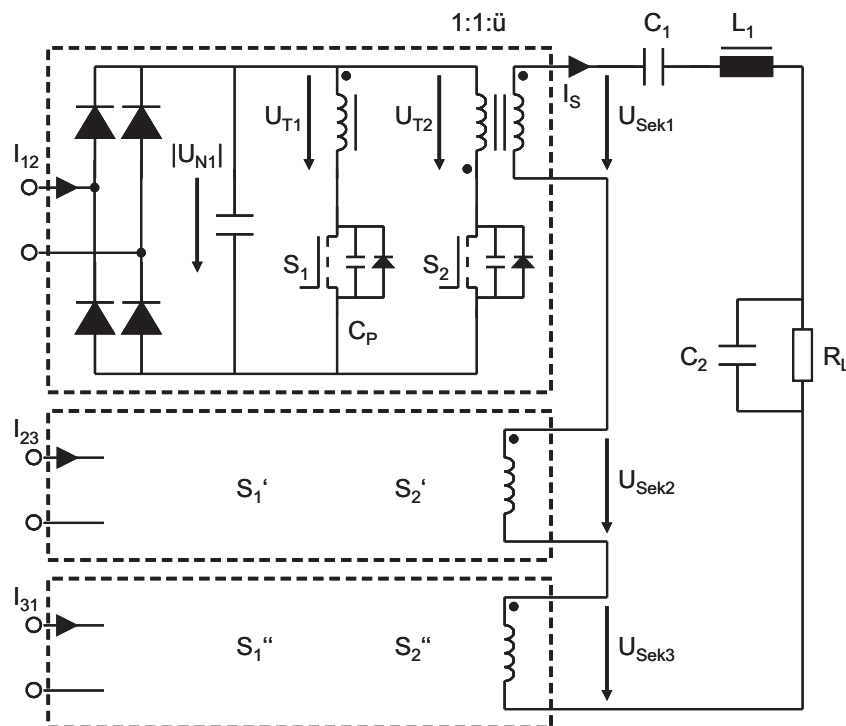


Abbildung 4.6: Einstufiges Vorschaltgerät mit drei Vorwärtswandlern wie in [30] vorgeschlagen (Matsushita-Schaltung)

Die beiden Schalter S_1 und S_2 werden abwechselnd mit gleichem Tastverhältnis angesteuert. Die Ansteuerung kann zum Beispiel über eine zusätzliche Transformatorwicklung für jede der drei Phasen erfolgen, so dass ein selbstanschwingendes System entsteht. Die Schalter S_1 , S_1' und S_1'' (S_2 , S_2' und S_2'') der drei Wechselrichter schalten jeweils gleichzeitig ein und aus. Die Sekundärspannungen u_{HF} des Transformators haben

deshalb stets die gleiche Phasenlage bei unterschiedlichen Amplituden.

Die Wechselrichter werden resonant betrieben. Dabei wird der Laststrom I_S durch die Induktivität des Lampenkreises L_1 benutzt, um die Spannung des jeweils geöffneten Schalters abzubauen, so dass dieser spannungslos und verlustarm geschlossen werden kann. Die Betriebsfrequenz f_s ist in jedem Falle kleiner als die Resonanzfrequenz f_0 des Lampenkreises zu wählen:

$$f_s \leq f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(C_p \parallel C_2)}} \quad (4.5)$$

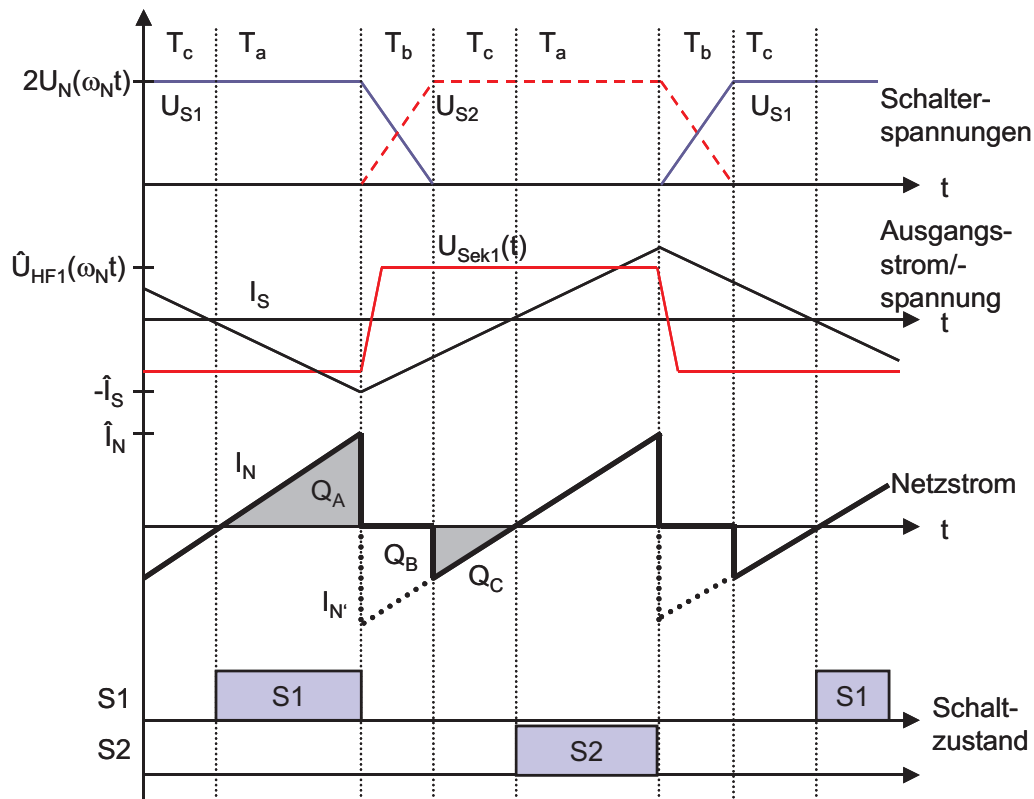


Abbildung 4.7: Verlauf der Ströme und Spannungen bei einem einstufigen EVG mit drei Vorwärtswandlern. Die Länge der Freilaufphase T_b hängt von der Höhe der Netzspannung U_N ab.

Der mittlere Netzstrom ist in dieser Schaltung eine Funktion der Netzspannung. Abbildung 4.7 veranschaulicht die Schaltzustände des Wechselrichters während einer halben Schaltperiode:

- a. In der Ladephase der Dauer T_a leitet der Schalter S_1 . Der Netzstrom I_N ist positiv und bis auf die Übersetzung des Transformators gleich dem Laststrom I_S (Abbildung 4.8).

- b. In der Freilaufphase sind beide Schalter geöffnet. Die Parallelkapazität des Schalters S_2 wird von der doppelten Netzspannung auf null Volt entladen, während sich gleichzeitig eine Sperrspannung über dem Transistor S_1 aufbaut. Der auf die Primärseite transformierte Laststrom I_S trägt den Umladestrom der Kapazitäten bis die zweifache Netzspannung erreicht ist. Der Strom I_N ist null.
- c. In der Entladephase (Dauer T_c) wird der Laststrom von der Inversdiode von S_2 getragen. Der Netzstrom hat jetzt ein negatives Vorzeichen, so dass der mittlere Netzstrom geringer wird, wenn die Länge der Entladephase zunimmt.

Anschließend wiederholt sich dieser Vorgang beginnend mit der Ladephase für den Schalter S_2 , umgekehrtem Spannungsvorzeichen von U_{HF1} und gleichem Vorzeichen für den Netzstrom.

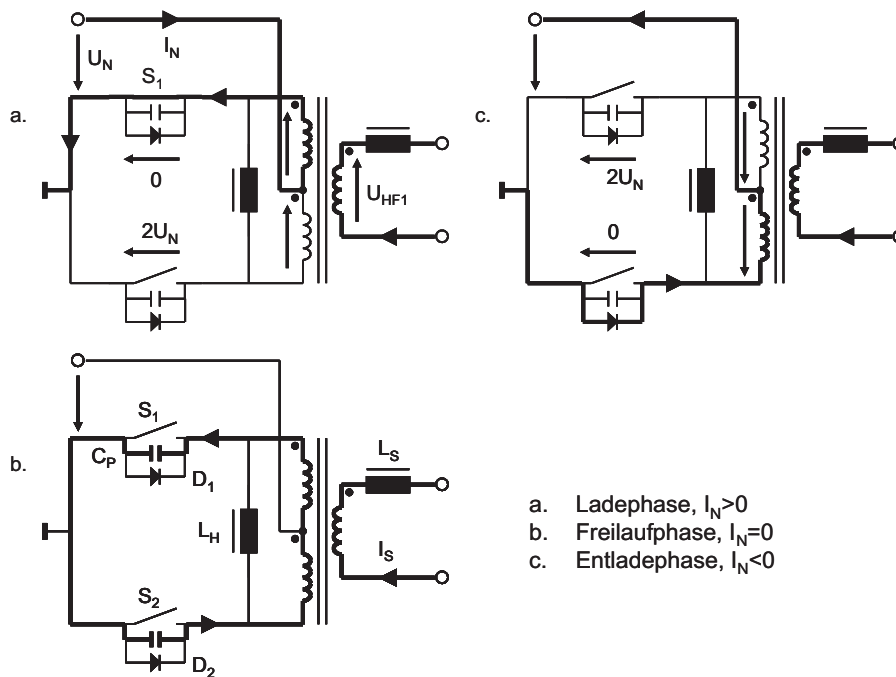


Abbildung 4.8: Zustände des Vorwärtswandlers während einer halben Schaltperiode

Aus Abbildung 4.7 ist ersichtlich, dass sich der Mittelwert des Netzstromes aus der Ladungsbilanz berechnen lässt:

$$Q_N = Q_A - Q_C = Q_B \quad (4.6)$$

$$\langle i_N \rangle_{T_S} = \frac{Q_B}{T_S} = \frac{2C_p}{T_S} \cdot u_N(\omega_N t) \quad (4.7)$$

Das bedeutet, dass der mittlere Netzstrom gleich dem mittleren Umladestrom der Resonanzkapazitäten während der Freilaufphase ist. Damit ist er gleichzeitig auch proportional zur momentanen Netzspannung. Die Funktion der Leistungsfaktorkorrektur ist bei dieser einstufigen Schaltung eine Eigenschaft der Topologie und bedarf keiner aktiven Steuerung, wenn die Resonanzelemente geeignet dimensioniert wurden.

Schalterausnutzung	Einstufig mit Vorwärtswandler
$E_T(EVG)$	7,52 %
$\hat{E}_T(EVG)$	2,54 %
Anz. Schalter	6
Anz. schneller Dioden	0
Anz. Dioden (Netz)	12

Tabelle 4.1: Schalterausnutzung des einstufigen EVG mit Vorwärtswandlern

Die Simulation zeigt, dass die Schalterausnutzung im Vergleich zu den zweistufigen EVG sehr gering ist (Tabelle 4.1). Dies erklärt sich aus der hohen Spannungsbelastung der beiden Schalter. Die erforderliche Sperrspannung \hat{U}_S ist doppelt so groß wie die maximale Netzspannung \hat{U}_N . Die zur Verfügung stehende Ausgangsspannung U_T ist aber nur gleich groß wie die Netzspannung.

$$\hat{U}_S = \hat{U}_{T1} + \hat{U}_{T2} = 2\hat{U}_N \quad (4.8)$$

Für hohe Leistungen sind die Vorwärtswandler als Wechselrichter deshalb nicht geeignet. Stattdessen werden häufig Brückenschaltungen verwendet.

4.2.2 Brückenschaltung mit resonanter Schaltentlastung

Im Abschnitt 2.2.2 wurde der Aufbau von Vorschaltgeräten für den hochfrequenten Sinusbetrieb von Entladungslampen beschrieben. Die Kombination aus einer resonant schaltentlasteten Vollbrücke mit einem Serienparallelschwingkreis bietet folgende Vorteile:

- Eine Resonanzzündung des Plasmas ist möglich.
- Die Leistung kann über die Betriebsfrequenz eingestellt werden.
- Die Schaltverluste sind auch bei hohen Schaltfrequenzen (100-300 kHz) gering.
- Hohe Lampenspannungen können durch die Verwendung von Vollbrücken in Verbindung mit einem HF-Transformator erzielt werden.

Es ist deshalb nahe liegend auch für das einstufige Vorschaltgerät nach Abbildung 4.4 eine Vollbrückentopologie als Wechselrichter zu verwenden, womit sich der in Abbildung 4.9 gezeigte Aufbau ergibt. Die genannten Eigenschaften bezüglich Zündung, Dimmung etc. sollen idealer Weise erhalten bleiben.

Voraussetzung für die Reduzierung der Oberschwingungsanteile im Netzstrom ist die Steuerbarkeit der mittleren Wirkleistung, die innerhalb einer Schaltperiode vom Wechselrichter an die Last abgegeben wird. Die Wechselrichter müssen unabhängig voneinander steuerbar sein. Denn nur eine Wirkleistung mit \sin^2 -förmigen Verlauf und in Phase zur jeweiligen Netzspannung u_{mn} führt zu einem sinusförmigen Netzstrom i_{mn} .

Zwei verschiedene Methoden zur Leistungssteuerung bei resonanten Vollbrücken sind bekannt. Bei HF-EVG wird die Frequenzabhängigkeit der Resonanzkreisimpedanz benutzt, um über die Betriebsfrequenz der Vollbrücken die Amplitude des eingepprägten Lampenstromes einzustellen. Diese Methode ist für die gekoppelten Wechselrichter nicht anwendbar, weil sie nur einen gemeinsamen Lastkreis besitzen. Die Addition der drei Ausgangsspannungen $u_{P1}(\omega_1)$, $u_{P2}(\omega_2)$ und $u_{P3}(\omega_3)$ verschiedener Frequenz führt außerdem zu einer modulierten Sekundärspannung $u_S(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$.

Steuergröße Pulsweite D

Die zweite Möglichkeit zur Leistungssteuerung wird häufig bei festfrequent betriebenen Gleichspannungswandlern angewendet. Die Ausgangsspannung der Vollbrücken wird in ihrer Pulsweite moduliert, indem die beiden Halbbrücken phasenverschoben angesteuert werden (Abbildung 4.10). Die Eigenschaft des spannungsfreien und damit verlustarmen Einschaltens der Halbleiter (ZVS) bleibt trotz Pulsweitenmodulation erhalten. Allerdings nur innerhalb eines gewissen Leistungsbereiches, dessen Größe von

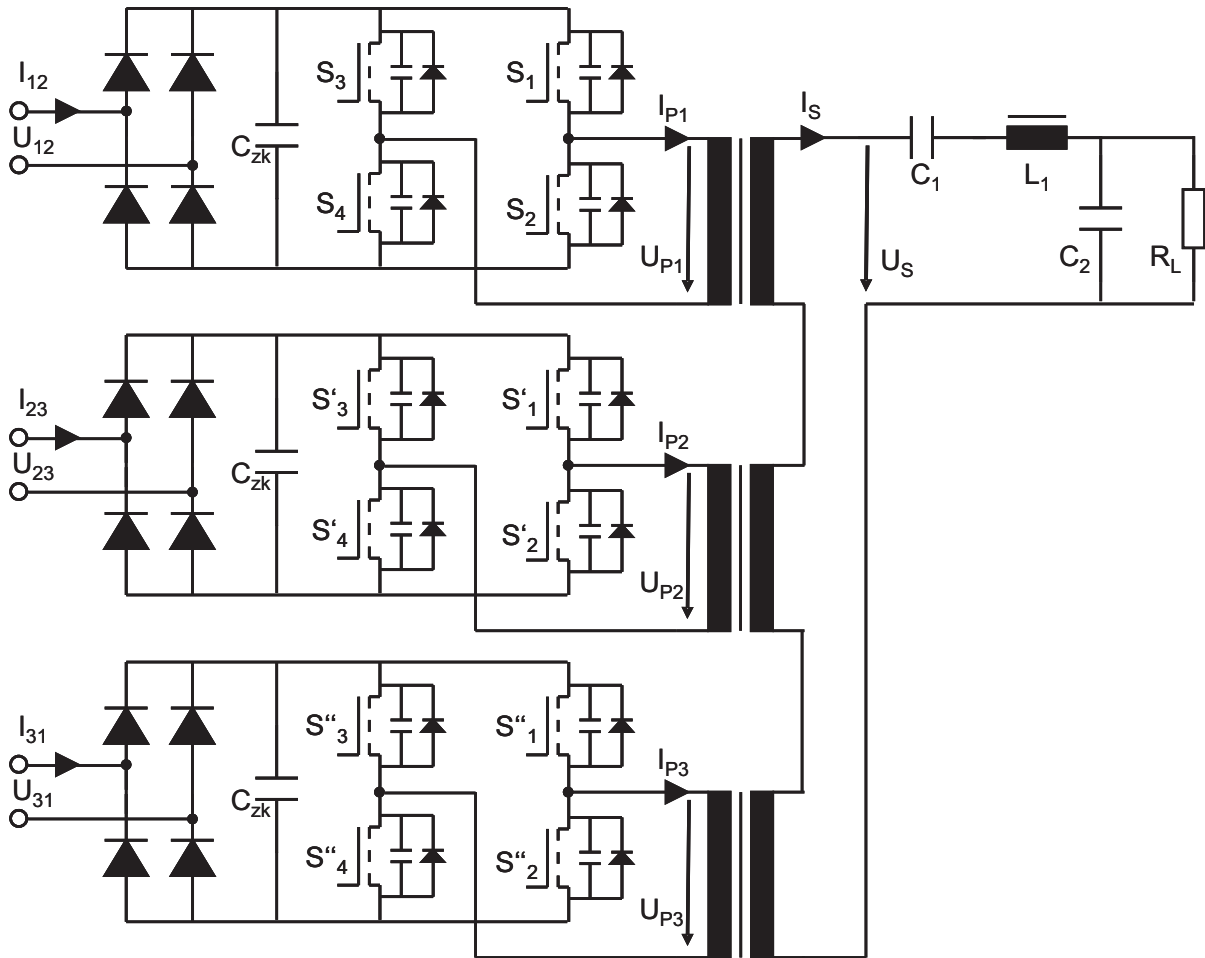


Abbildung 4.9: Aufbau des dreiphasigen einstufigen Vorschaltgerätes mit Vollbrücken und einem gemeinsamen Resonanzkreis

entscheidender Bedeutung für die Qualität des Netzstromes und für die Effizienz des dreiphasigen einstufigen Schaltungskonzepts ist. Die Berechnung der ZVS-Eigenschaften bei Dimmung wird im Abschnitt 4.5.3 durchgeführt.

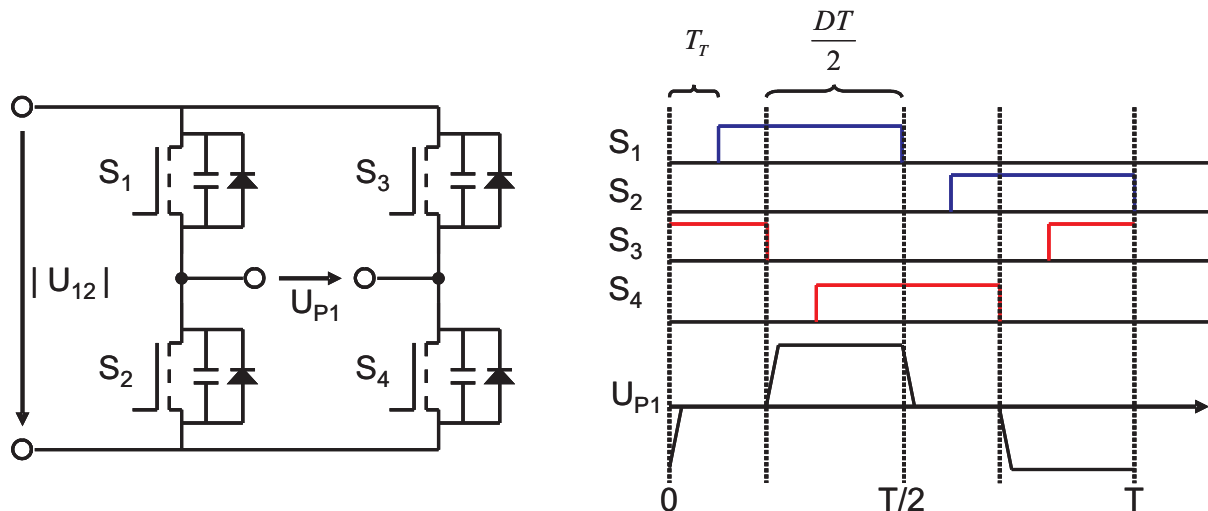


Abbildung 4.10: Ansteuermuster zur Pulsweitenmodulation einer Vollbrücke

Steuergröße Phase α

Eine weitere Möglichkeit zur Steuerung der Brückenwirkleistung hat sich durch die serielle Kopplung der drei Brückenschaltungen und dem daraus resultierenden gemeinsamen Brückenstrom ergeben. Die Phasenlage von Strom und Spannung am Wechselrichterausgang wird dabei nicht mehr alleine von der Impedanz des Resonanzkreises bestimmt, sondern auch von der Phasenlage der drei rechteckförmigen Brückenausgangsspannungen u_{P1} , u_{P2} und u_{P3} zueinander. Abbildung 4.11 zeigt die Ansteuersignale für die zwölf Schalter eines EVG unterteilt in drei Gruppen für die drei Vollbrücken.

Die Steuersignale innerhalb der Gruppen sind identisch. Die drei Gruppen lassen sich aber gegenüber einem fortlaufenden Referenzsignal der Schaltfrequenz f_S zeitlich verschieben. So erhält man drei Steuerwinkel α , α' und α'' wobei $\alpha = \frac{2\pi\Delta t}{T}$ Werte zwischen $+\pi$ und $-\pi$ annimmt.

Auch die Ausgangsspannungen der Brücken sind entsprechend ihrem Steuerwinkel verschoben. Die Amplitude von u_{P1} , u_{P2} und u_{P3} entspricht

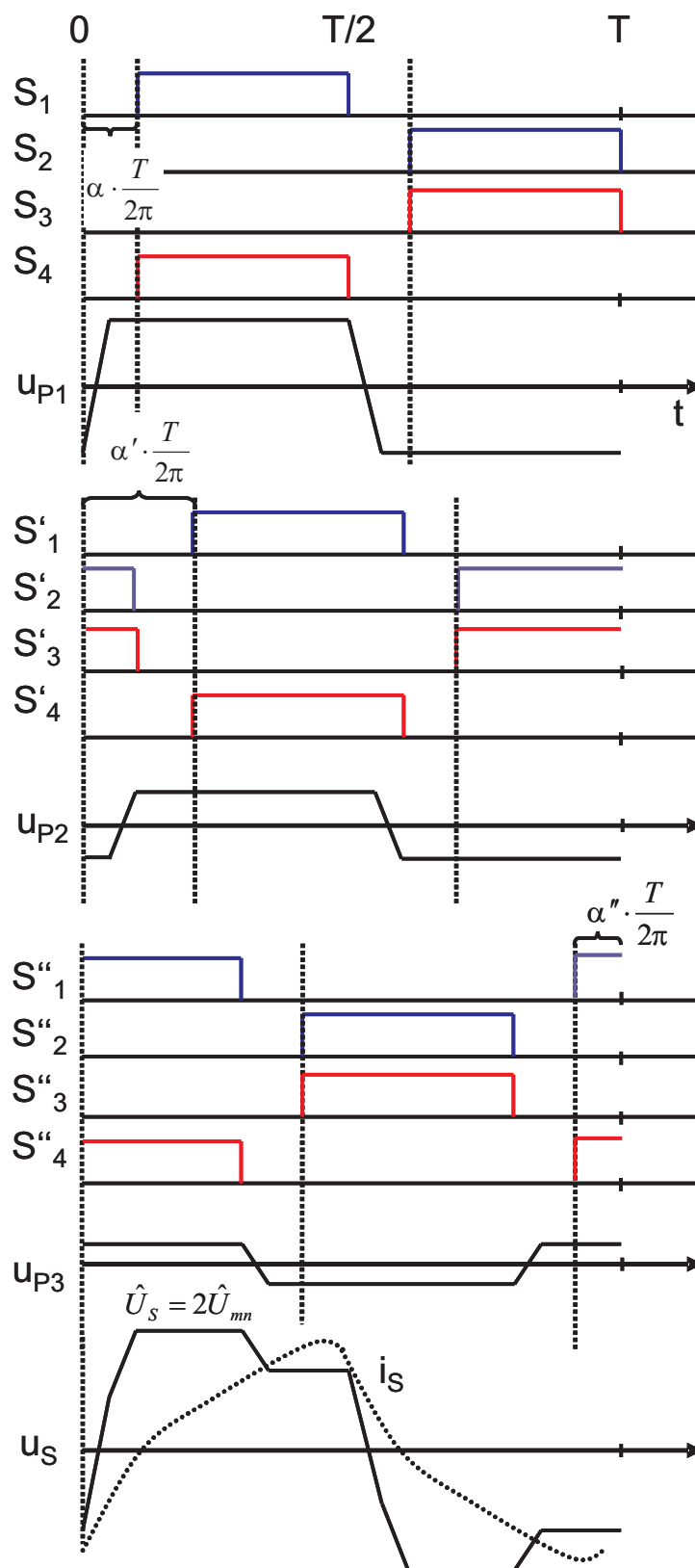


Abbildung 4.11: Ansteuersignale und Ausgangsspannungen beim phasenverschobenen Betrieb von drei Vollbrücken

der momentanen Netzspannungsamplitude und kann während eines Schaltzyklus als konstant angesehen werden. Abbildung 4.11 zeigt auch die Spannung u_S der Sekundärseite des Transformators, die sich aus der Summe der Brückenspannungen berechnet. Die Spannungsform ist stufig und erreicht eine maximale Amplitude der zweifachen Netzspannung multipliziert mit dem Übersetzungsverhältnis des Transformators.

Im Abschnitt 4.4 werden geeignete Steuerfunktionen für die Phasenwinkel α oder die Tastverhältnisse D berechnet, so dass eine Netzstromentnahme mit geringem Oberschwingungsanteil erreicht wird. Zuvor wird im Abschnitt 4.3 aber ein Rechenmodell für das dreiphasige einstufige EVG erläutert, welches für unterschiedliche Steuergrößen, Steuerfunktionen und Betriebszustände der Entladungslampe eine Berechnung der Netzströme ermöglicht.

4.3 Modellierung und Simulation

Im vorigen Abschnitt wurden die Schaltungstopologie und die möglichen Steuergrößen für ein dreiphasiges einstufiges EVG vorgestellt. Um eine derartige Schaltung dimensionieren zu können und um verschiedene Steuerfunktionen testen zu können, wurde ein analytisches Modell des EVG erstellt. Der Modellansatz enthält drei Punkte:

- Die drei Wechselrichter werden als gesteuerte Spannungsquellen modelliert.
- Die Berechnung der Wechselrichter- und Resonanzkreisströme erfolgt im Frequenzbereich.
- Die Lampenimpedanz ist leistungsabhängig und kann für den Zeitraum einer Schaltperiode als konstant angenommen werden.

Abbildung 4.12 zeigt die Schritte, die zur Berechnung von Ausgabe-Größen der Simulation wie den Netzströmen, dem Oberschwingungsgehalt oder den Wechselrichterleistungen notwendig sind und im Folgenden genauer beschrieben werden.

Die numerische Berechnung des analytischen Modells bringt gegenüber einer Modellierung der Schaltung auf Bauteilebene und einer Simulation im Zeitbereich eine Reduzierung der Berechnungszeit um den Faktor 100 mit sich. Der Hauptgrund hierfür liegt in der geringeren An-

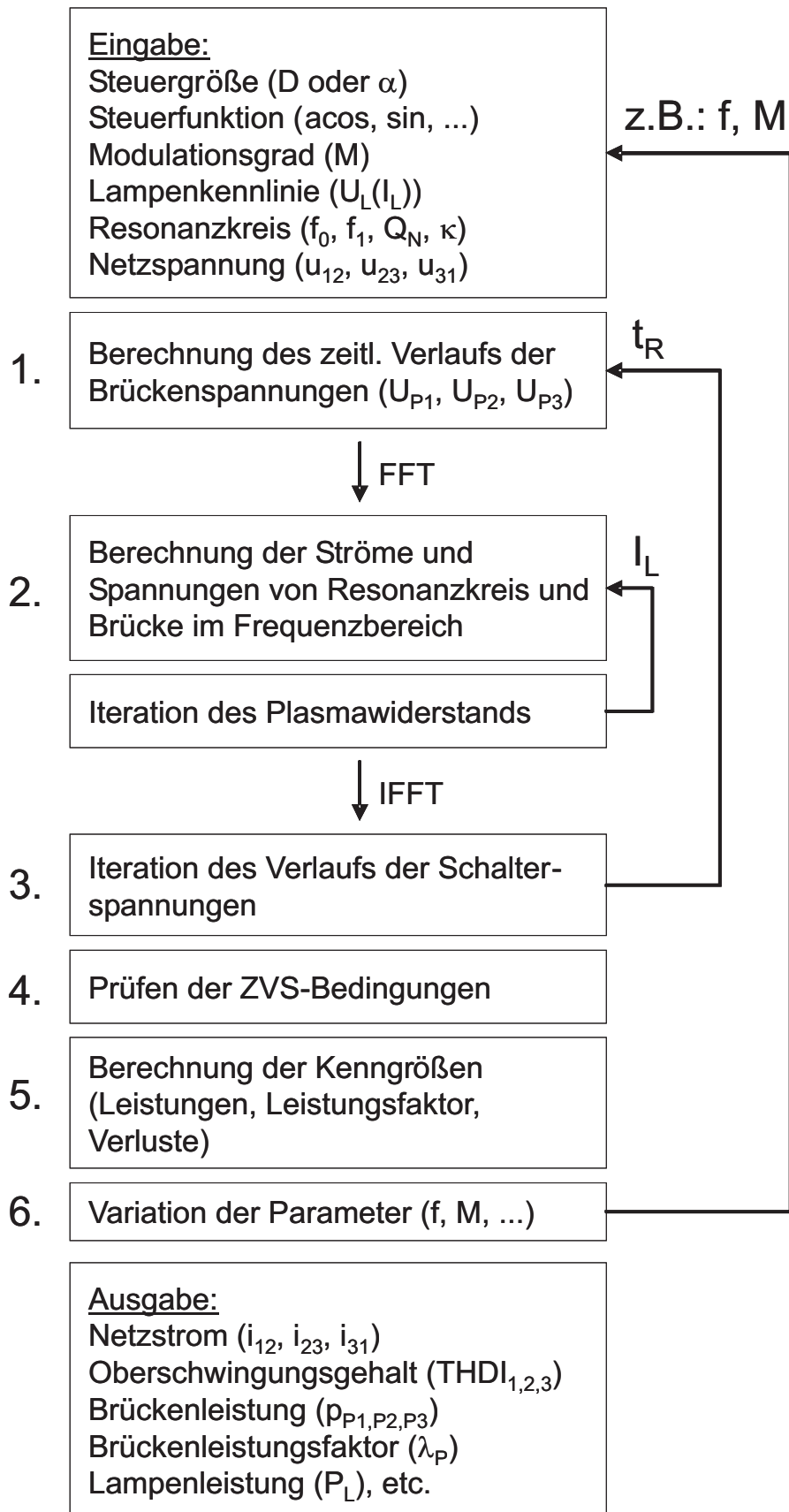


Abbildung 4.12: Ablaufdiagramm für die Simulation des einstufigen EVG

zahl der zu berechnenden Stützstellen bei der analytischen Berechnung gegenüber der Zeitbereichssimulation bei gleicher Simulationsbandbreite (kleinster Stützstellenabstand). Hinzu kommt, dass Einschwingvorgänge nicht berücksichtigt werden müssen, wenn die Berechnung der linearen Schaltungsteile im Frequenzbereich erfolgt.

Im **ersten Teil** der Simulation werden die drei Spannungen $u_{P1,P2,P3}$ der Wechselrichterausgänge berechnet. Ihr idealisierter zeitlicher Verlauf ist trapezförmig (s. Abbildung 4.11). Die Phasenlage der Spannungen zueinander entspricht den Steuerwinkeln $\alpha, \alpha', \alpha''$. Das Tastverhältnis ist durch die Größen D, D' und D'' gegeben. Die jeweilige Spannungsamplitude ist gleich der momentanen Netzspannungsamplitude $u_{mn}(\phi_N)$. Eine Kombination der beiden Steuerfunktionen für die Phasenwinkel und die Tastverhältnisse ist zulässig. Zu Beginn muss auch eine Annahme für die Dauer der Schaltflanken t_R getroffen werden. Dieser Wert wird später durch Iteration verfeinert.

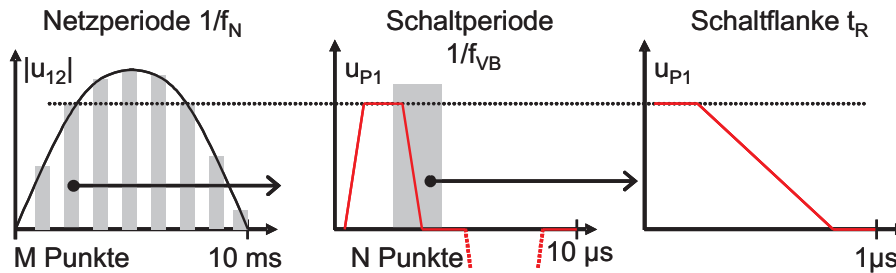


Abbildung 4.13: Auswahl der Stützstellen für die Diskretisierung der Quellenspannungen

Die Spannungen $u_{P1,P2,P3}$ werden für eine Schaltperiode an N Stützstellen berechnet (Abbildung 4.13). Die Anzahl N bestimmt zusammen mit der Schaltfrequenz die Simulationsbandbreite sowie die Auflösung für die Stellgrößen α und D . Anschließend werden für den Verlauf einer Netzperiode M Schaltperioden berechnet, wobei M größer als die Ordnung der höchsten interessierenden Netzoschwingung gewählt wird. Bei der Simulation im Zeitbereich mit fester Schrittweite gilt hingegen $M = \frac{f_{VB}}{f_N}$, d.h. die Stützstellenanzahl ist durch das Verhältnis von Netz- zu Schaltfrequenz festgelegt und im Vergleich eine Größenordnung größer als notwendig.

Die Spannungsberechnung wird für alle drei Wechselrichter durchgeführt, so dass eine Matrix der Größe $(3 \times N \times M)$ entsteht. Die Transformatorspannung der Sekundärseite u_S ist die Quellenspannung für den

Resonanzkreis und ergibt sich nach Abbildung 4.14 aus der Summe der Wechselrichterspannungen u_P und dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} des idealen Übertragers.

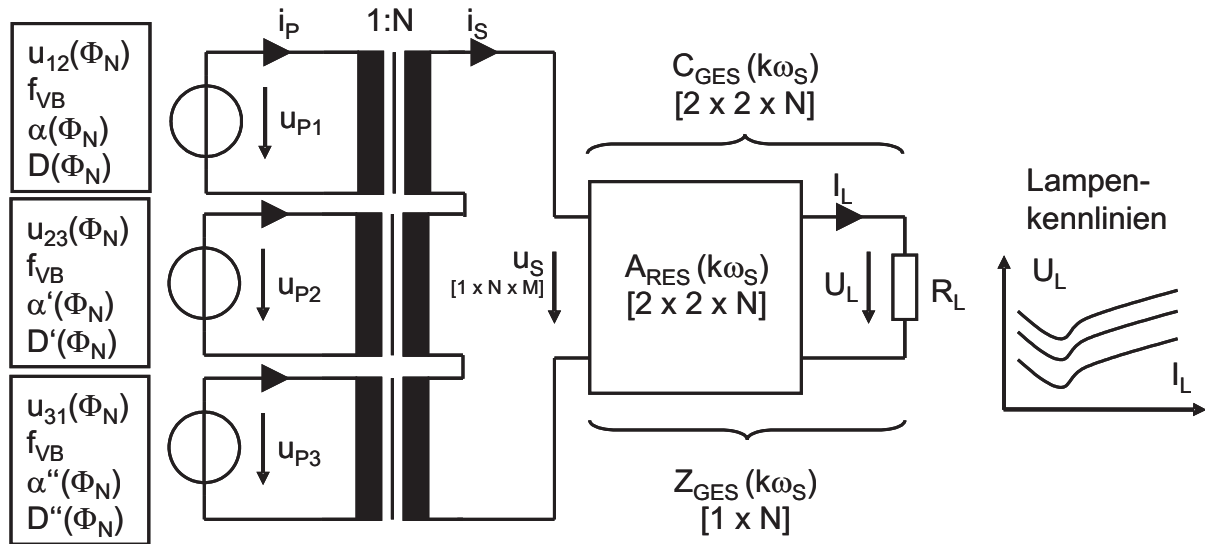


Abbildung 4.14: Die Einführung dreier Spannungsquellen mit idealisiertem Spannungsverlauf $u_P(u_{mn}, \Phi_N, \alpha, D)$ macht eine Simulation der Wechselrichter auf Bauteilebene überflüssig

Im **zweiten Teil** der Simulation werden die Brückenströme, die Leistungen und die Impedanz der Entladungslampe berechnet. Hierzu sind zwei Vorbedingungen zu erfüllen:

- Die Entladungslampe wird mit einem hochfrequenten Wechselstrom betrieben, wobei die Periodenlänge kurz ist im Vergleich zur Zeit innerhalb derer sich der Plasmawiderstand ändern kann.
- Die Amplitude des Lampenstromes ist im Verlauf einer Netzperiode konstant.

Bei einer Betriebsfrequenz in der Größenordnung von 100 kHz ist die erste Bedingung erfüllt. Die Modulation des Lampenstromes mit der Netzspannung ist beim einstufigen EVG von der Steuerfunktion und von der Resonanzkreisimpedanz Z_R abhängig. Die nahezu konstante Leistungssumme der drei Wechselrichter war aber eine Voraussetzung bei der Auswahl des Schaltungskonzeptes, so dass auch die zweite Voraussetzung in guter

Näherung erfüllt ist. Eine Ausnahme wäre z.B. der Ausfall einer Netzphase, der zu einer Modulation der Summenspannung u_S führt. Für diesen Spezialfall muss der Lampenwiderstand an jeder der M Stützstellen einer Netzperiode berechnet werden. Ansonsten kann das in [5] angegebene Verfahren angewendet werden:

Bei gegebenem Lampenstrom kann die Lampenspannung aus einer Kennlinie ermittelt werden. Die Lampenkennlinie ist eine Messkurve der Brennspannung in Abhängigkeit des eingepprägten Lampenstroms für verschiedene vorzugebende Kühlungsbedingungen (Umgebungstemperatur θ).

$$U_L = f(\theta, I_L) \text{ bzw. } U_L = f(\theta, R_L) \quad (4.9)$$

Weil die Elemente des Resonanzkreises als linear angenommen werden können, werden die Strom- und Spannungsverläufe am schnellsten im Frequenzbereich ermittelt. Die Fourierkoeffizienten $\underline{c}_{u_S}(k)$ der Summenspannung $u_S(t)$ erhält man aus einer FFT. Der Resonanzkreis kann im Frequenzbereich in Form einer komplexen Kettenmatrix \underline{A}_{RES} dargestellt werden. Für den Serien-Parallelresonanzkreis wie er im HF-EVG Verwendung findet erhält man z.B.:

$$\underline{A}_{RES}(k) = \begin{pmatrix} N \left(1 - \omega_S^2 k^2 L_1 C_2 + \frac{C_2}{C_1} \right) & N \left(j\omega_S k L_1 + \frac{1}{j\omega_S k C_1} \right) \\ \frac{1}{N} (j\omega_S k C_2) & \frac{1}{N} \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

ω_S : Schaltfrequenz

k : Ordnung

L_1, C_1, C_2 : Resonanzkreiselemente

N : Windungsverhältnis des Transformators 1:N

Mit dem Lampenwiderstand R_L als Parameter ergibt sich für die gesamte Last (Resonanzkreis und Lampe):

$$\underline{A}_{GES} = \underline{A}_{RES} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_L} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Die Parallel-Reihen-Matrix (Hybridmatrix) \underline{C}_{GES} erhält man durch Umformen der Kettenmatrix.

$$\underline{C}_{GES}(R_L) = \begin{pmatrix} \frac{\det(A)}{A_{11}} & \frac{A_{21}}{A_{11}} \\ -\frac{A_{12}}{A_{11}} & \frac{1}{A_{11}} \end{pmatrix} \quad (\text{mit } \underline{A} = \underline{A}_{GES}(R_L)) \quad (4.12)$$

Aus der Definition der Hybridmatrix \underline{C} (nach [31] S.229)

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \underline{C} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

mit $I_2 = 0$

$$\begin{pmatrix} \underline{c}_{iS}(k) \\ \underline{c}_{uL}(k) \end{pmatrix} = \underline{C}_{GES} \cdot \begin{pmatrix} \underline{c}_{uS}(k) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

$\underline{c}_{iS}(k)$: Fourierkoeff. des Transformatorstromes sekundär. Ordnung k .

$\underline{c}_{uS}(k)$: Fourierkoeff. der Transformatorspannung sekundär. Ordnung k .

$\underline{c}_{uL}(k)$: Fourierkoeff. der Lampenspannung. Ordnung k .

$C_{GES}(k)$: Hybridmatrix von Resonanzkreis mit Lampe

können die Fourierkoeffizienten der Lampenspannung berechnet werden.

$$\underline{c}_{uL}(k) = \frac{-A_{12}}{A_{11}} \cdot \underline{c}_{uS}(k) \quad (4.15)$$

Damit ist eine zweite Bestimmungsgleichung für den Effektivwert der Lampenspannung gefunden.

$$U_L^* = \sqrt{\sum_{k=1}^{N/2} \underline{c}_{uL}(k) \underline{c}_{uL}(-k)} = f^*(R_L) \quad (4.16)$$

Die Gleichungen (4.9) und (4.16) stellen beide eine Beziehung zwischen der Lampenspannung und dem Lampenwiderstand her. Durch Iteration kann ein Lampenstrom gefunden werden, so dass beide Gleichungen gleichzeitig erfüllt werden ($U_L = U_L^*$). Auch der Lampenwiderstand ist dann ermittelt. Gelingt dies nicht, kann die Entladungslampe mit den vorgegebenen Betriebsparametern für das Vorschaltgerät nicht in einem stationären Arbeitspunkt betrieben werden, d.h. die Lampe erlischt oder muss wegen zu hoher Leistungseinkopplung ausgeschaltet werden.

Wenn R_L bekannt ist, werden die Größen I_S , I_P und daraus die Wirkleistungen P_1 , P_2 , P_3 , die Scheinleistungen S_1 , S_2 , S_3 sowie die Ströme und Spannungen an den Bauelementen des Resonanzkreises im Frequenzbereich berechnet. Die zeitlichen Verläufe i_S , i_P u.s.w. ergeben sich durch Rücktransformation in den Zeitbereich (IFFT).

Nachdem der stationäre Betriebspunkt der Entladungslampe berechnet wurde, kann im **dritten Simulationsschritt** eine zusätzliche Iterationsschleife durchlaufen werden, um die ursprüngliche Annahme für den Wert der Flankensteilheit der Ausgangsspannungen u_P zu verbessern. Die Kenntnis dieser Flanken, d.h. der Zeit t_R vom Ausschaltmoment eines Transistors bis zum Erreichen der Sperrspannung ist hilfreich bei der richtigen Wahl des Tastlückensignals. Berechnen lässt sich die Spannungsflechte durch Integration des Brückenstromes beginnend beim Ausschaltzeitpunkt t_0 .

$$u_P(t_R) = \frac{1}{2C_p} \int_{t_0}^{t_0+t_R} i_P dt \quad (4.17)$$

$$\text{wobei: } u_P(t_R) = u_{mn}(\Phi_N)$$

Weil der Verlauf des gemeinsamen Brückenstroms i_P praktisch ausschließlich von der Amplitude und dem Tastverhältnis der Brückenspannungen bestimmt wird und kaum von der Dauer der kurzen (ca. 200 ns) Schaltvorgänge, sind nur wenige Iterationen notwendig, um t_R mit ausreichender Genauigkeit zu bestimmen.

Die Brückenschaltungen des einstufigen EVG werden mit hoher Schaltfrequenz und deshalb bevorzugt „weichschaltend“ (ZVS) betrieben. Dies war ein wichtiges Kriterium bei der Auswahl der Wechselrichtertopologie. Die Eigenschaft der Brücken ein spannungsloses Einschalten zu ermöglichen wird nicht gesteuert, sondern ergibt sich aus der Phasenlage von Spannung und Strom am Brückenausgang. Bei einem EVG mit konstanter Zwischenkreisspannung ändert sich diese Phasenlage nur mit der Resonanzkreisimpedanz und damit mit der Schaltfrequenz. Beim dreiphasigen einstufigen EVG ist die Steuerfunktion der Brücken ein zweiter entscheidender Faktor. Ob für eine bestimmte Steuerfunktion ein verlustarmes Schalten möglich ist, wird in **Teil vier** der Simulation berechnet.

Vier Fälle müssen je nach Phasenlage von Brückenstrom i_P und Brückenspannung u_P unterschieden werden (s. Abbildung 4.15). Maßgeblich ist die Abfolge der Zeitpunkte t_0 , t_R , t_{i0} und t_{ein} :

1. Der Stromnulldurchgang t_{i0} liegt vor dem Ausschaltzeitpunkt von Schalter S_2 . Der Strom eilt der Spannung voraus, d.h. die Lastimpedanz ist kapazitiv. Der positive Strom versetzt die Inversdiode von S_2 in einen leitenden Zustand und das darauf folgende Einschalten von S_1 führt zu einem Brückenkurzschluss. Solange bis die

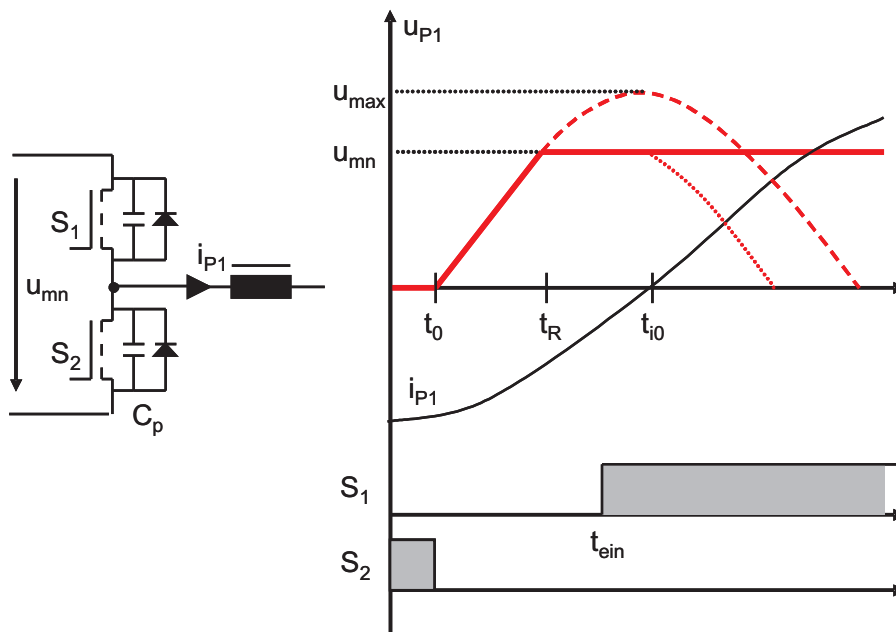


Abbildung 4.15: Strom- und Spannungsverlauf am Ausgang eines Wechselrichters beim verlustarmen Einschalten

Sperrverzögerungsladung der Diode von S_2 ausgeräumt ist. Ein wiederholtes Auftreten dieses Schaltvorgangs führt zur Zerstörung der Schalter.

2. Der Stromnulldurchgang liegt vor dem Zeitpunkt, an dem die Ausgangsspannung die momentane Versorgungsspannung u_{mn} erreicht oder der Einschaltzeitpunkt t_{ein} liegt vor t_R : Beide Fälle führen zu einem harten Einschalten. Die Differenz zwischen Einschaltspannung und Versorgungsspannung führt zu erhöhten Wärmeverlusten $E_{ein} = C_p \Delta U^2$. (C_p : effektive Transistorparallelkapazität, ΔU : Transistorspannung im Schaltmoment)
3. Der Stromnulldurchgang findet nach dem Erreichen der Versorgungsspannung statt und t_{ein} liegt zwischen t_R und t_{i0} . Die Ausgangsspannung steigt nicht weiter an, weil die Inversdiode von S_1 zu leiten beginnt. Der Einschaltvorgang von S_1 findet jetzt spannungslos und praktisch verlustfrei statt. Das ist der gewünschte Fall.
4. Der Einschaltzeitpunkt liegt hinter dem Stromnulldurchgang: Dann wurde die Ausgangsspannung durch i_P zumindest teilweise wieder reduziert und es treten die gleichen Verluste wie in Fall 2. auf.

Für die Simulation wird zunächst die Bedingung von Fall 1 geprüft. Hat der Brückenstrom i_P das richtige Vorzeichen, wird er vom Ausschaltmoment bis zum nächsten Stromnulldurchgang integriert. Mit der Kenntnis der Parallelkapazitäten C_p wird die maximale Schalterspannung u_{max} berechnet, die bei optimaler Tastlückenwahl erreicht werden kann.

$$u_{max} = \frac{1}{2C_p} \int_{t_0}^{t_{i0}} i_P dt \quad (4.18)$$

Diese Maximalspannung muss stets größer sein als der Betrag der momentanen Netzspannung, damit ein verlustfreies Einschalten möglich ist.

$$u_{max}(\Phi_N) > u_{mn}(\Phi_N) \quad \text{für } \Phi_N = 0..2\pi \quad (4.19)$$

Mit dieser ZVS-Bedingung kann die Parallelkapazität der Transistoren, welche nicht nur den Einschaltvorgang beeinflusst sondern vor allem zur Reduzierung der Ausschaltverluste verwendet wird, geeignet dimensioniert werden.

Zusammen mit der Überprüfung der ZVS-Bedingung kann eine Abschätzung der Brückenverluste durchgeführt werden. Für den Fall, dass die ZVS Bedingung erfüllt ist, entstehen Brückenverluste im Wesentlichen als Leitendverlustleistung der Transistoren und der Inversdioden.

$$P_{VD} = \frac{U_f}{T} \int_{t_R}^{t_{i0}} i_P dt \quad (4.20)$$

$$P_{VR} = \frac{R_{DSon}}{T} \int_{t_{i0}}^{\frac{T}{2}} i_P^2 dt \quad (4.21)$$

- P_{VD} : Verlustleistung der MOSFET-Inversdioden
- P_{VR} : Leitendverlustleistung der MOSFET
- U_f : Vorwärtsspannung der Inversdiode bei Nennstrom
- R_{DSon} : Leitendwiderstand Drain-Source des MOSFET

Der Brückenstrom i_P , die Brückenspannung u_P und damit auch die Verluste ändern sich im Verlauf der Netzperiode. Weil der Brückenstrom aber lediglich mit 300 Hz moduliert ist und weil die Leitendverluste bei ZVS die Gesamtverluste P_V dominieren, gilt als Abschätzung:

$$P_V > 2 \cdot I_P^2 \cdot R_{DSon} \quad (4.22)$$

Der **fünfte Simulationsabschnitt** dient der Berechnung von Kenngrößen wie zum Beispiel dem Oberschwingungsgehalt des Netzstromes oder den Transistorverlusten. Im **sechsten Abschnitt** ist es möglich die Simulation wiederholt mit verschiedenen Parametersätzen durchzuführen um so beispielsweise eine Dimmkurve durch Variation der Betriebsfrequenz zu erhalten. Für $M = 100$ (entsprechend $200 \mu s$ Auflösung des Netzstroms) und $N = 200$ ($50 ns$ Auflösung des Brückenstroms) war bei diesen Simulationen die Berechnung von drei bis vier Parametersätzen pro Sekunde möglich.

4.4 Steuerfunktionen

Im Abschnitt 4.2.2 wurde die Topologie für ein einstufiges EVG vorgestellt. Zwei unterschiedliche Möglichkeiten zur Steuerung der Wirkleistung der einzelnen Wechselrichter wurden beschrieben. Die Steuergrößen α (Phase in der Ansteuerung der Wechselrichter) oder die Steuergröße D (Pulsweite der Wechselrichterspannung) sollen dazu verwendet werden die Netzströme zu formen und dadurch den Oberschwingungsgehalt zu reduzieren.

Zunächst muss untersucht werden ob die Steuergrößen als Stellgrößen einer Netzstromregelung verwendet werden sollen oder ob eine Vorausberechnung der Steuerfunktion und anschließend eine auf die Versorgungsspannung synchronisierte Ausgabe der Steuergrößen sinnvoll ist.

In Abbildung 4.16 ist der prinzipielle Aufbau eines Regelungssystems für die vier Regelgrößen, die Lampenleistung P_L und die drei Netzströme i_{mn} , dargestellt. Die Lampenleistungsregelung mit der Betriebsfrequenz als Stellgröße erzeugt einen Faktor p für die untergeordneten Stromregler der Wechselrichter. Dieser Faktor entspricht dem virtuellen Eingangswiderstand der Wechselrichter, so dass bei sinusförmigem Netzstrom die Summe der Netzwirkleistungen gleich der Lampenleistung zuzüglich der Verluste P_V wird.

$$\frac{1}{p} (u_{12}^2 + u_{23}^2 + u_{31}^2) = P_L + P_V \quad (4.23)$$

Der Aufbau zeigt, dass neben der Lampenleistung auch die Netzströme und die Netzspannungen mit guter zeitlicher Auflösung erfasst werden müssen, um entsprechend hohe Oberschwingungsanteile beeinflussen zu

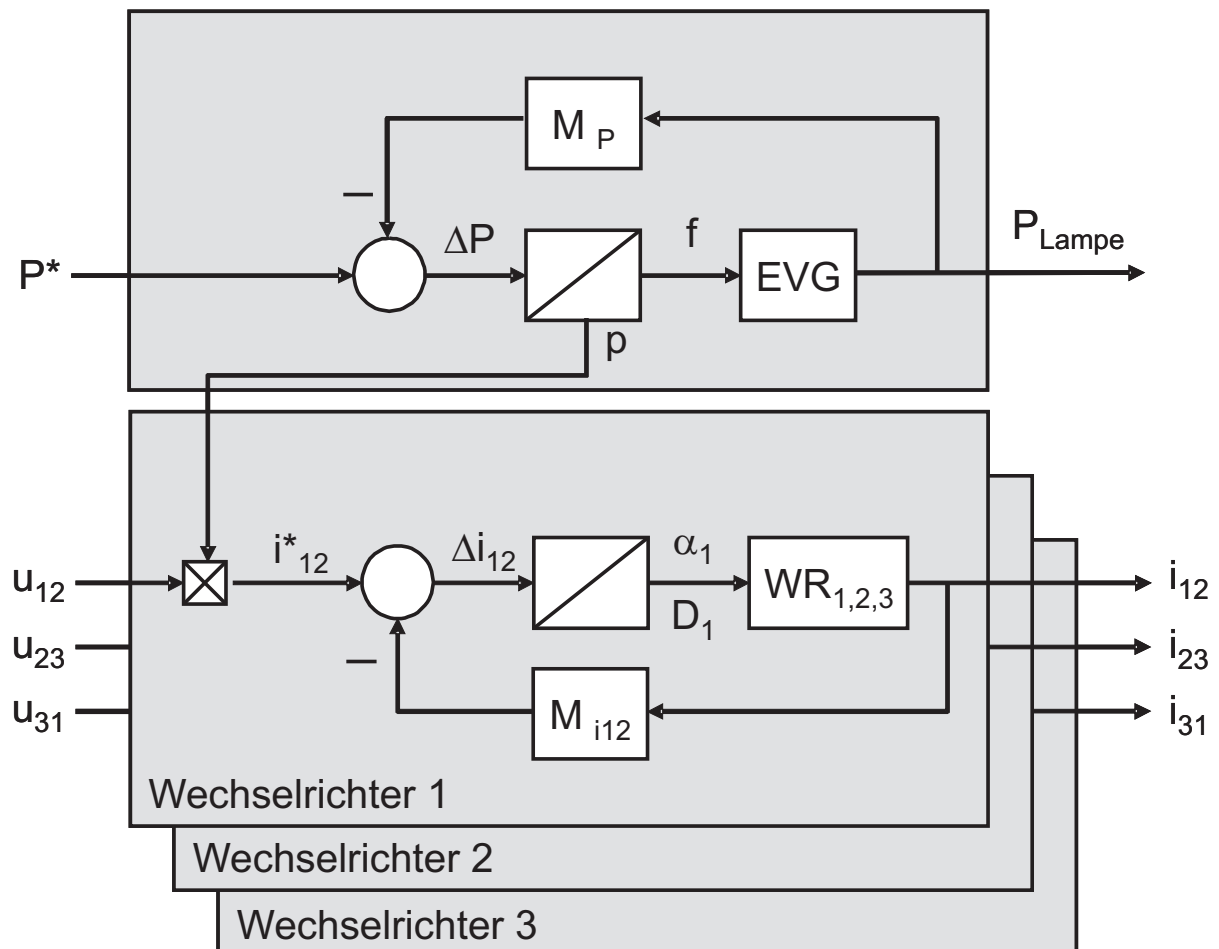


Abbildung 4.16: Möglicher Aufbau einer Regelung der Netzströme und der Lampenleistung für das einstufige EVG

können. Dies bringt erhebliche Kosten mit sich. Eine reine Steuerung der Netzströme anhand einer im Betrieb berechneten oder bereits vorausberechneten Steuerfunktion ist wesentlich günstiger zu realisieren, da neben der Leistungserfassung für die Lampe lediglich eine Synchronisation der Steuerfunktion zur Netzphase realisiert werden muss.

Im Folgenden werden zwei Steuerfunktionen für die Steuergröße α (Phase) hergeleitet, welche eine symmetrische Netzstromentnahme mit geringem Oberschwingungsgehalt ermöglichen. Die erste Lösung wurde dabei analytisch gefunden, die zweite Lösung mit Hilfe einer numerischen Optimierung der Netzströme. Aus den Ergebnissen kann eine Steuerfunktion für die Steuergröße D (Tastverhältnis) abgeleitet werden. Zuvor werden die Eigenschaften des einstufigen EVG im ungesteuerten Betrieb untersucht.

4.4.1 Konstante Steuergrößen

Wird das einstufige EVG nach Abbildung 4.9 ungesteuert betrieben ($D = 1, \alpha = 0$), ergibt sich ein Netzstromverlauf ähnlich dem einer Diodenbrücke bei ohmscher Belastung (Abbildung 4.17).

Die Phasenströme i_{1N}, i_{2N}, i_{3N} sind blockförmig mit einem Oberschwingungsgehalt von etwa 30%. Die einzelnen netzseitigen Wechselrichterströme $i_{12,23,31}$ sind nahezu konstant.

Die konstanten Leiterströme erklären sich aus der (nahezu) konstanten Leistung $\langle p_S \rangle_{T_S}$, welche auf der Sekundärseite des Transformators zur Speisung von Resonanzkreis und Lampe zur Verfügung steht (Abbildung 4.18). Die Modulation mit sechsfacher Netzfrequenz resultiert aus der Addition der Beträge der Netzspannungen:

$$u_{S,max}(\Phi_N) = \hat{U}_N \left(\left| \sin(\Phi_N) \right| + \left| \sin\left(\Phi_N + \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| \sin\left(\Phi_N + \frac{4\pi}{3}\right) \right| \right)$$

Im Gegensatz zur dreiphasigen Diodenbrücke, bei der auf der Gleichspannungsseite immer gerade die größte der drei anliegenden Netzspannungen zur Verfügung steht, entspricht die Amplitude der Sekundärspannung \hat{U}_S der zweifachen Netzspannungsamplitude. Diese Erkenntnis führt zu einer ersten, anschaulichen Aussage über die maximale Lampenleistung beim einstufigen EVG: Eine Verdoppelung der Quellenspannung des Re-

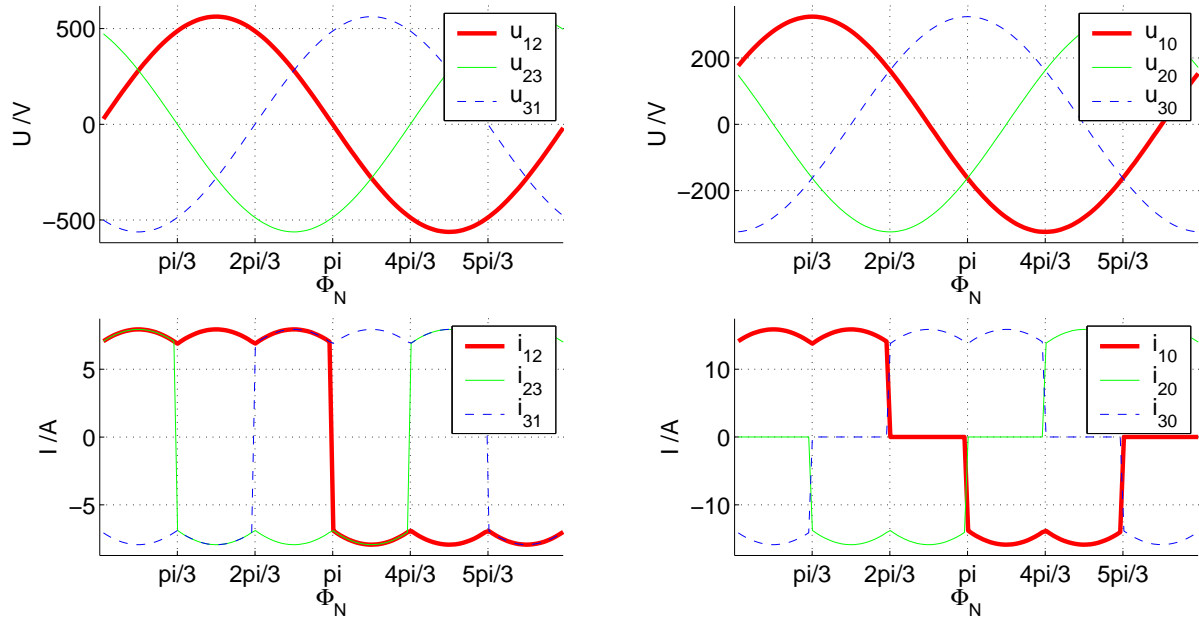


Abbildung 4.17: Ungesteuerter Betrieb des einstufigen EVG. Links: Leiterströme und Spannungen. Rechts: Phasenströme und Spannungen. Simuliert.

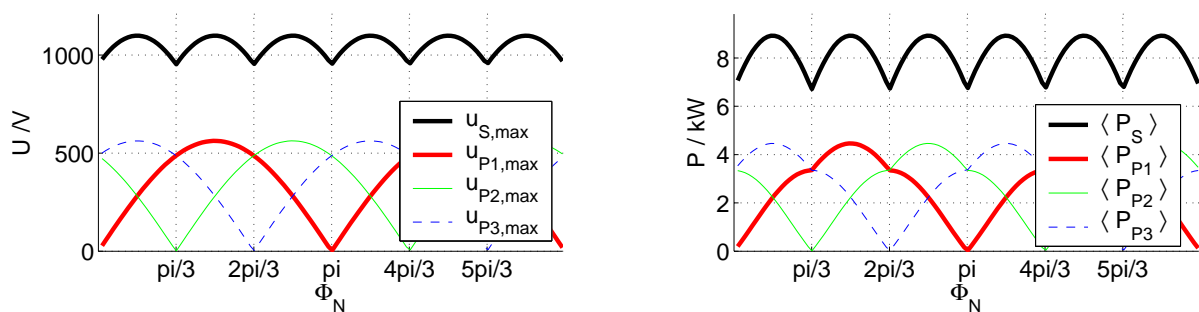


Abbildung 4.18: Spannungen und Leistungen der einzelnen Wechselrichter U_P , P_P und der Transformator-Sekundärseite U_S , P_S bei ungesteuerten Betrieb.

sonanzkreises erlaubt prinzipiell den Betrieb einer Entladungslampe doppelter Leistung bei gleichem Quellenstrom. Vergleicht man also das einstufige EVG (drei Brücken) mit einem heute üblichen EVG (eine Brücke), so führt eine Verdreifachung des Schaltungsaufwands maximal zu einer Verdoppelung der Ausgangsleistung. Der Gewinn jedoch liegt in der Steuerbarkeit der Netzströme und damit in der Möglichkeit eine sinusförmige Netzstromentnahme zu realisieren.

Damit aus dem bislang blockförmigen Netzstrom ein sinusförmiger wird, muss die Wirkleistung $\langle p_P \rangle_{T_S}$ der Wechselrichter gesteuert werden. Dies gelingt indem das Verhältnis von Wirk- zu Scheinleistung am Brückenausgang, d.h. der Brückenleistungsfaktor, gesteuert wird (Steuergröße α). Oder es wird die Brückenscheinleistung über den Effektivwert der Brückenspannung gesteuert (Steuergröße D).

Die Methoden zur Analyse der Aktiven Gleichrichter können für das einstufige EVG nicht übernommen werden, weil diese Methoden immer von einem geschalteten Gleichspannungspotential ausgehen, welches beim einstufigen EVG nicht vorliegt. Um eine geeignete Steuerfunktion herzuleiten wird deshalb ein Ansatz gewählt, der von der Summenspannung und dem Summenstrom der Transformatorsekundärseite ausgeht.

4.4.2 acos - Steuerung

Der Ausgangspunkt zur Berechnung der Steuerfunktion für die Steuergröße α ist die Brückenwirkleistung einer Schaltperiode $\langle p_{Pi} \rangle_{T_S}$. Die Ausgangsspannung der Brücke i sei rechteckförmig:

$$u_{Pi}(t) = \begin{cases} u_{mn,i}(\Phi_N) & \text{für } \omega st = 0.. \pi \\ -u_{mn,i}(\Phi_N) & \text{für } \omega st = \pi..2\pi \end{cases} \quad (4.24)$$

Die Amplitude der Brückenausgangsspannung entspricht der momentanen Netzamplitude und kann wegen der hohen Schaltfrequenz während eines Schaltvorgangs als konstant angenommen werden. Der ausgangsseitige Brückenstrom i_P ist für alle drei Brücken gleich. Weil die Resonanzkreisimpedanz für Frequenzen oberhalb der Resonanz schnell zunimmt, können die Oberschwingungen der Brückenströme für die folgende Berechnung vernachlässigt werden und es kann stattdessen mit der sinusförmigen Grundschwingung (Schaltfrequenz) gerechnet werden (vgl. hierzu i_P in Abbildung 4.28):

$$i_{P1} = i_{P2} = i_{P3} = \hat{I}_P \cdot \sin(\omega st + \alpha_i) \quad (4.25)$$

Der Phasenwinkel α_i beschreibt die Verschiebung zwischen dem hochfrequenten, sinusförmigen Brückenstrom i_{P_i} und der Grundschiwingung der zugehörigen Brückenspannung u_{P_i} (Zur einfacheren Berechnung wurde der Strom um $+\alpha_i$ und nicht die rechteckförmige Spannung um $-\alpha_i$ verschoben). Mit diesen Annahmen kann der Momentanwert der Brückenleistung in Abhängigkeit der Netzphase berechnet werden:

$$\begin{aligned} \langle p_{P_i} \rangle_{T_S} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} u_{P_i}(t) i_{P_i}(t) dt \\ &= \frac{u_{mn,i}(\Phi_N) \cdot \hat{I}_P}{T_S} \cdot \left(\int_0^{\frac{T_S}{2}} \sin(\omega st + \alpha_i) dt - \int_{\frac{T_S}{2}}^T \sin(\omega st + \alpha_i) dt \right) \\ &= u_{mn,i}(\Phi_N) \cdot \hat{I}_P \cdot \frac{2}{\pi} \cos(\alpha_i) \end{aligned} \quad (4.26)$$

Für einen konstanten Steuerwinkel α_i wird die Momentanleistung proportional zur Eingangsspannung, was bereits ein Ergebnis der Simulation im letzten Abschnitt war. Ziel allerdings ist ein sinusförmiger Netzstrom, so dass die Momentanleistung am netzseitigen Brückenanschluss

$$\langle p_{mn,i} \rangle_{T_S} = u_{mn,i}(\Phi_N) \cdot \hat{I}_{mn} \cdot \sin(\Phi_N + \Phi_{mn,i}) \quad (4.27)$$

wird. Da die Momentanleistungen am Ein- und Ausgang der Brücken gleich sein müssen, wenn man von der Brückenverlustleistung einmal absieht, ergibt sich mit den Gleichungen (4.26) und (4.27) eine Bestimmungsgleichung für α_i :

$$\cos(\alpha_i) = \frac{\pi \hat{I}_{mn}}{2 \hat{I}_P} \cos(\Phi_N - \frac{\pi}{2} + \Phi_{mn,i}) \quad (4.28)$$

- α_i : Steuerwinkel der Brücke i
- \hat{I}_{mn} : Amplitude des Leiterstromes
- \hat{I}_P : Amplitude des Brückenausgangsstroms
- $\Phi_N(t)$: Netzphasenwinkel $0..2\pi$
- $\Phi_{mn,i}$: $0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$

Der Faktor vor dem Cosinus des rechten Terms wird in Anlehnung an die Bezeichnung bei Stromrichtersteuerungen Modulationsgrad M genannt. Die Gleichung (4.28) hat nur dann reelle Lösungen für α_i , wenn M kleiner als eins ist.

$$M = \frac{\pi \hat{I}_{mn}}{2 \hat{I}_P} < 1 \quad (4.29)$$

Die Phasenwinkel α_i setzen sich aus zwei Komponenten zusammen. Den Steuerwinkeln α , α' und α'' einerseits und dem Phasenwinkel α_S zwischen u_S und i_S andererseits. Mit der Resonanzkreisimpedanz \underline{Z}_R gilt:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \alpha_S - \alpha \\ \alpha_2 &= \alpha_S - \alpha' \\ \alpha_3 &= \alpha_S - \alpha'' \\ \alpha_S &= \arctan \left(\frac{\Re(\underline{Z}_R)}{\Im(\underline{Z}_R)} \right) \end{aligned} \quad (4.30)$$

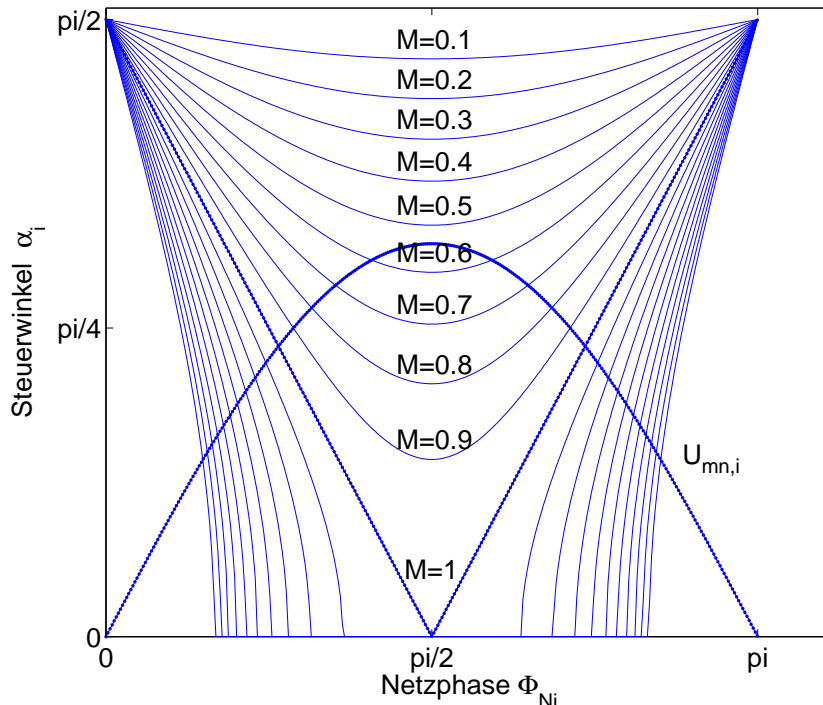


Abbildung 4.19: Verlauf des Steuerwinkels α_i über der Netzphase Φ_N bei Variation des Modulationsgrades

Den Verlauf der Phasenwinkel α_i nach Gleichung (4.28) über eine Netzhalb-schwingung zeigt Abbildung 4.19. Im Grenzfall $M = 1$ wird der Verlauf dreieckförmig.

Die Simulation der Netzströme (Abbildung 4.20) zeigt, dass die gefundene Steuerfunktion geeignet ist den Oberschwingungsgehalt im Netzstrom erheblich zu reduzieren ($THDI = 3\%$). Trotz der in der Herleitung getroffenen Vereinfachungen, z.B. bezüglich der Modulation der Summen-spannung u_S , werden die Netzströme annähernd sinusförmig. Die netz-seitigen Wechselrichterströme i_{12} , i_{23} , i_{31} enthalten Oberschwingungsanteile mit Vielfachen der dritten Ordnung, die sich im Netzstrom i_{1N} , i_{2N} , i_{3N} aber kompensieren.

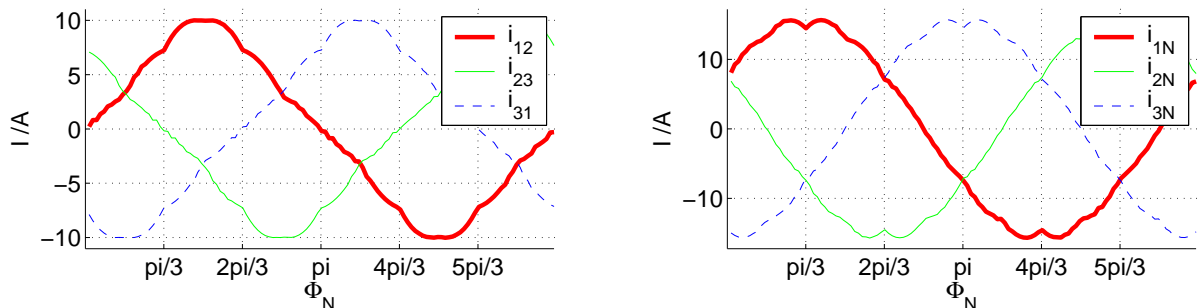


Abbildung 4.20: Simulation der Netzströme für die acos-Steuerfunktion bei $M=0.95$. Rechts: Wechselrichterströme ($THDI=12\%$). Links: Netzströme ($THDI=3\%$)

Modulationsgrad M

Die richtige Wahl des Modulationsgrades ist entscheidend für die Qualität des Netzstromes. Mit Gleichung (4.29) ist zwar die Bestimmungsgleichung für M gegeben, die Netzstromamplitude und die Amplitude des Brückenstromes sind aber keine Dimensionierungsgrößen und müssen deshalb auf Schaltungsparameter zurückgeführt werden:

Der Netzstrom ergibt sich aus der Betrachtung der Wirkleistung am

Netzanschluss. Sind die Ströme und Spannungen symmetrisch gilt:

$$\begin{aligned}
 \langle p_{12} \rangle_{T_S} &= \hat{U}_{mn} \hat{I}_{mn} \sin^2(\Phi_N) \\
 \langle p_{23} \rangle_{T_S} &= \hat{U}_{mn} \hat{I}_{mn} \sin^2\left(\Phi_N + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \langle p_{31} \rangle_{T_S} &= \hat{U}_{mn} \hat{I}_{mn} \sin^2\left(\Phi_N + \frac{4\pi}{3}\right) \\
 \sum_{i=1}^3 \langle p_{mn} \rangle_{T_S} &= \hat{U}_{mn} \hat{I}_{mn} \cdot \frac{3}{2}
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

Die Lampenleistung entspricht der Netzleistung vermindert um die Verluste.

$$P_L = \langle p_L \rangle_{T_S} = \frac{3}{2} \hat{U}_{mn} \hat{I}_{mn} \cdot \eta_{EVG} \tag{4.32}$$

Die zweite zu bestimmende Größe ist die Amplitude des Brückenstroms. Für ein Übersetzungsverhältnis der HF-Transformatoren von eins gilt:

$$\hat{I}_S = \frac{\hat{U}_S}{|Z_R(\omega_S)|} = \frac{2\hat{U}_{mn}}{|Z_R(\omega_S)|} \tag{4.33}$$

Der Betrag der Resonanzkreisimpedanz Z_R bei der Schaltfrequenz ω_S ist ein Designparameter, so dass mit den Gleichungen (4.29), (4.32) und (4.33) der optimale Modulationsgrad für eine gegebene Konfiguration aus Resonanzkreis und Entladungslampe berechnet werden kann:

$$M = \frac{\pi}{6} \cdot |Z_R(\omega_S)| \cdot \frac{\eta_{EVG} P_L}{\hat{U}_{mn}^2} \tag{4.34}$$

Diese Beziehung ist vor allem hilfreich, wenn im nächsten Abschnitt die Dimmung der Lampe untersucht wird und der Modulationsgrad an eine veränderliche Lastimpedanz angepasst werden muss.

4.4.3 sin - Steuerung

Ein Ergebnis der Berechnung der Steuerfunktion im letzten Abschnitt war, dass zu den Steuerwinkeln α eine Konstante addiert werden kann, ohne dadurch den Verlauf der Netzströme zu verändern (4.30), d.h. die für den Netzstromverlauf entscheidende Größe ist die Differenz jeweils zweier

Steuerwinkel. Es muss folglich möglich sein einen der drei Steuerwinkel konstant zu null zu wählen und die Steuerfunktion für die beiden verbleibenden Winkel zu berechnen.

Dieser Ansatz führt die Ermittlung einer idealen Steuerfunktion auf ein zweidimensionales Optimierungsproblem zurück, welches mit dem Modell aus Abschnitt 4.3 berechnet werden kann. Optimiert wird dabei die Abweichung der drei Wechselrichterleistungen $p_{Pi}(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$ vom idealen, sinusquadratförmigen Verlauf $p_{Pi, soll}$ zum Beispiel durch Minimierung der Fehlerquadrate.

$$\min \sum_{i=1}^3 \left((p_{Pi}(0, \alpha', \alpha'') - p_{Pi, soll}) \right)^2 \rightarrow \alpha'(\Phi_N), \alpha''(\Phi_N) \quad (4.35)$$

Führt man das Optimierungsverfahren für mehrere Punkte einer Netzperiode durch, erhält man für die Winkel α näherungsweise zwei Sinusfunktionen (Abbildung 4.21) mit zweifacher Netzfrequenz und einer variablen Amplitude, die von der Resonanzkreisgüte abhängig ist. Dass die Sinusfunktionen nicht für alle Netzphasenwinkel ein Optimum darstellen zeigt sich bei $\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}$ etc. im Bereich der Minima von α' und α'' . Hier liefert die Optimierung innerhalb der Optimierungsgrenzen nur ein lokales Minimum.

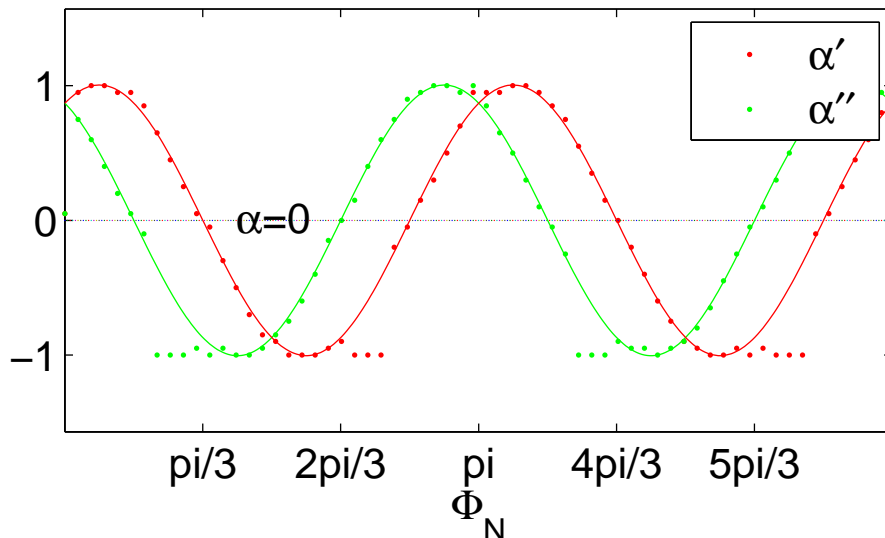


Abbildung 4.21: Die Berechnung der Steuerfunktionen α' und α'' durch Optimierung des Wirkleistungsverlaufs der Wechselrichter führt auf zwei sinusförmige Funktionen.

Weil nur die Winkeldifferenzen von Bedeutung sind, kann durch eine einfache Transformation aus den beiden Steuerfunktionen α' und α'' ein symmetrisches System von Steuerfunktionen $\alpha_{1,2,3}$ der Form

$$\alpha_i = \frac{M\pi}{2} \sin\left(2\Phi_N + \frac{\Phi_{mn,i}}{2}\right) + \alpha_0 \quad (4.36)$$

berechnet werden. Im Ergebnis (Abbildung 4.22) unterscheidet sich die si-

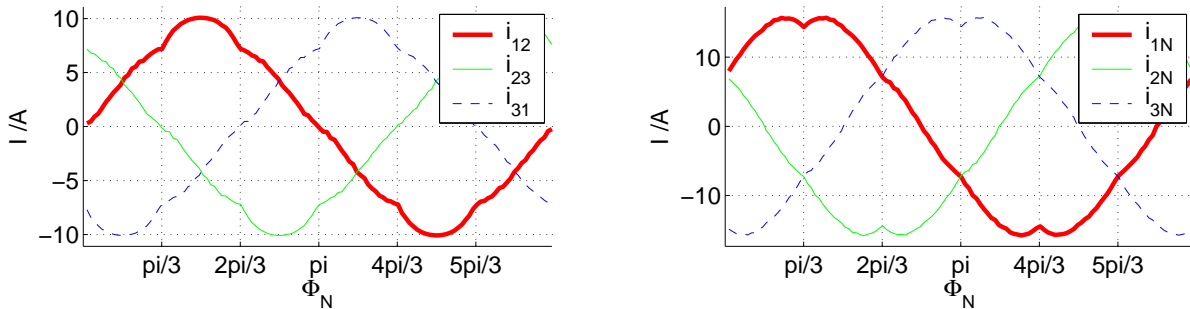


Abbildung 4.22: Simulation der Netzströme für die sin-Steuerfunktion bei $M=0.55$. Rechts: Wechselrichterströme ($\text{THDI}=8\%$). Links: Netzströme ($\text{THDI}=6\%$)

nusförmige Steuerfunktion von der analytisch gefundenen Lösung aus dem Abschnitt 4.4.2 nur durch die fehlende dritte Oberschwingung im Wechselrichtereingangsstrom i_{mn} (vgl. Abbildung 4.20). Auf den Effektivwert der Brückenströme, welche die Verlustleistung wesentlich bestimmen, hat dies aber keine Auswirkung.

4.4.4 sin - Steuerung bei Modulation der Pulsweite

Auch bei Verwendung der Pulsweite von u_P als Steuergröße führt eine sinusförmige Modulation zum gewünschten sinusförmigen Netzstrom. Allerdings ist bei dieser Art der Steuerung nicht nur das Verhältnis der Steuergrößen sondern auch ihr Absolutwert relevant. Die Steuerfunktion erhält damit die Form:

$$D_i = M \left(\sin\left(2\Phi_N + \frac{\Phi_{mn,i}}{2}\right) - 1 \right) + \hat{D} \quad (4.37)$$

Damit im Netzmaximum auch die maximale Spannungs-Zeit-Fläche für u_P und damit die größtmögliche Wirkleistung zur Verfügung steht, wird

das maximale Tastverhältnis \hat{D} gleich eins gewählt (Abbildung 4.23). Kleinere Werte von \hat{D} ermöglichen im Prinzip eine Lampendimmung bei fester Betriebsfrequenz ($\hat{D} = M \cdot 1$). Der Lampenleistungsbereich ist mit 100 – 60% des Leistungsnennwertes aber zu gering um die Dimmfunktion alleine über D zu realisieren.

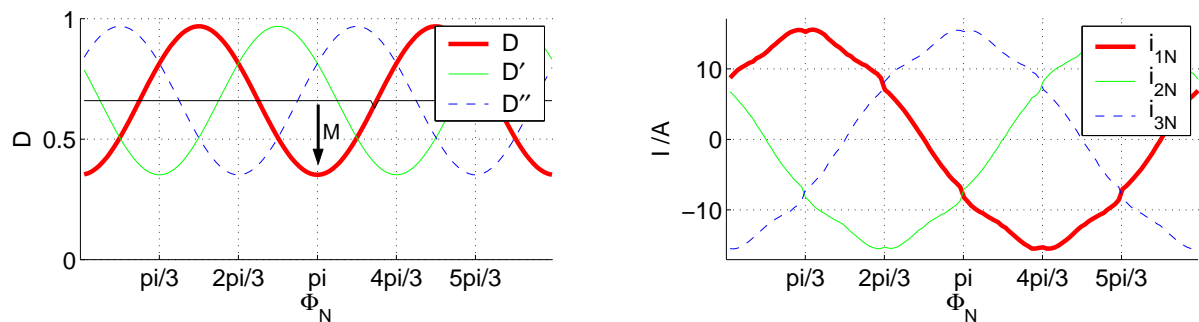


Abbildung 4.23: Steuergröße D (Pulsweite) und Netzstrom I_N mit einem Oberschwingungsgehalt $\text{THDI}=4\%$

Einen zusätzlichen Freiheitsgrad stellen die Phasen der drei Wechselrichterspannungen u_{Pi} dar. Die Spannungspulse können bei unterschiedlicher Pulslänge z.B. zentriert oder bündig angeordnet werden. Die Untersuchung des ZVS-Bereichs im nächsten Abschnitt wird zeigen, dass eine möglichst große Phase zwischen den Spannungen und dem Strom der Wechselrichter (möglichst induktiv) für die Steuerung sinnvoll ist, so dass im Folgenden die Pulse rechtsbündig, d.h. mit gleichzeitig steigender Flanke angeordnet sind.

Für das dreiphasige einstufige Vorschaltgerät wurden drei verschiedene Steuerfunktionen hergeleitet. Die Simulation hat gezeigt, dass die Steuerfunktionen eine Netzstromentnahme mit geringem Oberschwingungsgehalt ermöglichen und sich über den Modulationsgrad M , an unterschiedliche Betriebszustände des EVG anpassen lassen. Wie diese Anpassung vorzunehmen ist wird im folgenden Abschnitt untersucht. Es werden die zur Dimensionierung der Schaltung notwendigen Kenngrößen für die Wechselrichter und den Resonanzkreis berechnet und es werden die Größen zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit der Schaltung ermittelt.

4.5 Der Lampenbetrieb

Die HID-Lampen stellen als nichtlineare Last besondere Anforderungen an die Versorgungsschaltung und deren Quellenverhalten. Die Lampenimpedanz reicht vom Leerlauf bis zum Kurzschluss und lässt sich für die vier unterschiedlichen Betriebszustände der Lampe wie folgt charakterisieren:

- Vor der Zündung stellt die Lampe einen Leerlauf dar. Die Zündspannung, die in der Regel bei einigen Kilovolt liegt, muss für den Zeitraum von bis zu einer Sekunde bereitgestellt und geregelt werden. Das EVG ist in diesem Zeitintervall eine Spannungsquelle.
- In der Hochlaufphase der Lampe wird bei Hg-Hochdrucklampen das Quecksilber mit Hilfe einer Edelgasentladung verdampft. Die Brennspannung dieser Vorentladung ist im Vergleich zur Nennspannung sehr gering (einige 10 Volt), so dass die Quelle als Stromquelle auszulegen ist. Der Hochlaufstrom liegt bis zu 50% über dem Nennstrom.
- Auch im Nennbetrieb muss der Lampenstrom durch das EVG geprägt werden, denn die Brennspannung der Lampe ändert sich praktisch nicht mit dem Stromeffektivwert. Die Lampen werden mit Wechselstrom betrieben, um eine gleichmäßige Elektrodenbelastung zu gewährleisten. Damit die Bogenentladung stabil bleibt muss der Betriebsfrequenzbereich von einigen hundert Hertz bis zu einigen Kilohertz vermieden werden, ansonsten kann es zu akustischen Resonanzerscheinungen kommen.
- Eine wichtige Funktion des Betriebsgerätes gerade bei industriellen Anwendungen ist die Möglichkeit zur Reduzierung der Ausgangsleistung, d.h. zur Dimmung der Lampe. Bei geringer Lampenleistung allerdings beginnt das Quecksilber zu kondensieren und die Brennspannung steigt sprunghaft an. Der realisierbare Dimmbereich ist deshalb von der Fähigkeit der Quelle abhängig auf schnelle Impedanzänderungen zu reagieren.

Die heute eingesetzten EVG für den hochfrequenten Sinusbetrieb erfüllen die genannten Eigenschaften mit hoher Effizienz und hoher Leistungsdichte. Das daraus abgeleitete dreiphasige einstufige Vorschaltgerät hat die zusätzliche Aufgabe der Netzstromsteuerung. Wie sich dies auf die Dimensionierung und die Steuerung des Gerätes in den vier Betriebszuständen

auswirkt, wird in diesem Abschnitt untersucht. Bei den zweistufigen Schaltungskonzepten zur Leistungsfaktorkorrektur sind die netzseitigen Größen von den lastseitigen durch den Gleichspannungszwischenkreis entkoppelt. Bei der einstufigen Topologie dagegen sind Netz- und Lastseite eng miteinander verknüpft und nicht unabhängig steuerbar.

4.5.1 Nennbetrieb

Ein geeigneter Nennbetriebspunkt für das einstufige EVG erfüllt idealer Weise die folgenden Bedingungen:

- Die Lampenleistung entspricht der Nennleistung.
- Die Netzströme sind sinusförmig.
- Die Brücken können spannungsfrei eingeschaltet werden (ZVS).
- Der Effektivwert der Transistorströme wird minimal.

Eine geeignete Dimensionierung muss darüber hinaus die Zündung, den Hochlauf und die Dimmung der Lampen ermöglichen. Abbildung 4.24 zeigt ein Ersatzschaltbild des Resonanzkreises. Um dessen Berechnung zu

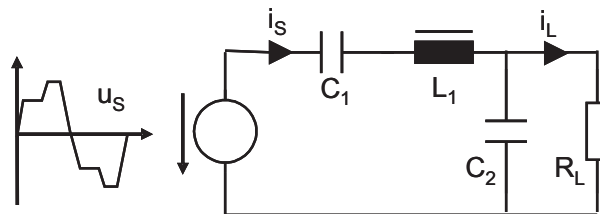


Abbildung 4.24: Vereinfachte Darstellung des Serien-Parallel-Resonanzkreises mit der Summenspannung u_s der drei Wechselrichter als Quellenspannung.

vereinfachen wird die Sekundärspannung des Transformators als Quellenspannung für den Resonanzkreis gewählt und das Übersetzungsverhältnis des Transformators zunächst zu eins angenommen. Die Anpassung der Wechselrichterspannung an die Lampenspannung wurde bei den durchgeführten Versuchen durch eine Variation der Netzspannungsamplitude realisiert.

Parameter

Wenn die drei Wechselrichterbrücken mit unterschiedlicher Phase oder mit unterschiedlicher Pulsweite angesteuert werden, nimmt die Summenspannung u_S einen stufenförmigen Verlauf an (s. Abbildung 4.28). Trotz dieser nicht sinusförmigen Spannung ist es sinnvoll den Resonanzkreis mit Kennwerten zu beschreiben, die für sinusförmige Größen definiert wurden. Auf diese Weise wird eine von der Betriebsfrequenz und der Lampenspannung unabhängige Dimensionierung möglich. Die wichtigsten Betriebs- und Resonanzkreisparameter sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Die Abhängigkeiten, die beim Entwurf von zweistufigen EVG eine Rolle spielen, wurden in [5] ausführlich behandelt und werden deshalb nur zusammengefasst dargestellt:

Parameter	Definition, Bez.
Nenn(schalt)frequenz	f_N
Parallelresonanzfrequenz	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_2}}$
Serienresonanzfrequenz	$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$
ZVS-Resonanzfrequenz	$f_{ZVS} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_p}}$
Güte	$Q = R_L\sqrt{\frac{C_2}{L_1}}$
Nenngüte	$Q_N = Q(f_N)$
bezogene Nennfrequenz	$\nu_N = \frac{f_N}{f_0}$
Leerlaufspannungsverhältnis	$\kappa = \frac{\dot{U}_S}{U_L}$
Resonanzverhältnis	$\beta = \frac{C_2}{C_1}$
Modulationsgrad	M

Tabelle 4.2: Designparameter für den Arbeitspunkt im Nennbetrieb

Es müssen drei **Resonanzfrequenzen** unterschieden werden. Die Parallelresonanz (L_1, C_2) wird zur Zündung benutzt und bestimmt wesentlich den Lampenstrom bei Variation der Betriebsfrequenz. Die Serienresonanz (L_1, C_1) kann benutzt werden, um den Lampenstrom im Nennbetrieb einzustellen und eine Dimmkurve geringerer Steigung zu realisieren. Die dritte Resonanz (L_1, C_p) ist nur dann wirksam, wenn alle Transistoren nichtleitend sind, d.h. während der Tastlücke. Die Kapazität C_p ist die effektive Ausgangskapazität der Transistoren, zusammen mit der parallel

beschalteten Entlastungskapazität (Reduzierung der Ausschaltverluste). Die resultierende Resonanzfrequenz f_{ZVS} ist wesentlich größer als die Betriebsfrequenz und hat auf die Lampenleistung keinen Einfluss.

Die **Güte** des Resonanzkreises beschreibt die Belastung des Resonanzkreises durch den leistungsabhängigen Lampenwiderstand. Bei kleiner Lampenleistung und entsprechend hohem Lampenwiderstand ist die Güte hoch und die Resonanzcharakteristik des Kreises ist ausgeprägt. Die höchste Güte wird bei ungezündeter Lampe erreicht. Im Nennbetrieb ist der Parallelresonanzkreis dagegen stark gedämpft und die Güte gering.

Das **Leerlaufspannungsverhältnis** κ wird durch die drei Größen Netzspannung, Transformatorübersetzung und Lampenspannung bestimmt. Wenn die Ausgangsspannung des unbelasteten Transformators kleiner als die Lampenspannung ist, muss zum Betrieb der Entladung die Resonanzüberhöhung des Parallelresonanzkreises ausgenutzt werden. Dies funktioniert aber nur mit einer Betriebsfrequenz nahe der Parallel-Resonanzfrequenz f_0 . Eine Leistungssteuerung über die Betriebsfrequenz ist für κ kleiner eins nicht möglich.

Ein Spannungsverhältnis κ größer eins erlaubt hingegen den Lampenbetrieb in einem weiten Frequenzbereich über- und unterhalb der Parallelresonanzfrequenz f_0 , so dass die Lampenleistung einstellbar wird. Bei gegebener Netzspannungsamplitude und vorgegebener, meist wesentlich höherer Lampenbrennspannung muss das Übersetzungsverhältnis des Transformators so groß gewählt werden, dass die Leerlaufspannung größer als die Lampenspannung im Nennbetrieb wird. Gleichzeitig wird κ so klein wie möglich gewählt. Denn ein hohes Übersetzungsverhältnis des Transformators führt zu einem hohen Primärstrom und somit zu hohen Leitendverlusten in der Wechselrichterbrücken.

Ungesteuerter Betrieb

Mit diesen Überlegungen wird zunächst eine Dimensionierung für das einstufige EVG im ungesteuerten Betrieb berechnet. Die Parameter werden ähnlich gewählt wie für ein zweistufiges EVG mit nur einem Wechselrichter. Bei diesen Geräten ist die Betriebsfrequenz kleiner als die Resonanzfrequenz f_0 . Dennoch ist die Phasenlage von Brückenstrom und Spannung induktiv, denn die Güte ist mit $Q_N = 0.6$ klein. Das Leerlaufspannungsverhältnis wurde in dieser Berechnung so gewählt, dass für Lampen bis 900V Brennspannung ein Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis

eins verwendet werden kann.

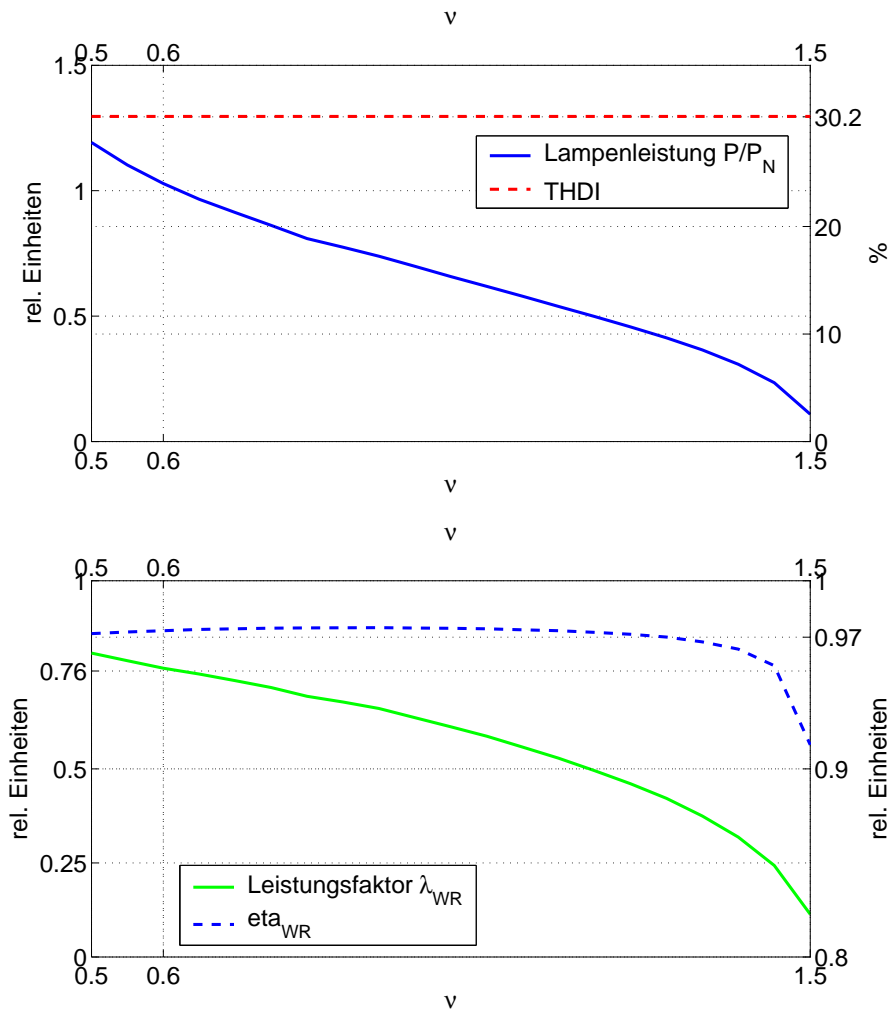


Abbildung 4.25: Kennwerte für den ungesteuerten Betrieb des einstufigen EVG: Lampenleistung (o.l.), Oberschwingungsgehalt (o.r.), Brückenleistungsfaktor (u.l.), Brückenwirkungsgrad (u.r.) über der Frequenz. Parameter: $Q_N = 0,6$, $\beta = 0,05$, $\kappa = 1,25$, $M = 0$, $R_{DSon} = 0,325$, $C_p = 3nF$

Die Simulation Abbildung 4.25 stellt die Lampenleistung P_L/P_N bei unterschiedlichen Betriebsfrequenzen dar. Die Nennleistung wird bei $\nu_N = 0,6$ erreicht und nimmt bis zur 1,5-fachen Resonanzfrequenz stetig ab. Der Brückenleistungsfaktor $\lambda_{WR} = \frac{P_P}{S_P}$ bestimmt maßgeblich den effektiven Brückenstrom und damit die Verlustleistung der Transistoren. Im Nennbetrieb wird ein Leistungsfaktor von 76% erreicht. Mit zunehmender Frequenz wird die Resonanzkreisimpedanz größer und der Leistungsfaktor

geht zurück.

Der berechnete Wirkungsgrad η_{WR} ergibt sich als reiner Brückenwirkungsgrad aus den Leitungsverlusten und den Diodenverlusten der Schalter nach der in Abschnitt 4.3 angegebenen Berechnungsvorschrift. Er dient lediglich dem Vergleich der hier vorgestellten EVG untereinander sowie dem Vergleich mit HF-EVG ohne Oberschwingungskorrektur. Dieser Wirkungsgrad des Wechselrichters hängt natürlich von der Schaltungstopologie ab, muss aber auch immer in Verbindung mit den Kosten für die Halbleiterschalter und dem Kühlaufwand gesehen werden.

Der ungesteuerte Betrieb der Wechselrichter bringt bezüglich des Oberschwingungsgehalts im Netzstrom gegenüber der Diodenbrücke keinen Vorteil. In beiden Fällen beträgt der THDI etwa 30% und ändert sich nicht mit der Betriebsfrequenz.

Gesteuerter Betrieb

Wendet man im nächsten Schritt eine Steuerfunktion z.B. für den Phasenwinkel α an und belässt die Dimensionierung des Resonanzkreises wie im vorherigen Beispiel Abbildung 4.25, ergibt sich ein neues Bild für die Kennwerte des EVG. Die Lampenleistung wird im gesamten Frequenzbereich kleiner als im ungesteuerten Betrieb, wenn das EVG gesteuert betrieben wird (Abbildung 4.26). Dies ist mit der Spannungssumme auf der Sekundärseite des Transformators zu erklären. Im ungesteuerten Betrieb werden die drei rechteckförmigen Wechselrichterspannungen phasengleich addiert, so dass die Summenspannung auch rechteckförmig ist. Durch die Phasenverschiebung im gesteuerten Betrieb ergibt sich aber ein stufenförmiger Verlauf für die Spannungssumme. Die Spannungen werden nicht nur addiert sondern teilweise subtrahiert. Bei voller Modulation ($M = 1$) führt dies zu einer Reduzierung des Effektivwertes U_S um 11% und dementsprechend zu einer geringeren Lampenleistung bei gleicher Betriebsfrequenz.

Die Phasenverschiebung der Wechselrichterspannungen hat aber eine weitere Konsequenz. Die Bedingung für verlustarmes Einschalten (ZVS) wird verletzt. In Abbildung 4.26 sind die Betriebspunkte, in denen ein spannungsloses Einschalten der Transistoren nicht mehr möglich ist, mit einem Kreis gekennzeichnet. Erst bei Frequenzen weit oberhalb der Parallelresonanz ($\nu > 1.3$) ist ein ZVS Betrieb möglich.

Die Abbildungen 4.27 und 4.28 zeigen für den ungesteuerten und für

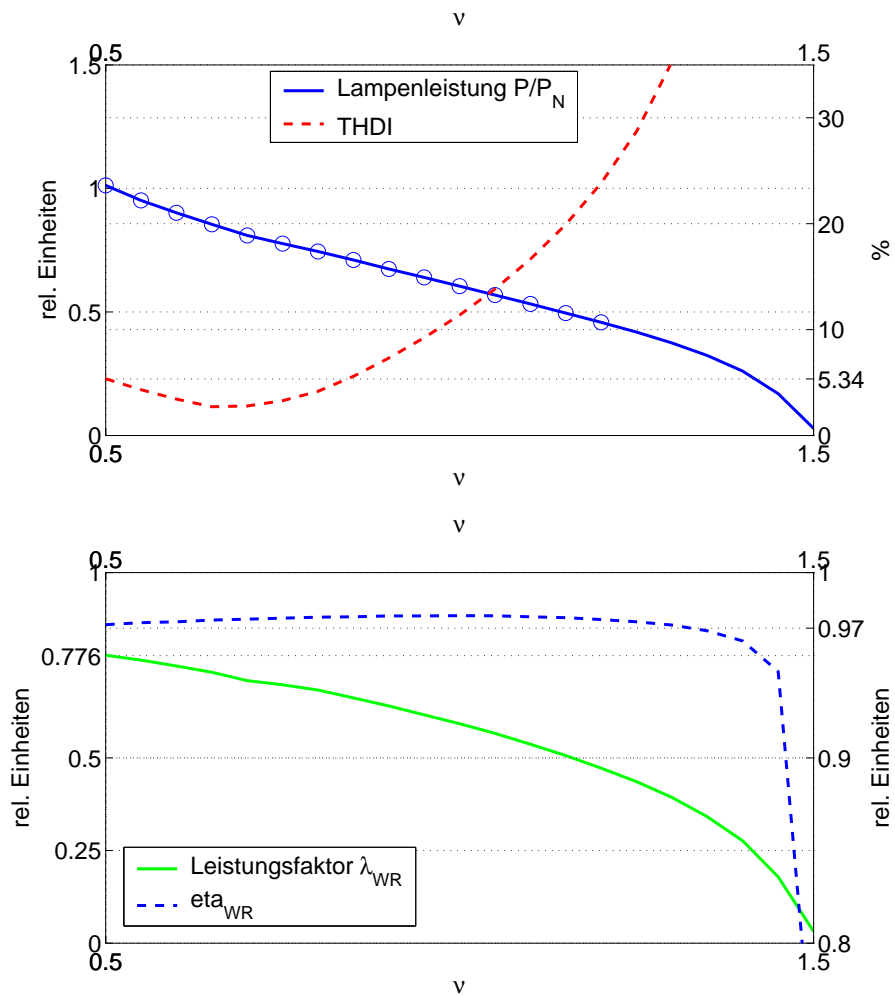


Abbildung 4.26: Kennwerte für den Betrieb des einstufigen EVG bei einer Auslegung entsprechend Abbildung 4.25 und acos-Steuerung. ($Q_N = 0.6$, $\beta = 0.05$, $\kappa = 1.25$, $M = 1$, $R_{DSon} = 0.325$, $Cp = 3nF$)

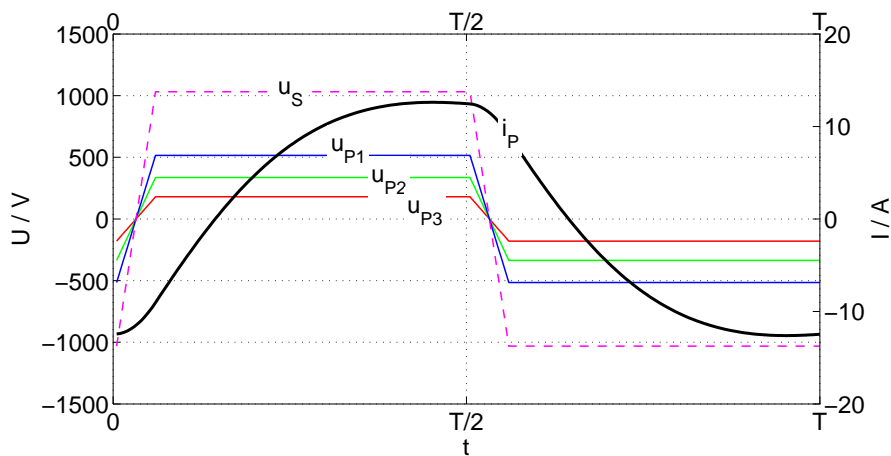


Abbildung 4.27: Bei ungesteuertem Betrieb des einstufigen EVG ist die Phasenlage von Wechselrichterspannung und Wechselrichterstrom induktiv. Ein verlustfreies Einschalten der Transistoren ist möglich.

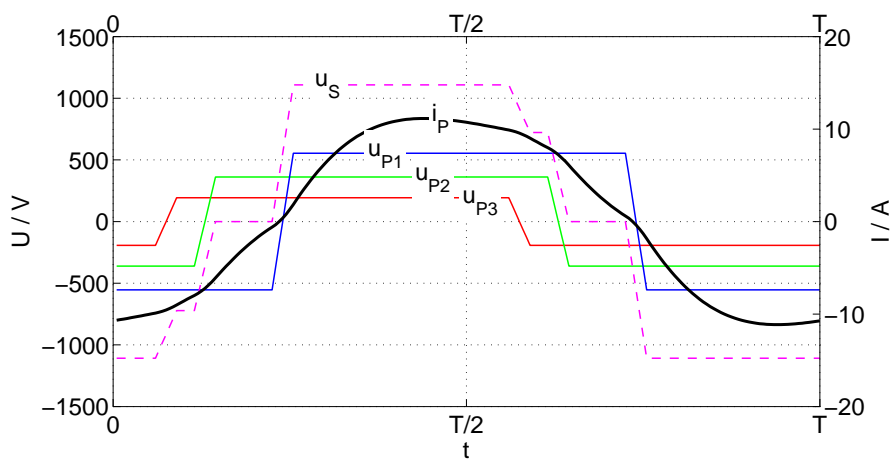


Abbildung 4.28: Wird das einstufige EVG mit gesteuerten Wechselrichterspannungen betrieben, gibt es Betriebspunkte in denen die Brückenausgangsspannung u_{P1} und der zugehörige Strom i_P in Phase sind: Ein spannungsfreies Einschalten der Transistoren ist dann nicht mehr möglich.

den gesteuerten Betrieb die Phasenlage von Wechselrichterspannung und Wechselrichterstrom. Der Vergleich macht deutlich, dass die beiden Spannungsanteile u_{P1} und u_{P2} im gesteuerten Fall die Grundschiwingung der Summenspannung u_S zu einer kleineren Phase hin verschieben. Auch der Nulldurchgang des Wechselrichterstromes i_S verschiebt sich zeitlich nach vorne und fällt schließlich mit dem Schaltzeitpunkt des ersten Wechselrichters, d.h. dem Vorzeichenwechsel von u_{P1} zusammen. Es steht dann keine Drosselenergie mehr zur Verfügung, um die Transistorkapazitäten vor dem Einschalten umzuladen und bei jedem Einschaltvorgang fällt eine zusätzliche Verlustenergie von $\frac{1}{2}C_p u_{mn}^2$ pro Transistor an.

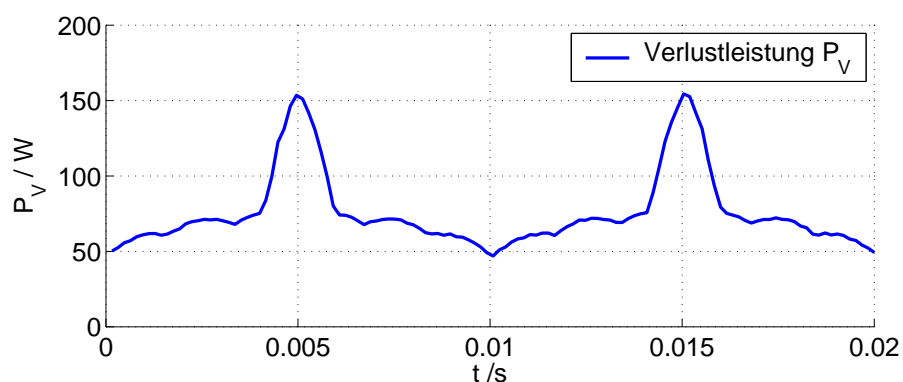


Abbildung 4.29: Erhöhte Verlustleistung durch harte Schaltvorgänge nahe des Netzmaximums. Berechneter Verlauf der Transistorverluste für ein 8kW Gerät.

Die erhöhten Schaltverluste im gesteuerten Betrieb des einstufigen EVG treten zeitlich begrenzt in der Nähe des Netzspannungsmaximums auf, sind dort aber um ein vielfaches höher als die Leitungsverluste. Den Verlauf der Transistorverluste während einer Netzperiode zeigt Abbildung 4.29. Zur erhöhten Verlustleistung bei kapazitiven Schaltvorgängen kommen die Gefahr von Überspannungen an den Schaltern und erhöhte Störspannungspegel am Netzanschluss hinzu.

Damit auch im gesteuerten Betrieb die ZVS-Bedingungen eingehalten und ein verlustarmes Einschalten garantiert werden kann, muss die Phasendifferenz zwischen Wechselrichterspannung und Strom in jedem Betriebspunkt ausreichend groß sein. Für die Dimensionierung des Resonanzkreises bedeutet dies, dass die Güte gegenüber einem zweistufigen EVG erhöht werden muss.

In Abbildung 4.30 ist die Lampenleistung und der ZVS-Bereich für verschiedene Resonanzkreislängen Q_N berechnet worden. Für eine Nenngröße

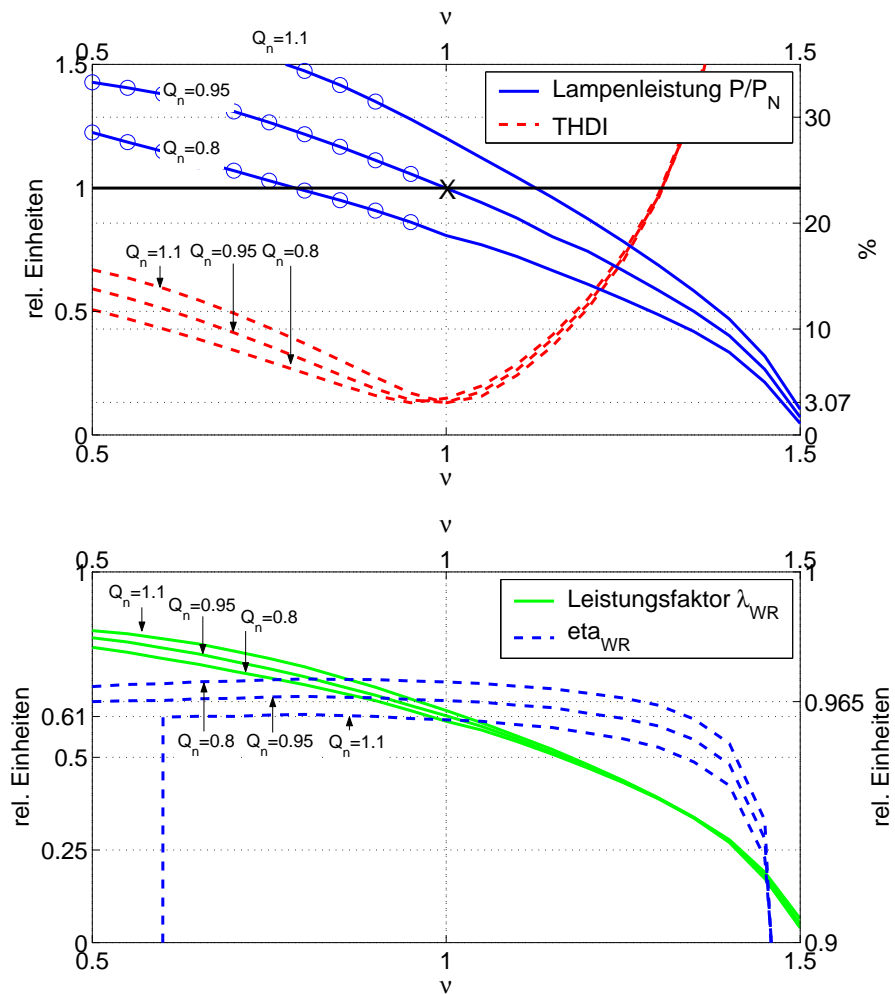


Abbildung 4.30: Dimensionierung des gesteuerten EVG. ($Q_N = 0.95$, $\beta = 0.01$, $\kappa = 1.25$, $M = 0.95$, $R_{DSon} = 0.325$, $Cp = 3nF$)

von $Q_N = 0.95$ wird die Nennleistung bei einer Betriebsfrequenz erreicht, die der Resonanzfrequenz des Parallel-Schwingkreises entspricht ($\nu = 1$, $f_N = f_0$). Für eine höhere Güte ist die Nennfrequenz größer als die Resonanzfrequenz und weil der Leistungsfaktor λ_{WR} mit steigender Betriebsfrequenz abnimmt, ist der Brückenwirkungsgrad geringer. Bei einer kleineren Nenngüte (z.B. $Q_N = 0.8$) sind die Brückenverluste geringer, aber die Wechselrichterbrücken schalten nicht mehr spannungslos ein. Die Resonanzkreisgüte ist optimal so zu wählen, dass ein ZVS-Betrieb noch möglich, die Betriebsfrequenz aber möglichst klein ist.

Abbildung 4.30 zeigt auch den Oberschwingungsgehalt des Netzstromes THDI in Abhängigkeit der Nenngüte und der Betriebsfrequenz. Der Oberschwingungsgehalt besitzt ein Minimum, dessen Frequenz vom Modulationsgrad abhängig ist. Die Qualität des Netzstromes wird optimal, wenn die Betriebsfrequenz des EVG gerade gleich der Frequenz des Minimums des THDI ist. Bei hoher Lampenleistung, d.h. im Nennbetrieb der Lampe, ist die Resonanzkreisgüte klein und der Modulationsgrad muss groß gewählt werden (vgl. (4.28)). Eine starke Modulation der Phasenlage von Brückenstrom und Spannung führt aber zu einer höheren Nenngüte bei der Dimensionierung und damit zu höheren Verlusten in den Schaltern. Wirkungsgrad und Oberschwingungsgehalt sind demnach konkurrierende Entwicklungsziele.

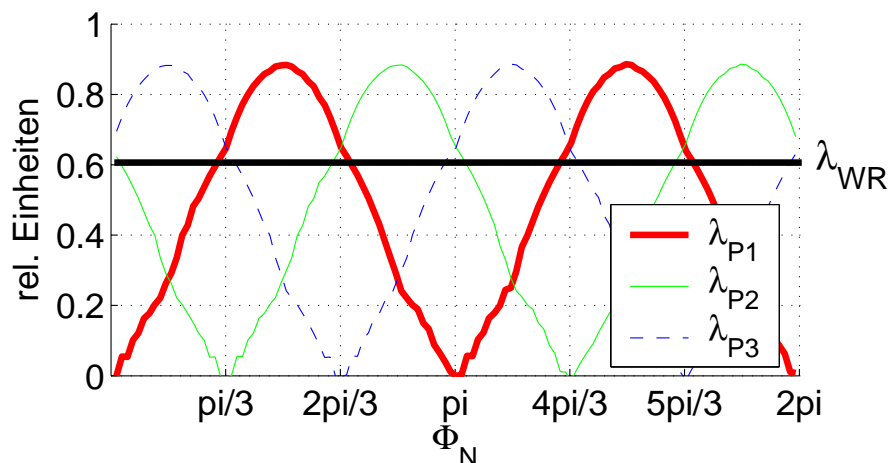


Abbildung 4.31: Der Brückenleistungsfaktor λ_P (4.38) ist im Netzspannungsmaximum hoch, in diesem Zeitraum wird der größte Teil der Wirkleistung an den Resonanzkreis übertragen, so dass der Gesamtleistungsfaktor λ_{WR} trotz Modulation größer 60% bleibt.

Im gesteuerten Betrieb, wenn die Brückenausgangsspannungen gegenüber dem Brückenstrom eine Phasenverschiebung aufweisen, ändert sich auch der Leistungsfaktor am Ausgang der einzelnen Wechselrichter im Laufe einer Netzperiode. Abbildung 4.31 zeigt den Verlauf von

$$\lambda_P(\Phi_N) = \frac{\langle p_P \rangle_{T_S}}{\langle s_P \rangle_{T_S}} \quad (4.38)$$

und

$$\lambda_{WR} = \frac{P_P}{S_P} \quad (4.39)$$

Die Ansteuerung bewirkt, dass der Leistungsfaktor in den Netz nulldurchgängen zu null wird. Damit wird auch der Netzstrom zu null. Im Netzspannungsmaximum ist der Leistungsfaktor mit 90% erheblich höher als dies bei den zweistufigen EVG mit 60% bis 70% der Fall ist. Der Gesamtleistungsfaktor λ_{WR} , welcher die Verluste wesentlich bestimmt, ist trotz der Modulation der Brückenleistungen beim gesteuerten einstufigen EVG mit 61% also recht hoch.

Mit der vorgestellten Dimensionierung ist der Nennbetriebspunkt festgelegt, welcher die vier am Anfang des Abschnitts genannten Bedingungen erfüllt. Bei Nennleistung sind die Netzströme nahezu sinusförmig. Die Brücken können spannungsfrei eingeschaltet werden und die Brückenströme wurden minimiert. Wie der Modulationsgrad bei der Zündung und der Dimmung der Lampen einzustellen ist wird im Folgenden untersucht.

4.5.2 Zündung und Hochlauf

Die Zündung der Lampe kann beim einstufigen EVG ebenso wie beim zweistufigen HF-EVG mit Hilfe der Parallelresonanz des Lastkreises erfolgen. Die Betriebsfrequenz wird im Verlauf der Zündung schrittweise gesenkt bis zur Resonanzfrequenz. Abbildung 4.32 zeigt wie bei diesem Vorgang die Lampenspannung zunimmt, bis die Lampe zündet und die Lampenspannung einbricht. Findet die Lampenzündung verzögert statt oder bleibt sie aus, muss die Ausgangsspannung des EVG mit Hilfe einer schnellen Spannungsregelung begrenzt werden. Das EVG wirkt in dieser Phase als Spannungsquelle. Die Phasenlage von Strom und Spannung ist während der Zündung induktiv (Leerlaufbetrieb), so dass ein spannungsloses Einschalten der Transistoren (ZVS) möglich ist.

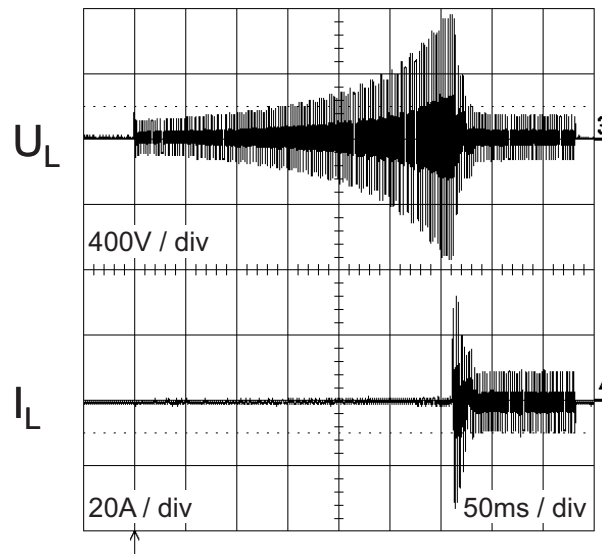


Abbildung 4.32: Resonanzzündung einer 4kW-Lampe mit dem einstufigen EVG.

Eine Phasen- oder Pulsweitensteuerung der Brückenspannung ist während der Zündung weder notwendig noch sinnvoll. Denn zum einen sind die Netzströme nahezu null, so dass die Amplituden der Oberschwingungen klein sind. Andererseits führt eine Phasenverschiebung der Wechselrichter-Spannung während der Zündung zu unkontrollierbaren Überspannungen an den Filterkapazitäten und den Brückengleichrichtern. Die Zündung erfolgt deshalb ungesteuert ($M = 0$). Dieses Ergebnis ergibt sich auch aus Gleichung (4.29) mit $\hat{I}_{mn} = 0$. Die zur Verfügung stehende Zündspannung ist beim einstufigen EVG wegen der Serienschaltung der Transformatoren doppelt so hoch, wie beim zweistufigen EVG.

An die Zündphase der Lampe schließt sich nach einer kurzen Glimmphase die Hochlaufphase an. Während dieser Zeit erhitzt eine Edelgasentladung die Lampe und verdampft das Quecksilber. Zunächst ist die Lampenbrennspannung mit ca. 10% der Nennspannung klein obwohl bereits Nennstrom in die Lampe eingepreßt wird. Mit steigendem Quecksilber-Dampfdruck nimmt auch die Brennspannung zu und es kann eine höhere Leistung in die Quecksilberentladung eingekoppelt werden. Das EVG wird zunächst stromgeregelt betrieben und erst beim Erreichen einer Minimalleistung P_{min} wird auf die Lampenleistung als Regelgröße umgeschaltet. Die in der Hochlaufphase sehr kleine Resonanzkreisgüte ermöglicht zunächst nur den ungesteuerten Betrieb. Die Transistoren können aber immer spannungslos eingeschaltet werden. Erst wenn die Leistung P_{min}

erreicht ist setzt die Steuerung der Netzströme ein. Der Modulationsgrad M berechnet sich dann wie bei der Dimmung aus Gleichung (4.34).

4.5.3 Dimmung

Die Dimmung der Entladungslampen ist eine wichtige Eigenschaft der elektronischen Vorschaltgeräte und findet in industriellen Prozessen häufig Anwendung. Die Lampe wird gedimmt indem die Betriebsfrequenz ausgehend von der Nennfrequenz $\nu_N = 1$ erhöht wird. Abbildung 4.33 zeigt wie der Modulationsgrad M die Lampenleistung und den Oberschwingungsgehalt des Netzstromes beeinflusst. Zunächst erkennt man, dass für einen Modulationsgrad kleiner eins im gesamten Frequenzbereich oberhalb der Nennfrequenz ein spannungsloses Einschalten der Transistoren möglich ist (Kreise markieren ZVS-Verletzungen). Dies war eine Voraussetzung bei der Wahl des Nennbetriebspunktes im vorigen Abschnitt.

Weiterhin erkennt man, dass die Lampenleistung mit zunehmender Modulation geringer wird. Grund hierfür ist wie bereits erwähnt, dass der Effektivwert der Summenspannung u_S im EVG mit zunehmendem Modulationsgrad kleiner wird, weil sich die drei Wechselrichterspannungen teilweise subtrahieren (vgl. Abbildung 4.28). Für den Brückenwirkungsgrad wirkt sich ein kleinerer Modulationsgrad also günstig aus.

Mit zunehmender Betriebsfrequenz geht die Lampenleistung zurück und der Modulationsgrad muss so angepasst werden, dass der Oberschwingungsgehalt minimal wird. Im Beispiel Abbildung 4.33 würde man bei 75% Dimmung ($P/P_N = 0.75$, $\nu = 1.25$) einen Modulationsgrad von $M = 0.8$ wählen. Der jeweils optimale Modulationsgrad wird für die Steuerung in Form einer Tabelle hinterlegt oder im Betrieb nach Gleichung (4.34) berechnet.

Im Abschnitt 4.4 wurden neben der arcuscusinus-förmigen Steuerfunktion auch eine numerisch berechnete, sinusförmige Funktion vorgestellt. Abbildung 4.34 zeigt die Steuerkennlinien bei sinusförmiger Modulation der Ansteuerwinkel α . Der Modulationsgrad nimmt auf Grund der unterschiedlichen Definitionen im Nennbetrieb einen Wert von $M = 0.55$ an. Der ZVS Bereich ist gegenüber der Acos-Ansteuerung zu kleineren Frequenzen hin erweitert. Der kleinste Oberschwingungsgehalt ist in der Simulation geringfügig höher als im vorigen Beispiel. Bei Messungen an einem Labormuster lag der Oberschwingungsgehalt stets um 3% bis 4% höher als bei einer acos-Ansteuerung.

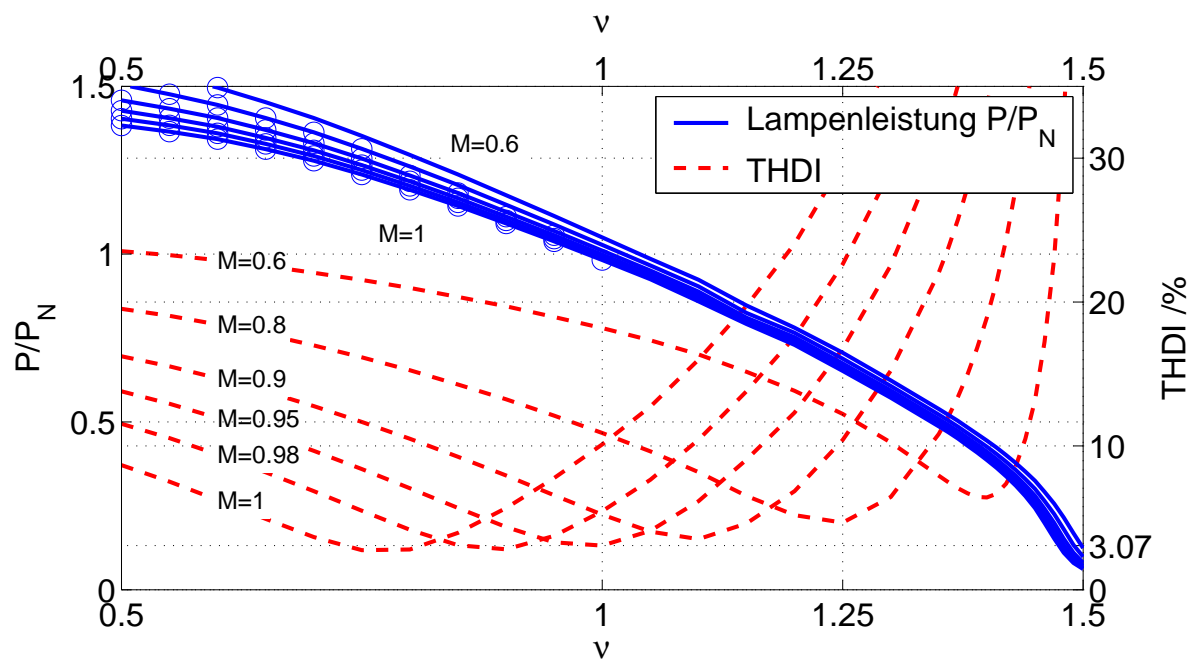


Abbildung 4.33: Die Anpassung des Modulationsgrades M an die Lampenleistung ermöglicht einen geringen Oberschwingungsgehalt im Netzstrom auch bei Dimmung. (Steuerfunktion: acos , $Q_N = 0.95$, $\beta = 0.01$, $\kappa = 1.25$, $R_{DSon} = 0.325$, $C_p = 3nF$, $\nu_N = 1$)

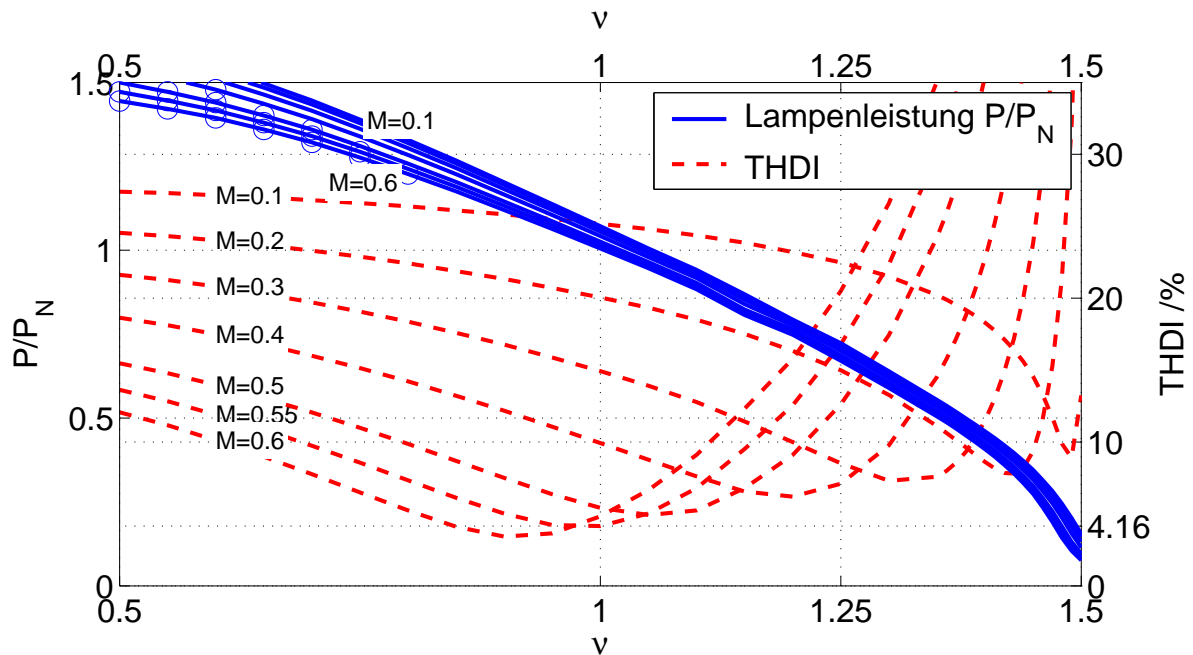


Abbildung 4.34: Sinusförmige Modulation ($Q_N = 0.95$, $\beta = 0.01$, $\kappa = 1.25$, $R_{DSon} = 0.325$, $C_p = 3nF$, $\nu_N = 1$)

Die dritte Ansteuervariante, welche in Abschnitt 4.4 vorgeschlagen wurde, ist die sinusförmige Modulation der Pulsweite D der Wechselrichterausgangsspannung. Die Dimensionierung erfolgt in gleicher Weise wie es für die Steuergröße α der Fall war. Auch hier wird eine Nennfrequenz nahe der Resonanzfrequenz gewählt, um die Schalter spannungslos einschalten zu können. Abbildung 4.35 zeigt allerdings, dass diese Eigenschaft bei der Dimmung verloren geht. Bei einer Lampenleistung kleiner 50% treten ZVS Verletzungen auf, welche typisch sind für diese Betriebsart bei kleinen Brückenströmen.

Eine Möglichkeit die Brücken auch bei kleinem Laststrom mit einer Schaltentlastung zu betreiben besteht in der Verwendung von Vollbrücken, bei denen eine Halbbrücke in ZVS und die zweite Halbbrücke in ZCS (*zero current switching*, Einschalten im Stromnulldurchgang) betrieben wird. Weil für den ZCS Betrieb jedoch eine Synchronisation der Schaltvorgänge auf den Brückenstrom notwendig ist, führt diese Methode zu einem erheblich aufwändigeren Brückendesign, als dies beim reinen ZVS Betrieb der Fall ist.

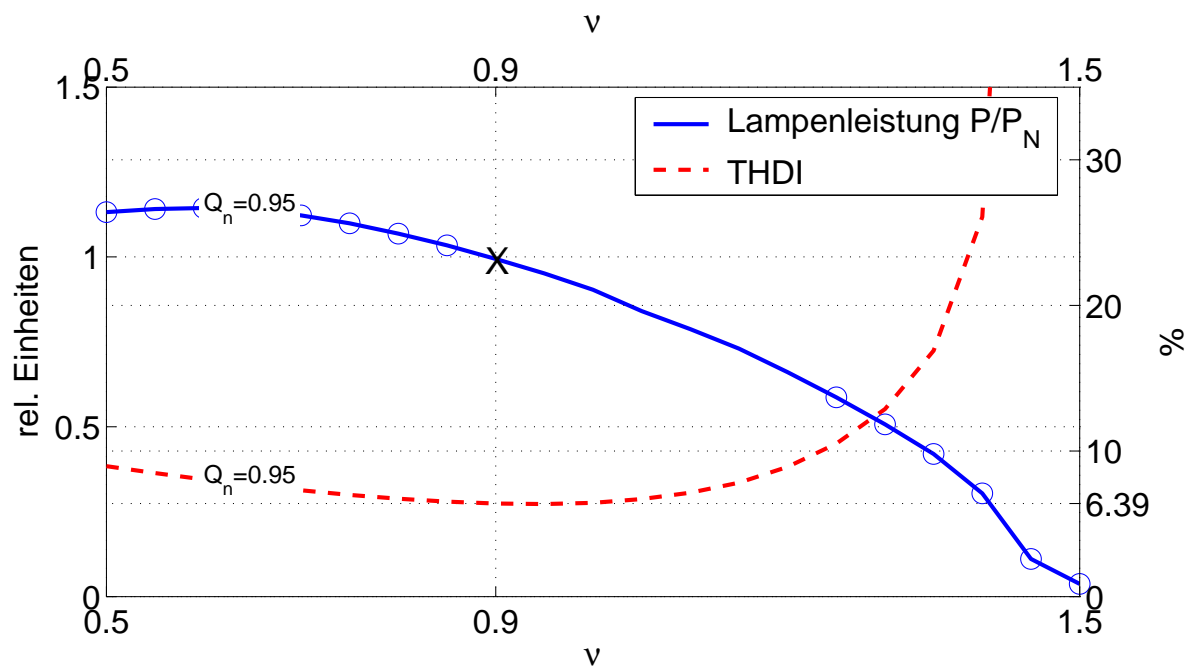


Abbildung 4.35: Wird beim einstufigen EVG die Pulsweite als Steuergröße benutzt, treten ZVS Verletzungen (markiert mit Kreisen) nicht nur bei geringer Resonanzkreisgüte sondern auch bei der Dimmung auf.

4.6 Realisierung

Zur Erprobung der im Abschnitt 4.5 berechneten Parameter und Kennlinien wurde ein Laborgerät nach dem Prinzip des einstufigen EVG mit drei Wechselrichtern aufgebaut. Abbildung 4.36 zeigt den Versuchsaufbau.

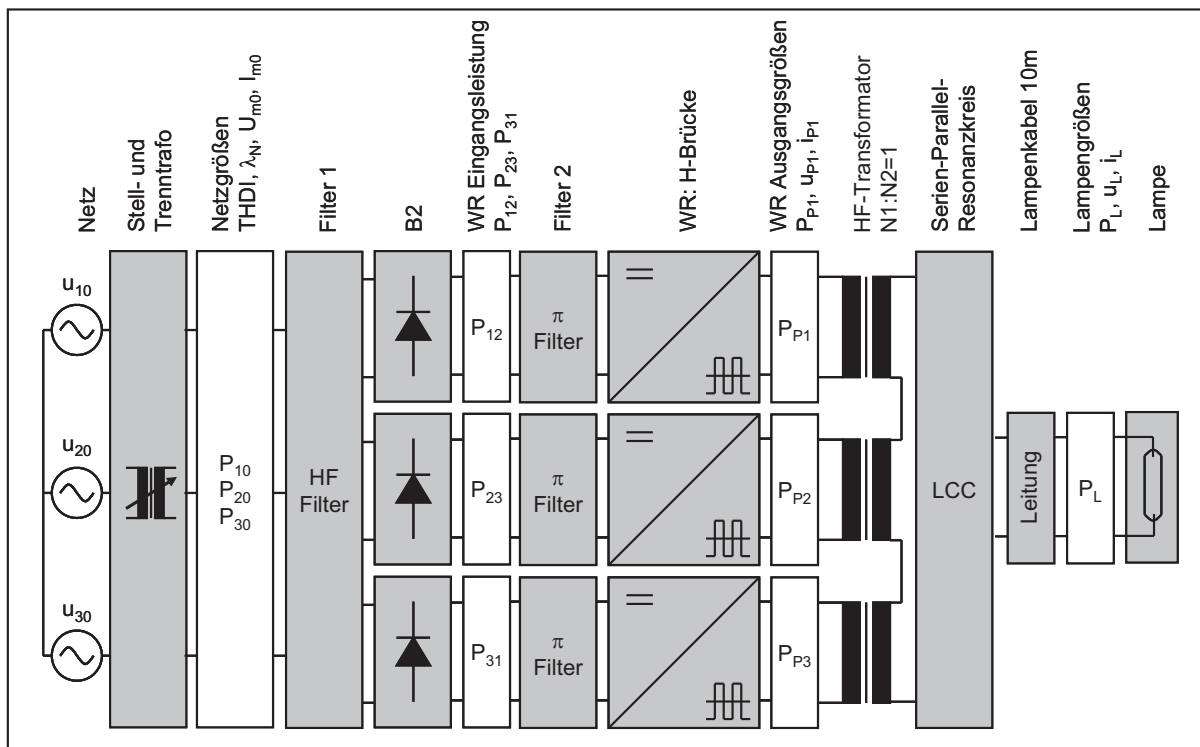


Abbildung 4.36: Übersichtsschaltbild des einstufigen EVG.

4.6.1 Leistungskreis

Der netzseitige Stelltransformator wurde verwendet, um auf einfache Weise das Leerlaufspannungsverhältnis κ einstellen zu können. So konnten verschiedene Dimensionierungen erprobt werden, ohne das Übersetzungsverhältnis der HF-Transformatoren ($N1/N2 = 1$) anpassen zu müssen. Das netzseitige HF-Filter erfüllt vor allem die Aufgabe Gleichtaktstörungen zu dämpfen, welche durch Schalttransienten im Frequenzbereich 100 kHz bis 10 MHz entstehen. Als Gleichrichter konnten Standard-Diodenbrücken mit großer Sperrverzögerungszeit aber geringer Vorwärtsspannung verwendet werden. Ein Sperren von Strömen im Bereich der Schaltfrequenzen ist nicht notwendig, denn die folgende Filterstufe (π -Filter dritter Ordnung)

verhindert, dass sich die Gegentaktströme der Wechselrichterbrücken in Richtung Netz ausbreiten.

Als Wechselrichter wurden H-Brücken mit vier einzeln ansteuerbaren Transistoren verwendet. Es wurden MOSFET mit einem Leitendwiderstand von $150\text{m}\Omega$ bei 25°C , einem Nennstrom von 40A und einer Spannungsfestigkeit von 800V eingesetzt. Mit vier Kilowatt Nennleistung wurde eine Quecksilber-Mitteldruck-Lampe im unteren Leistungsbereich als Last gewählt. Denn beim Betrieb von Lampen höherer Leistung steigt der Kühlaufwand der Lampenaggregate schnell über das für Laborversuche sinnvolle Maß an.

Der HF-Transformator, über den die Spannungen der drei Wechselrichterbrücken gekoppelt werden, besteht aus drei einzelnen Ferritkerntransformatoren, welche sekundärseitig in Reihe geschaltet wurden. Weil die Transformatoren vor dem Resonanzkreis angeordnet sind, muss die Spannungsfestigkeit der Sekundärseite nicht für die volle Lampenzündspannung ausgelegt werden. Die Transformatoren mussten deshalb nicht vergossen werden und konnten selbst hergestellt werden. Der Resonanzkreis im Versuchsaufbau ist dem eines zweistufigen EVG recht ähnlich. Die Resonanzkreisdrosseln konnten deshalb ebenso wie die Zünd- und Trennkondensatoren aus Seriengeräten übernommen werden, was im Hinblick auf die Entwicklungskosten eines einstufigen EVG positiv zu bewerten ist. Die Lampenzuleitung verursacht erhöhte Blindströme in den Wechselrichterbrücken. Sie wurde für das Laborgerät mit zehn Metern länger als notwendig gewählt, damit ein realistischer Vergleich mit industriellen Systemen möglich ist.

4.6.2 Leistungsmessung

Zum Versuchsaufbau gehören auch verschiedene Messgeräte zur Leistungs- und Effektivwertbestimmung. Die Netzleistung wurde am Eingang des EVG, d.h. zwischen Netztransformator und Netzfilter gemessen. Hier wurden auch der Leistungsfaktor λ_N und der Oberschwingungsgehalt THDI der Phasenströme bestimmt. Schwieriger gestaltete sich die Messung der Wechselrichterleistungen am Eingang und am Ausgang der H-Brücken. Die hochfrequenten (bis 300 kHz) und nichtsinusförmigen Strom- und Spannungsverläufe, machen eine Leistungsbestimmung mit üblichen Netzleistungsmessgeräten (typ. Bandbreite 400 kHz) unmöglich. Die Modulation der hochfrequenten Ausgangsspannung mit der Netzfrequenz macht an-

dererseits lange Mess- und Integrationszeiten notwendig, so dass auch die breitbandige Messung mit einem Digitaloszilloskop stark fehlerbehaftete Ergebnisse liefert. Eine ausreichend exakte Bestimmung der Brückenvirkungsgrade war deshalb nicht möglich. Die Lampenleistung kann auf Grund der nahezu sinusförmigen Größen von Lampenstrom und Lampenspannung gut bestimmt werden. So ist die Angabe eines elektrischen Gesamtwirkungsgrades η_{GES} des einstufigen EVG möglich.

4.6.3 Ansteuerung

Neben dem Aufbau der Leistungskomponenten war die Entwicklung einer Steuereinheit die Hauptaufgabe bei der Realisierung des einstufigen EVG. Drei wesentliche Funktionen mussten implementiert werden:

- Die Regelung der Lampenleistung.
- Die Steuerung der Netzströme.
- Die Aufbereitung der Ansteuersignale für zwölf Transistoren.

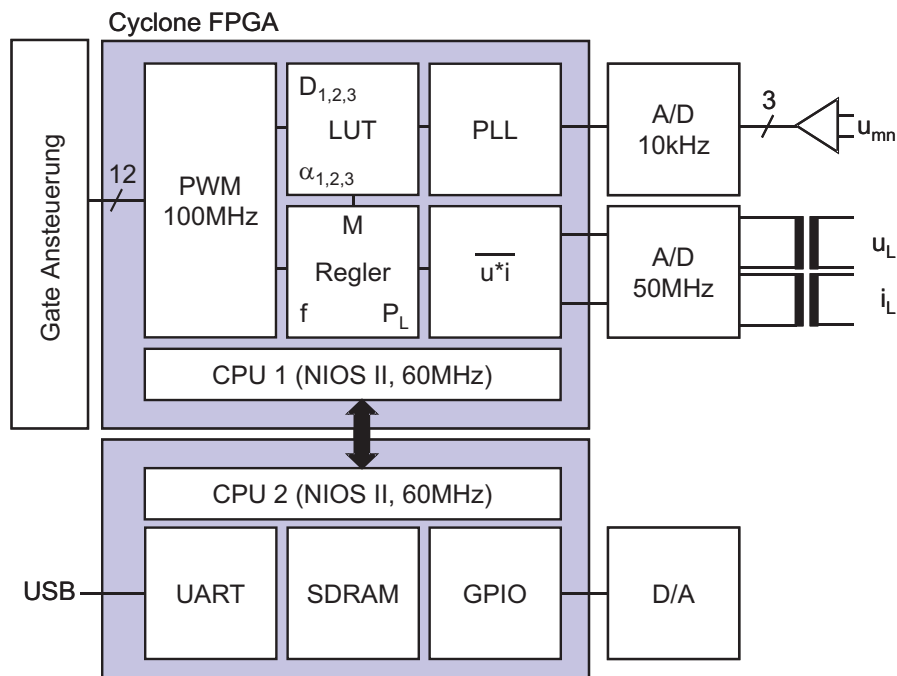


Abbildung 4.37: Steuereinheit für ein einstufiges EVG mit zwölf Schaltern

Abbildung 4.37 zeigt die wichtigsten Funktionsblöcke der Steuereinheit für das einstufige EVG. Abgesehen von der Messwerterfassung wurden alle wesentlichen Steuerfunktionen mit Hilfe eines programmierbaren Logikbausteins (FPGA) mit 12.000 Zellen implementiert. Zwei Prozessoren bilden den Kern des Systems (CPU1 und CPU2). Während die CPU1 die eigentlichen Steuer- und Regelungsaufgaben realisiert, wird die CPU2 zur Kommunikation und zur Ablaufsteuerung verwendet.

Zur Regelung der Lampenleistung werden Lampenstrom und Lampenspannung potentialgetrennt erfasst und mit hoher Abtastrate (50MHz) digitalisiert. Ein Hardwaremodul des FPGA multipliziert nach jeder Abtastung die beiden Größen Strom und Spannung und bildet aus dem Produkt der 12-Bit Werte einen Mittelwert variabler Länge. Sinnvoll ist eine Mittelung über $\overline{T} = \frac{\pi T_N}{3 \cdot 2\pi} = 3.33 \text{ ms}$, so dass die Modulation der Lampenleistung mit 300 Hz eliminiert wird. Der Regler berechnet dann einen Stellwert für die Betriebsfrequenz und einen Wert für den Modulationsgrad M der Wechselrichterphasen bzw. des Tastverhältnisses D . So kann auch bei Dimmung ein geringer Oberschwingungsanteil im Netzstrom erreicht werden.

Im zweiten Verarbeitungspfad werden die Steuerfunktionen für die Modulation der Wechselrichter erzeugt. Zunächst werden die Netzspannungen mit einem Differenzverstärker erfasst und anschließend digitalisiert. Eine digitale PLL (phase locked loop) erzeugt ein Synchronisationssignal in Phase zur Leiterspannung u_{mn} . Mit derzeit 200 Werten pro Netzperiode, werden dann die Stellwerte für die Wechselrichterphase oder das Tastverhältnis an ein PWM Modul ausgegeben. Die Stellwerte sind für die verschiedenen Modulationsgrade und Steuerfunktionen vorausberechnet und in Tabellen (look up tables, LUT) abgelegt.

Mit den Parametern f , $\alpha(\Phi_N)$ oder $D(\Phi_N)$ werden im PWM Modul die eigentlichen Ansteuersignale für die MOSFET generiert und in jeder Schaltperiode aktualisiert. Die zeitliche Auflösung der PWM Ausgänge beträgt dabei 10 ns.

Der zweite Teil der Steuereinheit (CPU2) dient der Kommunikation mit einem Rechner über USB, der Speicherverwaltung und der Ausgabe von Analogsignalen und Zuständen, welche zur Überwachung des Systems und zur Fehlersuche benutzt wurden.

4.7 Messung und Vergleich

Die folgenden Messergebnisse dokumentieren die Funktionalität des einstufigen EVG, dessen Aufbau im letzten Abschnitt 4.6 beschrieben wurde. Die Messergebnisse werden auch mit den Vorhersagen der Simulation verglichen. Anschließend wird das einstufige EVG in seinen Eigenschaften mit den bislang eingesetzten zweistufigen EVG ohne Oberschwingungskorrektur und mit den zweistufigen System mit Aktiven Gleichrichtern verglichen, die im Kapitel 3 untersucht wurden.

In Abbildung 4.38 sind die Ausgangsspannung einer Wechselrichterbrücke und der Verlauf des Phasenstromes I_{10} während zweier Netzperioden dargestellt. Die Messwerte links zeigen den ungesteuerten Betrieb ($M = 0$) und rechts den gesteuerten Betrieb ($M = 0.98$) jeweils bei 4 kW Lampenleistung.

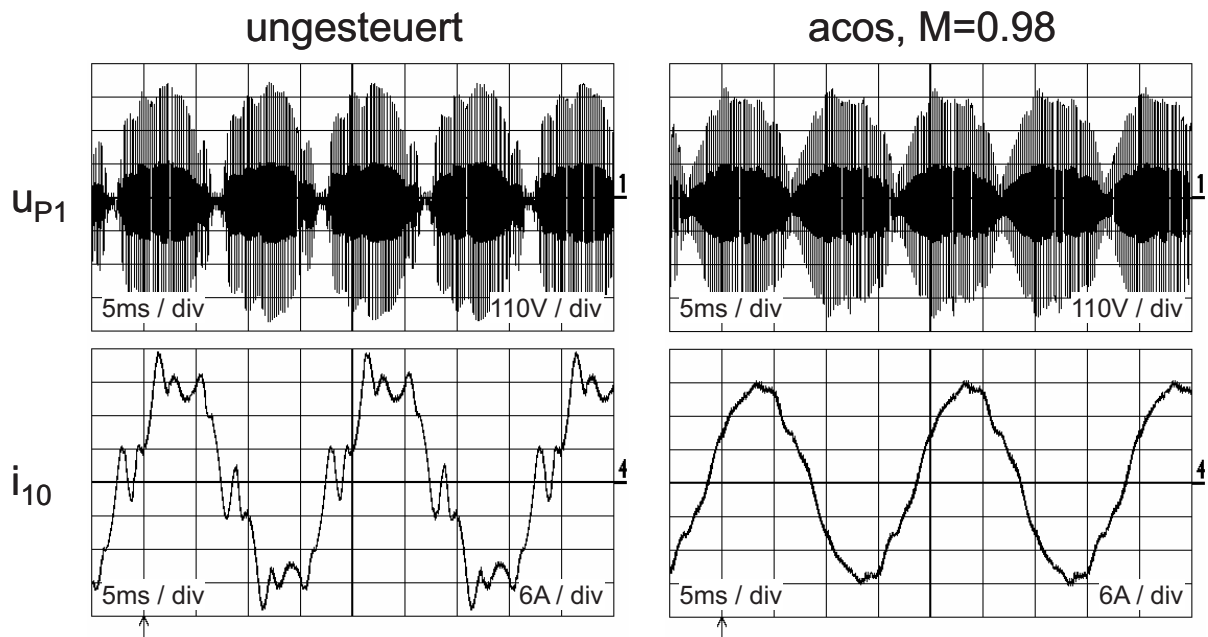


Abbildung 4.38: Netzstrom (i_{10}) und Brückenausgangsspannung (u_{P1}) des einstufigen EVG im Nennbetrieb bei 4kW Lampenleistung. Rechts: gesteuert, links: ungesteuert.

Die Spannung am Ausgang der Wechselrichter u_{P1} ist in beiden Fällen mit der Leiterspannung u_{mn} moduliert. Im Bereich des Netzspannungsnulldurchgangs der Leiterspannung allerdings, werden im ungesteuerten Fall die Kondensatoren des π -Filters, welche den Zwischenkreis bilden,

vollständig entladen und der Leiterstrom i_{mn} lückt. Im gesteuerten Fall hingegen entsteht diese Lücke nicht, denn der Wirkanteil des Brückenstromes wird im Netz nulldurchgang durch die Phasenverschiebung der Ansteuerung zu null. Dies wiederum führt zu dem nahezu stetigen Verlauf des Phasenstromes i_{10} .

Während im ungesteuerten Betrieb des dreiphasigen einstufigen EVG der Oberschwingungsanteil des Netzstromes bei 26% liegt, wird im gesteuerten Betrieb bei gleicher Leistung ein Wert von 6.8% erreicht. Der Leistungsfaktor am Netzanschluss beträgt im derzeitigen Aufbau $\lambda_N = 0.99$ (induktiv). Die Steuerfunktionen, welche die Steuerwinkel α erzeugen, können bezüglich des aus der Netzspannung abgeleiteten Synchronisationssignals phasenverschoben werden. Somit können auch kapazitive Leistungsfaktoren am Netzanschluss eingestellt werden. Der Oberschwingungsanteil nimmt dabei jedoch schnell zu und der Stellbereich ist begrenzt.

4.7.1 Messung und Simulation ungesteuert

Passt man die Resonanzkreisparameter an die gemessenen Induktivitäten und Kapazitäten des Versuchsaufbaus an und berücksichtigt man zusätzlich die Streuinduktivität der Transformatoren sowie die Kapazität der Lampenzuleitung, erhält man eine gute Übereinstimmung der Dimmkurven (Lampenleistung in Abhängigkeit der Betriebsfrequenz) von Simulation und Messung. In Abbildung 4.39 ist dies für den ungesteuerten Fall dargestellt. Der Oberschwingungsgehalt ist mit 26% etwas besser als in der Simulation berechnet. Der Grund hierfür ist vor allem die Netz- und Filterinduktivität, welche in der Simulation keine Berücksichtigung fand und Oberschwingungen höherer Ordnung mit zu hoher Amplitude vorhersagt.

Um den Schaltungswirkungsgrad η_{GES} bestimmen zu können, wurden Netzleistung und Lampenleistung gemessen. Dies gelingt mit guter Genauigkeit (Fehler $< 3\%$) und Reproduzierbarkeit. Für eine Lampenleistung von 4 kW wurde ein Gesamtwirkungsgrad von 92% bei einem effektiven Brückenstrom I_P von 12 A gemessen. Der Anteil der Leitungsverlustleistung ergibt sich zu $P_{VR} = 3 \cdot I_P^2 R_{DSon} = 194 \text{ W} = 4.86\% \cdot P_N$ und liegt damit nahe an der vorhergesagten Brückenverlustleistung $\eta_{WR} \cdot P_N$ von $5\% \cdot P_N$. Mit steigender Betriebsfrequenz und sinkender Lampenleistung geht auch der Schaltungswirkungsgrad η_{GES} zurück bis auf 87%.

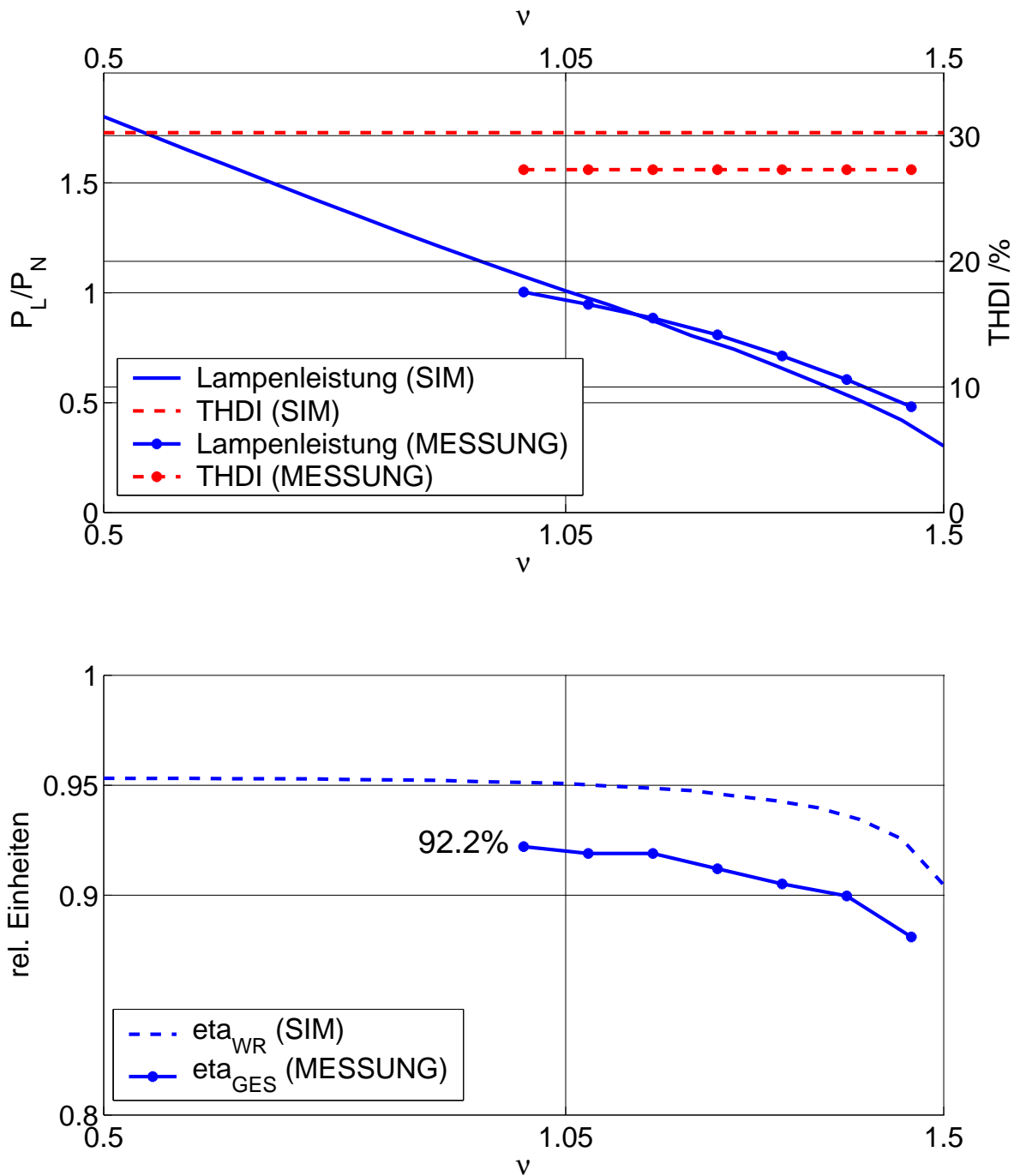


Abbildung 4.39: Messung und Simulation des ungesteuerten Betriebs einer 4 kW Lampe mit dem einstufigen Vorschaltgerät. (Steuerfunktion: ungesteuert, $Q_N = 0.87$, $\alpha = 0.01$, $U_{10} = 115V$, $R_{DSon} = 0.225$, $C_p = 3nF$, $\nu_N = 1.05$)

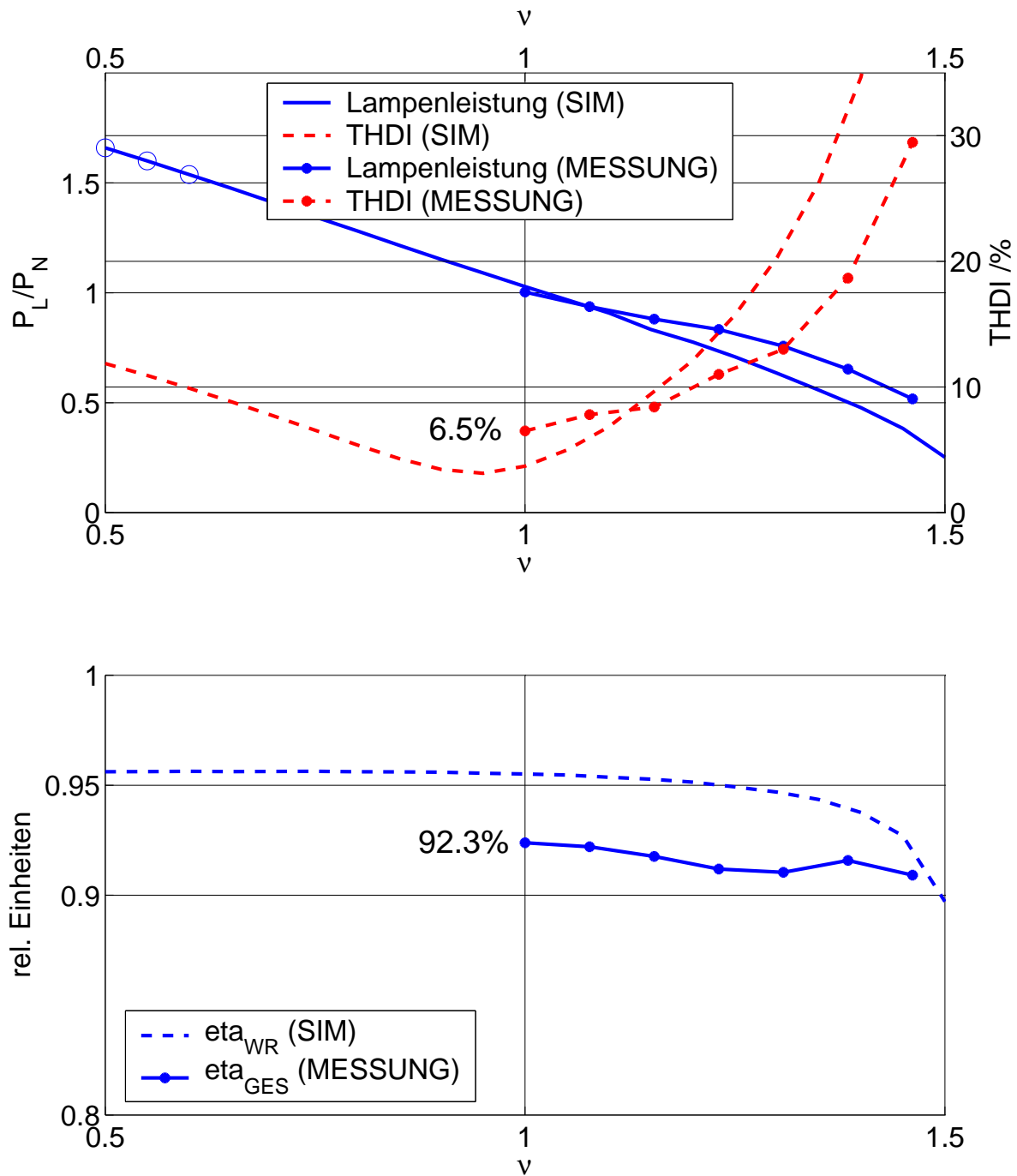


Abbildung 4.40: Messung und Simulation des gesteuerten Betriebs einer 4 kW Lampe mit dem einstufigen Vorschaltgerät. (Steuerfunktion: acos , $M = 0.96$, $Q_N = 0.87$, $\alpha = 0.01$, $U_{10} = 120V$, $R_{DSon} = 0.225$, $C_p = 3nF$, $\nu_N = 1.05$)

4.7.2 Messung und Simulation gesteuert

Durch die Anwendung der \cos -Steuerfunktion auf die Steuerwinkel α der Wechselrichterausgangsspannung wird mit dem einstufigen EVG im Nennbetrieb ein Oberschwingungsgehalt von 6.5% erreicht (s. Abbildung 4.40). Bei Dimmung und bei gleichzeitig konstantem Modulationsgrad M steigt der Oberschwingungsgehalt schnell an. Im Nennbetrieb stimmen gemessene und berechnete Lampenleistung gut überein. Insgesamt verläuft die Dimmkurve aber flacher als in der Simulation.

Der Schaltungswirkungsgrad η_{GES} liegt im ungesteuerten wie im gesteuerten Fall bei 92%. Der Leistungsrückgang, der bei der Modulation der Phasenwinkel entsteht, wurde in dieser Messung durch eine erhöhte Versorgungsspannung ausgeglichen. Die erhöhte Netzspannung (120 V statt 115 V) im gesteuerten Betrieb erlaubt es die Lampenleistung zu erhöhen, ohne dabei den effektiven Brückenstrom zu erhöhen, so dass die Leitungsverluste der Wechselrichter gleich bleiben. Das Beispiel verdeutlicht einen allgemeinen Zusammenhang: Weil die Schaltverluste im ZVS-Betrieb wenig zur Gesamtverlustleistung beitragen, ist bei konstanter Verlustleistung der Brücken die Lampenleistung proportional zur Netzspannung. Die hier benutzte Dimensionierung erlaubt bei Versorgung mit den üblichen 230 V Phasenspannung deshalb den Betrieb einer 8 kW Entladungslampe bei nur leicht höherer Brückenverlustleistung als bei 4 kW. Der Brückenwirkungsgrad beträgt in der Simulation 97%. Der Gesamtwirkungsgrad bei 8 kW wurde bei dem aufgebauten Laborgerät mit einer ohmschen Last zu 94% bestimmt.

4.7.3 Messung Oberschwingungsgehalt

Damit auch bei Dimmung der Oberschwingungsgehalt des Netzstromes gering bleibt, muss der Modulationsgrad M der Lampenleistung angepasst werden. Abbildung 4.41 zeigt die Messung des Oberschwingungsgehalts für unterschiedliche Lampenleistungen bei Variation des Modulationsgrades. Über den gesamten Dimmbereich ist damit ein Oberschwingungsgehalt unter 10% möglich. Wie sich die Oberschwingungen des Netzstromes auf die einzelnen Ordnungen verteilen zeigt Abbildung 4.42 für den Nennbetrieb. Bereits das ungesteuerte einstufige EVG weist gegenüber einer Schaltung mit dreiphasiger Diodenbrücke einen reduzierten Oberschwingungsgehalt auf, vor allem bei den höheren Ordnungen. Auch die Ampli-

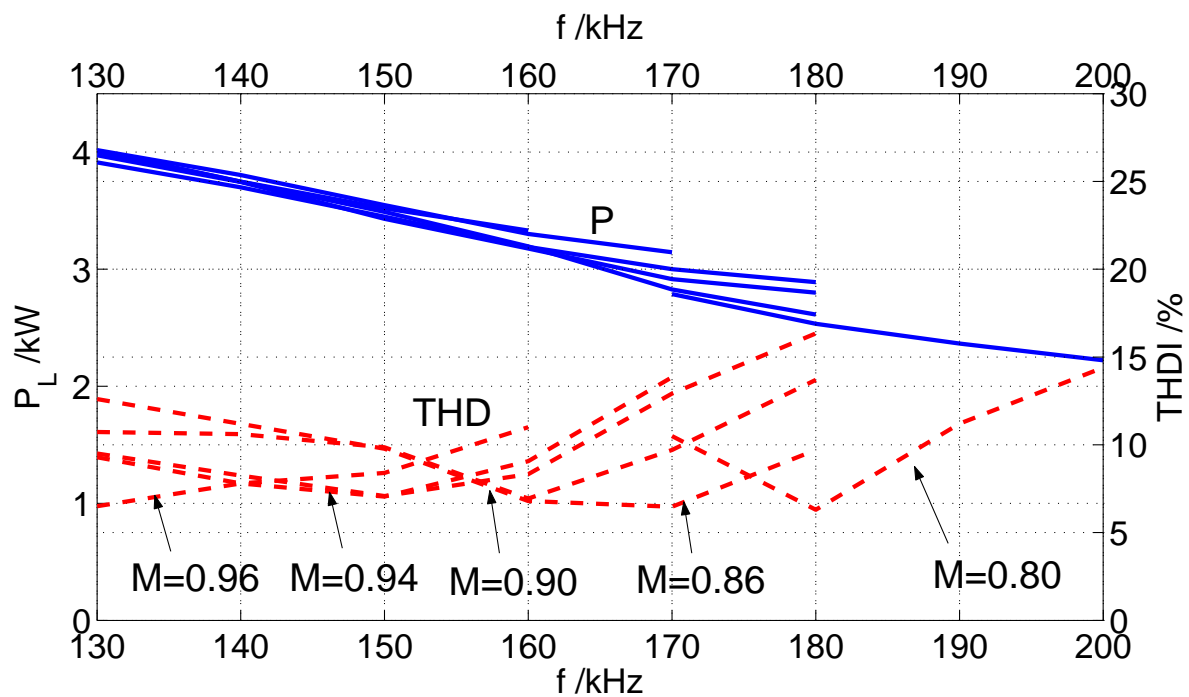


Abbildung 4.41: Messung der Lampenleistung und des Oberschwingungsgehalts bei Dimmung für unterschiedliche Modulationsgrade. (Steuerfunktion: acos , $Q_N = 0.87$, $\alpha = 0.01$, $U_{10} = 120V$, $R_{DSon} = 0.225$, $C_p = 3nF$, $f_N = 130kHz$)

tuden der 7. und 13. Ordnung sind nur noch halb so groß. Im gesteuerten Betrieb bleiben als größte Oberschwingungsanteile die 5. und die 11. Ordnung mit einer Amplitude von 4.9% und 3.0% der Grundschwingung im Spektrum erhalten. Eine weitere Reduzierung der Oberschwingungen erfordert eine Regelung der Eingangsströme und damit einen erheblichen schaltungstechnischen Mehraufwand. Die relativen Oberschwingungsanteile änderten sich bei Messungen mit höherer Leistung (bis 8 kW) nicht wesentlich. Insgesamt sind die Oberschwingungsanteile geringer, als die in der IEC 61000-3-4 definierten Grenzwerte.

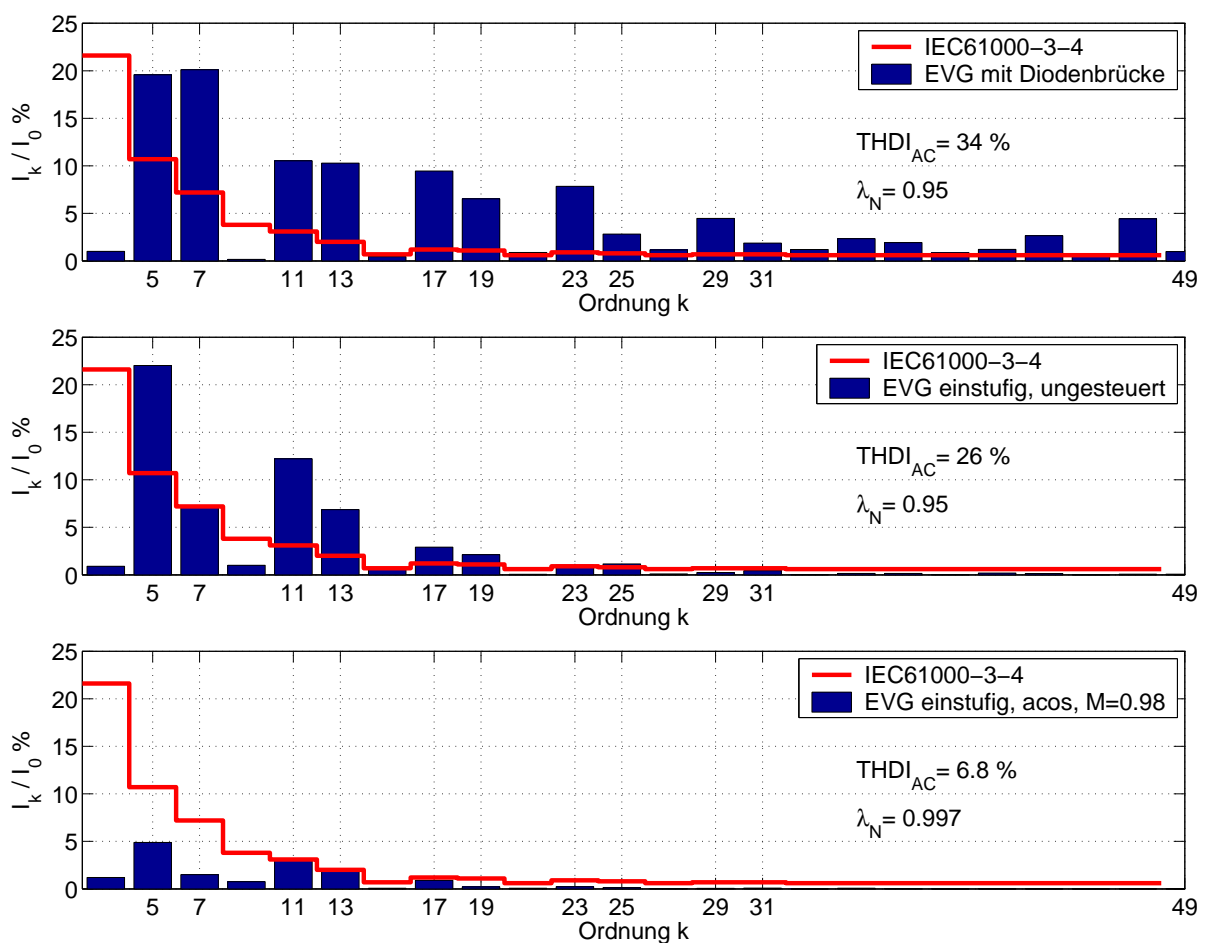


Abbildung 4.42: Vergleich der Oberschwingungsanteile des Phasenstromes beim EVG mit Diodenbrücke (oben), beim einstufigen EVG ungesteuert (mitte) und beim einstufigen EVG mit Phasenmodulation der Wechselrichterspannung (unten).

4.7.4 Einstufiges EVG und Diodenbrücke

EVG P_N	zweistufig 4kW	einstufig 4kW	einstufig 8kW*
Phasenspannung U_{m0}	230V	115V	230V
Anz. H-Brücken	1	3	3
Trafo-Leistung	1	3	3
Drosseln (4kW)	1	1	1
Brückenstrom I_P	17A	12.3A	12.3A
Gesamtwirkungsgrad	95%	92%	94%
THDI	30%	6.5%	6.5%
Schalter $-E_T$	21.9%	14.6%	15.5%
ausnutzung \hat{E}_T	11.5%	7.4%	7.8%

Tabelle 4.3: Vergleichsmessungen des einstufigen mit dem zweistufigen EVG (* Messung mit ohmscher Last)

In Tabelle 4.3 sind die wichtigsten Kenngrößen des zweistufigen EVG mit Diodenbrücke und des dreiphasigen einstufigen EVG zusammengefasst. Die Anzahl der benötigten Komponenten verdreifacht sich nahezu bei Verwendung der einstufigen Topologie. Ausnahmen bilden das Netzfilter und der Resonanzkreis, dessen Auslegung weiterhin nur von der Lampenleistung abhängig ist. Zusätzliche Kosten müssen für die Synchronisation auf die Netzspannung und den höheren Aufwand der Ansteuerung veranschlagt werden.

Bei gleicher Versorgungsspannung ist mit der einstufigen Topologie der Betrieb von Lampen doppelter Leistung bei vergleichbarem Wirkungsgrad wie bei herkömmlichen EVG möglich. Gleichzeitig reduziert sich der Oberschwingungsgehalt im Netzstrom auf 6.5%, so dass der Betrieb von großen Anlagen mit Anschlussleistung von mehreren hundert Kilowatt möglich wird.

Den Vergleich des dreiphasigen einstufigen EVG mit den zweistufigen Lösungen mit Aktivem Gleichrichter zeigt Abbildung 4.43. Hier sind die Schalterausnutzungen der Serienschaltung von Aktivem Gleichrichter und Wechselrichter sowie die Schalterausnutzung des einstufigen EVG als

Ergebnis der Simulation aufgetragen. Zusätzlich wurde der Oberschwingungsgehalt angegeben.

4.7.5 Einstufiges EVG und Matsushita-Schaltung.

Gegenüber dem einstufigen Konzept, welches als Wechselrichter einen Vorwärtswandler mit zwei Schaltern benutzt (Matsushita Patent 4.2.1) wurde mit dem in dieser Arbeit entwickelten einstufigen EVG die Schalterausnutzung nahezu verdoppelt. Als Schalter können bei dem neuen Konzept MOSFET eingesetzt werden, deren Spannungsfestigkeit mit 800 bis 900 V den Anforderungen eines Netzbetriebs an 400 V bis 480 V genügt. Bei der Topologie mit Vorwärtswandlern dagegen, müssen die Schalter die doppelte Spannungsfestigkeit haben.

Zwar wurde durch die Verwendung von H-Brücken statt eines Vorwärtswandlers die Anzahl aktiver Schalter von sechs auf zwölf verdoppelt, im gleichen Maße verdoppelte sich dadurch aber auch die Ausgangsleistung des EVG. Erhöht hat sich damit nur der Ansteuer Aufwand, der notwendig wurde, um die Steuerfunktionen und die Synchronisation auf die Netzspannung zu realisieren. Gegenüber der Matsushita-Schaltung ist das vorgestellte einstufige Konzept aktiv gesteuert, so dass bei Dimmung auf die veränderte Lastimpedanz reagiert werden kann. Ein weiterer ganz wesentlicher Vorteil liegt in der Verwendung der ZVS-Wechselrichter und der damit verbundenen Möglichkeit hohe Schaltfrequenzen zu realisieren.

4.7.6 Einstufiges EVG und Hochsetzsteller (6 Schalter)

Die Simulation des Hochsetzstellers mit sechs Schaltern aus Kapitel 3.4 mit einer Schaltfrequenz von 50 kHz betrieben, führt zu einer für die Halbleiterkosten relevanten Schalterausnutzung von $\hat{E}_T = 4.7\%$ ($E_T = 14.8\%$). Die Schalterausnutzung des einstufigen EVG liegt mit $\hat{E}_T = 6.7\%$ ($E_T = 13.8\%$) deutlich höher. In den heute üblichen Front End Lösungen werden die Brücken mit IGBT bei Frequenzen kleiner 10 kHz betrieben und die Leistungsdichte ist auf Grund der Netzdrosseln vergleichsweise gering. Um den Hochsetzsteller mit sechs Schaltern bei hohen Frequenzen betreiben zu können, ist die Verwendung einer resonanten Schaltentlastung notwendig, wie sie z.B. in [32] für einen Aktiven Gleichrichter vorgeschlagen wurde. Mit vier passiven Resonanzelementen, vier Dioden und vier zusätzlichen MOSFET (500 V - Typen) steigt der Schaltungsaufwand gegenüber ei-

ner hart schaltenden Topologie aber erheblich und die Schalterausnutzung sinkt um etwa ein Prozent.

Bei einer zweistufigen Topologie mit Hochsetzsteller müssen die Hochsetzsteller-Drosseln, spezielle Netzfilter und die kapazitive Pufferung des Gleichspannungszwischenkreises berücksichtigt werden. Sie verursachen Zusatzkosten, die beim einstufigen HF-EVG nicht anfallen. Der Vorteil des dreiphasigen einstufigen EVG liegt darin, dass es sich aus bereits vorhandenen Komponenten (ZVS-Brücken, Drosseln, Transformatoren) aufbauen lässt. Lediglich die Ansteuerung muss erweitert werden. Die Entwicklung oder der Zukauf von verschiedenen Aktiven Gleichrichtern für die unterschiedlichen EVG Leistungen entfällt.

4.7.7 Einstufiges EVG und Vienna Rectifier

Die günstigste Schalterausnutzung aller in dieser Arbeit untersuchten Schaltungstopologien, weist die Kombination eines Vienna Rectifier (Kapitel 3.3) mit einer Wechselrichter Brücke auf ($\hat{E}_T = 8.7\%$ gegenüber $\hat{E}_T = 6.8\%$ beim einstufigen EVG). Diese Kombination scheint vor allem für Geräte ab zehn Kilowatt Anschlussleistung günstig, wenn eine hohe Qualität der Netzstromentnahme gefordert wird.

Im Vergleich zur einstufigen Topologie, die in dieser Arbeit entwickelt wurde, ist für den Vienna Rectifier ein hoher zusätzlicher Regelungsaufwand für die drei Netzströme und die Zwischenkreisspannungen erforderlich. Die sechs zusätzlichen Hochsetzstellerdioden, die Hochsetzstellerdrosseln und der in der Praxis mit Elektrolytkondensatoren bestückte Zwischenkreis reduzieren allerdings die auf Grund der hohen Schalterausnutzung erwartete hohe Leistungsdichte und Ausnutzung der Halbleiterkomponenten.

4.7.8 Einstufiges EVG und Hochsetzsteller (1 Schalter)

Für eine Leistung unter 10 kW bieten sich die Kombinationen der Einschalter-Hochsetzsteller mit einer Wechselrichterbrücke zum Aufbau eines EVG an. Die Schalterausnutzungen des zweiphasigen und des dreiphasigen Hochsetzstellerkonzepts sind mit $\hat{E}_T \approx 8\%$ sehr gut. Für höhere Leistungen erreichen beide Konzepte aber ihre Grenzen. Beim zweiphasigen Hochsetzsteller ist es die Notwendigkeit zur Zwischenspeicherung der Energie im Netz nulldurchgang. Beim dreiphasigen Hochsetzsteller im lückenden

Betrieb sind es die hohen Ausschaltströme und die Zunahme der Oberschwingungsanteile mit steigender Leistung, welche begrenzend bezüglich der realisierbaren Leistung wirken.

Beim einstufigen EVG-Konzept bestehend aus drei Wechselrichtern existiert diese Limitierung nicht. Mit einem Schaltungs-Mehraufwand von 50% kann bei gegebener Wechselrichterleistung immer ein EVG gleicher Leistung mit Oberschwingungskorrektur aufgebaut werden.

Geht man für die Hochsetzsteller von einem Wirkungsgrad zwischen 95% und 97% aus und berücksichtigt den Wirkungsgrad von 97% der momentan eingesetzten Wechselrichter, ergibt sich für die zweistufigen Systeme ein Gesamtwirkungsgrad von 92% bis 94%. Für den zweiphasigen Hochsetzsteller spricht auch der geringe Entwicklungsaufwand wegen der Verfügbarkeit integrierter Kontroll- und Steuerbausteine.

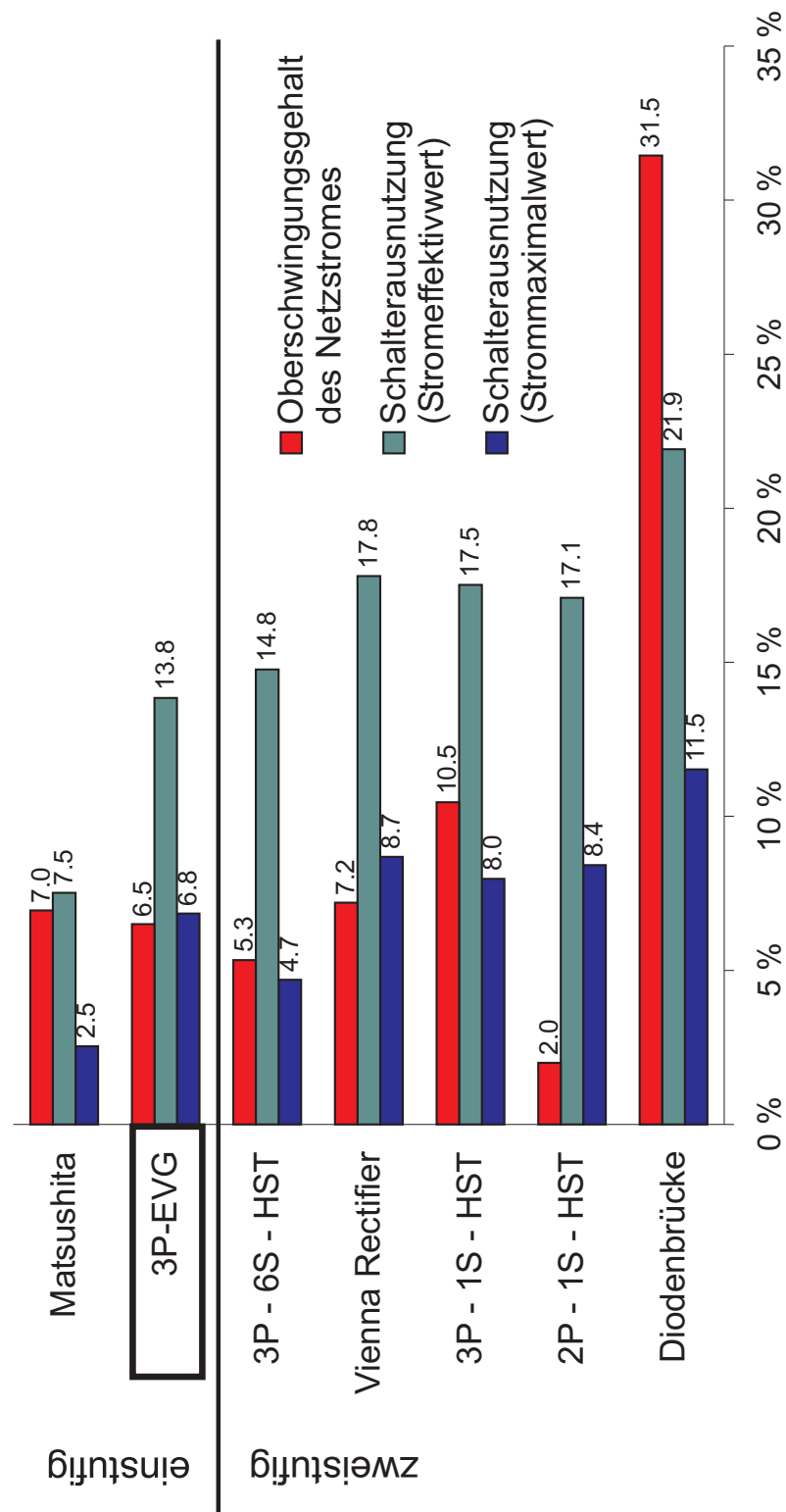


Abbildung 4.43: Vergleich der Schalterausnutzung der untersuchten dreiphasigen Schaltungsvarianten

Zusammenfassung: Mit dem entwickelten einstufigen EVG wird der Oberschwingungsgehalt des Netzstromes gegenüber den HF-EVG mit Diodenbrücke von 30% auf 6.5% reduziert. Der Schaltungsaufwand für die Leistungselektronik erhöht sich gegenüber den bisher eingesetzten HF-EVG um ca. 50%. Eine Regelung mit umfangreicher Messwerterfassung der Netzströme war nicht notwendig. Der Wirkungsgrad ist mit 92% bis 94% geringer als bei der Verwendung ungesteuerter Diodenbrücken (bis 97% je nach Leistungsklasse), liegt aber in einem Bereich, der mit einer zweistufigen Lösung mit Aktivem Gleichrichter nicht übertroffen wird.

5 Analyse leitungsgebundener Störungen bei HF-EVG

Ausgangspunkt für die Untersuchung leitungsgebundener Störungen ist das HF-EVG wie es bereits im Abschnitt 2.2.2 beschrieben wurde. Diese Geräte funktionieren nach dem Prinzip des hochfrequenten Sinusbetriebs (Schaltfrequenz ca. 100 kHz) mit einer Diodenbrücke als Gleichrichter und einer resonant schaltentlasteten Vollbrücke als Wechselrichter (Abbildung 5.1).

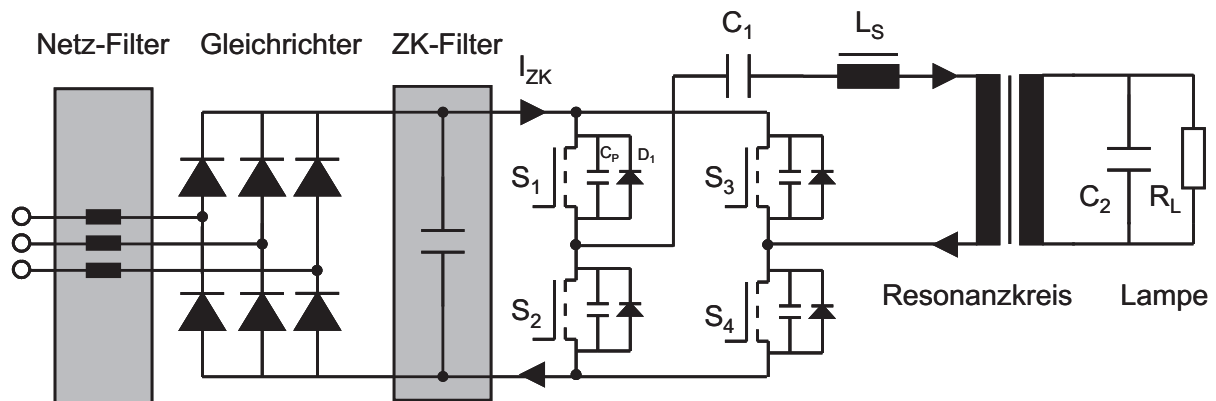


Abbildung 5.1: Prinzipschaltbild des HF-EVG.

Diese Schaltungstopologie bringt bezüglich der Elektromagnetischen Verträglichkeit einige positive Eigenschaften mit:

- Die weichen Einschaltvorgänge der Vollbrücken verhindert die Entstehung von Rückstromspitzen in den Inversdioden, welche bei hart schaltenden Topologien das symmetrische Störspektrum erheblich beeinflussen [33].
- Die symmetrische Brückentopologie mit jeweils zwei gleichzeitig ausschaltenden MOSFET minimiert die Ausbreitung der asymmetrischen Störströme in Richtung Netzanschluss. Die Ausgangsspannungen der Brücken bleiben stets symmetrisch zum Erdpotential und die Ausgangsströme sind stets gegenphasig.

- Der Zwischenkreis besteht aus Folienkondensatoren, so dass die parasitären Induktivitäten und Widerstände gegenüber einem Zwischenkreis bestehend aus Elektrolytkondensatoren erheblich reduziert ist. Symmetrische Störströme werden dadurch bereits im Zwischenkreis effektiv kurzgeschlossen. Trotz der hohen Schaltfrequenz (80-200kHz) sind die Oberschwingungen des geschalteten Brückenstromes als Störursache zumeist unproblematisch.

Diese Eigenschaften führen dazu, dass die Störspannungspegel bei den EVG mit zunehmender Frequenz schnell abfallen (in der Dekade von 200 kHz bis 2 MHz um 40 dB), wenn man sie mit den typischen Spektren von hart schaltenden Pulswechselrichtern (z.B. in [34] und [35]) vergleicht.

Die Beschaltung der bei EVG eingesetzten MOSFET mit Parallelkapazitäten (C_P), dient der Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Drain-Source-Spannung. Dies minimiert die Ausschaltverlustleistung und gleichzeitig reduziert man mit dieser Maßnahme die asymmetrischen Störspannungen (geringeres du/dt). Die zusätzlichen Parallelkapazitäten führen aber immer auch zu zusätzlichen Resonanzerscheinungen. Bei Emissionsmessungen machen diese sich häufig als Störspannungen im hohen Frequenzbereich größer 10 MHz bemerkbar. Begünstigt wird die Ausbreitung der Störungen oberhalb 10 MHz durch den Abfall der Einfügungsdämpfung der Netzfilter in diesem Bereich. Für die EMV-Prüfung kommt erschwerend hinzu, dass der Grenzwert der zulässigen Störspannungen von 5 MHz bis 30 MHz um 20 dB μ V fällt.

Weil diese hochfrequenten Resonanzen eine typische Eigenschaft der EVG Topologie sind, gibt es bislang keine ausreichenden Untersuchungen darüber, welche Bauteile für die Resonanzen verantwortlich sind und was die Ausbreitung dieser Störungen beeinflusst. Mit Hilfe verschiedener Messmethoden im Zeit und im Frequenzbereich wurde deshalb versucht einen Zusammenhang zwischen den charakteristischen Störspannungsverläufen und den Störquellen herzustellen. Die Ergebnisse sind im nächsten Abschnitt zusammengefasst. Die tatsächlichen Resonanzströme, die nahe der Schaltelemente oszillieren, können nicht ohne verfälschende Eingriffe in die Schaltung gemessen und verfolgt werden. Es bietet sich deshalb an, mit Hilfe der Schaltungssimulation eine Analyse der Störströme und Spannungen für die EVG durchzuführen. Die dazu notwendige Modellierung ist im zweiten Abschnitt beschrieben. Das Ziel der Simulationen war nicht die möglichst exakte Nachbildung der Netzstörspannung in ihrer Ampli-

tude sondern die Analyse der Störpfade. Aus den Simulationsergebnissen wurden deshalb stark vereinfachte Ersatzschaltbilder erstellt, welche nur noch die störrelevanten Bauteile enthalten. Damit ist es möglich in einer praktischen Anwendung vom Störspannungsverlauf auf die beteiligten parasitären Bauteile zu schließen.

5.1 Messungen im Zeit- und Frequenzbereich

Die elektromagnetischen Störungen auf Grund schneller Strom- und Spannungsänderungen an den Schaltelementen von EVG können mit unterschiedlichen Messmethoden quantifiziert werden. Für die leitungsgebundenen Störspannungen verwendet man Auskoppelnetzwerke mit genormten Impedanzen, wie im Falle der Netznachbildung oder man misst die Störströme direkt mit Hilfe von Übertragern. Das magnetische oder elektrische Nahfeld kann gemessen werden, um die Ausbreitung von Störungen zu verfolgen. Mit vier unterschiedlichen Messmethoden wurden die Störungen eines Labor-EVG mit 5 kW Nennleistung im Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz untersucht, um Hinweise auf die Störquellen zu erhalten.

5.1.1 Spektrogramm der Störspannung

Die Messung der Störspannung, welche ein Testgerät an einer Netznachbildung hervorruft, wird im Allgemeinen frequenz aufgelöst mit einem Messempfänger oder einem Spektrumanalysator durchgeführt. Diese Messgeräte zeichnen sich durch eine hohe Dynamik der Messeingänge und für EMV Messungen wichtig durch eine genormte Messbandbreite aus [36].

Verzichtet man auf die exakte Wiedergabe der Störampplituden, kann die Spannungsmessung auch mit einem Speicheroszilloskop mit geringerer Dynamik (zumeist 8-bit) aber mit einer für den interessanten Messbereich von 9kHz bis 30MHz ausreichenden Messbandbreite erfolgen. Durch Diskrete Fouriertransformation (DFT) der Messdaten in den Frequenzbereich erhält man aus dem zeitlichen Verlauf der Störspannung das gewünschte Störspektrum [37]. Bei ausreichender Speichertiefe des Oszilloskops, kann die Fenstergröße der DFT klein gewählt werden im Vergleich zur Gesamtmesszeit. Die einzelnen Fenster ergeben dann eine zeitliche Abfolge von Störspektren (Spektrogramm), welche im Hinblick auf die EMV-Analyse zusätzliche Information über Ursache der Störungen liefert.

Als Testgerät für den Versuchsaufbau (Abbildung 5.2) wurde ein HF-EVG (Laborgerät) mit 5 kW Nennleistung gewählt. Mit Hilfe des Lampenstromes als Triggersignal wurden die Messungen für die drei Betriebszustände: Zündung, Lampenhochlauf und Nennbetrieb durchgeführt. Die

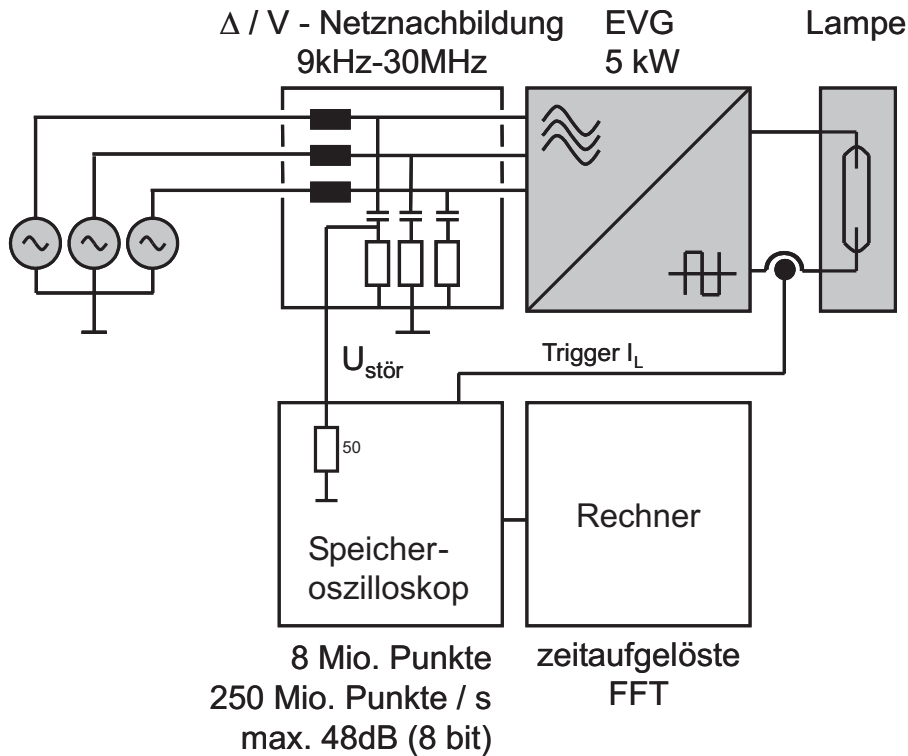


Abbildung 5.2: Versuchsaufbau zur Messung eines Spektrogramms der Störspannungen beim Betrieb eines Elektronischen Vorschaltgerätes.

Frequenzauflösung Δf , die sich mit dieser Methode erreichen läßt berechnet sich aus der Abtastrate des Oszilloskops f_S und der Anzahl der Abtastpunkte in einem Fenster N_S .

$$\Delta f = \frac{f_S}{N_S} \quad (5.1)$$

Für die durchgeführten Messungen wurde eine Auflösung von 9 kHz bei einer Abtastfrequenz von 250 MHz gewählt, so dass ein Fenster für die DFT aus 27778 Messwerten bestand. Bei einer Speichertiefe N_{GES} von acht Millionen Messwerten ergibt sich daraus eine Gesamtmesszeit T_{GES} von 32 ms. Dies reicht aus um mehr als eine Netzperiode darzustellen.

$$T_{GES} = \frac{N_{GES}}{f_S} \quad (5.2)$$

Das Ergebniss der Messung eines EVG im Nennbetrieb zeigt Abbildung 5.3. In dieser zweidimensionalen Darstellung sind die Störampplituden logarithmisch und farblich codiert über der Frequenz und der Messzeit t aufgetragen. Vier unterschiedliche Störungen können anhand des Spektrums unterschieden werden:

In dem mit **(a.)** markierten Bereich zwischen 10 und 100kHz treten Störspannungen auf, welche sich mit einer Periode von 3.3ms wiederholen. Diese Störungen können auf die Ein- und Ausschaltvorgänge der Gleichrichterioden zurückgeführt werden. (Obwohl die Dioden passive Ventile sind, spricht man von einem Einschalt- und Ausschaltvorgang, wenn der Diodenstrom das Vorzeichen wechselt.) Das Ausschalten der Dioden führt zu einem kurzzeitigen negativen Diodenstrom und einem anschließenden schnellen Abreißen des Diodenstromes auf null Ampere ([38] S.57). Je nach Diodentyp führt dieser Vorgang zu Störspannungen bis in den Bereich 1 MHz und tritt wie erwähnt jeweils nach einem Netzphasenwinkel von $\frac{\pi}{3}$ auf.

Beim Einschalten steigt der Diodenstrom innerhalb von 50 bis 100 μ s auf seinen Endwert entsprechend der Netzstromamplitude an und schwingt dann mit einer Frequenz, die von der Netzinduktivität und der Kapazität des Zwischenkreises bestimmt wird, aus (vgl. zeitl. Verlauf des Gleichrichterstromes Abbildung 2.4). Im Nennbetrieb bleibt die Diode für einen Netzphasenwinkel von $\frac{\pi}{3}$ leitfähig und die Schwingung klingt nur sehr langsam ab. Dies führt zu einer kontinuierlichen Störspannung mit einer Frequenz von etwa 10 kHz, die in Abbildung 5.3 deutlich zu erkennen ist.

Die mit **(b.)** gekennzeichnete Störspannung tritt bei einer Frequenz auf, die der Betriebsfrequenz des EVG-Wechselrichters entspricht (hier: 110kHz). Die Lampenstromregelung des EVG erhöht die Betriebsfrequenz bei maximaler Spannungsamplitude im Zwischenkreis, um damit die Lampenleistung konstant zu halten. Die Betriebsfrequenz ist deshalb mit einer Periode von 3.3 ms moduliert. Zudem zu erkennen ist eine Modulation der Betriebsfrequenz mit etwa 1 kHz, welche auch von der als Zweipunktregler ausgeführten Regelung des Lampenstromes her rührt.

Die Störspannung **(c.)** entspricht der ersten Oberschwingung der Betriebsfrequenz des Wechselrichters. Oberschwingungen höherer Ordnung sind bis etwa 5 MHz zu erkennen. Wie stark die Störspannungen der Oberschwingungen mit höheren Frequenzen abnehmen hängt von der Einfügungsdämpfung des Zwischenkreisfilters und des Netzfiltes ab. Ohne Filter sagt die Theorie eine Abnahme von mindestens 20 dB/Dekade voraus.

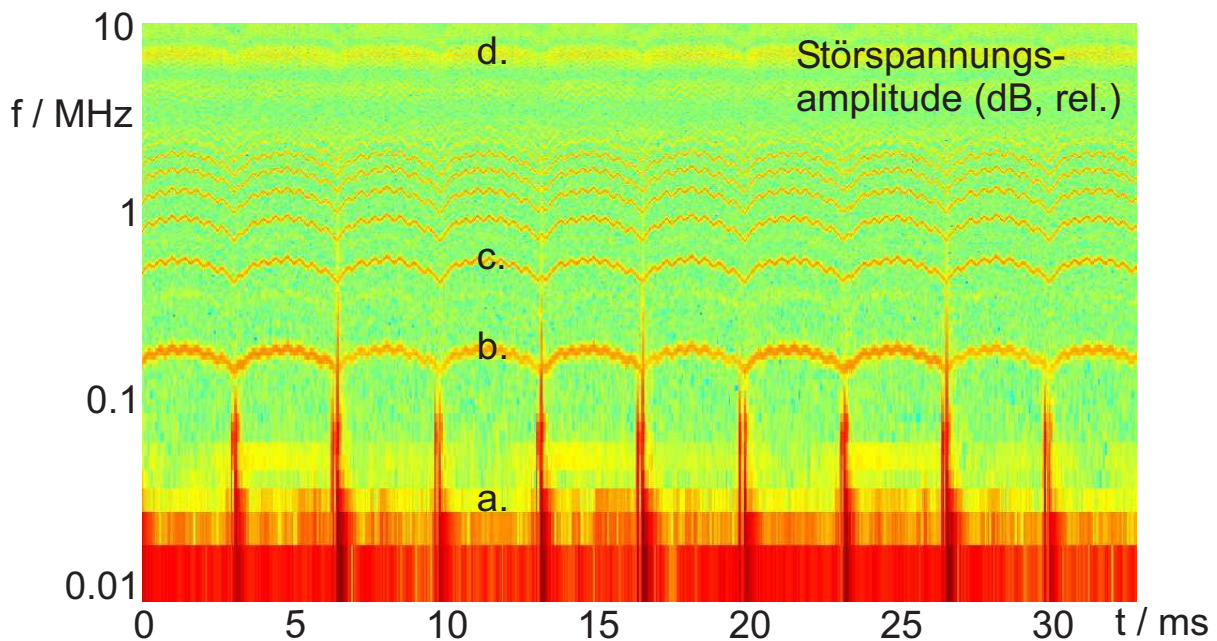


Abbildung 5.3: Spektrogramm der symmetrischen Netzstörspannung eines HF-EVG. Skala ca.: $120 \text{ dB}\mu\text{V}$ in rot, kleiner $70 \text{ dB}\mu\text{V}$ in grün.

Bei Frequenzen oberhalb 5 MHz (**d.**) sind verschiedene breitbandige Störungen zu erkennen. Ihre Ursache ist in den Ausschaltvorgängen der MOSFET selbst zu suchen und wesentlich schwieriger vorherzusagen als die Harmonischen der Schaltfrequenz. Die Entstehung und Ausbreitung hängt in diesem Bereich stark von den parasitären Eigenschaften der verwendeten passiven Bauteile und des Layout ab. Diese Vorgänge werden im nächsten Abschnitt modelliert und untersucht.

Abbildung 5.4 zeigt das Spektrogramm der symmetrischen Störspannung vor und während der Lampenzündung. Zunächst treten die Harmonischen der Schaltfrequenz auf. Die Schaltfrequenz wird stetig kleiner und nähert sich der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises. Nach 5 ms beginnt die Zündung der Lampe. Die Brückenströme sind in dieser Zündphase nicht periodisch, weil der Lampenstrom wiederholt unterbrochen wird. Die MOSFET schalten hart, d.h. unter Spannung ein, was zu den deutlichen, breitbandigen Störspannungen im gesamten Frequenzbereich oberhalb 1 MHz führt. Nach etwa 25 ms setzt die Stromregelung ein und die Hochlaufphase beginnt.

In der Hochlaufphase sind Lampenstrom und Brückenstrom etwa 30% größer als im Nennbetrieb. Entsprechend ausgeprägt stellen sich in Abbil-

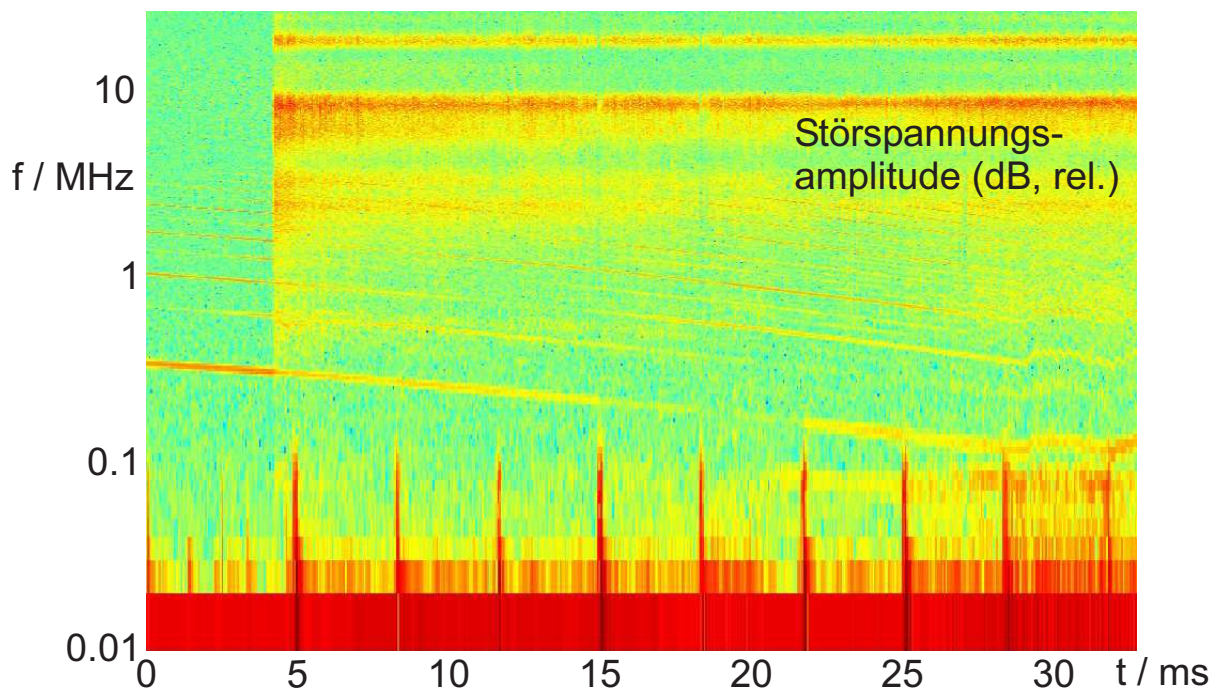


Abbildung 5.4: Spektrogramm der Netzstörspannung während der Lampenzündung.

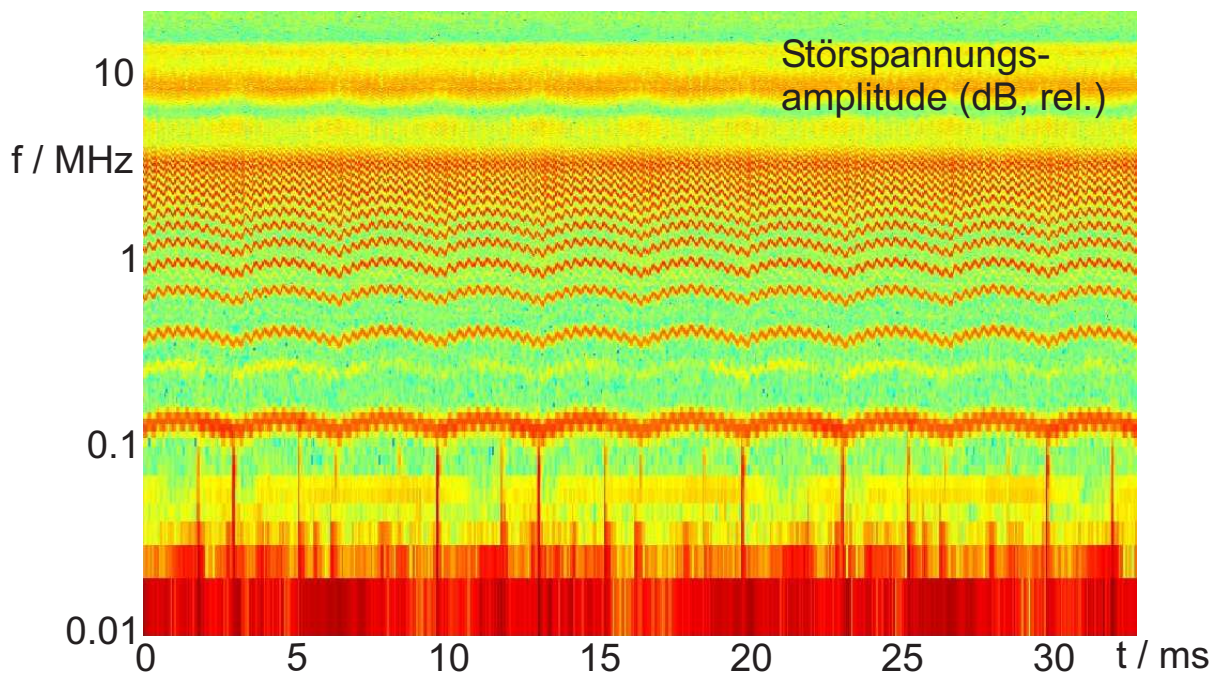


Abbildung 5.5: Spektrogramm der Netzstörspannung in der Hochlaufphase.

dung 5.5 die Störspannungen der Schaltharmonischen und auch die hochfrequenten Störungen der Ausschaltvorgänge dar. Weil beim Hochlauf die Lampenspannung gering ist, wird vom Versorgungsnetz kaum Wirkleistung aufgenommen und die Gleichrichterströme sind klein und diskontinuierlich. Die unregelmäßig auftretenden Gleichrichterstörungen zeigen dies.

Die Darstellung in Form von Spektrogrammen erleichtert die Zuordnung zwischen Störung und möglicher Störquelle erheblich. Zusammenfassend können vier Störphänomene unterschieden werden:

- Eine kontinuierliche Störspannung auf Grund der Resonanz zwischen der Netzinduktivität (oder der $50\mu H$ Induktivität der Netznachbildung) und der Kapazität des Zwischenkreises.
- Periodisch auftretende Störungen bei jedem Ausschalten der Netzgleichrichterioden mit Störfrequenzen bis zu einigen hundert Kilohertz.
- Schmalbandige Störungen bei der Wechselrichterfrequenz und ihren Oberschwingungen, die auf Grund der Stromregelung mit 300 Hz moduliert sind.
- Kontinuierliche, breitbandige Störungen oberhalb 5 MHz, hervorgerufen durch die schnellen Schaltvorgänge der MOSFET und verstärkt auf Grund von Resonanzen parasitärer Bauteile und der Leiterbahnen.

Die Entstehung von Störspannungen durch die Gleichrichterioden einerseits und durch die geschalteten Brückenströme im Frequenzbereich bis 1 MHz andererseits sind gut untersucht und verstanden. Die bei EVG oft ausgeprägten Störspannungen über 10 MHz aber sind in der Literatur bislang nicht zufriedenstellend analysiert worden. Im Besonderen für die resonant schaltentlasteten Vollbrückenwandler fehlt eine exakte Beschreibung der hochfrequenten Störquellen. Gerade diese Störungen sind es aber, die bei der Entwicklung von EVG normalerweise nur schwer zu berücksichtigen sind und deshalb oft Probleme mit der Einhaltung der EMV-Vorschriften verursachen.

5.1.2 Störspannungsmessung an der Netznachbildung

Zur Messung der am Netzanschluss eines elektronischen Verbrauchers auftretenden leitungsgebundenen Störungen ist für den Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz die Verwendung einer definierten Netzimpedanz in Form einer Netznachbildung vorgeschrieben (vgl. [39] DIN EN 55016). Sie macht die Messung unabhängig von der Impedanz des jeweiligen Versorgungsnetzes und erfüllt gleichzeitig folgende Anforderungen:

- Die Netznachbildung stellt einen Tiefpass für den Netzstrom dar und verhindert damit die Verfälschung der Messung durch Störungen aus dem Versorgungsnetz.
- Sie stellt auch einen Tiefpass für die Störungen dar, welche vom Prüfling ausgehen und verhindert deren Einkopplung in das Versorgungsnetz.
- Die Störströme des Prüflings werden mit einem Hochpass mit einer Grenzfrequenz von 7kHz ausgekoppelt. Gemessen wird der Spannungsabfall, den die ausgekoppelten Ströme an der 50Ω Eingangsimpedanz des Messempfängers verursachen.

Abbildung 5.6 zeigt den Messaufbau mit Netznachbildung (NNB) und den wichtigsten EVG Komponenten. Störquellen sind der Gleichrichter, die Wechselrichterbrücke und in bestimmten Betriebszuständen (z.B. während der Zündung) auch die Entladungslampe. Einen wesentlichen Einfluss auf die Ausbreitung der Störungen haben das Zwischenkreisfilter und das Erdungskonzept des EVG. Das zusätzliche Netzfilter ist in allen kommerziellen Geräten vorhanden und notwendig um die EMV Vorschriften einzuhalten. Für die Entstehung der hochfrequenten Störungen ist es aber nicht relevant und gerne würde man die Kosten für diese Filter einsparen. Für die Messungen zur Analyse der Störquellen wurde es deshalb zunächst nicht berücksichtigt.

Für die Störaussendung von EVG für den industriellen Einsatz legt die Grundnorm für ISM-Geräte EN55011 [42] die Grenzwerte fest. Für die leitungsgebundenen Störungen zwischen 150 kHz und 30 MHz ist der Quasipeakwert der unsymmetrische Störspannung an der Netznachbildung maßgeblich. Entsprechend der Anwendung von EVG hoher Leistung in industriellen Prozessen zur Materialbearbeitung wie z.B. der Aushärtung

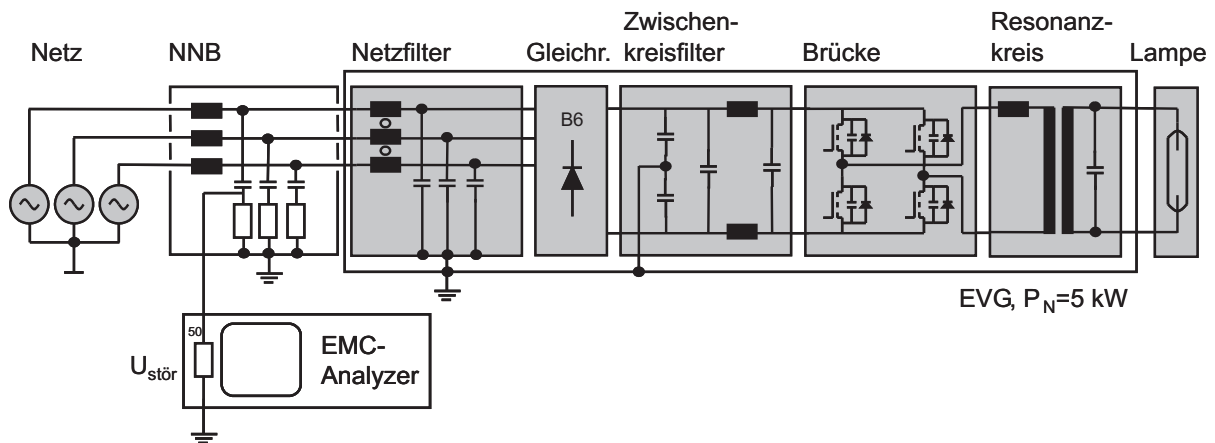


Abbildung 5.6: Messaufbau zur Bestimmung der Störspannung am Netzanschluss eines EVG. Netznachbildung: NDTV8160 [40], Messung: HP8591EM EMC Analyzer [41]

von UV-Lacken erfolgt die Einordnung in Klasse A und Gruppe 2. Für die Störspannung zwischen 9 kHz und 150 kHz sind Grenzwerte in Beratung.

Die Abbildung 5.7 zeigt das Resultat einer Störspannungsmessung des EVG im Nennbetrieb. Das Spektrum kann in drei Bereiche unterteilt werden: Zwischen 100 kHz und 2 MHz nimmt die Einhüllende mit wachsender Frequenz stetig ab, insgesamt in diesem Bereich um $50 \text{ dB}\mu\text{V}$. Das Netzfilter muss in diesem Bereich eine zusätzliche Dämpfung von 10 dB aufweisen um den Grenzwert einhalten zu können. Von 2 MHz bis 6 MHz sind die Störpegel gering und die Dynamik des EMV-Analysators reicht nicht aus um den exakten Verlauf unter $60 \text{ dB}\mu\text{V}$ aufzulösen. Zwei ausgeprägte Störungen bei 10 MHz und bei 20 MHz bestimmen das Spektrum im oberen Frequenzbereich. Auch hier muss die Dämpfung des Netzfilters noch 6-10 dB betragen, damit eine Überschreitung des Grenzwertes sicher ausgeschlossen werden kann.

Der Verlauf der Einhüllenden im unteren Frequenzbereich wird häufig aus der Fouriertransformierten eines Trapezsignals abgeleitet (zur Berechnung s. [43] S.55 und [44]). Das Trapezsignal entspricht dabei der Ausgangsspannung des Wechselrichters. Der zweite Faktor ist die Einfügungsdämpfung des Zwischenkreisfilters. Sie nimmt im betrachteten Beispiel von 45 dB bei 100 kHz auf 70 dB bei 300 kHz zu. Für höhere Frequenzen nimmt sie dann aber stetig ab, weil parasitäre Induktivitäten zunehmend die Impedanz der Zwischenkreiskondensatoren erhöhen. Oberhalb 1 MHz

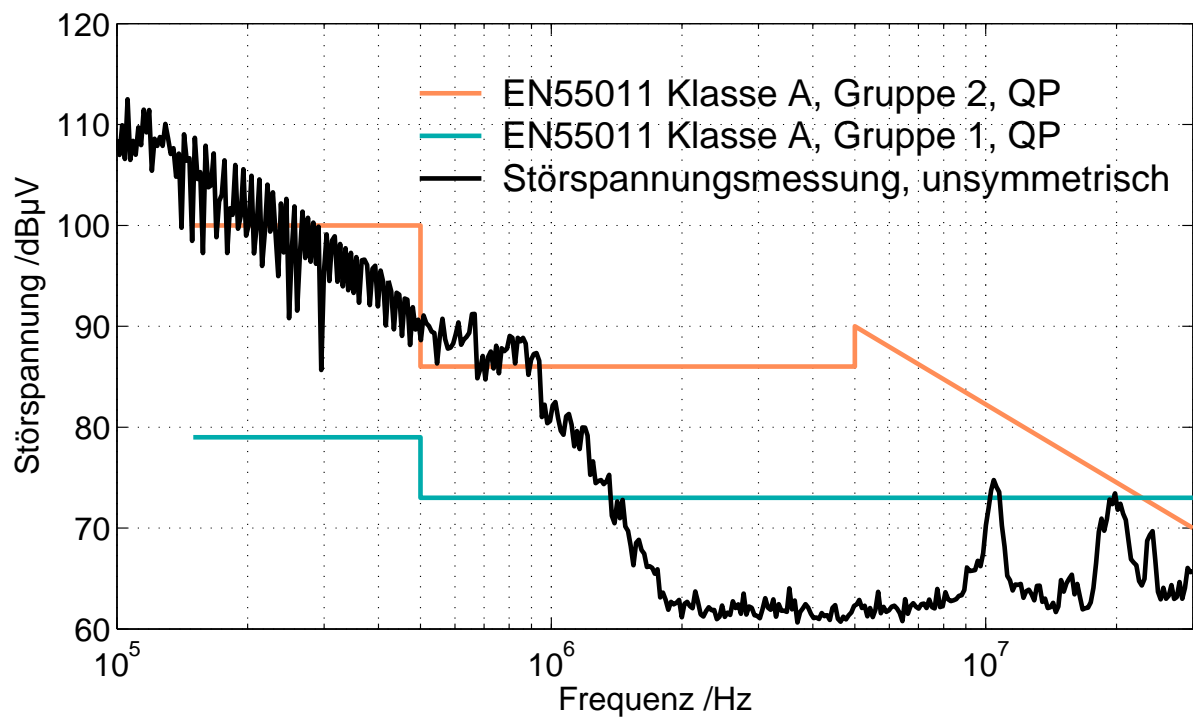


Abbildung 5.7: Messung der unsymmetrischen Störspannung (Peakwert) eines 5kW-EVG ohne Netzfilter.

nimmt die Amplitude der Störquelle mit 40 dB/Dekade ab und dementsprechend sinkt auch die Störspannung schneller.

Die Störungen bei 10 und 20 MHz lassen sich weder mit dem Verlauf der Transistorspannungen noch mit der Filterdämpfung erklären. Die Untersuchung verschiedener Geräte hat ergeben, dass diese Störungen bei allen EVG auftreten und die Frequenz charakteristisch für die jeweils verwendeten Wechselrichterbrücken ist. Die Störungen sind dagegen unabhängig von der Leistung der verschiedenen EVG und auch von der Betriebsfrequenz der Brücken, was sich im Dimmbetrieb nachweisen ließ.

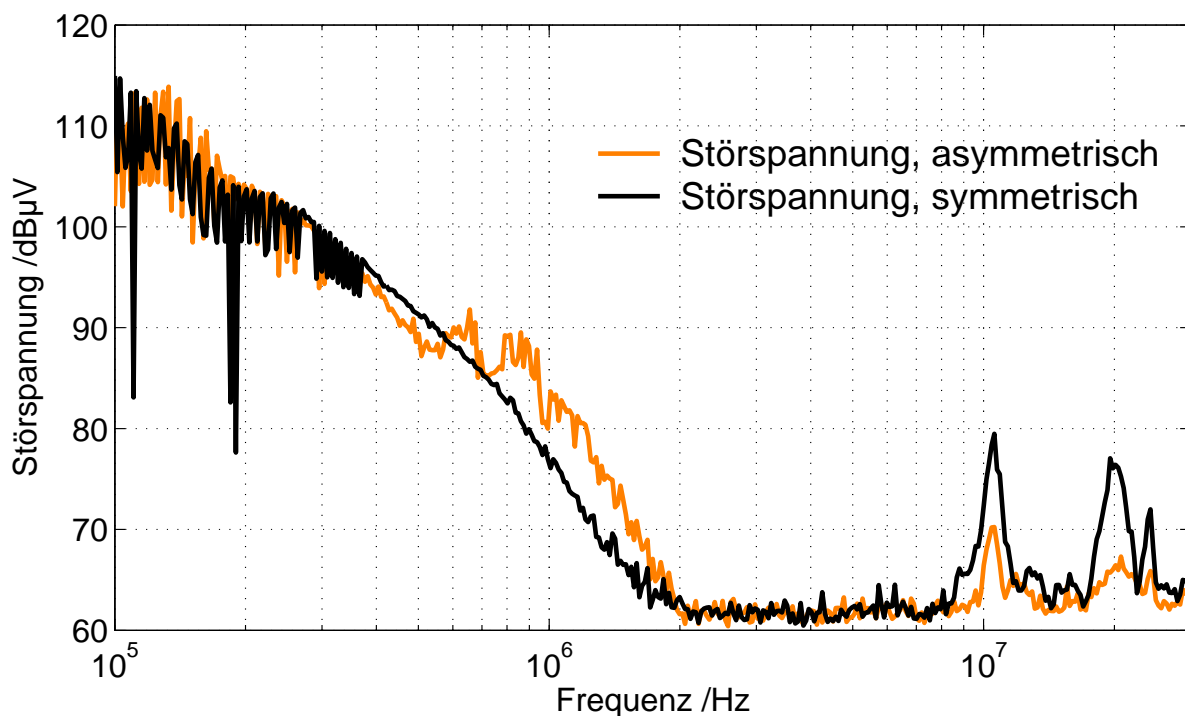


Abbildung 5.8: Die Störungen oberhalb 10 MHz sind charakteristisch für die Vollbrücken und breiten sich als Gegentaktstörungen aus.

Die verwendete Netznachbildung ermöglicht neben der bereits vorgestellten Messung der unsymmetrischen Störspannungen auch die Messung der symmetrischen und der asymmetrischen Störspannungen (zum Aufbau der Netznachbildungen für die drei Störspannungsanteile siehe Abbildung A.3 im Anhang). Damit lassen sich Gegentaktsignale und Gleichtaktsignale unterscheiden, was nicht nur bei der Auswahl oder Dimensionierung der Netzfilter von Vorteil ist, sondern auch Rückschlüsse auf die Störquelle und den Ausbreitungspfad zulässt.

Die Messung Abbildung 5.8 macht deutlich, dass es sich bei den hochfrequenten Störungen um Gegentaktstörungen handelt, d.h. der Störstromkreis enthält außer der Netznachbildung die positive und die negative Versorgungsschiene des Zwischenkreises und die beiden Halbbrücken. Um den Ausbreitungspfad zu bestimmen und die an den Resonanzen beteiligten Bauteile zu identifizieren, wird im folgenden Abschnitt 5.2 ein Modell des EVG erstellt, welches die Bauteileigenschaften bis 30 MHz nachbildet und damit eine EMV Simulation ermöglicht.

5.1.3 Störspannungsmessung am Wechselrichter

Besonders zur Analyse von leitungsgebundenen Gleichtaktstörungen ist es von Vorteil in einer Schaltung die Knotenpunkte identifizieren zu können, welche einer besonders hohen Störspannung ausgesetzt sind. Die Gleichtaktströme werden zumeist durch große Spannungsänderung an den Koppelkapazitäten zum Erdpotential verursacht. Eine Möglichkeit zur Bestimmung dieser Koppelpfade besteht in der Messung der elektrischen Feldstärken im Gerät. Für die Störfrequenzen unter 50 MHz sind E-Feldsonden aber aufwendig oder auf Grund des geringen Verschiebungsstromes zu ungenau.

Für diesen unteren Frequenzbereich bietet sich eine direkte Messung der Störspannung mit Hilfe eines Auskoppelnetzwerks an. Ein derartiges Netzwerk muss eine hohe Dämpfung im Bereich der Schaltfrequenz des EVG besitzen (min. 60dB), um eine Überhitzung oder die Beschädigung des Messempfängers durch Überspannung zu verhindern, sollte aber gleichzeitig die höherfrequenten Störspannungen mit geringerer Dämpfung an den Messempfänger weiterleiten, um dessen Eingangsdynamik auszunutzen. Neben dem Hochpassverhalten ist eine hohe Auskoppelimpedanz wünschenswert. Die Beeinflussung der Störspannungen im EVG durch die Messsonde wird auf diese Weise gering gehalten. Einen Tastteiler mit Hochpasscharakteristik, der für die Störspannungsmessungen in dieser Arbeit angefertigt wurde, zeigt das Schaltbild Abbildung 5.9. Mit Hilfe der gemessenen Spannungs-Übertragungsfunktion des Tastteilers wird das ursprüngliche Signal rekonstruiert. Die Störspannung kann also quantitativ angegeben werden und ist im Gegensatz zur E-Feld Messung unabhängig von der metallischen Umgebung des Messpunktes.

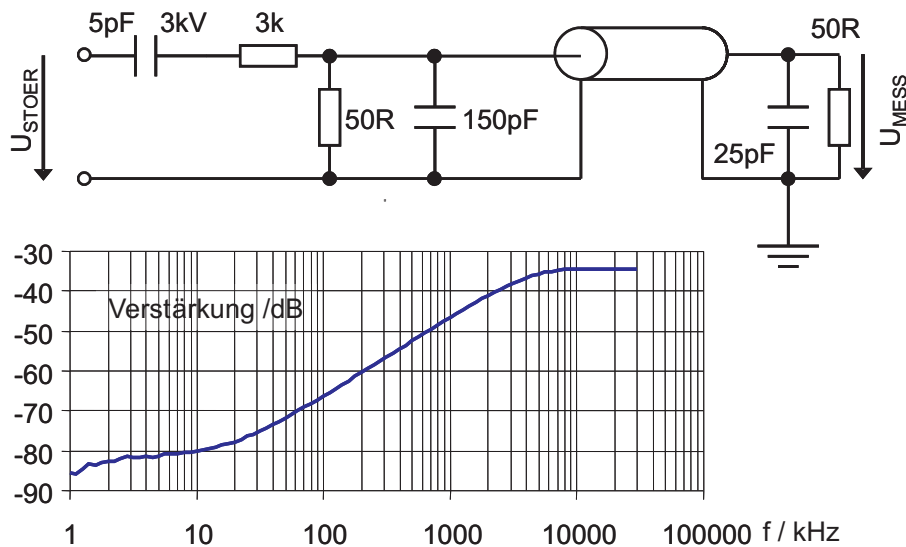


Abbildung 5.9: Schaltbild und Übertragungsfunktion (U_{MESS}/U_{STOER}) eines Tastteilers zur Messung der hochfrequenten Störspannungen im EVG

5.1.4 H-Feld Messung im EVG

Die Messung der magnetischen Feldstärke im Nahfeld einer leistungselektronischen Schaltung gibt Aufschluss über die Störstrompfade im Gerät und hilft induktive Kopplungen über größere Distanzen aufzuzeigen. Die H-Feldmessung ist im Gegensatz zur Messung des elektrischen Feldes auch im Frequenzbereich unter 50 MHz mit einem recht einfachen Sondaufbau [45] möglich. Um einen Überblick über die Feldverteilung im EVG zu gewinnen, wurde mit einem Rasterverfahren die magnetische Feldstärke in einer Ebene über dem EVG erfasst. Gemessen wurde an jedem Punkt der Ebene das Spektrum der mittleren Feldstärke für jeweils eine der x,y oder z-Feldkomponenten.

Die Auswertesoftware (Abbildung 5.10) erlaubt die Darstellung des Spektrums an einem Punkt x_0, y_0 und gleichzeitig die Darstellung der Feldverteilung für eine Frequenz f_0 . In diesem Messbeispiel ist die Feldverteilung für eine Störfrequenz von 10 MHz gezeigt. Die maximale Feldstärke wird im Bereich der Vollbrücke bzw. der darüberliegenden Kondensatoren des brückenseitigen Zwischenkreisfilters erreicht. Auch Drossel und Transformator zeigen ein deutliches Feld bei dieser Frequenz. In der Umgebung der Zündkondensatoren und am Ausgang zum Lampenanschluss (CK) ist die gemessene Feldstärke bereits um 20 bis 40 dB geringer als im Maximum (dies gilt auch für die x und y Komponenten), was zeigt,

dass die Störungen in diesem Frequenzbereich durch den Resonanzkreis gut gedämpft werden.

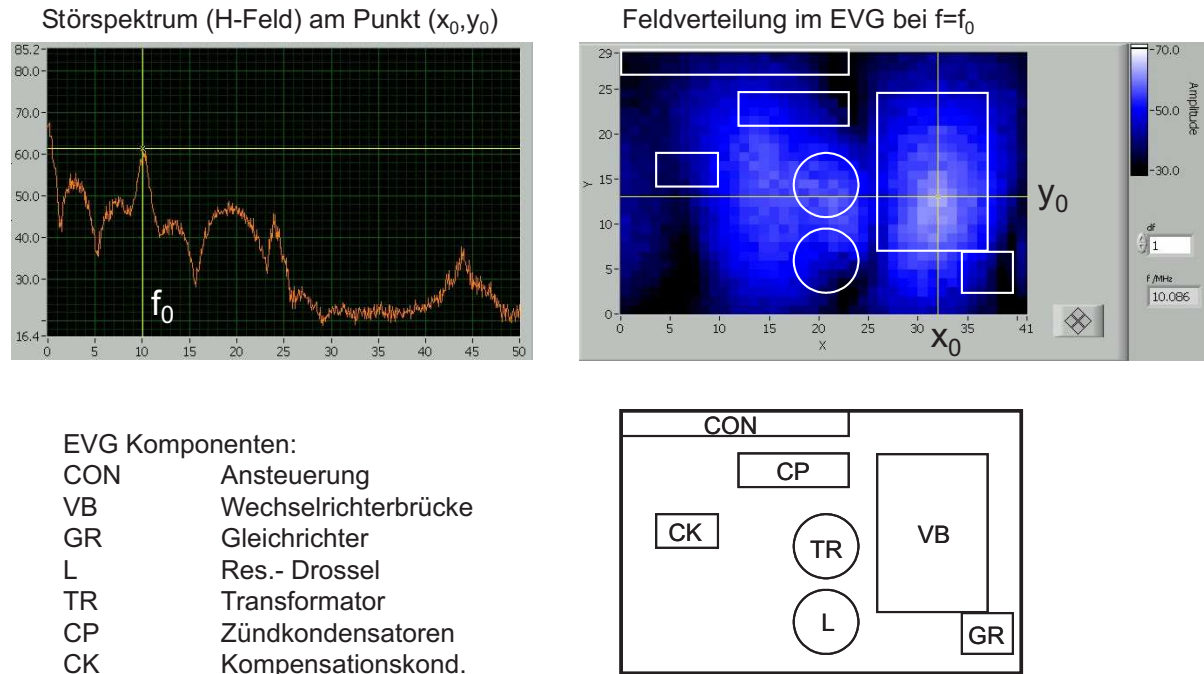


Abbildung 5.10: Die frequenz aufgelöste Messung der H-Feldstärke in einer Ebene im Nahfeld des EVG macht sichtbar, welche Komponenten besonders hohe Störströme führen und wo die Gefahr von Feldkopplungen groß ist.

5.2 Modell der hochfrequenten Störquellen

Im Folgenden wird ein Zeitbereichsmodell der EVG entworfen, welches die Simulation der Schaltungsfunktion zusammen mit den hochfrequenten Störungen ermöglicht. Das Ziel ist dabei nicht die exakte Vorhersage der zu erwartenden Störampplituden, sondern die Möglichkeit eine einfache Nachbildung der Störvorgänge zu entwerfen. Es sollen aus der Vielzahl der möglichen Störquellen und Resonanzen diejenigen identifiziert werden, welche die Störspannungen oberhalb einem Megahertz an der Netznachbildung verursachen.

5.2.1 Simulationsstrategie

Zur Modellierung von leistungselektronischen Schaltungen für den Frequenzbereich bis 30 MHz, welcher für die leitungsgebundene Störemission relevant ist, gibt es in der Literatur eine Vielzahl von Ansätzen. Die Wahl eines geeigneten Modellierungs- und Simulationsverfahrens hängt von der angestrebten Genauigkeit, der Komplexität der Schaltung und auch von der Schaltungstopologie ab. Eine Übersicht der gängigen Verfahren findet sich zum Beispiel in [46].

Für diese Arbeit wurde die Simulation im Zeitbereich (Simulationsumgebung: Ansoft Simplorer [47]) gewählt. Für eine resonant schaltentlastete Topologie, wie sie bei den hier untersuchten EVG Anwendung findet, hat die Zeitbereichssimulation den Vorteil, dass die Schaltzeitpunkte der Inversdioden nicht vorausberechnet werden müssen. Für eine Simulation im Frequenzbereich, bei der ein eigenes Modell für jeden Zustandsvektor der Schalter und auch der Dioden implementiert wird, ergibt sich bei den resonanten Topologien gegenüber den hart schaltenden ein erheblicher Mehraufwand zur Berechnung der Schaltzeitpunkte. Das Hauptargument für die Frequenzbereichssimulation, die geringere Rechenzeit, spielt heute eine geringere Rolle, weil der höhere Rechenaufwand zunehmend durch höhere Rechenleistungen ausgeglichen wird.

Ein häufiges Problem bei der Zeitbereichssimulation ist die lange Rechenzeit bis zum Erreichen eines stationären Modellzustandes und die Konvergenz des Integrationsalgorithmus in diesem Zeitraum. In [48] wird deshalb vorgeschlagen zunächst eine Berechnung der Ströme und Spannungen des EVG im Frequenzbereich durchzuführen und daraus einen Satz von Anfangswerten für die Zeitbereichssimulation abzuleiten. Um diese Methode zu realisieren, wurde die EVG-Simulation mit gesteuerten Spannungsquellen verwendet, die bereits im Abschnitt 4.3 vorgestellt wurde. Die Arbeit mit zwei Modellen eines im Frequenz- und eines im Zeitbereich ist bei der Modellerstellung allerdings sehr umständlich.

Speziell zur Simulation der hochfrequenten Störspannungsanteile wurde deshalb ein zweiter Weg gewählt. Es wurde die Serieninduktivität der Netznachbildung von $50\mu H$ im Zeitbereichsmodell durch eine um den Faktor 100 geringere Induktivität ersetzt, ohne den parallelen 50Ω Widerstand zu ändern. Die Eckfrequenz des Tiefpasses, den die Netznachbildung darstellt, verschiebt sich dadurch um eine Dekade zu höheren Frequenzen (von 9 kHz auf 90 kHz). Die Dämpfung von der Brückenschaltung bis zum Mess-

widerstand und die Auswirkung der geringeren Nachbildungsinduktivität zeigt Abbildung 5.11. Bereits ab 215 kHz wird der Nachbildungsfehler kleiner 1 dB, bei höheren Frequenzen bleibt die Dämpfung unverändert. Gleichzeitig gewinnt man eine um den Faktor 10 verkürzte Einschwingzeit der Netznachbildung in der Simulation, was eine erhebliche Ersparnis an Rechenzeit und Speicherbedarf mit sich bringt.

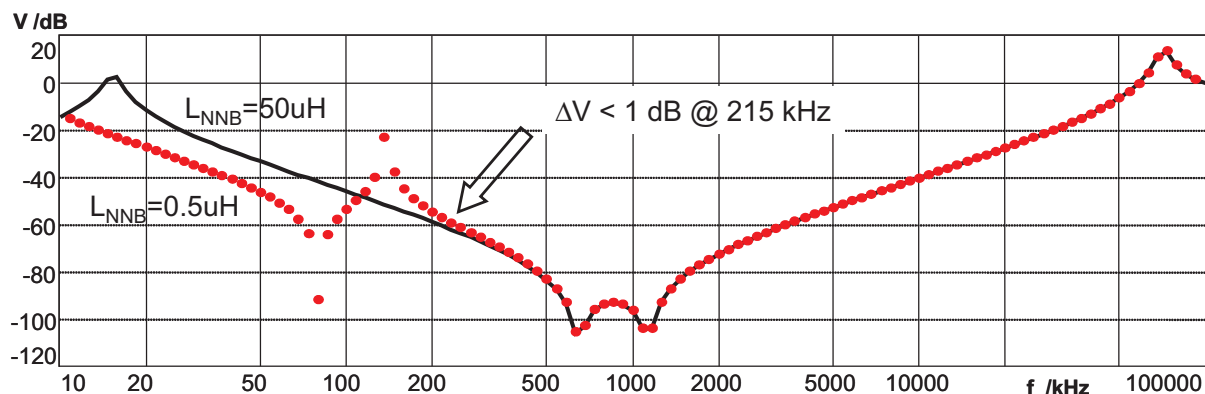


Abbildung 5.11: Symmetrische Übertragungsfunktion (Verstärkung V) vom Wechselrichter über das Zwischenkreisfilter zum Messwiderstand der Netznachbildung. Die geringere Netznachbildungsinduktivität wirkt sich nur für kleine Frequenzen aus, verkürzt aber die Simulationszeit erheblich.

Der Vorteil dieser Methode ist ein Modell, in dem praktisch keine Einschwingvorgänge zwischen großen Energiespeichern (Induktivitäten oder Kapazitäten) stattfinden, die länger als eine Schaltperiode dauern. Bereits mit dem zweiten Schaltvorgang wird ein nahezu stationärer Zustand erreicht wie Abbildung 5.12 anhand der Brückenspannung und des Drosselstroms des Resonanzkreises zeigt. Die anschließende Simulation über zwei Wechselrichterperioden mit einer zeitlichen Auflösung von einer Nanosekunde reicht aus, um die Störspannungspegel zwischen 100 kHz und 30 MHz durch eine FFT des simulierten Störspannungsverlaufs am Messwiderstand zu berechnen. Zuletzt wird das Störspektrum mit der gemessenen ZF-Funktion (9kHz Bandbreite) des verwendeten EMC-Spektrumanalyzers gefaltet. Ein Vergleich zwischen Simulations- und Messdaten (wie z.B. in Abbildung 5.2.3) wird damit möglich.

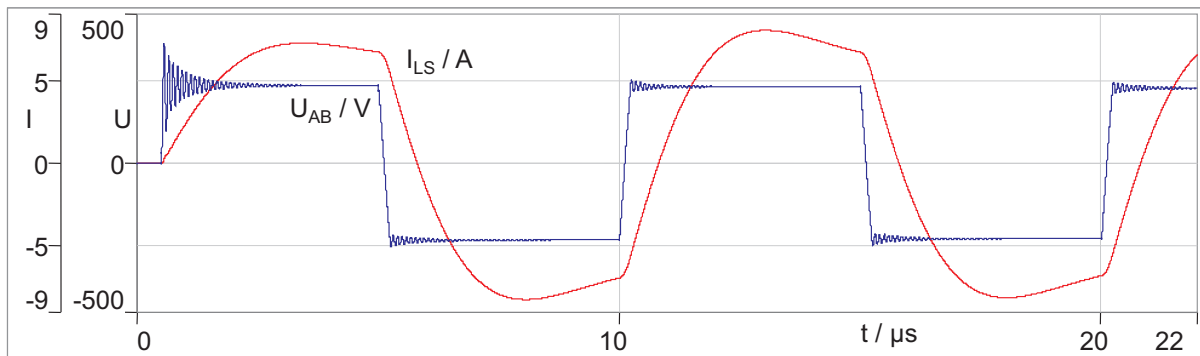


Abbildung 5.12: Die Simulation über zwei Schaltperioden des Wechselrichters im Zeitbereich zeigt ein gutes Einschwingverhalten. Bereits im zweiten Schaltvorgang sind die Brückenströme nahezu stationär.

5.2.2 Komponentenmodelle

Bei der Modellierung müssen neben den tatsächlich verwendeten Bauteilen (z.B. Kondensatoren, MOSFET, Filterdrosseln etc.) die parasitären Bauteileigenschaften und die Eigenschaften der Verbindungsstruktur der Bauteile untereinander nachgebildet werden. Zwei Methoden sind hierfür üblich: Bei komplexeren Komponenten, wie z.B. einem Netzfilter, dessen innerer Aufbau nicht bekannt ist, kann ein Verhaltensmodell erstellt werden. Dazu wird die frequenzabhängige Dämpfung des Filters messtechnisch erfasst und direkt als Übertragungskennlinie in das Modell implementiert. Schaltungssimulatoren wie PSpice bieten eine Reihe parametrisierbarer Verhaltensmodelle (ABM - analog behavioural model) an, welche die schnelle Implementierung eines Phasen- oder Amplitudengangs erlauben.

Der zweite Weg besteht in der Einführung von zusätzlichen elektrischen Grundelementen in die Schaltungstopologie, welche eine Ersatzschaltung der parasitären Eigenschaften bilden. Die Werte der Zusatzelemente erhält man aus einem Abgleich zwischen Simulation des Modells und der Messung der realen Übertragungsfunktionen und Impedanzen. Je höher die Anzahl der Zusatzelemente und je besser das Wissen über die Struktur der Komponenten ist, desto genauer kann die Nachbildung erfolgen. Gleichzeitig steigt aber auch der Aufwand zur Parametrisierung mit der Anzahl der Ersatzbauteile, so dass es sich empfiehlt, jeweils möglichst kleine Bauteilgruppen nachzubilden. Die Genauigkeit einer direkten Implementierung der Übertragungsfunktion wird nicht erreicht. Der wesentliche Vorteil be-

steht aber in der Möglichkeit, einzelne Ersatzelemente zu variieren und die Auswirkung (z.B. der Koppelkapazität eines Transformators auf das Störspektrum) gezielt zu beobachten.

Die Ersatzschaltungen der Grundelemente leistungselektronischer Schaltungen (Widerstände, Folienkondensatoren, Elektrolytkondensatoren, Filterdrosseln etc.) sind bekannt und bestehen zumeist aus zwei bis fünf Ersatzelementen [49]. Als Beispiel zeigt Abbildung 5.13 die Impedanzmessung der brückenseitigen Kondensatoren des Zwischenkreisfilters.

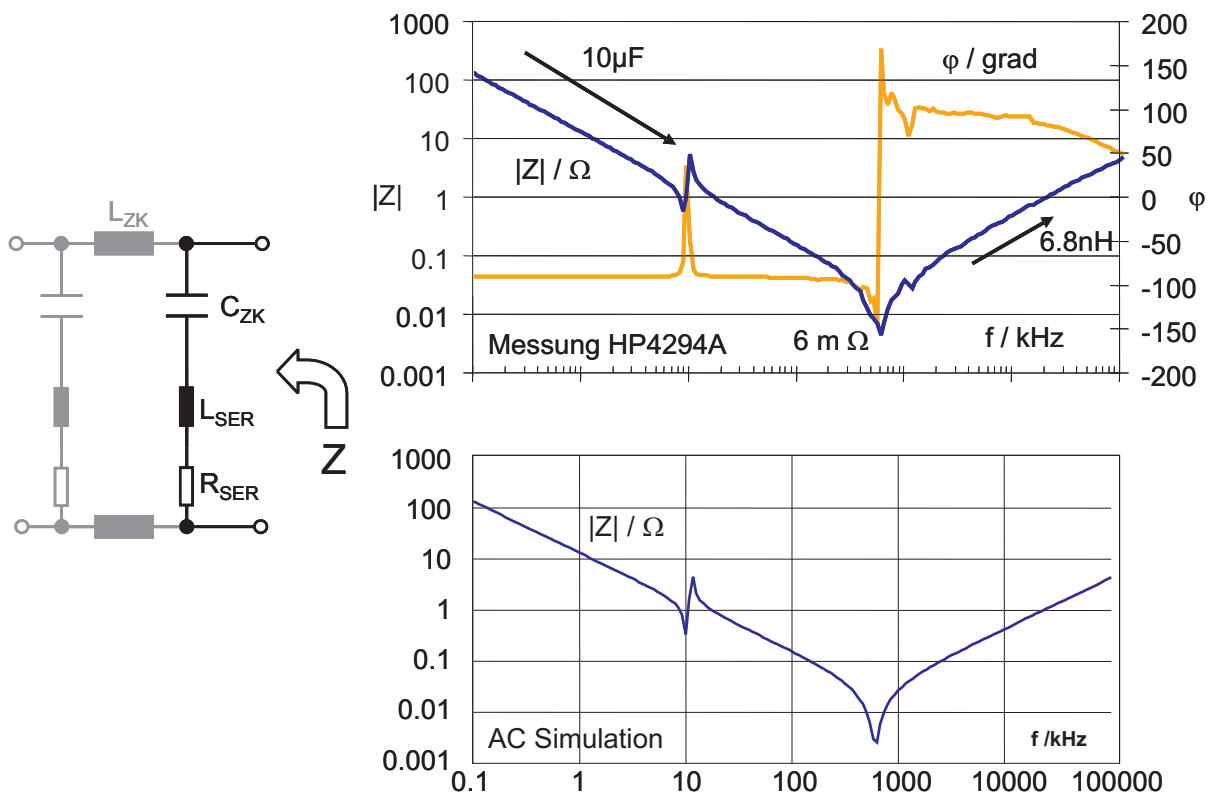


Abbildung 5.13: Bestimmung der parasitären Schaltungselemente durch Abgleich zwischen Impedanzmessung (HP4294A [50]) und Simulation am Beispiel der Zwischenkreiskondensatoren C_{ZK} .

Die Parallelschaltung von zehn Folienkondensatoren kann in diesem Beispiel durch die Serienschaltung der Kapazität C_{ZK} mit einer Induktivität L_{ZK} angenähert werden. Die Werte dieser Ersatzelemente ergeben sich aus den Steigungen des Impedanzverlaufs unterhalb und oberhalb der Eigenresonanz des Kondensators bei 600 kHz und der Serienwiderstand R_{SER} im Modell wird anhand der Dämpfung in der Resonanz bestimmt.

Weil die Messung direkt am Zwischenkreisfilter durchgeführt wurde, zeigt sich im Impedanzverlauf auch die Filterresonanz bei 10 kHz.

Neben den parasitären Eigenschaften der Bauteile müssen die Impedanzen der Verbindungsstruktur modelliert werden. Dies sind im wesentlichen die Induktivitäten der Leiterbahnen und der Kabel im EVG. Die kapazitiven Anteile der verteilten Leitungsimpedanzen sind zu klein um sich im Frequenzbereich unter 30 MHz auszuwirken. Die Layoutinduktivitäten wurden abschnittsweise gemessen, indem die Leiterbahnen einer Platine an verschiedenen Knotenpunkten aufgetrennt wurden.

Als Schaltermodell wurde das dynamische (Level 1) NMOS-Modell des Simplorer benutzt. Die zugrundeliegenden Halbleitergleichungen berücksichtigen die Nichtlinearität der MOSFET-Kapazitäten C_{DS} und C_{DG} . Ergänzt wurde das Modell durch die gemessenen Layoutinduktivitäten der Transistoranschlüsse und durch die Koppelkapazität des MOSFET zum Kühlkörper $C_{S,KK}$. Auch die Gateansteuerung ist Teil des Modells.

Name	Wert	Beschreibung
$VP0$	3 V	Abschnür-Spannung
$K0$	14.1 A/V ²	Transistor-Konstante
R_D	0.355 Ω	Drain-Widerstand
R_S	19.8 mΩ	Source-Widerstand
R_G	12.5 Ω	Gate-Widerstand
C_{GS}	2.46 nF	Gate-Source-Kapazität (bei 0V)
C_{GD}	1.73 nF	Gate-Drain-Kapazität (bei 0V)
$V_{DIFF,GD}$	0.7 V	Diffusionsspannung Drain-Gate-Kap.
α_{DG}	0.68	Exponent des C_{DG} Verlaufs
$M0_{FWD}$	1.5	Idealitätsfaktor der Freilaufdiode
$ISAT0_{FWD}$	49.8 nA	Sättigungssperrstrom der Freilaufdiode
$RB0_{FWD}$	45.8 mΩ	Bahnwiderstand der Freilaufdiode
L_{Source}	7.5 nH	Source-Induktivität

Tabelle 5.1: MOSFET-Modellparameter (soweit abweichend vom Standardwert)

Der Vorteil der Verwendung der komplexeren Halbleitermodelle gegenüber einer Modellierung der MOSFET mit Hilfe gesteuerter Quellen

(Verhaltensmodelle) besteht in der Verfügbarkeit von Modellparametern für eine große Anzahl von Halbleiterschaltern verschiedener Hersteller. Die Parameter, für die nicht die Standardwerte verwendet wurden, sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

Aus den einzelnen Modellen der passiven Komponenten, der Leitungen und der Halbleiter wurde ein Gesamtmodell des EVG vom Netzanschluss bis zum Brückenausgang erstellt (s. Anhang Abbildung A.2). Der Einfluss des Resonanzkreises und der Entladungslampe auf die Entstehung und Ausbreitung der Störströme in Richtung Netznachbildung ist gering. Für die Störströme, die sich in Richtung Lampe ausbreiten, wirkt der Resonanzkreis als Tiefpass mit einer Eingangsimpedanz größer $1\text{ k}\Omega$ im Bereich der hochfrequenten Störungen bis 30 MHz. Als parasitäres Element wurde lediglich die Koppelkapazität zwischen den beiden Brückenausgängen bei angeschlossener Drossel berücksichtigt. Im Folgenden werden die Simulationsergebnisse vorgestellt.

5.2.3 Simulation der unsymmetrischen Störspannungen

Die Zeitbereichssimulation des erstellten Modells liefert eine gute Übereinstimmung der berechneten Störspannungen mit den an der Netznachbildung gemessenen Werten (Abbildung 5.14).

- Die größten Abweichungen von 10 dB zwischen gemessenem und simuliertem Störpegel zeigen sich bei den ersten beiden Oberschwingungen der Schaltfrequenz. Dies ist auf die kleinere Netznachbildungsimpedanz in der Simulation zurückzuführen (vgl. 5.2.1). Die exakte Vorausberechnung der Amplitude der Schaltheinigen im unteren Frequenzbereich war nicht das primäre Ziel der Modellierung.
- Während die Simulation mit einer festen Schaltfrequenz durchgeführt wurde, ist die Schaltfrequenz im EVG auf Grund der Regelung zeitlich moduliert (vgl. 5.1.1) und das Spektrum deshalb kontinuierlich. Einzelne Oberschwingungen sind nur im simulierten aber nicht im gemessenen Spektrum der Störspannung zu erkennen.
- Die beiden Resonanzen bei 10 MHz und bei 20 MHz sind sowohl in ihrer Amplitude, als auch in ihrer Frequenz sehr genau nachgebildet (Abweichung bei 10 MHz: $\Delta f_{peak} = 1\text{ MHz}$ und $\Delta V_{peak} = 3.3\text{ dB}$).

- Störspannungen mit einem Pegel kleiner $60 \text{ dB}\mu\text{V}$ liegen in dieser Messung ausserhalb des Auflösungsbereichs des Spektrumanalysators.

Mit Hilfe des komplexen EVG-Modells für die Zeitbereichssimulation wird in den nächsten beiden Abschnitten eine Ersatzschaltung für die symmetrischen und eine für die asymmetrischen Störungen abgeleitet. Beide enthalten nur die Bauteile, die für die Entstehung der Resonanzen wesentlich sind.

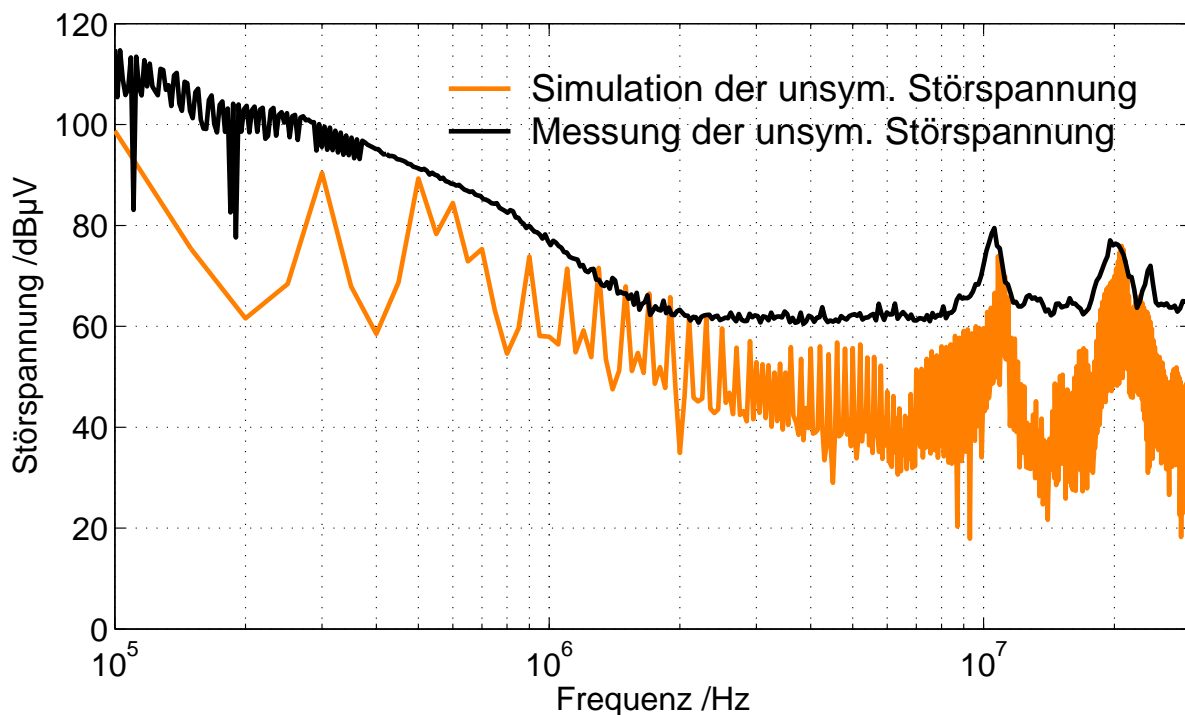


Abbildung 5.14: Vergleich von Messung und Simulation der unsymmetrischen Störspannungen

5.2.4 Ersatzschaltung der asymmetrische Störungen

Bei den aktiven Gleichrichtern mit einem oder mit zwei Schaltelementen und auch bei den Pulswechselrichtern wird die Störspannung am Netzananschluss meistens von den Gleichtaktstörungen dominiert. Die Ursache für diese asymmetrischen Störströme sind schnelle Potentialänderungen innerhalb der Schaltung, die einen Strom durch die Koppelkapazitäten zur Erde verursachen.

Bei den HF-EVG mit Vollbrückenwandlern treten die größten Spannungsänderungen an den beiden Mittelpunkten der Brücken auf, denn hier wechselt mit jedem Schaltvorgang das Potential von der positiven auf die negative Versorgungsspannung. Unter der Annahme, dass die Brückenausgangsspannung innerhalb der Umschaltzeit t_r linear ansteigt und abfällt, erzeugt der trapezförmige Spannungsverlauf am Brückenmittelpunkt in der Koppelkapazität C_K einen Pulsstrom i_P mit konstanter Amplitude und mit der Länge t_r .

Der idealisierte Verlauf des Pulsstromes im Zeit- und im Frequenzbereich ist in Abbildung 5.15 oben dargestellt. Die Messung der Störspannung gegenüber Erdpotential am Brückenmittelpunkt mit einem Hochpass-Tastteilers, wie er in 5.1.3 beschrieben wurde, ergibt ein ganz ähnliches Bild für das Spannungsspektrum (Abbildung 5.15 unten).

Ein Unterschied zeigt sich jedoch bei der Betrachtung der Störung bei 10 MHz. Sie tritt in der transformierten Impulsfolge nicht auf, wird aber durch die Simulation der Gesamtschaltung, welche alle parasitären Elemente und auch die symmetrischen Störanteile enthält, richtig nachgebildet. Dies lässt den Schluss zu, dass die Ursache dieser Störung in einer Resonanz der parasitären Bauteile zu suchen ist. Der tatsächliche Störpfad wird bei der Betrachtung der symmetrischen Störungen in Abschnitt 5.2.5 beschrieben.

Die Ausbreitung des Gleichtaktstromes wird anhand des vereinfachten Ersatzschaltbilds Abbildung 5.16 deutlich. Die Spannungsänderung beträgt für die mit Q_1 und Q_2 bezeichneten Quellen $2500 \frac{V}{\mu s}$. Die Koppelkapazität C_K fasst die Kapazität der Transistoren zum Kühlkörper, die Kapazität der flächigen Ansteuerinseln und die Kapazität der Drossel zum Kühlkörper und zum Gehäuse zusammen.

Wird die Wechselrichterbrücke mit rechteckförmiger Ausgangsspannung betrieben, schalten die diagonal gegenüberliegenden Transistoren gleichzeitig und die beiden Quellen Q_1 und Q_2 haben stets entgegengesetzte Vorzeichen. Der Störstrom schließt sich vollständig in der Masche Q_1 , Z_{P5} , Q_2 , Z_{P4} und trägt nicht zu einem Spannungsabfall an der Impedanz der Netznachbildung bei. Tatsächlich tritt im oberen Frequenzbereich eine asymmetrische Komponente nicht auf (s. Abbildung 5.8), dies bestätigt die Messung. Voraussetzung für die Kompensation der Störströme der beiden Brückenarme ist allerdings die Gleichzeitigkeit der Schaltvorgänge. Bereits ein zeitlicher Unterschied im Ansteuersignal der Halbbrücken von 20 ns führt zu einem erheblichen Anstieg der Gleichtaktkomponente an

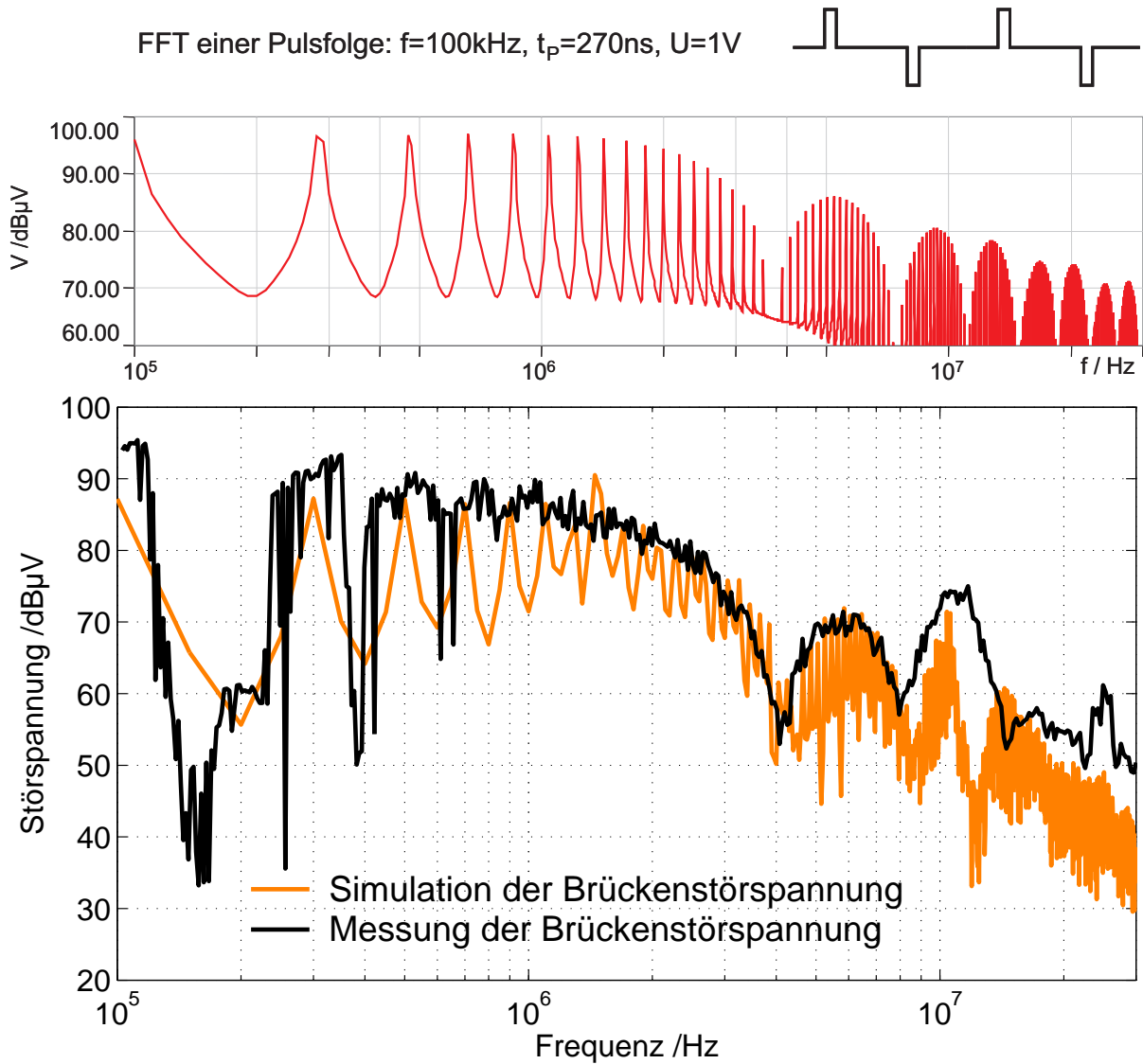


Abbildung 5.15: Oben: Simulierte Impulsfolge wie sie durch den asymmetrischen Störstrom zum Erdpotential entsteht. Unten: Zeitbereichssimulation und Messung der Brückenspannung.

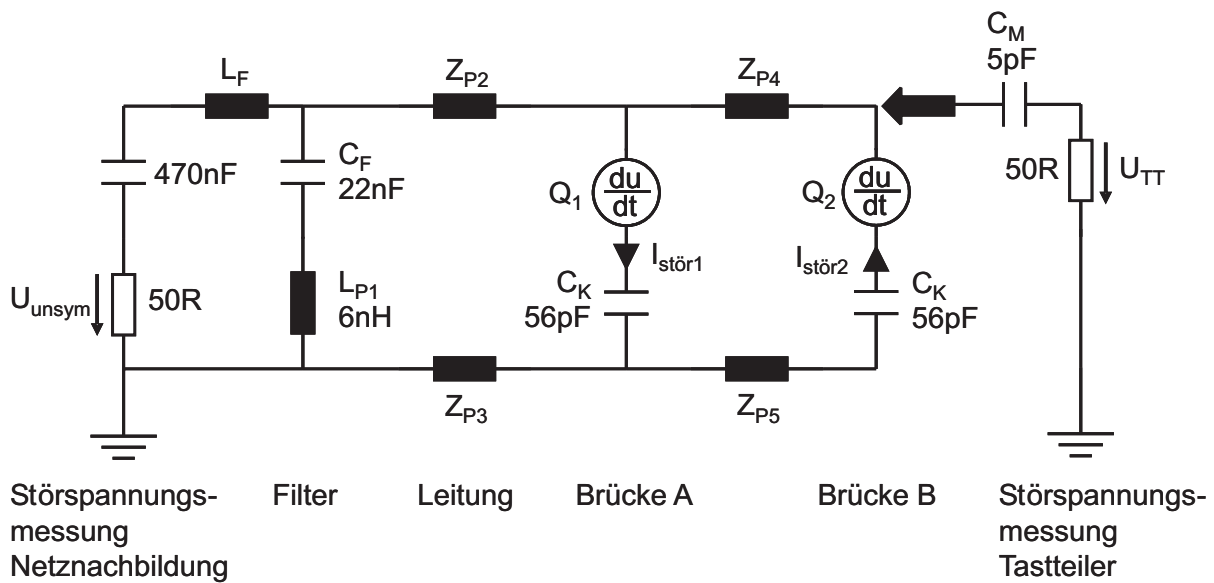


Abbildung 5.16: Ersatzschaltbild der asymmetrischen Störpfade. (L_F , C_F : Filterimpedanzen. L_{P1} , $Z_{P1..4}$: Parasitäre Impedanzen. C_K : Summe der Koppelkapazitäten zum Gehäuse. C_M : Kapazität des Tastteilers.)

der Netznachbildung. Abbildung 5.17 zeigt die simulierten Störpegel für unterschiedliche Verzögerungen.

Die übliche Maßnahme zur Reduzierung von Gleichtaktstörungen ist die Kombination einer stromkompensierten Drossel mit zwei Y-Kondensatoren. Dadurch werden die Gleichtaktströme über die Masche L_{P1} , C_F zurück zur Quelle geleitet und die Impedanz L_F zum Netz hin erhöht. Die Einfügungsdämpfungen, die sich im realen System damit erreichen lassen, liegen im unteren Frequenzbereich bei etwa 50 dB. Oberhalb 2 MHz ist die reale Dämpfung wesentlich geringer, als die in Datenblättern angegebene Einfügungsdämpfung im 50 Ω -System (Abbildung 5.18).

5.2.5 Ersatzschaltung der symmetrische Störungen

Die Störspannungen im Bereich von 10 MHz und 20 MHz resultieren aus einem Gegentaktstörstrom, das haben die Messungen unterschiedlicher EVG an der Δ -Netznachbildung gezeigt. Die Simulation der Schalt- und Kommutierungsvorgänge der Wechselrichterbrücke auf Grundlage des detaillierten EVG Modells (A.4) macht es möglich genau die Bauteile zu identifizieren, die einen wesentlichen Einfluss auf die Entstehung der Störungen haben. Durch Messungen alleine wäre dies nicht zu erreichen.

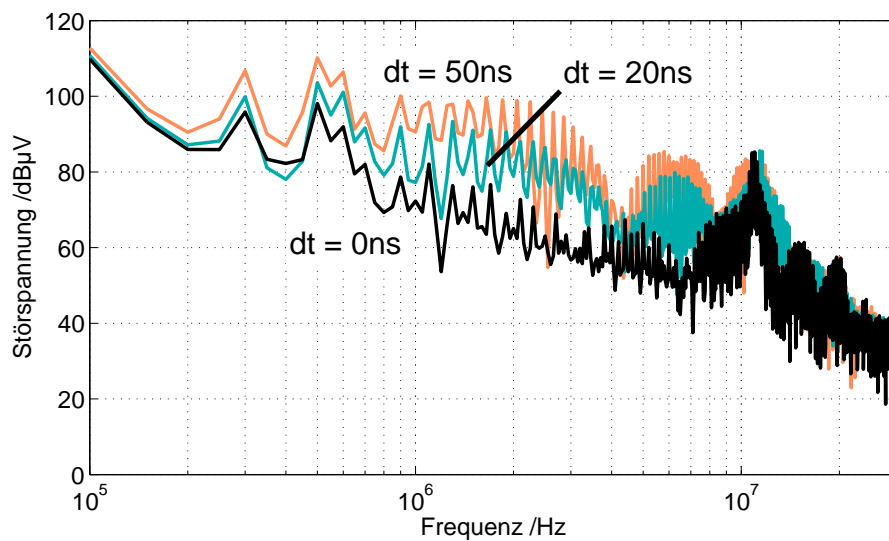


Abbildung 5.17: Simulation der asymmetrischen Störspannung an der Netznachbildung bei Variation der Zeitverzögerung im Ansteuersignal der Halbbrücken.

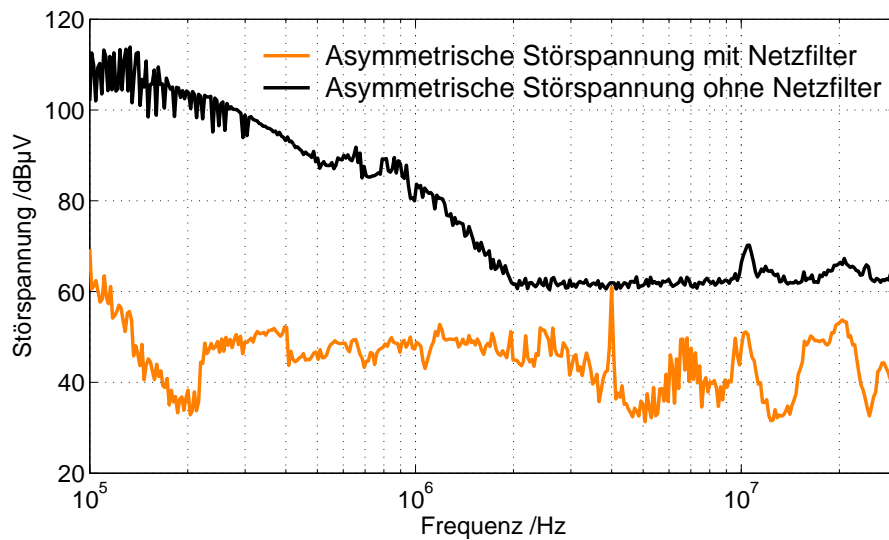


Abbildung 5.18: Das Netzfilter zeigt eine effektive Dämpfung der Gleich-taktstörungen

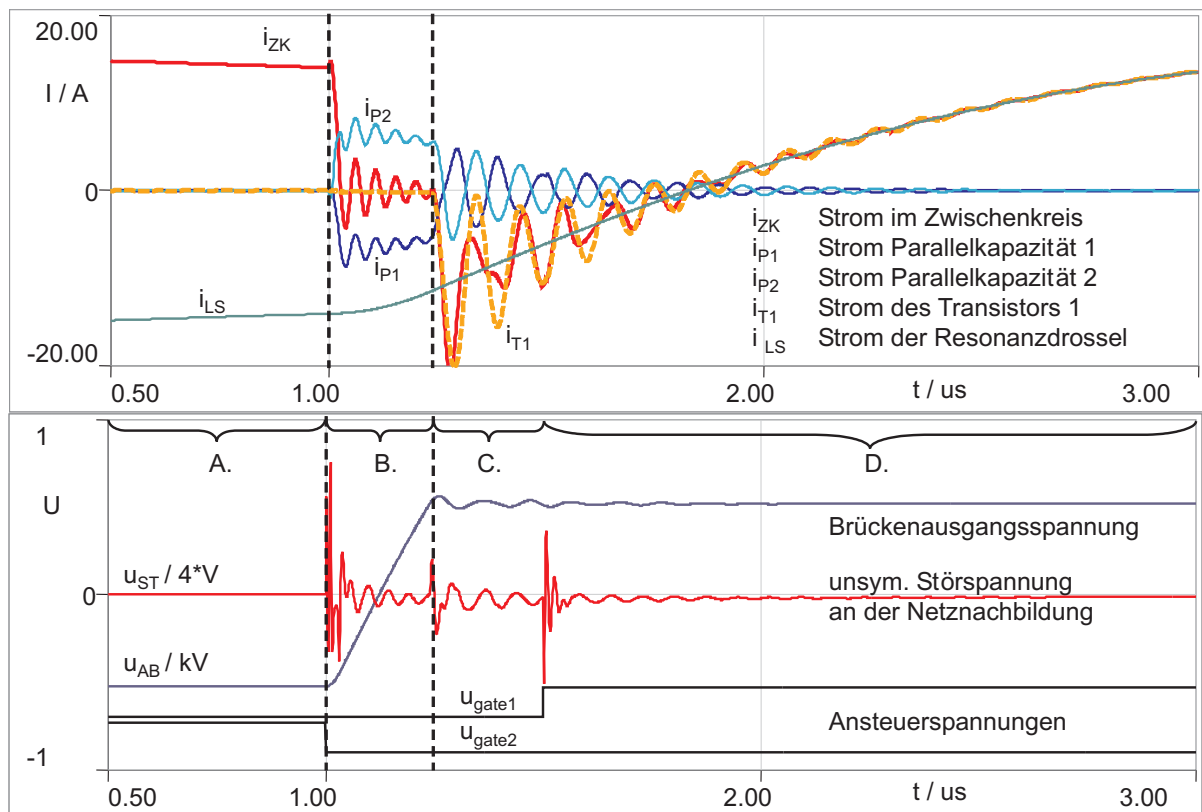


Abbildung 5.19: Simulation der Ströme (oben) und Spannungen (unten) eines Kommutierungsvorgangs der resonanten Vollbrücke.

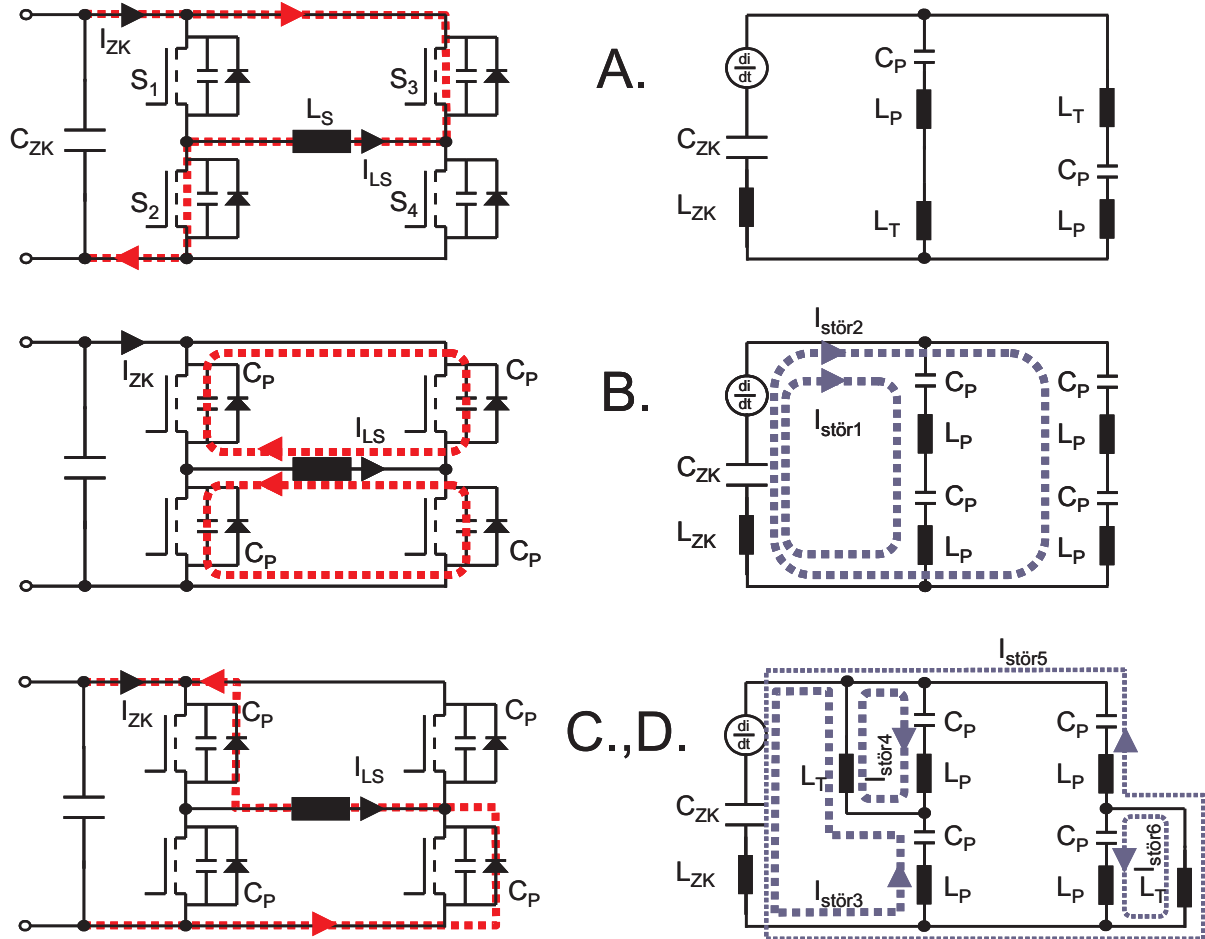


Abbildung 5.20: Ersatzschaltbilder der vier Kommutierungsphasen (A-D) nach Abbildung 5.19. Links: Schaltbild für die Last- und Brückenströme. Rechts: Schaltbild der Störströme.

Abbildung 5.19 zeigt den simulierten Verlauf der Brückenströme und Spannungen. Der Kommutierungsvorgang ist in vier Phasen unterteilt, die im folgenden beschrieben werden. Für jede Phase werden zwei Ersatzschaltbilder abgeleitet. Eines für den Brücken- und Laststrom, das die eigentliche Schaltfunktion der Brücke beschreibt. Und eines für die Störströme, welches nur die frequenzbestimmenden Impedanzen enthält (Abbildung 5.20). Eine wichtige Methode zur Bestimmung der Ersatzschaltung ist die abschnittsweise Transformation der simulierten Strom- und Spannungsverläufe in den Frequenzbereich und die anschließende Auswertung der Resonanzfrequenzen.

In der **Phase A** sind die beiden Transistoren S_3 und S_2 leitend. Der Laststrom I_{LS} ist entsprechend der getroffenen Zählpfeilkonvention aus Abbildung 5.19 negativ. Der positive Zwischenkreisstrom I_{ZK} wird zum Teil aus der Versorgung und zum Teil aus dem Zwischenkreiskondensator C_{ZK} gespeist. Als reaktive parasitäre Elemente sind in dieser Phase die Induktivität des Zwischenkreiskondensators L_{ZK} , die beschalteten Entlastungskondensatoren C_P der sperrenden MOSFET und deren Induktivität L_P sowie die Induktivitäten der leitenden Transistoren L_T wirksam. Die Ausgangskapazität C_{oss} der sperrenden MOSFET muss nicht berücksichtigt werden, denn unter Sperrspannung ist sie mit weniger als 100 pF klein gegenüber der beschalteten Entlastungskapazität (1..10 nF). Auch für den leitenden MOSFET wird die Ausgangskapazität in der Ersatzschaltung vernachlässigt, denn ihre Impedanz ist hoch gegenüber dem Widerstand des Kanals, so dass sie vom leitenden Transistor kurzgeschlossen wird. Die dämpfenden Leitungswiderstände sind in der Ersatzschaltung zusätzlich zu berücksichtigen. Die Leitungsinduktivitäten zwischen Brücke und Zwischenkreis werden der parasitären Zwischenkreisinduktivität L_{ZK} hinzugerechnet. Die oszillierenden Störströme des letzten Schaltungsvorgangs sind in dieser ersten Phase fast vollständig abgeklungen, das zeigt die Simulation.

Die **Phase B** beginnt im Ausschaltmoment der beiden Transistoren S_3 und S_2 . Die Drossel L_S hält den Strom aufrecht, der sich von nun an auf die Parallelkapazitäten der vier gesperrten MOSFET verteilt. Die Spannung des Brückenmittelpunkts von S_1 und S_2 steigt linear an, am Mittelpunkt der zweiten Brücke fällt sie im gleichen Maße ab. Die Brückenausgangsspannung U_{AB} wechselt in dieser Phase ihre Polarität. Dem Zwischen-

kreisstrom ist ein Störstrom überlagert. Aus Abbildung 5.19 erkennt man folgende Abhängigkeiten:

- Der Transistorstrom i_{T1} ist konstant null. Die sperrenden MOSFET tragen also nichts zum Störstrom im Zwischenkreis I_{ZK} bei.
- Die Schwingungen, welche den Ladeströmen i_{P1} und i_{P2} der Parallelkondensatoren überlagert sind, besitzen gleiche Amplitude und sind phasengleich. Daraus lässt sich schließen, dass die Parallelkapazitäten im Störpfad seriell angeordnet sind.
- Im Drosselstrom i_{LS} treten keine Schwingungen auf. Die im Modell vorhandene Koppelkapazität zwischen den Brückenausgängen, die durch Messung zu 20 pF bestimmt wurde, hat keinen nennenswerten Einfluss auf die Störpfade.

Aus diesen Beobachtungen kann eine Ersatzschaltung der Störgrößen für die Phase B abgeleitet werden (Abbildung 5.20, B, rechts). Sie besteht aus dem Zwischenkreis und den Parallelkapazitäten samt parasitärer Induktivität der beiden Halbbrücken. Die beiden Maschenströme I_{Stoer1} und I_{Stoer2} sind bei Annahme gleicher Bauteilwerte gleichphasig und addieren sich zum Zwischenkreisstrom. Betrachtet man die beiden Maschen unabhängig voneinander, kann die Resonanzfrequenz angegeben werden.

$$f_{Stoer1} = f_{Stoer2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{ZK} + 2L_P) \left(\frac{1}{1/C_{ZK} + 2/C_P}\right)}}$$

Die tatsächliche Frequenz $f_{Stoer12}$ der Resonanz, wie sie im Spektrum der Störspannung auftritt, berechnet sich aus der Ableitung der Gesamtimpedanz Z_{RES} des Zwischenkreises und der beiden Halbbrücken.

$$\frac{dZ_{RES}}{d\omega} = 0 \quad \text{für } \omega = \omega_{Stoer12}$$

Weil die Zwischenkreiskapazität sehr viel größer als die beschaltete Entlastungskapazität ist, kann sie vernachlässigt werden. Es ergibt sich die Resonanzfrequenz:

$$f_{Stoer12} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{ZK} + L_P)C_P}} \quad (5.3)$$

Die beiden Ströme I_{Stoer1} und I_{Stoer2} bilden sich als reine Gegentaktströme aus und verursachen daher keine Potentialänderung des Brückenmittelpunktes und keinen Gleichtaktstrom über die Koppelkapazität zum Kühlkörper.

Die **Phase C** beginnt, wenn die Mittelpunktspannungen der Halbbrücken die positive bzw. negative Versorgungsspannung erreicht haben. Dann kommutiert der Laststrom I_{LS} von der Parallelkapazität der Transistoren S_1 und S_4 auf die Inversdioden D_1 und D_4 . Der Zwischenkreisstrom I_{ZK} , der während der Freilaufphase B gleich null war, nimmt nun den Wert des Drosselstroms I_{LS} an. Es wird in den Zwischenkreis zurückgespeist, bis die Drosselenergie Null ist. Vor dem Vorzeichenwechsel des Drosselstroms müssen die Transistoren S_1 und S_4 eingeschaltet werden, um ein erneutes Entladen der Parallelkapazität zu verhindern. Nach dem Einschalten beginnt die Leitendphase (**Phase D**) und der Vorgang wiederholt sich entsprechend Phase A.

Die hochfrequenten Störströme werden dadurch erzeugt, dass der Laststrom vom Freilaufkreis (S_1, S_3, L_s) in den Zwischenkreis kommutiert. Die schnelle Stromänderung führt nicht nur zu einem erhöhten Spannungsabfall an der Induktivität der Zwischenkreiskondensatoren L_{ZK} sondern regt auch sechs Schwingkreise mit drei unterschiedlichen Resonanzfrequenzen an. Für jeden Halbbrückenweig bildet sich ein Schwingkreis aus, der den Zwischenkreiskondensator enthält (I_{Stoer3}, I_{Stoer5}) und ein Schwingkreis, der sich direkt über die Parallelkapazität schliesst (I_{Stoer4}, I_{Stoer6}). Die entsprechenden Resonanzfrequenzen berechnen sich (unter Vernachlässigung der Kopplung der Störströme) zu:

$$f_{Stoer3} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{ZK} + L_P + L_T) \left(\frac{1}{1/C_{ZK} + 1/C_P}\right)}} \quad (5.4)$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{ZK} + L_P + L_T) C_P}} \quad (5.5)$$

$$f_{Stoer4} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_P + L_T) C_P}} \quad (5.6)$$

Eine geschlossene Darstellung der tatsächlichen Resonanzen wie in (5.3) ist in diesem Falle nicht möglich, so dass die Berechnung numerisch erfolgen muss. Die in Phase B wirksame Resonanz der Maschen I_{Stoer1} und I_{Stoer2} mit der Frequenz $f_{Stoer12}$ ist auch in Phase C und D wirksam, so

dass sich insgesamt zwei ausgeprägte Resonanzen bei 10 MHz und bei 20 MHz im Spektrum des Zwischenkreisstroms zeigen. Tabelle 5.2 enthält die Werte der parasitären Elemente und die daraus resultierenden Resonanzfrequenzen der symmetrischen Störströme.

Parameter	Wert	Beschreibung
C_{ZK}	15 μF	Zwischenkreiskondensator (brückenseitig)
L_{ZK}	7 nH	parasitäre Induktivität von C_{ZK}
C_P	3 nF	Entlastungskapazität der MOSFET
L_P	10 nH	parasitäre Induktivität von C_P
L_T	30 nH	Gesamtinduktivität des MOSFET-DS-Pfades
$f_{stoer12}$	19.5 MHz	Resonanzfreq. nach (5.3)
$f_{stoer35}$	12.7 MHz	Resonanzfreq. nach (5.4)
$f_{stoer46}$	13.7 MHz	Resonanzfreq. nach (5.6)
$f_{stoer,sim}$	10 MHz	Resonanzfreq. num. Simulation (s. Abbildung 5.21)

Tabelle 5.2: Parameter der Brückenstörquellen

Zur numerischen Berechnung der Resonanzfrequenz verwendet man die beiden Ersatzschaltungen aus Abbildung 5.20 für die Phasen B. und C. und ersetzt die Quellen, welche eine Stromänderung einprägen, durch eine AC-Quelle variabler Frequenz (Simplorer AC-Simulation). Hieraus erhält man den frequenzabhängigen Reaktanzverlauf $|Y(f)|$ in Abbildung 5.21 für den Störstrom im Zwischenkreis.

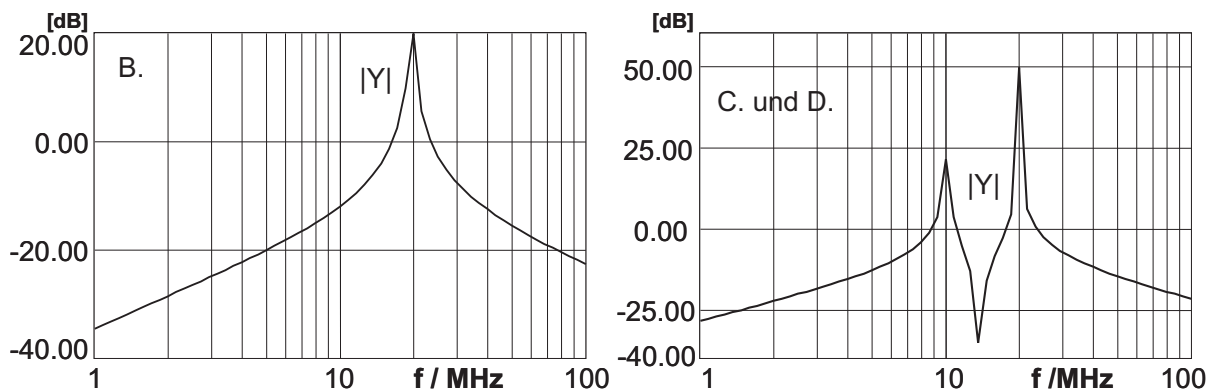


Abbildung 5.21: Die Frequenzbereichssimulation der Ersatzschaltungen zeigt den Reaktanzverlauf und die exakten Resonanzfrequenzen.

Die **Phase D.** beginnt mit dem Einschalten der Transistoren S_1 und S_3 . Bei diesem Einschaltvorgang kommutiert der Strom im Transistor von der Inversdiode auf den Kanal. Dies verursacht eine breitbandige Störung, deren Frequenz aber weit oberhalb 30 MHz und damit außerhalb des Messbereichs für die leitungsgebundenen Störungen liegt. Auch eine wesentliche Änderung der Frequenz der immer noch oszillierenden Störströme I_{Stoer} ist aus der Simulation nicht ersichtlich.

Die Störströme der Parallelkapazitäten i_{P1} und i_{P2} sind gegenphasig, das zeigte bereits der simulierte Verlauf Abbildung 5.19 deutlich. Während in der Schaltphase B. der Ableitstrom über die Streukapazität i_{CK} vom Brückenmittelpunkt zum Kühlkörper konstant ist, zeigt die Simulation in Phase C. einen asymmetrischen Störstrom mit der Frequenz des Störstroms I_{ZK} des Zwischenkreises (Abbildung 5.22). Dieser wurde bereits mit der Tastteilmessung Abbildung 5.15 nachgewiesen, konnte aber alleine mit der Spannungsflanke $\frac{dU_{AB}}{dt}$ des Brückenausgangs nicht erklärt werden.

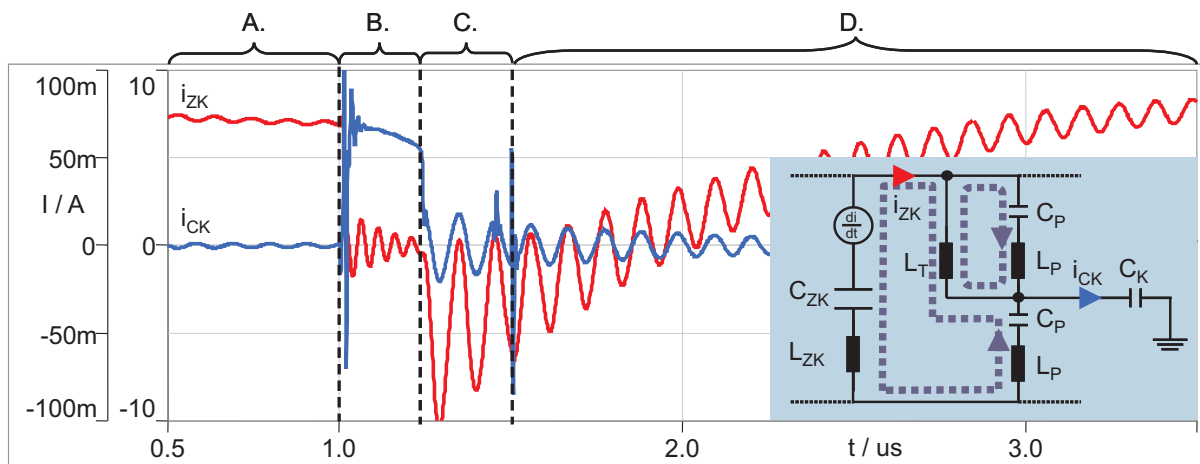


Abbildung 5.22: In den Phasen C. und D. führen die gegenphasig oszillierenden Ströme der Parallelkapazitäten C_P zu einem Gleichtaktstrom i_{CK} zum Kühlkörper.

Die Ersatzschaltung in Abbildung 5.23 berücksichtigt neben den Störquellen auch den Ausbreitungsweg der Störungen bis zur Netznachbildung (die Leitungswiderstände der Bauteile sind der Übersichtlichkeit wegen nicht dargestellt). Das Modell ist geeignet die Störungen im Frequenzbereich über 1 MHz nachzubilden. Der Schalter S wurde dabei eingeführt,

5.3 Frequenzmodulierter EVG Betrieb

Die Modulation der Taktfrequenz ist eine Technik, die bereits zur Reduktion der Störamplituden integrierter Schaltkreise angewendet wird (spread spectrum clock generation, SSCG). Dass die Variation der Schaltfrequenz auch bei Schaltnetzteilen gezielt zur Reduzierung der Grundswingungsamplitude eingesetzt werden kann, wurde in [51] gezeigt. In [52] wurde vorgeschlagen bei EVG die Schaltfrequenz zu modulieren, um die EMV Vorschriften für den Lampenstrom einhalten zu können. Verschiedenen Modulationsfunktionen (Sinus, Rechteck, Dreieck), Modulationsfrequenzen f_m und Modulationsbreiten Δf wurden dabei untersucht. Auch in [53] wird der Lampenstrom in seiner Frequenz verändert, hier allerdings in einer Zufallsfolge, mit dem Ziel das Anschwingen akustischer Resonanzen im Plasma von HID-Lampen zu verhindern.

Für die hochfrequenten Störspannungen am Netzanschluss von Leistungswandlern, bringt die Modulation der Schaltfrequenz eine echte Reduktion der Störamplitude gegenüber einem festfrequenten Betrieb und zwar zunächst unabhängig von der verwendeten Messtechnik. Die Energie der Störung wird bei der Modulation auf verschiedene Frequenzen verteilt, bei kontinuierlicher Modulation auf ein Frequenzband, so dass die maximale Amplitudendichte kleiner wird (auch bei einer Peakwert-Messung). Ist allerdings die Messbandbreite, die bei EMV-Messungen genau festgelegt ist, größer als das Frequenzband der Modulation, bleibt die Modulation ohne Effekt auf den angezeigten Störpegel. Die spektral verteilte Störenergie wird sozusagen durch die breitbandige Messung wieder eingesammelt.

Für die untersuchten HF-EVG sollte gezeigt werden, ob das Verfahren der Frequenzmodulation einen positiven Effekt auf die Störspannungsmessung hat und wie hoch der Aufwand zur Realisierung ist. Zunächst wurden dazu der EVG Betrieb mit verschiedenen Modulationsfunktionen und Modulationsfrequenzen simuliert. Der berechnete Störstrom an der Netznachbildung wurde in den Frequenzbereich transformiert und mit der Bandbreite des Spektrum-Analysators bewertet. Bei dreieckförmiger Modulation, einer Modulationsfrequenz von $f_m = 1 \text{ kHz}$ und einer Modulationsbreite $\Delta f = 30 \text{ kHz}$ ergab sich das beste Verhältnis der modulierten zur unmodulierten Störspannungsamplitude (ca. 4 dB) für die erste Oberschwingung der Schaltfrequenz. Abbildung 5.24 zeigt das Simulationsergebnis.

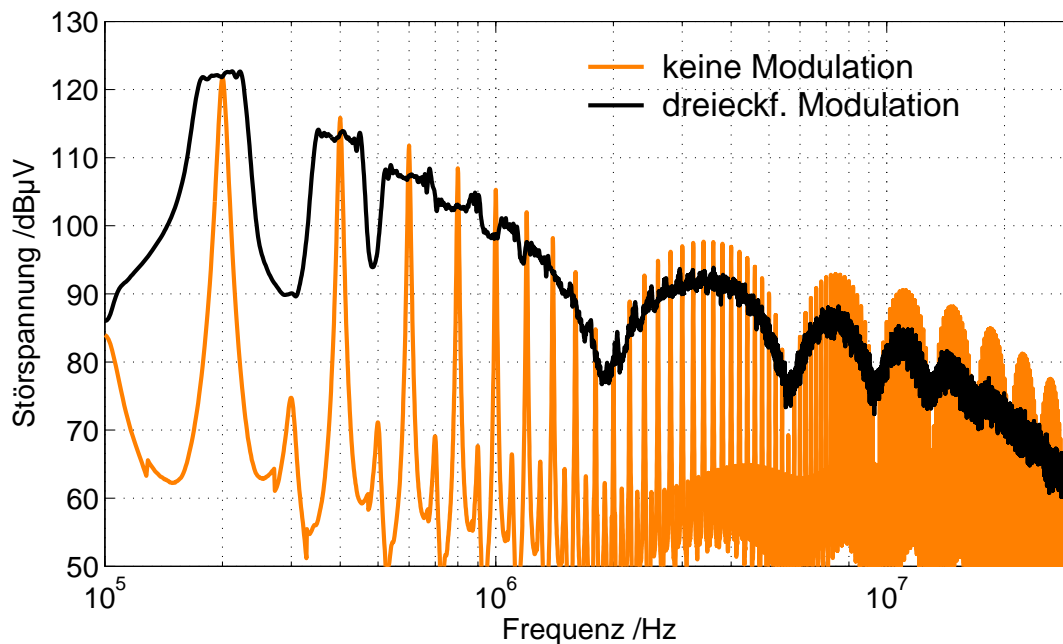


Abbildung 5.24: Simulation der Störspannung beim 4 kW HF-EVG ohne Netzfilter (Lampenleistung $P_L = 3 \text{ kW}$), unmoduliert und dreieckförmig moduliert mit $f_m = 1 \text{ kHz}$, $\Delta f = 30 \text{ kHz}$.

In der Grundfrequenz konnte innerhalb der Parametergrenzen $\Delta f < 30 \text{ kHz}$ und $f_m < 10 \text{ kHz}$, welche durch die digitale Ansteuerung vorgegeben waren, keine signifikante Reduzierung der Störampplitude erreicht werden. Dieses Simulationsergebnis wird durch die Messung an einem leistungsgeregelten HF-EVG im Frequenzbereich von 100 kHz bis 1 MHz bestätigt (Abbildung 5.25). Die Grundschwingung und auch die Oberschwingungen der Schaltfrequenz werden durch die Modulation um Δf verbreitert. Zwischen den Oberschwingungen erscheinen im Spektrum Störspannungen, deren Ursache offensichtlich nicht die Schaltvorgänge des Wechselrichters sind und die durch die Modulation der Schaltfrequenz keine Änderung erfahren. Ihre Ursache ist die als Schaltnetzteil ausgeführte Niederspannungsversorgung des Wechselrichters und der Ansteuerinseln. Auch im Frequenzbereich zwischen 1 MHz und 10 MHz überlagern sich die Einflüsse von Schaltnetzteil und Wechselrichter. Bei einer exakten Nachmessung der einzelnen Störspannungslinien kann aber auch hier eine Reduktion der Spannung um einige wenige dB in Folge der Modulation nachgewiesen werden.

Ein wirkliche Verbesserung bringt die Frequenzmodulation aber erst im Bereich über 10 MHz. Abbildung 5.27 zeigt, dass die Störspannung

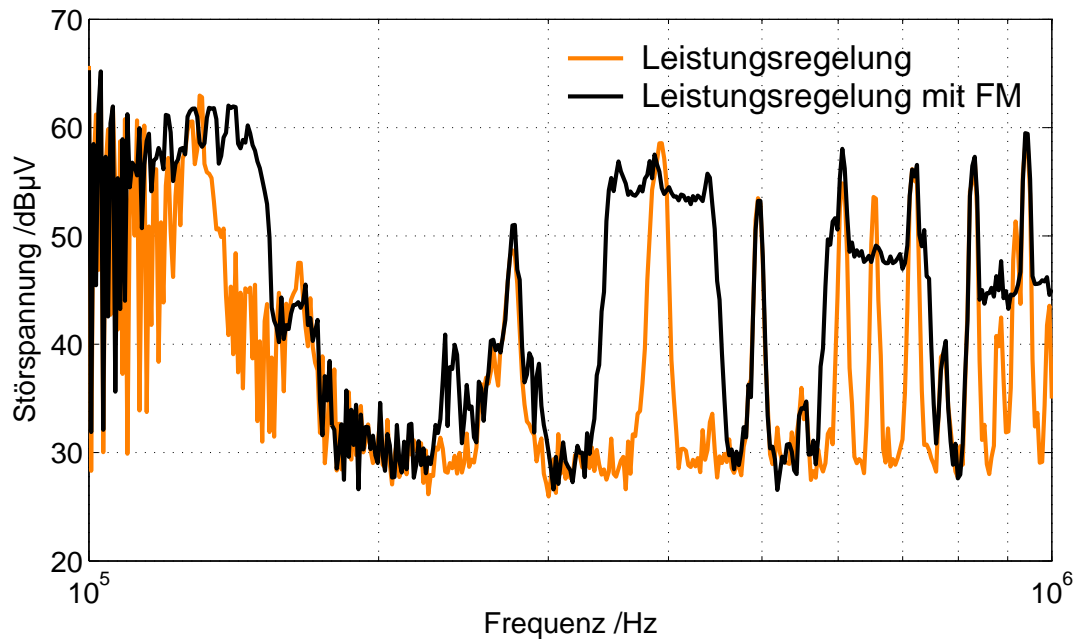


Abbildung 5.25: Messung der Störspannung eines 4 kW HF-EVG mit Netzfilter, gedimmt (Lampenleistung $P_L = 3\text{ kW}$), unmoduliert und dreieckförmig moduliert mit $f_m = 1\text{ kHz}$, $\Delta f = 30\text{ kHz}$.

in diesem Bereich um 5 dB bis 8 dB zurück geht. Außerdem zeigt die Messung, dass oberhalb der durch die Norm gesetzten Messgrenze von 30 MHz weitere charakteristische Störfrequenzen existieren, bei denen die Störampplitude auf Grund der Modulation ebenfalls abnimmt. Weil in diesem Bereich die Störausbreitung bereits bevorzugt in Form von abgestrahlten Störfeldern auftritt, kann durch die Modulation unter Umständen auch die Störstrahlung im Fernfeld des HF-EVG positiv beeinflusst werden.

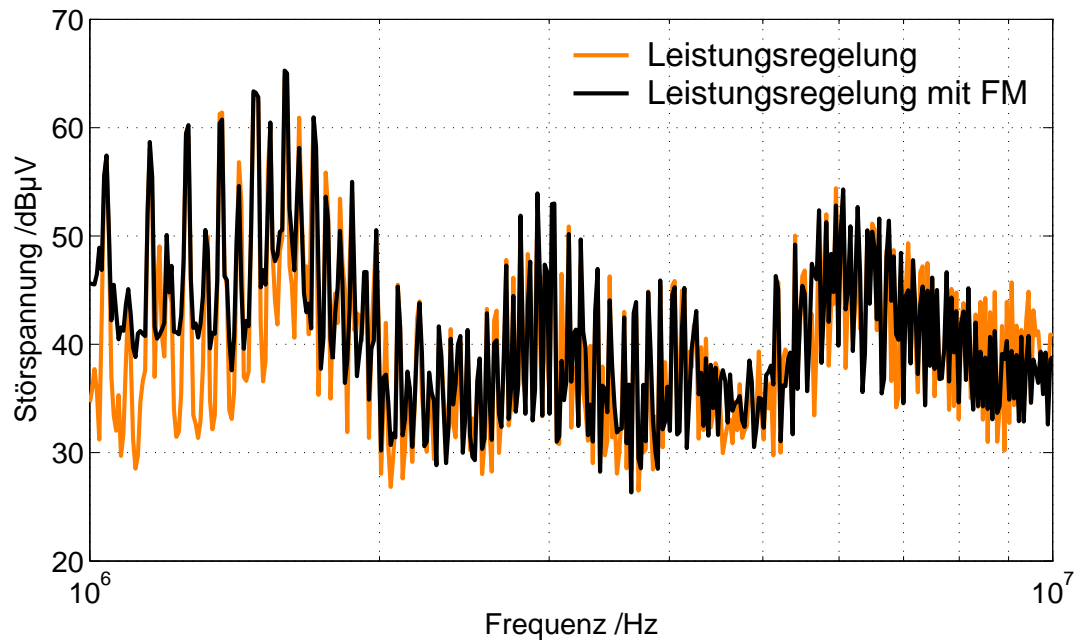


Abbildung 5.26: Messung wie Abbildung 5.25, Frequenzbereich 1 MHz bis 10 MHz

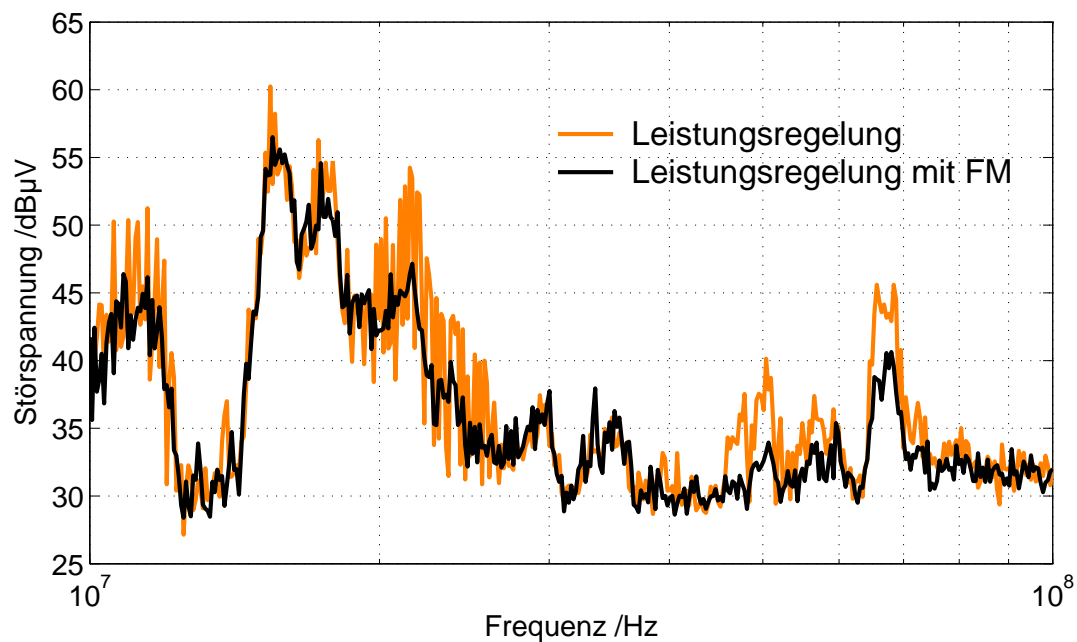


Abbildung 5.27: Messung wie Abbildung 5.25, Frequenzbereich 10 MHz bis 100 MHz

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass die Modulation der Betriebsfrequenz als Mittel zur Verbesserung der EMV von HF-EVG nur im Bereich der hohen Frequenzen größer 10 MHz sinnvoll ist. Dort allerdings lässt sich eine Reduzierung der Störspannungen um 8 dB erreichen. Der Aufwand zur Realisierung einer Dreiecksmodulation ist speziell bei digitalen Ansteuersystemen minimal. Eine Auswirkung der Modulation auf die Bogenstabilität der Lampe konnte in den durchgeführten Versuchen mit Modulationsfrequenzen bis 1 kHz nicht festgestellt werden. Für längere Lampen höherer Leistung, die bezüglich akustischer Resonanzen anfälliger sind, kann ohne größeren Aufwand eine Rauschmodulation mit Pseudozufallszahlen implementiert und ein Anschwingen der Resonanzen verhindert werden.

6 Zusammenfassung

HID-Lampen im Leistungsbereich größer vier Kilowatt werden bislang mit elektronischen Vorschaltgeräten (EVG) betrieben, deren Netzstrom einen hohen Oberschwingungsgehalt aufweist. In industriellen Anlagen mit einer Vielzahl von installierten EVG und entsprechend hoher Anschlussleistung sind Funktionsstörungen oder Geräteausfälle häufig eine Folge mangelnder Netzverträglichkeit. In dieser Arbeit wurde ein HF-EVG mit nahezu sinusförmiger Netzstromentnahme und mit entsprechend guter Netzverträglichkeit entwickelt.

Anders als die bekannten Schaltungen zur Oberschwingungskorrektur sieht die Topologie keinen Gleichspannungszwischenkreis vor. Stattdessen werden drei Wechselrichter benutzt, um aus dem dreiphasigen Versorgungsnetz direkt eine hochfrequente Wechselspannung konstanter Amplitude zu erzeugen. Die Schaltungstopologie bietet den Vorteil einer hohen Leistungsdichte bei einem Mehraufwand an Komponenten und Bauteilen von etwa fünfzig Prozent gegenüber einem HF-EVG ohne Oberschwingungskorrektur.

Im ersten Teil dieser Arbeit wurden zunächst die bestehenden Lösungen zur Oberschwingungskorrektur auf ihre Verwendbarkeit als Gleichrichterstufe für EVG untersucht. Mit Hilfe der Simulation wurden für die verschiedenen bekannten, aktiven Gleichrichtertopologien Kennwerte ermittelt, um einen Vergleich des Schaltungsaufwands durchführen zu können. Für Leistungen bis 10 kW lassen sich Gleichrichter mit nur einem aktiven Schalter kostengünstig realisieren. Es wurde ein aktiver Gleichrichter als dreiphasiger Hochsetzsteller mit einem Schalter aufgebaut, der einen besonders geringen Schaltungs- und Ansteueraufwand verspricht. Bei 12 kW Nennleistung wurde mit dem Laborgerät ein Gesamtoberschwingungsgehalt THDI von 10 % erreicht. Die Oberschwingungsgrenzwerte nach IEC 61000-3-4 konnten damit aber nicht eingehalten werden.

Die Standardlösung zur Erzeugung einer Gleichspannung größer der Netzspannung sind für höhere Leistungen (>10kW) die Hochsetzsteller mit sechs Schaltern. Kommerzielle Lösungen mit IGBT-Brücken weisen aber auf Grund der geringen Schaltfrequenz eine geringe Leistungsdichte

auf im Vergleich zu den HF-EVG und sind deshalb schwer dezentral in bestehende Gerätekonzepte zu integrieren.

Im zweiten Teil der Arbeit wurde ein EVG mit nahezu sinusförmiger Netzstromentnahme entwickelt, welches auf der Schaltungstopologie der HF-EVG mit resonanter Vollbrückenschaltung aufbaut. Im Gegensatz zu den zweistufigen Kombinationen aus Gleich- und Wechselrichter, die im ersten Teil untersucht wurden, ist das neue HF-EVG einstufig. Drei Wechselrichter werden dazu parallel am symmetrischen Dreiphasennetz betrieben und derart hochfrequent angesteuert, dass sich ein sinusförmiger Netzstrom ergibt. Die Wahl der Steuergröße und der Steuerfunktion ist dabei entscheidend für die Qualität des Netzstromes. Mit einer arcuscossinusförmigen Modulation der Phase des Wechselrichterausgangs wurde ein Oberschwingungsgehalt kleiner 7% erreicht. Die Oberschwingungsanteile des Netzstromes liegen damit unter den Grenzwerten der IEC 61000-3-4 für Geräte am öffentlichen Netz.

Die Steuerfunktion ist über einen Parameter (Modulationsgrad) an unterschiedliche Geräteleistungen anpassbar, so dass auch bei Dimmung ein geringer Oberschwingungsgehalt erzielt werden kann. Mit der einstufigen Schaltungstopologie sind alle notwendigen EVG-Funktionen wie Zündung, Lampenhochlauf und Dimmung über die Betriebsfrequenz weiterhin möglich. Die Dimensionierung des Resonanzkreises musste gegenüber den HF-EVG mit Gleichspannungszwischenkreis geändert werden, damit im Nennbetrieb und auch bei Dimmung die resonante Schaltentlastung (ZVS) der MOSFET funktioniert. Dies ist eine grundlegende Voraussetzung für den verlustarmen Betrieb der EVG bei hoher Schaltfrequenz im Bereich von 50 bis 250 kHz. Mit dem angefertigten Laborgerät für 4 kW bis 8 kW Lampenleistung wurde ein elektrischer Gesamtwirkungsgrad zwischen 92% und 94% nachgewiesen.

Im Vergleich zu den zweistufigen Lösungen mit Oberschwingungskorrektur kann mit dem einstufigen EVG eine höhere Leistungsdichte bei vergleichbaren Kosten erreicht werden. Dies gilt vor allem für Leistungen über 10 kW, bei denen derzeit überwiegend Front End Lösungen als Aktive Gleichrichter eingesetzt werden. Zwei weitere Vorteile des einstufigen EVG sind der geringe Steuerungsaufwand und die Möglichkeit bestehende Wechselrichterkomponenten zum Aufbau zu verwenden. Die maximal realisierbare Nennleistung eines einstufigen HF-EVG (aus drei Vollbrücken) ist immer doppelt so groß wie die Maximalleistung einer einzelnen Voll-

brücke. Sie wird nicht durch die Nennleistung eines vorgeschalteten Aktiven Gleichrichters begrenzt.

Im dritten Teil der Arbeit wurden die leitungsgebundenen Störungen untersucht, die beim Betrieb von HF-EVG vor allem im Störspektrum über 1 MHz entstehen. Die Beschaltung der MOSFET mit Parallelkapazitäten zur Reduzierung der Verlustleistung verursacht resonante Störphänomene, deren Ursprung und Ausbreitungspfad bislang unklar waren. Dieser hohe Frequenzbereich ist vor allem deshalb interessant, weil zwischen 5 MHz und 30 MHz der Grenzwert für die Störspannungen um 20 dB sinkt und gleichzeitig die Dämpfung der Netzfilter oftmals bereits deutlich nachlässt.

Mit Hilfe verschiedener Messmethoden im Frequenz und im Zeitbereich und eines detaillierten EVG-Modells, das die parasitären Eigenschaften der Bauteile und der Verbindungsstrukturen im EVG berücksichtigt, wurden die für die Resonanzen verantwortlichen Bauteile und die für die Ausbreitung relevanten Störpfade ermittelt. Für die symmetrischen und die asymmetrischen Störspannungen wurden Ersatzschaltungen entwickelt, welche nur einige wenige Elemente enthalten. Mit Hilfe der Ersatzschaltungen können in Zukunft die relevanten Störstromkreise anhand der Resonanzen leichter identifiziert werden.

Eine Reduzierung der Störspannungen oberhalb 10 MHz um 8 dB konnte in verschiedenen Versuchen durch eine Modulation der Schaltfrequenz erreicht werden. Ob mit dieser Technik auch die Störaussendung im Fernfeld der EVG beeinflusst werden kann, ist noch zu untersuchen.

6.1 Ausblick

Während bei EVG kleinerer Leistung (z.B. 10 kW) der Einsatz von Standardlösungen, wie dem zweiphasigen Hochsetzsteller, die kostengünstigste Variante bleiben wird, ist das einstufige HF-EVG für größere Leistungen eine günstige Alternative zu bestehenden Front End Lösungen. Zunächst muss aber die Tauglichkeit der Topologie für den Betrieb an Versorgungsnetzen untersucht werden, die bereits einen hohen Oberschwingungsgehalt der Spannung aufweisen. Prinzipiell besteht die Möglichkeit der Eingangstromsteuerung eine Stromregelung zu überlagern. Dies würde den Oberschwingungsgehalt des Gerätestromes unabhängig vom Oberschwingungsgehalt der Netzspannung machen. Der Messaufwand für ein geregeltes System ist aber erheblich.

Was die EMV der HF-EVG betrifft, sind zwei Trends absehbar. Zum einen wird die zunehmende Verwendung von Halbleitermodulen die technische Verantwortung für die EMV der Brückentopologien teilweise vom Gerätehersteller zum Modulhersteller verlagern. Die Messungen an EVG mit aktuellen Modulen zeigt einen positiven Einfluss auf die Störemission oberhalb 30 MHz. Die Resonanzstörungen auf Grund der Parallelkapazitäten bleiben bei Verwendung von MOSFET-Modulen voraussichtlich unbeeinflusst. In Zukunft wird die Integration der Ansteuerung und der Niederspannungsversorgung in den eigentlichen Leistungsteil gefordert werden. Dies setzt aber eine detaillierte Kenntnis der wechselseitigen Störbeeinflussung dieser heute noch räumlich getrennten Komponenten voraus.

Symbolverzeichnis

α	Steuerwinkel
η_N	Wirkungsgrad im Nennbetrieb
\hat{E}_T	Schalterausnutzung, berechnet aus dem Strommaximalwert
\hat{I}_P	Amplitude des Primärstromes eines Transformators
\hat{i}_k	Oberschwingungsanteil des Stromes
κ	Leerlaufspannungsverhältnis
λ_N	Netzleistungsfaktor
λ_P	Leistungsfaktor eines Wechselrichters, Wechselspannungsseite
ω_S	Kreisfrequenz der Wechselrichterspannung (Grundschiwingung)
$\Phi_{mn,i}$	Phasenwinkel zwischen zwei Netzspannungen ($\frac{2\pi}{3}$)
Φ_N	Netzphasenwinkel
$\hat{\underline{l}}_k$	komplexer Oberschwingungsanteil des Stromes
\underline{Z}_k	Impedanz für die Oberschwingung k-ter Ordnung
A_R	Kettenmatrix des Resonanzkreises
C_p	Effektive Transistor Parallelkapazität ($\overline{C}_{oss} + C_P$)
D	Tastverhältniss bei Pulsweitensteuerung
E_T	Schalterausnutzung
f_0	Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises
f_1	Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises

f_{res}	Resonanzfrequenz eines Schwingkreises
I_0	Strom der Grundschiwingung
I_m	Effektivwert des Stromes, Strang m
i_m	Augenblickswert des Stroms, Strang m
I_N	Nennstrom
i_P	Primärstrom des Transformators
i_S	Sekundärstrom des Transformators
I_T	Transistorstrom
i_{mn}	Strom der verketteten Leiter m und n
I_{Start}	Hochlaufstrom der HID-Lampe
P_L	Mittelwert der Lampenwirkleistung
p_{Pn}	Wirkleistung des Wechselrichters n, Wechselspannungsseite
P_{VD}	Verluste der Inversdioden
P_{VR}	Leitendverluste der Transistoren
Q	Güte des Schwingkreises
Q	Resonanzkreisgüte
Q_N	Resonanzkreisgüte bei Nennfrequenz
R_{DSon}	Leitendwiderstand eines MOS-Transistors
t_R	Dauer der Strom- oder Spannungsflanke bei Schaltvorgängen
U_f	Diodenflussspannung
U_m	Effektivwert der Spannung, Strang m
u_m	Augenblickswert der Spannung, Strang m
U_N	Nennspannung

U_{mn} Leiterspannung

u_{mn} Spannung der verketteten Leiter m und n

U_{ZK} Zwischenkreisspannung

Z_R Impedanz des Resonanzkreises mit Lampe

Z_{EVG} Eingangsimpedanz (netzseitig) des Vorschaltgerätes bei kont. Eingangsstrom

THDI_n Oberschwingungsgehalt des Netzstromes (Leiter n)

A Anhang

A.1 Definitionen zum Oberschwingungsgehalt

Oberschwingungsgehalt (total harmonic distortion) nach IEC61000-3-4:

$$THD(x) = \frac{\sqrt{\sum_{N=2}^{40} x_N^2}}{x_1} \quad (\text{A.1})$$

Oberschwingungsgehalt (total harmonic distortion) alternative Definition:

$$THD_{AC}(x) = \frac{\sqrt{\sum_{N=2}^{40} x_N^2}}{\sqrt{\sum_{N=1}^{40} x_N^2}} \quad (\text{A.2})$$

Klirrfaktor (total harmonic factor) nach EN 61800-3:

$$THF(x) = \frac{\sqrt{\sum_{N=2}^{40} x_N^2}}{x} \quad (\text{A.3})$$

A.2 DFT

Zur Transformation der Simulationsergebnisse aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich wird die schnelle Fouriertransformation (FFT) verwendet. Um die Ergebnisse der Simulation mit den gemessenen Spektren des Messempfängers oder des EMV-Analysators vergleichen zu können, sind bei der FFT folgende Zusammenhänge zu beachten:

- Die Abtastfrequenz f_a bestimmt die Auflösung im Zeitbereich. Ist f_{max} die höchste interessierende Frequenz im Spektrum des abzutastenden Signals, muss nach dem Abtasttheorem gelten:

$$f_a \geq 2 \cdot f_{max}$$

Für die Untersuchung der leitungsgeführten Störgrößen bis 30MHz ergibt sich daraus eine minimale Abtastfrequenz von 60MHz.

- Die Beobachtungszeit T_0 bestimmt die Frequenzauflösung Δf . Längere Beobachtungszeiten erhöhen die Frequenzauflösung. Gleichzeitig steigt die Anzahl der benötigten Abtastpunkte N für eine vorgegebene Abtastfrequenz f_a .

$$T_0 \geq 1/\Delta f$$

$$N = T_0 \cdot f_a$$

Für eine Auflösungsbandbreite von 9kHz, wie sie für die Messung von Störgrößen im Frequenzbereich 150kHz bis 30 MHz vorgeschrieben ist, ergibt sich eine minimale Beobachtungszeit von $111\mu s$ und daraus eine minimale Zahl von 6666 Abtastpunkten für die Diskrete Fouriertransformation oder 2^{13} Punkte für die FFT.

A.3 Bewertung der simulierten Störspektren

Um die simulierten Störspektren mit den gemessenen Spektren vergleichen zu können, ist es notwendig eine Bewertung der Simulationsergebnisse vorzunehmen. Dies kann vorteilhaft am Ende jeder Simulation durchgeführt werden, weil dann die Funktion des Spektrumanalysators oder des Messempfängers nicht Teil der Simulation im Zeitbereich sein muss. Die für EMV-Messungen zugelassenen Spektrumanalysatoren funktionieren nach dem in Abbildung A.1 dargestellten Überlagerungsprinzip. Das Eingangssignal wird zunächst mit Hilfe eines abstimmbaren Lokaloszillators auf die Zwischenfrequenz umgesetzt. Und dort dem Zwischenfrequenzfilter zugeführt, welches die Auflösung des Analysators bestimmt. Der Modulation und Filterung im Zeitbereich entspricht im Frequenzbereich die Faltung des Eingangsspektrums mit der gewählten ZF-Filterfunktion A_{ZF} . Auch die simulierten Spektren müssen mit A_{ZF} bewertet werden. Das bewertete Spektrum V_B ergibt sich aus dem simulierten Spektrum V_{sim} nach

$$V_B(f) = V_{sim}(f) * A_{ZF}(f) \quad (\text{A.4})$$

Die Bandbreiten von A_{ZF} , welche nach CISPR16 für EMV-Messungen in den verschiedenen Frequenzbereichen zu verwenden sind, gibt Tabelle A.1 wieder.

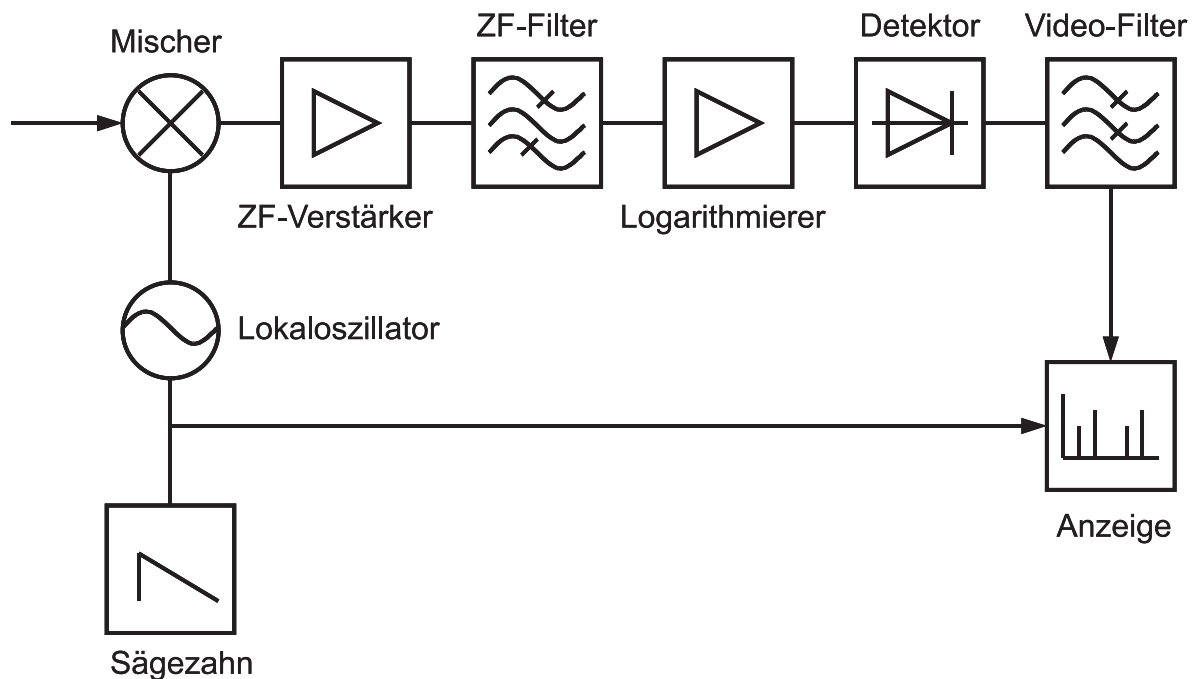


Abbildung A.1: Blockschaltbild eines Spektrumanalysators nach [54]

Zusätzlich zur 6 dB-Bandbreite des ZF-Filters ist auch die Form der Filterkurve festgelegt. Dazu wird die 60 dB-Bandbreite oder der Formfaktor (Verhältnis von 6 dB- zur 60 dB-Bandbreite) angegeben. Um eine gute Vergleichbarkeit der durchgeführten Simulationen mit den Messergebnissen zu gewährleisten, wurden die berechneten Spektren mit den gemessenen ZF-Filterkurven des verwendeten Spektrum Analysators (HP 8591EM) bewertet.

Der nächste Schritt in der Signalverarbeitung des Spektrumanalysators ist die Bewertung durch einen Detektor. Für die EMV-Messtechnik relevant sind der Peak-, der Mittelwert- und der Quasipeakdetektor. Für Signale, deren Spektrum zeitlich veränderlich ist liefern die drei Detektoren unterschiedliche Anzeigewerte. Die Peak-Messung liefert grundsätzlich den größten Anzeigewert, weil sie während der Messzeit das Maximum aller eingehenden Spannungsamplituden bildet. Wenn nicht anders angegeben sind alle Störspannungsmessungen in dieser Arbeit Messungen des Peak-Wertes.

	<i>Vorgeschlagene 6 dB-Bandbreiten</i>		
<i>Frequenzbereich</i>	Spitzenwert- detektion	Quasispitzenwert- detektion	Mittelwert- detektion
9 kHz - 150 kHz	200 Hz	220 Hz	200 Hz
150 kHz - 30 MHz	9 kHz	9 kHz	9 kHz
30 MHz - 300 MHz	120 kHz	120 kHz	120 kHz
300 MHz - 1 GHz	120 kHz	120 kHz	120 kHz

Tabelle A.1: Messbandbreiten nach CISPR16

A.4 Zeitbereichsmodell

In Abbildung A.2 ist das Gesamtmodell eines EVG zur Zeitbereichssimulation der hochfrequenten leitungsgebundenen Störungen dargestellt.

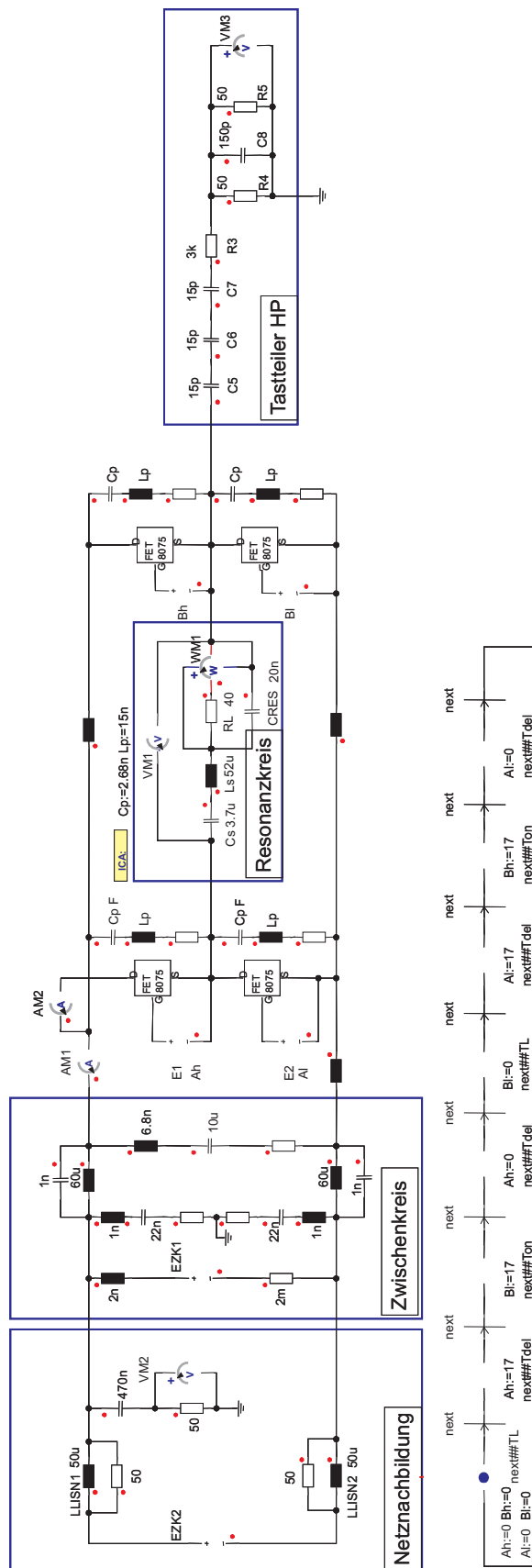


Abbildung A.2: EVG-Modell für die Zeitbereichssimulation

Literaturverzeichnis

- [1] SCHULZ, DETLEF: *Netzrückwirkungen - Theorie, Simulation, Messung und Bewertung*. VDE Verlag, 2004.
- [2] WAKILEH, GEORGE: *Power systems harmonics : fundamentals, analysis and filter design*. Springer, 2001.
- [3] *EN 61000-2-4, Umgebungsbedingungen - Verträglichkeitspegel für niederfrequente leitungsgeführte Störgrößen in Industrieanlagen*, 2002.
- [4] POUSSET, T., P. CUSSAC, G. ZISSIS und J.J. DAMELINCOURT: *Electronic ballast for high-pressure mercury lamps*. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference, 1996.
- [5] SCHWARZ-KIENE, P.: *Betriebsgeräte und Verfahren zur Effizienten Erzeugung ultravioletter Strahlung*. Dissertation, Universität Karlsruhe. Shaker Verlag, 2000.
- [6] MEHL, EWALDO L.M. und I. BARBI: *Design oriented analysis of a high power factor and low cost three-phase rectifier*. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996.
- [7] TZENG, YII-SHEN, NANMING CHEN und RUAY-NAN WU: *Modes of operation in parallel-connected 12-pulse uncontrolled bridge rectifiers without an interphase transformer*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol.44, Iss.3, Jun 1997, 1997.
- [8] DEPENBROCK, M. und C. NIERMANN: *A New 12 - Pulse Rectifier Circuit With Line-Side Interphase Transformer And Nearly Sinusoidal Line Currents*. 6th Conference on Power Electronics and Motion Control 1990 (PEMC'90), 2:374–378, 1990.
- [9] KLOSS, ALBERT: *Oberschwingungen, Netzrückwirkungen der Leistungselektronik*. VDE-Verlag, 2. Auflage, 1996.

- [10] ERICKSON, R.W. und D. MAKSIMOVIC: *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers, 2nd Auflage, 2003.
- [11] JOVANOVIĆ, M.M. und Y. JANG: *State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications - an overview*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005.
- [12] KISLOVSKI, A.S.: *Fast active inrush current limiter for boost-based resistor emulators*. 16th International Telecommunications Energy Conference, Seiten 649 – 652, 1994.
- [13] CHEN, WEI, LIMIN FENG, ZHAOMING QIAN und XINKE WU: *A novel common-mode conducted EMI filter for boost PFC converter*. Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005.
- [14] HAHN, JAEHONG, P.N. ENJETI und I.J. PITEL: *A new three-phase power-factor correction (PFC) scheme using two single-phase PFC modules*. IEEE Transactions on Industry Applications, 38 , Issue: 1:123 – 130, 2002.
- [15] M.J. KOCHER, R.L. STEIGERWALD: *An AC to DC Converter with High Quality Input Waveforms*. PESC record, Seiten 63–75, 1982.
- [16] PRASAD, A.R., P.D. ZIOGAS und S. MANIAS: *An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 6 , Issue: 1:83 – 92, 1991.
- [17] GATARIC, S., D. BOROYEVICH und F.C. LEE: *Soft-Switching single-switch three-phase rectifier with power factor correction*. Proc. APEC, Seiten 738–744, 1994.
- [18] BARBOSA, P., F. CANALES, J.C. CREBIER und F.C. LEE: *Interleaved three-phase boost rectifiers operated in the discontinuous conduction mode: analysis, design considerations and experimentation*. IEEE Transactions on Power Electronics, Seiten 724–734, Sept 2001.
- [19] ZHANG, R. und F.C. LEE: *Optimum PWM pattern for a three-phase boost DCM PFC rectifier*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997, Feb 1997.

- [20] KOLAR, J.W. und F.C. ZACH: *A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules*. Telecommunications Energy Conference, 1994. INTELEC '94., 16th International., Seiten 367–374, 1994.
- [21] DROFENIK, U. und J.W. KOLAR: *Comparison of not synchronized sawtooth carrier and synchronized triangular carrier phase current control for the VIENNA rectifier I*. ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seiten 13–19, 1999.
- [22] STOGERER, F., J. MINIBOCK und J.W. KOLAR: *A novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a VIENNA rectifier eliminating controller multipliers. II. Operation for heavily unbalanced mains phase voltages and in wide input voltage range*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2001, 2001.
- [23] IDE, P. AND SCHAFMEISTER, F., N. FROHLEKE und H. GROSTOLLEN: *Enhanced control scheme for three-phase three-level rectifiers at partial load*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol.52, Iss.3, Seiten 719–726, June 2005.
- [24] KOLAR, J.W., H. ERTL und F.C. ZACH: *Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor PWM (VIENNA) rectifier employing a novel integrated power semiconductor module*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual, Vol.2, Iss., 3-7, Seiten 514–523 vol.2, Mar 1996.
- [25] SINGH, B., K. AL-HADDAD und CHANDRA: *A review of active filters for power quality improvement*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 1999.
- [26] MOHAN, NED, TORE M. UNDELAND und WILLIAM P. ROBBINS: *Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 2nd Edition*. John Wiley and Sons, 1995.
- [27] CALLEJA, A.J., J.M. ALONSO, J. RIBAS, E. LOPEZ, J. CARDÉSIN, J. GARCIA und M. RICO-SECADES: *Electronic ballast based*

- on single-stage high-power-factor topologies: a comparative study*. IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 2002.
- [28] CALLEJA, A.J., J.M. ALONSO, J. RIBAS, E. LOPEZ, J. CARDESIN, J. GARCIA und M. RICO-SECADES: *Single-stage high-power-factor electronic ballast based on integrated forward half-bridge resonant inverter*. Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001.
- [29] ZHANG, JINDONG: *Advanced Integrated Single-Stage Power Factor Correction Techniques*. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute, 2001.
- [30] TOMOFUJI, Y. und T. MAEDA: *Stromversorgungsschaltung*, 1982. Patentschrift, DE 3241413 C2.
- [31] PAUL, REINHOLD: *Elektrotechnik Grundlagenlehrbuch*, Band Band II, Netzwerke. Springer-Verlag, 1985.
- [32] SIEBEL, HENRIK: *Netzseitiger Wechselrichter mit quasiresonanter Topologie und hoher Leistungsdichte*. Doktorarbeit, Universität Siegen, 2001.
- [33] KLOTZ, F.: *Leitungsgebundene Elektromagnetische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien*. Doktorarbeit, TU Illmenau, 1997.
- [34] GUTTOWSKI, S.: *Untersuchungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit spannungsgespeister Pulswechselrichter*. Doktorarbeit, TU Berlin, 1998.
- [35] JÖRGENSEN, H.M.: *Untersuchung ausgewählter Verfahren zur Reduzierung leitungsgebundener Störungen bei Pulswechselrichtern*. Doktorarbeit, TU Berlin, 1998.
- [36] KRATTENMACHER, HANS: *Zur Messung leitungsgeführter Störgrößen in der EMV*. Doktorarbeit, Universität Karlsruhe, 2000.
- [37] KELLER, CHRISTOPH: *Schnelle EMV-Emissionsmessung im Zeitbereich*. Doktorarbeit, Universität Stuttgart, 2004.

- [38] TIHANYI, LÁSZLÓ: *EMC in power electronics*. J.K. Eckert & Company, 1995.
- [39] *DIN EN 55016-1-1 (VDE 0876-16-1-1):2006-04 Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Teil 1-1: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Messgeräte (IEC/CISPR 16-1-1:2003 + A1:2005); Deutsche Fassung EN 55016-1-1:2004 + A1:2005*.
- [40] *NDTV 8160 Manual, Universal Delta-, T-, V-Netznachbildung, Fa. Schwarzbeck Mess-Elektronik, Schoenau*.
- [41] *8590 EM Series EMC Analyzer User's Guide - Part Number 5963-2930*.
- [42] *EN 55011:1998/A2:2002-10 Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Hochfrequenzgeräte (ISM-Geräte) - Funkstöreigenschaften - Grenzwerte und Messverfahren UK 767.11 EMV von Betriebsmitteln und Anlagen für häusliche, gewerbliche, industrielle, wissenschaftliche und medizinische Anwendungen, die beabsichtigt oder unbeabsichtigt HF erzeugen, sowie von Beleuchtungseinrichtungen*.
- [43] SCHWAB, A.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Band 4. Aufl. Springer-Verlag, 1996.
- [44] MONTEIRO, R., B. BORGES und V. ANUNCIADA: *EMI reduction by optimizing the output voltage rise time and fall time in high-frequency soft-switching converters*. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Seiten pp. 1127– 1132, 2004.
- [45] *Datenblatt, Nahfeldsonde Bauform LF-R 400, Langer EMV-Technik, 01728 Bannewitz*.
- [46] HOENE, E.: *Methoden zur Charakterisierung, Vorhersage und Filterung elektromagnetischer Störungen von Spannungsgespeisten Pulswechselrichtern*. Doktorarbeit, Technische Universität Berlin, 2001.
- [47] *Simplorer Simulation Center 7.0, Ansoft Corporation, 2004*.

- [48] SÄNGER, R. und W. HEERING: *EMV von industriellen Vorschaltgeräten*. In: FESER, PROF. DR.-ING. KURT (Herausgeber): *EMV2004*. VDE Verlag, 2004.
- [49] OKADA, KAZUNARI und TOSHIMASA SEKINO: *Agilent Technologies, Impedance Measurement Handbook*. Agilent Technologies Co. Ltd, 2003.
- [50] *4294A Precision Impedance Analyzer Operation Manual (Agilent P/N: 04294-900x0)*.
- [51] SANTOLARIA, A., J. BALCELLS und D. GONZALES: *Theoretical and Experimental Results of Power Converter Frequency Modulation*. IECON Symposium 2002, 2002.
- [52] JOHNSON, S. und R. ZANE: *Custom spectral shaping for EMI reduction in high-frequency inverters and ballasts*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.20, 2005.
- [53] ACERO, J., J.M. BURDIO, L.A. BARRAGAN, D. NAVARRO und S. LLORENTE: *EMI improvements using the switching frequency modulation in a resonant inverter for domestic induction heating appliances*. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Vol.4:pp. 3108– 3112, 2004.
- [54] RAUSCHER, CHRISTOPH: *Grundlagen der Spektrumanalyse*. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2000.

Lebenslauf

Robert Sänger

geboren am 26.05.1972 in Freiburg i. Br.

Schulischer und beruflicher Werdegang

1978-1982 Grundschule in Freiburg

1982-1991 Rotteck Gymnasium Freiburg

1992-1999 Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe.
Fachrichtung Optoelektronik und Elektrooptik.

Abschluss: Diplom

1999-2006 Wissenschaftlicher Angestellter am Lichttechnischen Institut (LTI) der Universität Karlsruhe.

Juli 2006 Promotion bei Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Heering