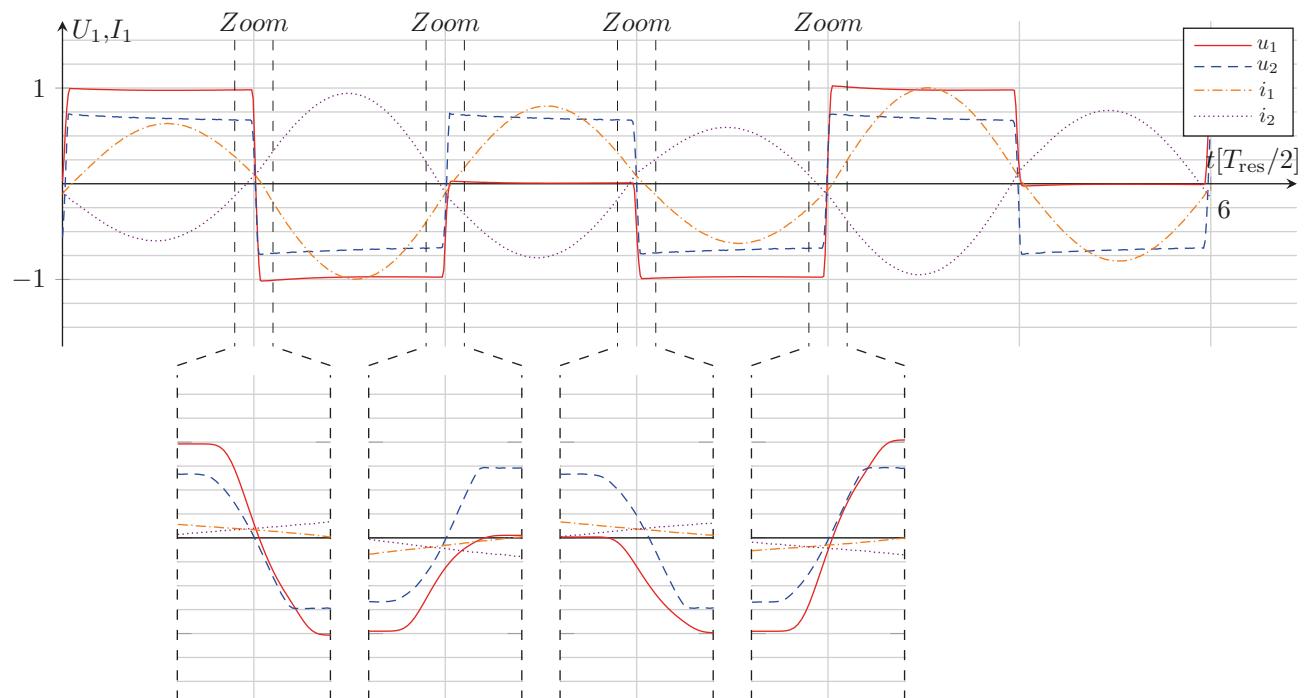


**Martin Nießen**

# **Quantum Control Converter im bidirektionalen und schaltentlasteten Betrieb**



# Quantum Control Converter im bidirektionalen und schaltentlasteten Betrieb

Der Fakultät für  
Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik  
der Bergischen Universität Wuppertal

zur Erlangung des akademischen Grades  
**Doktor der Ingenieurwissenschaften**  
**(Dr.-Ing.)**  
vorgelegte Dissertation

von

**Martin Nießen**

aus Holzheim (Stadt Mechernich)

Erstprüfer: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmülling  
Zweitprüfer: Prof. Dr.-Ing. Christian Dick



Wuppertaler Schriftenreihe zu Elektromobilität und  
Energiespeichersystemen

Band 9

**Martin Nießen**

**Quantum Control Converter im bidirektionalen  
und schaltentlasteten Betrieb**

Shaker Verlag  
Düren 2025

**Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

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

Zugl.: Wuppertal, Univ., Diss., 2024

Copyright Shaker Verlag 2025

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

Printed in Germany.

Print-ISBN 978-3-8440-9912-6

PDF-ISBN 978-3-8191-0003-1

ISSN 2628-2003

eISSN 3052-0576

<https://doi.org/10.2370/9783819100031>

Shaker Verlag GmbH • Am Langen Graben 15a • 52353 Düren

Telefon: 02421 / 99 0 11 - 0 • Telefax: 02421 / 99 0 11 - 9

Internet: [www.shaker.de](http://www.shaker.de) • E-Mail: [info@shaker.de](mailto:info@shaker.de)

# Inhaltsverzeichnis

---

<b>1 Einordnung und Fragestellung</b>	<b>1</b>
<b>2 Grundlagen</b>	<b>7</b>
2.1 Aktive Bauelemente . . . . .	8
2.2 Nicht ideal gekoppelter und verlustfreier Transformator . . . . .	12
2.3 Serienresonanzwandler in der Grundschwingungsanalyse . . . . .	13
2.4 Ansteuerung auf Basis von Modulationsvektoren . . . . .	16
<b>3 Beschreibung des Quantum Control Converters</b>	<b>19</b>
3.1 Analytische Beschreibung des Serienresonanzwandlers im nicht eingeschwungenen Zustand . . . . .	20
3.2 Diskretisierte Beschreibung des Serienresonanzwandlers im nicht eingeschwungenen Zustand . . . . .	23
3.3 Spannungsübersetzungsverhältnis als Funktion der Steuerungsvektoren . .	27
3.4 Verwendung der Steuerungsvektoren in der Praxis . . . . .	29
3.5 Einfluss der Impedanz auf den Stromverlauf . . . . .	35
3.6 Limitierung des Ausgangsspannungsbereiches . . . . .	35
3.7 Zusammenfassung . . . . .	40
<b>4 Einfluss der Modulation auf die Transformatoraussteuerung</b>	<b>41</b>
4.1 Mathematische Betrachtung des Quantum Control Converters im T-ESB .	42
4.1.1 Kompensation auf Wicklungsseite 1 . . . . .	43
4.1.2 Kompensation auf Wicklungsseite 2 . . . . .	46
4.1.3 Kompensation auf beiden Wicklungsseiten . . . . .	46
4.2 Analyse der Randbedingungen im Betrieb . . . . .	47
4.3 Anwendung der Modulation im vollständigen Ersatzschaltbild . . . . .	49
4.4 Transformatoraussteuerung in der Praxis . . . . .	50
4.5 Zusammenfassung . . . . .	53
<b>5 Grundlagen der Schaltentlastung</b>	<b>55</b>
<b>6 ZVS<sub>active</sub>: Schaltentlastung durch Nutzung des Laststroms</b>	<b>60</b>
6.1 Signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2; Analyse der Schaltentlastung der ersten Vollbrücke . . . . .	61
6.2 Signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2; Analyse der Schaltentlastung der zweiten Vollbrücke . . . . .	64

6.3	Signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1; Analyse der Schaltentlastung der zweiten Vollbrücke . . . . .	68
6.4	Signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1; Analyse der Schaltentlastung der ersten Vollbrücke . . . . .	71
6.5	Verlust der Schaltentlastung bei kleinen Leistungen . . . . .	73
6.6	Bewertung des ersten Schaltentlastungsansatzes . . . . .	74
6.7	Zusammenfassung . . . . .	77
<b>7</b>	<b>ZVS<sub>reactive</sub>: Schaltentlastung durch die Nutzung von Blindströmen</b>	<b>79</b>
7.1	Konzept zur Schaltentlastung unter Verwendung von reaktiven Stromkomponenten . . . . .	80
7.2	Schaltentlastung der ersten Vollbrücke auf Basis der Kosinuskomponente in der qualitativen Betrachtung . . . . .	82
7.3	Mathematische Modellbildung der Schaltentlastung auf Basis der Kosinuskomponente . . . . .	85
7.4	Diskussion des Modells der Schaltentlastung auf Basis der Kosinuskomponente . . . . .	91
7.5	Übertragung des Modells auf die Anwendung im Quantum Control Converter	94
7.6	Mathematische Modellbildung der Schaltentlastung auf Basis des Magnetisierungsstroms . . . . .	96
7.7	Allgemeine Diskussion des Modells der Schaltentlastung auf Basis des Magnetisierungsstroms . . . . .	98
7.8	Vorgehen zur Auslegung der Schaltentlastung . . . . .	99
7.9	Bewertung von ZVS <sub>reactive</sub> . . . . .	102
7.10	Zusammenfassung . . . . .	104
<b>8</b>	<b>Ergebnis und Anknüpfungspunkte</b>	<b>106</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>		<b>IV</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>		<b>V</b>
<b>Formelzeichenverzeichnis</b>		<b>VIII</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>		<b>IX</b>
<b>Anhang</b>		<b>XVI</b>
<b>9 Anhang</b>		<b>XVII</b>
9.1	Definition der Schaltzustände der zweiten Vollbrücke . . . . .	XVII
9.2	Lösung einer lineare Differentialgleichungen 2. Ordnung mit konstanten Koeffizienten . . . . .	XVII

9.3	Bestimmung der Differentialgleichung: T-ESB, Kompensation auf Wicklungsseite 1 durch $C_1$	XIX
9.4	Bestimmung der Differentialgleichung: T-ESB, Kompensation auf Wicklungsseite 1 durch $C_{\text{oss}}$	XX
9.5	Bestimmung der Differentialgleichung: T-ESB, Kompensation auf Wicklungsseite 1 durch $C_{\text{oss}}$	XX

# Abkürzungsverzeichnis

---

## Über- und Hochzeichen

'	Transformiert von Wicklungsseite 2 zu Wicklungsseite 1 im T-ESB	-
"	Transformiert von Wicklungsseite 2 zu Wicklungsseite 1 im L-ESB	-
$\wedge$	Spitzenwert einer Größe	-
$X_{1,x}$	Größe bezogen auf die erste Vollbrücke	-
$X_{2,x}$	Größe bezogen auf die zweite Vollbrücke	-

## Leistungen, Spannungen und Ströme

$\Delta u$	Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis	V
$E_{\text{Loss}}$	Verlustenergie während eines Schaltvorgangs	J
$G$	Übertragungsverhalten in der Grundschwingungsanalyse	-
$i_C$	Strom durch den Kondensator im vereinfachten ESB	A
$I_{1,0}$	Startwert des Stroms $i_1$	A
$i_1$	Ausgangsstrom der ersten Vollbrücke	A
$i_{1,\text{cos}}$	Kosinusförmiger Anteil des Stroms $i_1$	A
$i_{11}$	Bezeichnung des Stroms $i_1$ während $t_{z,11}$	A
$i_{11,\text{off}}$	Wert des Stroms $i_{11}$ zum Ende von $t_{z,11}$	A
$i_{11,\text{on}}$	Wert des Stroms $i_{11}$ zu Beginn von $t_{z,11}$	A
$\hat{I}_1$	Spitzenwert des Stroms $i_1$	A
$i_{1,i}$	Strom $i_{1,i}$ in der i-ten Resonanzhalbperiode	A
$i_{1,\text{rec}}$	Eingangsstrom in die erste Vollbrücke	A
$i_{1,\text{sin}}$	Sinusförmiger Anteil des Stroms $i_1$	A
$i_{12}$	Bezeichnung des Stroms $i_1$ während $t_{z,12}$	A
$i_{12,\text{off}}$	Wert des Stroms $i_{11}$ zum Ende von $t_{z,12}$	A
$i_{12,\text{on}}$	Wert des Stroms $i_{11}$ zu Anfang von $t_{z,12}$	A
$\hat{I}_{1,\text{ZVS}}$	Benötigter ZVS-Strom $i_1$ im Schaltmoment	A
$i_L$	Strom durch die Induktivität im vereinfachten ESB	A
$I_{\text{LM},0}$	Startwert des Stroms $i_{\text{LM}}$	A
$i_{\text{LM}}$	Strom durch die Gegeninduktivität	A
$\hat{I}_{\text{LM}}$	Spitzenwert des Stroms $i_{\text{LM}}$	A
$i_R$	Strom durch den Widerstand im vereinfachten ESB	A
$P_1$	Eingangsleistung der ersten Vollbrücke	W
$R_{\text{AC}}$	Äquivalenter AC-Widerstand	$\Omega$
$U_{C,0}$	Startwert der Kondensatorspannung $u_C$	V
$u_C$	Resonanzkondensatorspannung im vereinfachten ESB	V
$U_{C1,0}$	Startwert der Kondensatorspannung $u_{C1}$	V

---

$u_{C1}$ .....	Resonanzkondensatorspannung bei Kompensation auf Wicklungsseite 1	V
$\hat{U}_{C1}$ .....	Spitzenwert der Spannung über $C_1$	V
$u_{C2}$ .....	Resonanzkondensatorspannung bei Kompensation auf Wicklungsseite 2	V
$U_1$ .....	Spannung über der ersten Vollbrücke	V
$u_1$ .....	Geschaltete Spannung der ersten Vollbrücke	V
$u_{11}$ .....	Bezeichnung der Spannung $u_1$ während $t_{z,11}$	V
$u_{11,off}$ .....	Wert der Spannung $u_{11}$ zum Ende von $t_{z,11}$	V
$u_{11,on}$ .....	Wert der Spannung $u_{11}$ zu Beginn von $t_{z,11}$	V
$^1U_1$ .....	Spitzenwert der Grundschwingung von $u_1$	V
$u_{1,i}$ .....	Spannung $u_1$ in der i-ten Resonanzhalbperiode	V
$u_{12}$ .....	Bezeichnung der Spannung $u_1$ während $t_{z,12}$	V
$u_{12,off}$ .....	Wert der Spannung $u_{11}$ zu Beginn von $t_{z,12}$	V
$u_{12,on}$ .....	Wert der Spannung $u_{11}$ zum Ende von $t_{z,12}$	V
$u_L$ .....	Spannung über der Induktivität im vereinfachten ESB	V
$u_{Lm}$ .....	Spannung über der Gegeninduktivität	V
$u_{L\sigma 1}$ .....	Spannung über der Streuinduktivität der Wicklungsseite 1	V
$u_{L\sigma 2}$ .....	Spannung über der Streuinduktivität der Wicklungsseite 2	V
$u_R$ .....	Spannung über dem Widerstand im vereinfachten ESB	V
$X$ .....	Widerstand des Resonanzkreises	$\Omega$
$i_{1,off,X}$ .....	Bezeichnung des Stroms $i_1$ zum Anfang eines Schaltvorgangs	A
$i_{1,on,X}$ .....	Bezeichnung des Stroms $i_1$ zum Ende eines Schaltvorgangs	A
$i_{1,rec,X}$ .....	Spitzenwert des Stroms $i_{1,rec}$ zur jeweiligen Resonanzhalbperiode	A
$i_{DS,C}$ .....	Strom durch $C_{oss}$ eines Halbleiters	A
$i_{DS,D}$ .....	Strom durch die interne Diode eines Halbleiters	A
$i_{DS,T}$ .....	Strom durch den eingeschalteten Halbleiter	A
$i_{DS,X}$ .....	Fortlaufende Bezeichnung des Stroms durch einen Halbleiter	A
$u_{1,off,X}$ .....	Bezeichnung der Spannung $u_1$ zum Anfang eines Schaltvorgangs	V
$u_{1,on,X}$ .....	Bezeichnung der Spannung $u_1$ zum Ende eines Schaltvorgangs	V
$U_{C,i}$ .....	Kondensatorspannung $u_C$ zum Beginn der i-ten Resonanzhalbperiode	V
$u_{DS,X}$ .....	Fortlaufende Bezeichnung der Spannung über den Halbleitern	V
$u_{MPX}$ .....	Fortlaufende Bezeichnung der Mittelpunktsspannungen	V

### Schaltungsbestandteile

$C_1$ .....	Resonanzkondensator bei Kompensation auf Wicklungsseite 1	F
$C_{oss}$ .....	Kapazität des Halbleiters im nicht leitenden Zustand	F
$C_2$ .....	Resonanzkondensator bei Kompensation auf Wicklungsseite 2	F
$L_p$ .....	Leerlaufinduktivität im L-ESB	H
$L_s$ .....	Kurzschlussinduktivität im L-ESB	H
$L_{\sigma 1}$ .....	Gegeninduktivität	H
$L_{\sigma 1}$ .....	Streuinduktivität der Wicklungsseite 1	H
$L_{\sigma 2}$ .....	Streuinduktivität der Wicklungsseite 2	H

---

HBX	....	Fortlaufende Bezeichnung der Halbbrücken	-
MPX	....	Fortlaufende Bezeichnung der Mittelpunktabgriffe	-
TX	....	Fortlaufende Bezeichnung der Halbleiter	-
VBX	....	Fortlaufende Bezeichnung der Vollbrücken	-
N1	....	Anzahl der Wicklungen auf Wicklungsseite 1	-
N2	....	Anzahl der Wicklungen auf Wicklungsseite 2	-
$C$	....	Resonanzkapazität im vereinfachten ESB	F
$C_{oss,eq,X}$	..	Kapazität der X-ten Vollbrücke im nicht leitenden Zustand	F
$C_{oss,X}$	....	Kapazität des X-ten Schalters im nicht leitenden Zustand	F
$C_{UX}$	....	Zwischenkreiskapazität des X-ten Vollbrücke	F
$L$	....	Resonanzinduktivität im vereinfachten ESB	H
<b>Betriebsparameter</b>			
$D_M$	....	Makrotastgrad	-
$f_{res}$	....	Resonanzfrequenz im vereinfachten ESB	Hz
$f_{res}$	....	Resonanzperiode im vereinfachten ESB	Hz
$f_{SW}$	....	Schaltfrequenz	Hz
$i$	....	Zählvariable der Resonanzhalbperioden innerhalb Makroperiode	-
$i_{max}$	....	Anzahl der Resonanzhalbperioden innerhalb einer Makroperiode	-
$mv_1$	....	Modulationsvektor der ersten Vollbrücke	-
$\omega_{res}$	....	Winkelresonanzfrequenz im vereinfachten ESB	rad Hz
$\omega_{res,C1}$	...	Winkelresonanzfrequenz; Kompensation auf Wicklungsseite 1	rad Hz
$\omega_{SW}$	....	Winkelschaltfrequenz	rad Hz
$\Phi_{1,inner}$	...	Phasenversatz zwischen erster und zweiter Halbbrücke	s
$\Phi_{outer}$	....	Phasenversatz zwischen zwei Vollbrücken	s
$\Phi_{2,inner}$	...	Phasenversatz zwischen dritter und vierter Halbbrücke	s
$pv_1$	....	Polaritätsvektor der ersten Vollbrücke	-
$T_m$	....	Makroperiode	s
$T_{SW}$	....	Schaltperiode	s
$t_{SW,eff}$	....	Effektive Schaltzeit	s
$t_{tr,1}$	....	Transittonzeit der ersten Vollbrücke	s
$t_{tr,2}$	....	Transittonzeit der zweiten Vollbrücke	s
$t_z$	....	Allgemeine Totzeit	s
$t_{z,1}$	....	Totzeit der ersten Vollbrücke	s
$t_{z,11}$	....	Erster Anteil der Totzeit $t_{z,1}$	s
$t_{z,12}$	....	Zweiter Anteil der Totzeit $t_{z,1}$	s
$t_{z,2}$	....	Totzeit der zweiten Vollbrücke	s
$t_{z,21}$	....	Erster Anteil der Totzeit $t_{z,2}$	s
$t_{z,22}$	....	Zweiter Anteil der Totzeit $t_{z,2}$	s
$\ddot{u}$	....	Übersetzungsverhältnis des Transformator im T-ESB	-
$\ddot{u}_L$	....	Angepasstes Übersetzungsverhältnis des Transformator im L-ESB	-

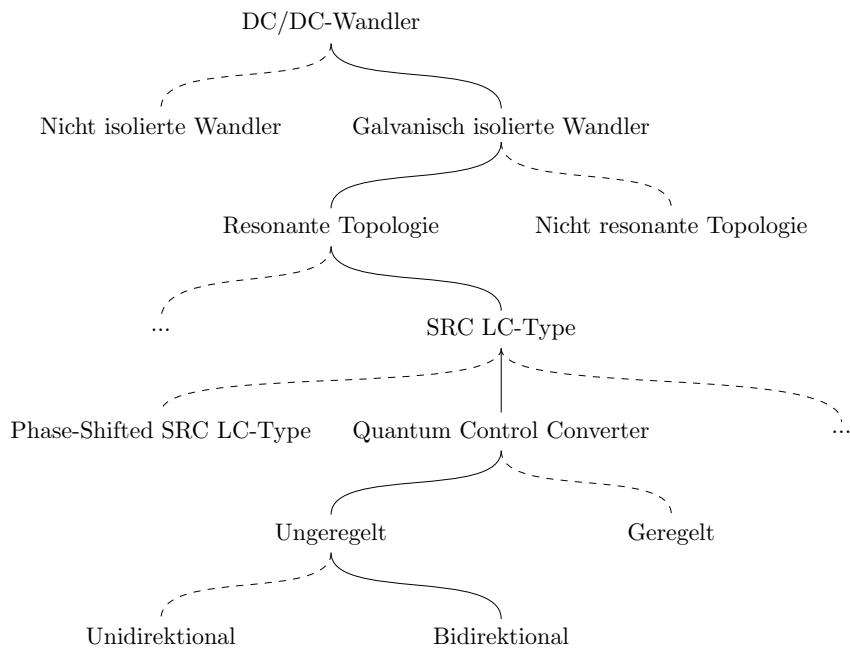
$Z_{C1}$ .....	Impedanz im T-ESB bei Kompensation auf Wicklungsseite 1	$\Omega$
$Z_{C2}$ .....	Impedanz im T-ESB bei Kompensation auf Wicklungsseite 2	$\Omega$
$M$ .....	Spannungsübersetzungsverhältnis	-
$Z$ .....	Impedanz im vereinfachten ESB	$\Omega$



# 1 Einordnung und Fragestellung

---

Der Quantum Control Converter (QC-Converter) gehört zur Familie der Direct Current to Direct Current-Wandler (DC/DC-Wandler). Grundsätzlich kann ein DC/DC-Wandler zwei Funktionen übernehmen. Erste ist die Herstellung einer galvanischen Trennung [1, 2, 3], welche aus Sicherheitsgründen in diversen Anwendungen implementiert ist [4, 5, 6, 7]. Eine galvanische Trennung trennt zwei gekoppelte Stromkreise voneinander, was bedeutet, dass kein gemeinsames Bezugspotential vorliegt [8]. Damit ersetzt der DC/DC-Wandler den platz- und kostenintensiven Netztransformator [9], welcher lange Zeit als Standardlösung [10] zur Implementierung von galvanischer Trennung genutzt wurde. Umsetzen lässt sich eine Trennung in DC/DC-Wandler induktiv [11] oder alternativ auch kapazitiv [12]. Somit lässt sich die Familie Abb. 1.1 in zwei Zweige aufteilen: Trennende und nicht trennende DC/DC-Wandler. Der QC-Converter gehört zur Familie der induktiv trennenden DC/DC-Wandler.



**Abbildung 1.1:** Grafische Darstellung der Einordnung des QC-Converters

Die zweite Funktion ist die Konvertierung von Energie. Diese Anforderung ergibt sich dann, wenn ein Verbraucher oder Quelle an ein System angeschlossen werden soll dessen Spannung nicht mit der des Systems übereinstimmt. Praktische Beispiele finden sich in [13, 14, 15, 16]. Diese Funktion können sowohl trennende [17, 18] als auch nicht trennende DC/DC-Wandler [19, 20] übernehmen. Jedoch sind nicht trennende Wandler für diese Anforderung häufig besser geeignet. Ursache ist, dass ein großer Ausgangsspannungsbereich und hohe Schaltfrequenzen bei großen Leistungen mit trennenden Wendlern nur schwierig

zu erreichen sind [21, 22].

Soll der Wandler weiter spezifiziert werden, geschieht dies auf einer tieferen technischen Ebene. Grundsätzlich kann zwischen resonanten [23] und nicht resonanten [24] leistungselektronischen Schaltungen unterschieden werden. Resonant ist ein Wandler dann, wenn das System mehr als zwei unterschiedliche Energiespeicher, Spule und Kondensator, mit beträchtlich ähnlicher Reaktanz bei Arbeistfrequenz enthält. Charakteristisch sind ebenfalls sinus- und kosinusförmige Spannungsformen über den resonanten Bauelementen. Der QC-Converter ist eine resonante Topologie und außerdem eine Sonderform des gewöhnlichen Serienresonanzwandlers (SRC LC-Type). Grundsätzlich lässt sich jede Topologie in unidirektonaler und bidirektonaler Ausführung implementieren. In dieser Arbeit wird der QC-Converter ausschließlich ungeregelt in seiner bidirektonalen Ausführung behandelt.

Praktisches und aktuell relevantes Beispiel zum möglichen Einsatz des QC-Converters ist das Laden von batterieelektrischen Fahrzeugen [25, 26]. Aufgabe des Gesamtsystems ist es, die 3-phägige Wechselspannung des Stromnetzes [27] in eine Gleichspannung zwischen 200 V und 920 V umzuwandeln und gleichzeitig eine galvanische Trennung sicherzustellen [28]. Um diese Funktionalität zu erreichen, werden verschiedene Lösungsansätze verfolgt.

Erster Ansatz kann sein, nach dem vorgeschalteten Alternating Current to Direct Current-Wandler (AC/DC-Wandler) einen galvanisch trennenden DC/DC-Wandler zu schalten. Klassischer Lösungsansatz ist an dieser Stelle der klassische SRC LC-Type [29, 30]. Dieser übernimmt ausschließlich die Funktion der galvanischen Trennung und kann aus diesem Grund auf diese Funktionalität optimiert werden. Nachgeschaltet ist ein nicht trennender DC/DC-Wandler, welcher die Spannungsanpassung vornimmt. Auch dieser kann für seine Aufgabe optimal ausgelegt werden. Ein Prinzipschaltbild findet sich in der Abbildung Abb. 1.2. Bei diesem Ansatz handelt es sich um ein dreistufiges System, da drei Konvertierungsstufen vorliegen. Beispiele zu Implementierungen finden sich in [31, 32].

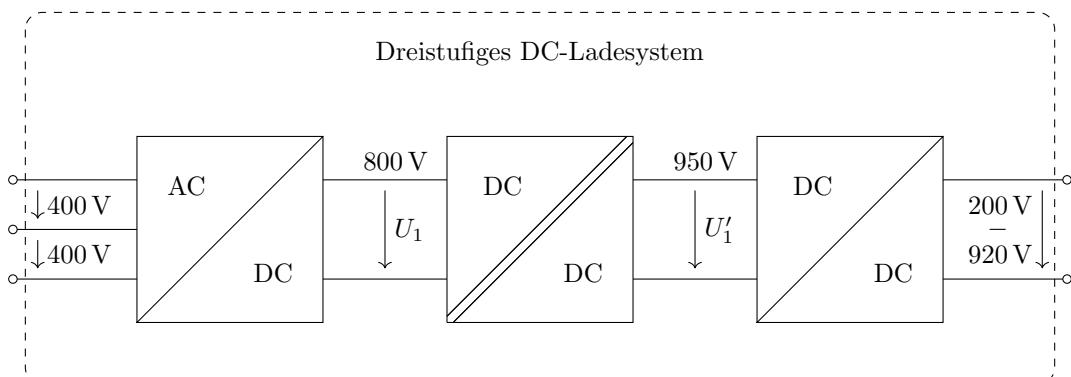
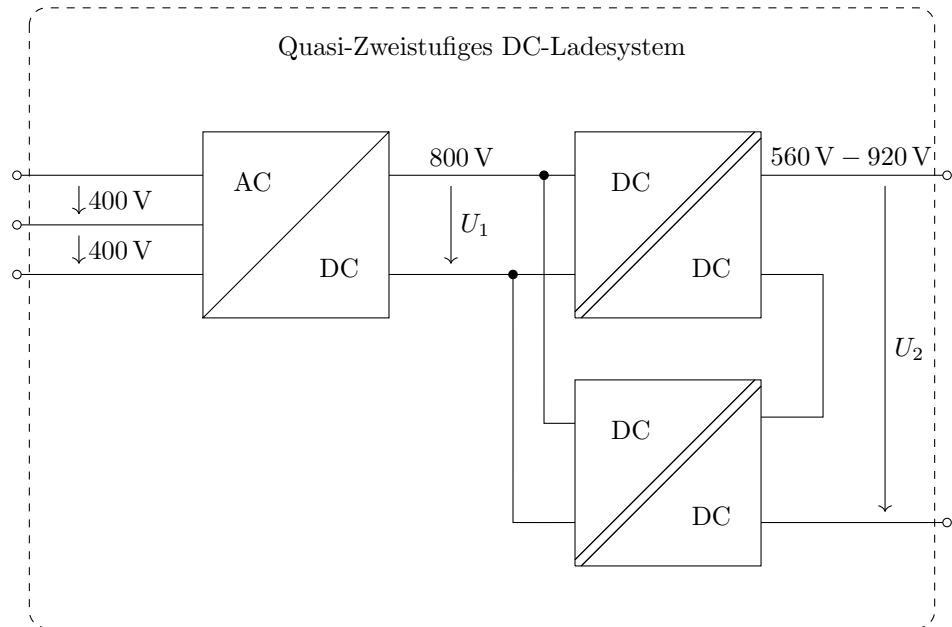


Abbildung 1.2: Blockschematic diagram of a three-stage DC charging system

Alternativ kann es das Ziel sein, das System zweistufig aufzubauen und so eine Konvertierungsstufe einzusparen. Während der AC/DC-Wandler identisch bleibt, soll der trennende DC/DC-Wandler sowohl die Funktion der Trennung als auch der Spannungsanpassung übernehmen. Das Problem ist an dieser Stelle der eingeschränkte Ausgangsspannungsbereich bei hohen Arbeitsfrequenzen und Leistungen. Dieses Problem wird minimiert, indem der DC/DC-Wandler in zwei einzelne Wandler mit halber Nennleistung aufgeteilt wird [12, 33]. Dies ermöglicht es, die DC/DC-Wandler je nach Spannungslevel über eine externe Beschaltung parallel oder alternativ in Serie zu schalten. So kann der DC/DC-Wandler für einen kleineren Ausgangsspannungsbereich optimiert und trotzdem der volle Ausgangsspannungsbereich auf Applikationsebene abgedeckt werden. Exemplarisch ist die besagte Topologie bei Serienverschaltung abgebildet (Abb. 1.3). In dieser Verschaltung kann der obere Spannungsbereich bedient werden. Jedoch besteht das System grundsätzlich immer noch aus drei leistungselektronischen Wählern, wenn auch mit kostengünstigeren Bauelementen.



**Abbildung 1.3:** Blockschaltbild eines zweistufigen DC-Ladesystems mit parallel und batterieseitig seriell vorgeschalteter DC-Stufe.

Als technisch anspruchsvollster Ansatz kann die Realisierung eines echten zweistufigen Systems angesehen werden (Abb. 1.3). Es wird lediglich der herkömmliche AC/DC-Wandler und ein trennender DC/DC-Wandler in Reihe geschaltet. Die Anforderungen an den Ausgangsspannungsbereich des DC/DC-Wandler sorgen bei der Auslegung für einen Fokus auf die Sicherstellung der Funktion und nicht auf die Optimierung, womit dieser Ansatz bei Wählern mit Weitbereichsausgang nur selten verfolgt wird. Jedoch handelt es sich, sobald die Funktionalität gegeben ist, um den attraktivsten Ansatz.

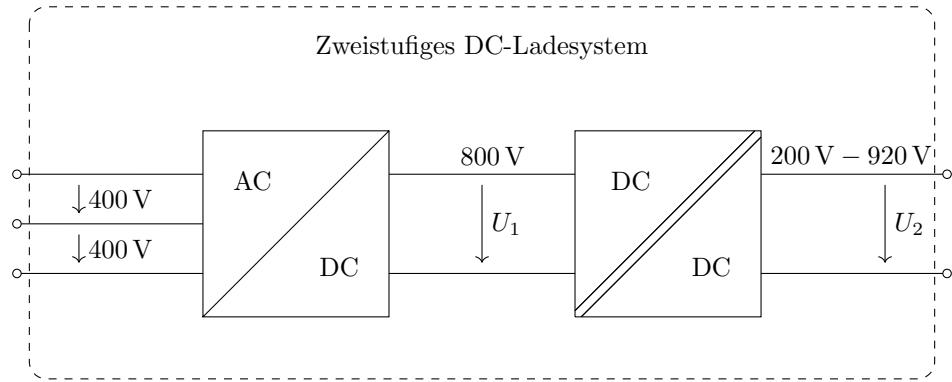


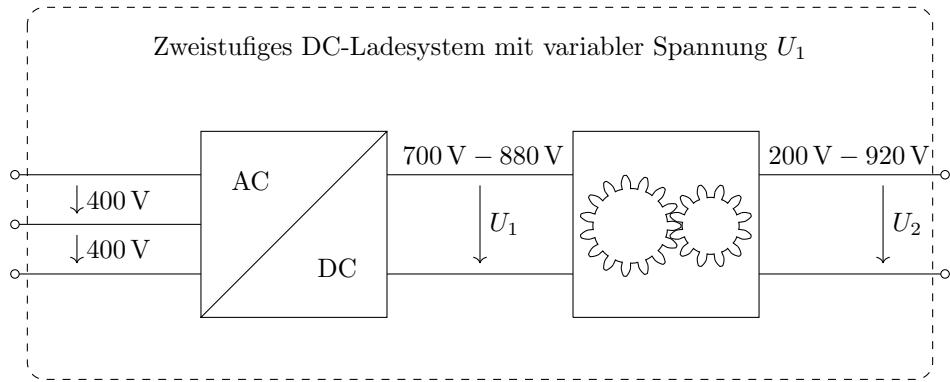
Abbildung 1.4: Blockschaltbild eines Zweistufigen DC-Ladesystems

Der QC-Converter kann in allen Lösungsansätzen eingesetzt werden. Jedoch bedeutet die praktische Nutzbarkeit nicht, dass dessen Einsatz eine sinnvolle Lösung darstellt. Um beurteilen zu können, ob dieser Ansatz eine sinnvolle Lösung ist, müssen die Anforderungen die sich neben der Funktion für die Anwendung ergeben, bekannt sein. Diese lassen sich zu drei Hauptanforderungen zusammenfassen: Kosten, Gewicht/Größe und Effizienz. Diese Größen können mithilfe einer Auslegung optimiert werden. Jede Auslegung bildet die Möglichkeit einer Voraussage über das Verhalten des Wandlers bei vorgegebenen Parametern. Je höher die Voraussagekraft ist, um so besser lässt sich das System im Vorfeld optimieren.

Grundlage für eine Optimierung bildet das Verständnis der Funktion des QC-Converters. Alternativ in der Literatur auch „integral cycle mode control“ [34] oder „pulse density modulation“ [35] genannt. Dabei ist das Grundprinzip der Modulation bereits seit den 1970er Jahren bekannt. Die ersten Arbeiten konzentrierten sich größtenteils auf die Anwendung der Modulation zur Reduzierung von Schaltvorgängen [36]. Ziel war es, Topologien mit hoher Arbeitsfrequenz unter der Verwendung von Halbleiterbauelementen früher Generationen zu realisieren. Erstmalige vollständige Beschreibung der unidirektionalen Modulation geschah im Jahr 1983 im Rahmen einer Arbeit von Vorperian und Kük [37]. Thema ist die grundsätzliche Beschreibung des Kleinsignalverhaltens von resonanten Wandlern. Insbesondere das Verhalten bei diskontinuierlicher Leistungsübertragung wird detailliert diskutiert. Verfeinert wird die Beschreibung im gleichen Jahrzehnt für den kontinuierlichen Betrieb [34]. Dabei steht die Verwendung aller möglichen Freiheitsgrade im Fokus. Weitere Arbeiten befassten sich mit dem optimalen Betrieb des Wandlers zur Reduzierung von Spitzenströmen und der Ausgangskapazität. Im späteren Verlauf wurde der Betrieb durch zusätzliche Halbleiter vom Tiefsetzstellerbetrieb auf den Hoch-Tiefsetzstellerbetrieb erweitert [38, 39, 40]. Ab diesem Zeitpunkt lag der Forschungsschwerpunkt auf der Verbesserung der Funktion des Wandlers. Als Applikationsbeispiel dient das bekannte Prinzipschaltbild Abb. 1.4.

Am Eingang des DC/DC-Wandlers liegt eine konstante Spannung an. Ziel ist es, das Übertragungsverhalten des Wandlers so zu beeinflussen, dass jede beliebige Ausgangsspan-

nung eingestellt werden kann. Somit soll auf Basis der Modulation die übliche Funktion eines DC/DC-Wandlers hergestellt werden. Dies führte zu einer Vielzahl von Arbeiten die sich mit der Regelung des Wandlers beschäftigten [41, 42]. Auch wenn die Funktionalität grundsätzlich in Veröffentlichungen nachgewiesen werden konnte, lies sich der angestrebte Technologie-Reifegrad nicht erreichen. Großes Problem der Applikation sind Geräuschemissionen durch niederfrequente periodische Schwingungen, welche beeindruckende Pegel erreichen können. Damit verbunden sind niederfrequente Schwingungen der Ausgangsspannung. Zusätzlich ist die in vielen Publikationen verwendete Bauteilkombination schlicht nicht sinnvoll in der echten Applikation umzusetzen. Aus diesem Grund stand die Optimierung des Wandlers nicht im Vordergrund. Aktuell beschäftigen sich Publikationen mit der Verwendung der Modulation beim induktiven Laden von Elektrofahrzeugen [43]. Wenige Veröffentlichungen [44, 45, 40] beschäftigen sich mit der Optimierung der Modulation. Weiterführend wird ein Schaltkreis zur Reduzierung von Schaltverlusten in der bidirektionalen Ausführung des Wandlers vorgeschlagen [46]. Auch in dieser Veröffentlichung werden niederfrequente Schwingungen als problematisch thematisiert. Es kann zusätzlich festgehalten werden, dass der Forschungsschwerpunkt der wissenschaftlichen Gemeinschaft auf anderen Wandlerkonzepten liegt. In dieser Arbeit ist ein alternativer



**Abbildung 1.5:** Weiteres Blockschaltbild eines Zweistufigen DC-Ladesystems

Ansatz zum Betrieb des QC-Converters gewählt. Verdeutlicht wird der Ansatz an einem weiteren Prinzipschaltbild Abb. 1.5. Für den Eingang des DC/DC-Wandlers ist ein variabler Spannungsbereich vorgegeben. Diese Möglichkeit ergibt sich aus der Applikation. Die Ausgangsspannung des AC/DC-Wandlers bewegt sich theoretisch zwischen dem Spitzenwert der Netzspannung und der zulässigen Betriebsspannung der Halbleiterbauelemente [47, 48]. In diesem konkreten Fall bewegt sich die Spannung zwischen 700 V und 880 V. Die Funktion des DC/DC-Wandlers ist es nun, diskrete Spannungsübersetzungsverhältnisse einzustellen. Somit kann für das Verhalten des Wandlers die mechanische Analogie eines Getriebes verwendet werden. Ist ein Übersetzungsverhältnis – Gang – eingestellt, kann ein definierter Spannungsbereich am Ausgang des DC/DC-Wandlers abgedeckt werden. Liegt die mögliche Eingangsspannung exemplarisch zwischen 1 V und 2 V während das Übersetzungsverhältnis 1 entspricht, so kann ein Spannungsbereich zwischen 1 V und 2 V

abgedeckt werden. Ist ein Übersetzungsverhältnis von 1/2 gewählt, entspricht der mögliche Ausgangsspannungsbereich 0,5 V bis 1 V. Folglich lässt sich trotz einer Diskretisierung des Übersetzungsverhältnisses ein geschlossener Ausgangsspannungsbereich abdecken. Ergebnis ist, dass die historisch angestrebte Funktion aus der Abb. 1.4 in dieser Anwendung mit wesentlich einfacheren Mitteln zu erreichen ist. Aus diesem Grund beschäftigt sich diese Arbeit mit der statischen Beschreibung des QC-Converters im Arbeitspunkt und der Optimierung des Wandlers bezüglich seines Schaltverhaltens.

Die Arbeit ist mit diesem Ziel folgendermaßen gegliedert. In den Grundlagen findet die Diskussion des grundsätzlichen Schaltungsaufbaus statt. Bestandteil sind neben den einzelnen Bauelementen ebenfalls die Anordnung und Ansteuerung der aktiven Bauelemente. Zusätzlich ist die gängige Beschreibung des Serienresonanzwandlers einleitend dargestellt. Darauf folgt die Modellbildung des QC-Converter und die Beschreibung des Übetragsverhaltens. Ebenfalls Gegenstand der Betrachtung ist der Geltungsbereich der vereinfachten Beschreibung. Die Grundlagen für die Auslegung des Transformatoren sind im darauffolgenden Kapitel dargestellt. Final sind zwei Methoden zur Implementierung der Schaltentlastung beschrieben und deren Wirksamkeit nachgewiesen. Im abschließenden Fazit sind Anknüpfungspunkte für die zukünftige Forschung formuliert und die Umsetzbarkeit in der Applikation untersucht.

## 2 Grundlagen

---

Im den Grundlagen ist aufgeführt, wie der QC-Converter grundsätzlich aufgebaut und anzusteuern ist. Ausgangspunkt bildet die Beschreibung der Anordnung und Ansteuerung der aktiven Bauelemente. Darauf folgt die Beschreibung der Anordnung der passiven Komponenten. Eine Sonderrolle übernimmt der Transformator, dessen Darstellung im Ersatzschaltbild im Vorfeld Einführung findet. Für die resultierende Schaltung werden die Betriebsparameter festgelegt. Auf Basis dieser lässt sich der Betrieb des Serienresonanzwandlers und seine gängige mathematische Beschreibung präsentieren. Abschließend ist ein Weg dargestellt, wie die mathematische Beschreibung der Ansteuerung des QC-Converter vornehmen lässt.

## 2.1 Aktive Bauelemente

Aktive Bauelemente sind zentrale Bauteile der Leistungselektronik. Zu den wichtigsten Halbleitern im Bereich der DC/DC-Wandler zählen Insulated-Gate Bipolar Transistors (IGBT), Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors (MOSFET) und High Electron Mobility Transistors (HEMT). In dieser Anwendung von Interesse sind die, MOSFET und HEMT, welche Rückwärtsrichtung aktiv eingeschaltet werden können, da diese Eigenschaft für den bidirektionalen Betrieb des QC-Converters notwendig ist.

Die Abb. 2.1 enthält acht MOSFETs, welche mit T1 bis T8 bezeichnet sind. Für eine erste Beschreibung ist der MOSFET ein verlustfreies Bauteil, welches im eingeschalteten Zustand perfekt leitend und im ausgeschalteten Zustand perfekt sperrend ist. Der Wechsel zwischen den beiden Zuständen geschieht vorerst ebenfalls verlustfrei. Abb. 2.1 zeigt die

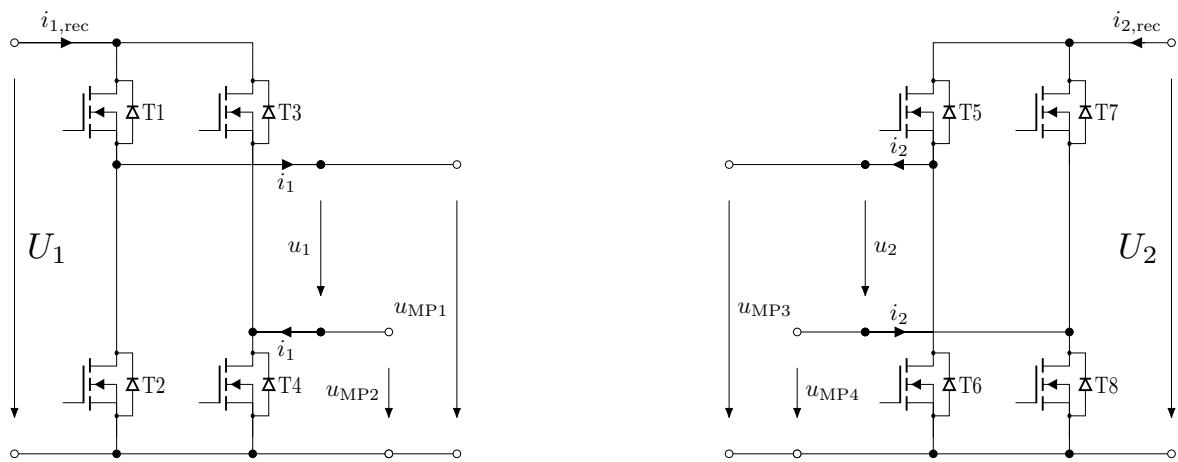


Abbildung 2.1: Dual Active Bridge (DAB) dargestellt mit Mittelpunktsspannungen

in dieser Arbeit verwendete Anordnung der Halbleiter. Diese konkrete Anordnung wird als Dual Active Bridge (DAB) bezeichnet. Jedoch beschreibt diese Bezeichnung nicht nur die Anordnung der Halbleiter, sondern auch deren Ansteuerung. Es wird grundsätzlich gefordert, dass die Halbleiter aktiv in jedem Arbeitspunkt geschaltet werden.

Zuerst steht die linke Seite der DAB im Fokus. Die serielle Verschaltung von T1 und T2 bildet die erste Halbbrücke HB1, welche parallel zur Spannungsquelle  $U_1$  geschaltet ist. Somit bilden T1 und T2 eine Brücke zwischen dem Potential  $U_1$  und dem Bezugspotential 0 V, woraus sich die Namensgebung ergibt. Mittelpunkt der Halbbrücke, die direkte Verbindung von T1 und T2, ist der erste Mittelpunktabgriff MP1.

Die zweite Halbbrücke HB2, bestehend aus T3 und T4, ist ebenfalls parallel zu Spannungsquelle  $U_1$  geschaltet. Dessen Mittelpunkt, die direkte Verbindung zwischen T3 und T4, ist der zweite Mittelpunktabgriff MP2.

Die Spannungsdifferenz zwischen erstem und zweitem Mittelpunktabgriff  $u_{MP1} - u_{MP2}$  wird als geschaltete Spannung  $u_1$  bezeichnet. Der Strom welcher aus MP1 hinaus fließt trägt den Namen  $i_1$ . In MP2 fließt der Strom  $i_1$  wieder hinein. Die beschriebene Konfiguration wir

als Voll- oder H-Brücke bezeichnet (VB1). Aufgabe dieser Schaltung ist die Manipulation der geschalteten Spannung  $u_1$ . Diese kann je nach Schalterstellung verschiedene Werte annehmen. Jeder Schalter hat zwei mögliche Zustände: Logisch 1 entspricht ideal leitend, Logisch 0 entspricht ideal sperrend. In der Gleichung sind die Mittelpunktsspannungen  $u_{MP1}$  und  $u_{MP2}$  als Funktion der Schalterstellung angegeben (Gleichung (2.1)).

$$\begin{aligned}
 u_{MP1} &= U_1 && \text{für } T1 = 1, T2 = 0 \\
 u_{MP1} &= 0 \text{ V} && \text{für } T1 = 0, T2 = 1 \\
 u_{MP2} &= U_1 && \text{für } T3 = 1, T4 = 0 \\
 u_{MP2} &= 0 \text{ V} && \text{für } T3 = 0, T4 = 1
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Die möglichen Zustände der Spannung  $u_1$  lassen sich als Funktion der Spannungsdifferenz zwischen  $u_{MP1}$  und  $u_{MP2}$  ebenfalls definieren (Gleichung (2.2)).

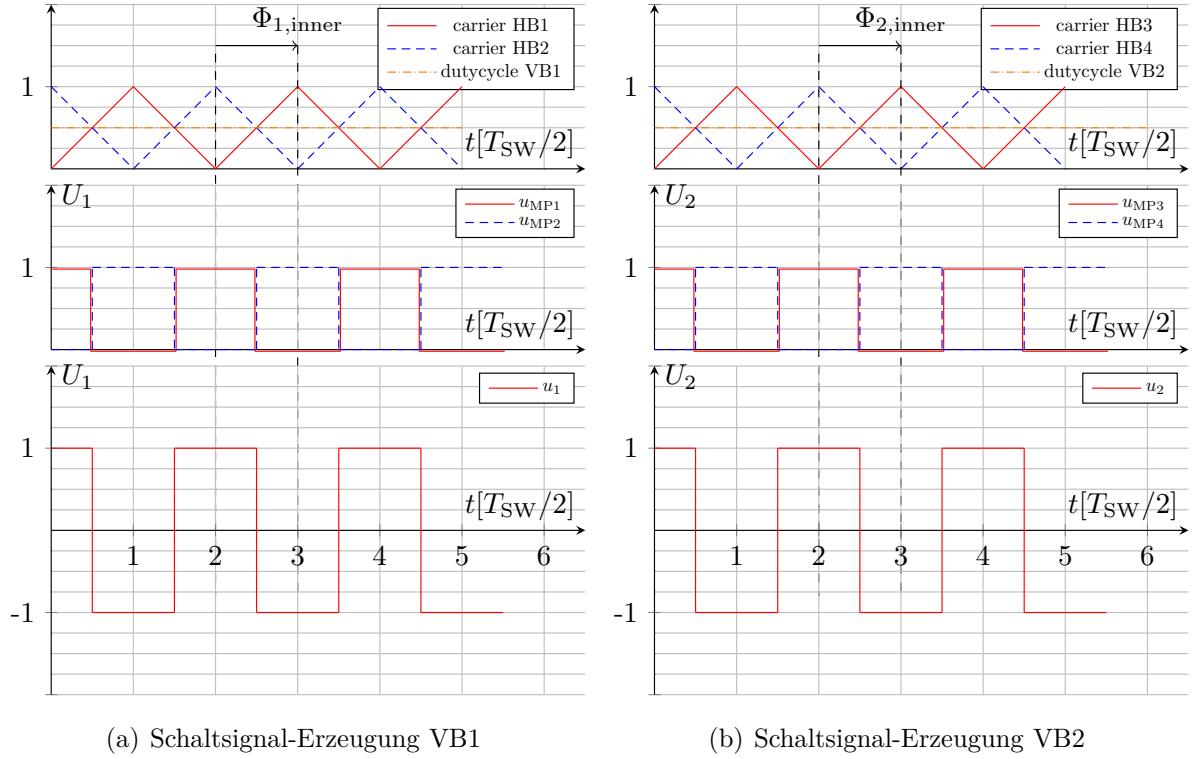
$$\begin{aligned}
 u_1 &= U_1 && \text{für } u_{MP1} = U_1, u_{MP2} = 0 \text{ V} \\
 u_1 &= -U_1 && \text{für } u_{MP1} = 0 \text{ V}, u_{MP2} = U_1 \\
 u_1 &= 0 \text{ V} && \text{für } u_{MP1} = U_1, u_{MP2} = U_1 \\
 u_1 &= 0 \text{ V} && \text{für } u_{MP1} = 0 \text{ V}, u_{MP2} = 0 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Mit der VB1 lassen sich folglich für die geschaltete Spannung  $u_1$  drei diskrete Amplituden einstellen:  $U_1$ ,  $-U_1$  und  $0 \text{ V}$ .

Bei gegebenem Strom  $i_1$  ist der Strom  $i_{1,rec}$  ebenfalls eine Funktion der Schaltzustände. Dieser lässt sich direkt über die Amplitude von  $u_1$  definieren (Gleichung (2.3)).

$$\begin{aligned}
 i_{1,rec} &= i_1 && \text{für } u_1 = U_1 \\
 i_{1,rec} &= -i_1 && \text{für } u_1 = -U_1 \\
 i_{1,rec} &= 0 \text{ A} && \text{für } u_1 = 0 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Die zweite Vollbrücke (VB2) ist identisch zur ersten Vollbrücke aufgebaut. Sie besteht aus der dritten Halbbrücke HB3, welche sich wiederum aus T5 und T6 zusammensetzt. Die vierte Halbbrücke HB4, bestehend aus T7 bis T8 vervollständigt den Aufbau. Beide Halbbrücken sind parallel zur Spannungsquelle  $U_2$  geschaltet. Der dritte Mittelpunktabgriff MP3 wird HB3 und der vierte Mittelpunktabgriff MP4 wird HB4 zugeordnet. Die Spannungsdifferenz zwischen  $u_{MP3}$  und  $u_{MP4}$  ist mit  $u_2$  definieren. Die Definition findet sich im Anhang (Abschnitt 9.1). Mit der VB2 lassen sich folglich für die geschaltete Spannung  $u_2$  drei diskrete Amplituden einstellen:  $U_2$ ,  $-U_2$  und  $0 \text{ V}$ .



**Abbildung 2.2:** Spannungsformen als Funktion der Modulationsvektoren

Nach Analyse der möglichen Zustände der geschalteten Spannung  $u_1$  und  $u_2$  müssen die gewünschten Spannungsformen in einen zeitlichen Zusammenhang gebracht werden. Folgende Anforderungen werden an die zeitliche Abhängigkeit von  $u_1$  und  $u_2$  gestellt.

- $u_1$  und  $u_2$  zeigen einen periodischen Verlauf
- $u_1 \in \{U_1, -U_1\}$
- $u_2 \in \{U_2, -U_2\}$
- HB1 bis HB4 schalten mit der Frequenz  $f_{\text{sw}}$
- $u_1$  und  $u_2$  werden folglich mit der Frequenz  $f_{\text{sw}}$  geschaltet

Anhand der Erzeugung der Schaltsignale sollen nun weitere Begrifflichkeiten der Schaltsignal-erzeugung und damit auch der Spannungs-Modulation erläutert werden.

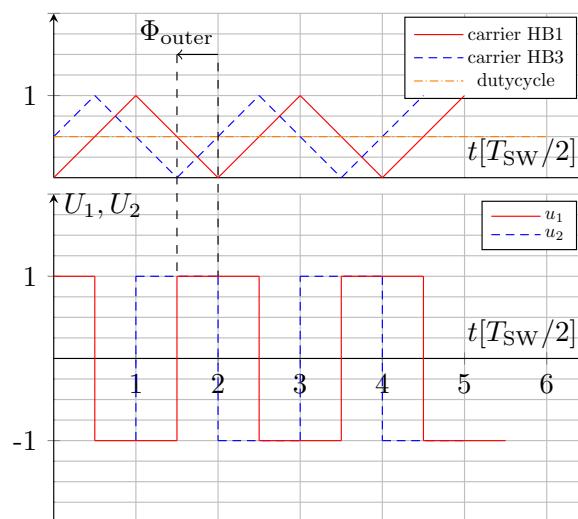
Betrachtet wird die erste Vollbrücke. Die geschaltete Spannung  $u_1$  der Vollbrücke setzt sich aus der Spannungsdifferenz von  $u_{\text{MP}1}$  und  $u_{\text{MP}2}$  zusammen. Folglich müssen HB1 und HB2 so zusammenarbeiten, dass ein definierter Spannungsverlauf eingestellt werden kann. Begonnen wird mit der Schaltsignal-Erzeugung der ersten Halbbrücke. Als Basis dient ein Träger-Signal (carrier HB1), dargestellt im obersten Graphen (Abb. 2.2(a)). Dieses ist ein Dreieck-Signal mit variabler Frequenz und der Amplitude 1. Um nun festzulegen, ob T1 oder T2 der Halbbrücke leitend sind, wird der Tastgrad (a) oder auch dutycycle VB1 eingeführt, welcher für die erste Vollbrücke einheitlich ist. Befindet sich der Wert des

carrier HB1 unterhalb des dutycycle VB1, ist T1 im leitenden und T2 im sperrenden Zustand. Wenn sich hingegen der carrier HB1 oberhalb des dutycycle VB1 befindet, ist T2 im leitenden und T1 im sperrenden Zustand.

Das Trägersignal carrier HB1 ist das führende Trägersignal, was bedeutet, dass sich die Trägersignale der anderen Halbbrücken zeitlich an diesem Trägersignal orientieren. Das Trägersignal der zweiten Halbbrücke carrier HB2 ist um die halbe Schaltperiodendauer  $T_{SW}/2 = 1/(2 \cdot f_{SW})$  oder  $180^\circ$  phasenverschoben zum carrier HB1. Dieser Phasenversatz wird innerer Phasenversatz der ersten Vollbrücke genannt  $\Phi_{1,inner}$ . Die Schaltsignale für HB2 werden durch den Vergleich von carrier HB2 und dutycycle VB1 erzeugt. In Abb. 2.2(a) ist der Signalverlauf für die Parameter dutycycle VB1 = 0,5 und  $\Phi_{1,inner} = T_{SW}/2 = 180^\circ$  dargestellt. Als Ergebnis für die geschaltete Spannung  $u_1$  ergibt sich eine symmetrische Rechteckspannung mit der Frequenz der Trägersignale  $f_{SW}$  und der Amplitude  $U_1$ .

Für die zweite Vollbrücke werden carrier HB3, carrier HB4 und dutycycle VB2 äquivalent zur ersten Vollbrücke eingeführt. Die vierte Halbbrücke orientiert sich über den inneren Phasenversatz der zweiten Vollbrücke  $\Phi_{2,inner}$  an der dritten Halbbrücke. In Abb. 2.2(b) ist der Signalverlauf für die Parameter dutycycle VB2 = 0,5 und  $\Phi_{2,inner} = T_{SW}/2 = 180^\circ$  ebenfalls dargestellt.

Neben der Organisation der Schaltsignale innerhalb der einzelnen Vollbrücken müssen die zeitlichen Abläufe von VB1 und VB2 in Bezug zueinander gesetzt werden. Hierfür wird der äußere Phasenversatz  $\Phi_{outer}$  eingeführt. Dieser gibt den zeitlichen Versatz von HB3 zur führenden Halbbrücke HB1 an. Wie in Abb. 2.3 dargestellt führt ein äußerer Phasenversatz zu einem Phasenversatz zwischen  $u_1$  und  $u_2$ .

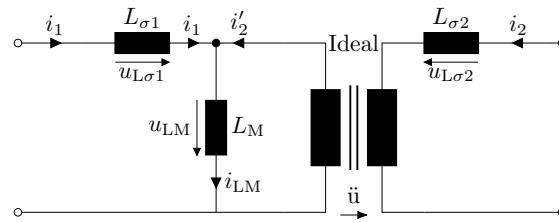


**Abbildung 2.3:** Zeitliche Organisation der Schaltsignale von VB1 und VB2

## 2.2 Nicht ideal gekoppelter und verlustfreier Transformator

Das zentrale Bauteil eines galvanisch trennenden DC/DC-Wandlers ist der Transformator, da durch ihn die galvanische Trennung zwischen VB1 und VB2 sichergestellt ist. Für das genaue Verständnis des QC-Converters ist eine Analyse dieser zentralen Komponente nötig. Im Mittelpunkt der Beschreibung steht das T-Ersatzschaltbild des nicht ideal gekoppelten und verlustfreien Transformators [49]. Da es sich um einen bidirektionalen Wandler handelt, wird auf eine Benennung von Primär- und Sekundärseite verzichtet. Stattdessen sind die Wicklungsabgriffe einer Zählvariable zugeordnet. Somit spricht man von Wicklungsseite 1 und Wicklungsseite 2 anstelle von Primär- und Sekundärseite.

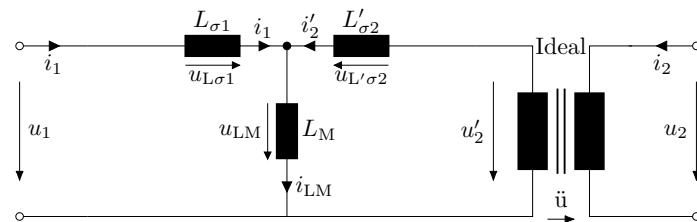
In Abb. 2.4 ist das T-Ersatzschaltbild des Transformators dargestellt, welches die Anord-



**Abbildung 2.4:** T-Ersatzschaltbild eines Verlustfreien Transformators

nung der Elemente  $L_{\sigma 1}$ ,  $L_{\sigma 2}$  und  $L_M$  angibt. Bei dieser Darstellung handelt es sich um das physikalische Ersatzschaltbild, abgeleitet aus der Transformatorengleichung [2]. Der abgebildete Transformator innerhalb des Ersatzschaltbildes ist ein idealer Übertrager mit dem Spannungs-Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u} = N_2/N_1$ . Dieses Ersatzschaltbild vernachlässigt ohmsche Verluste und andersgeartete Verluste im magnetischen Kreis. Die Zulässigkeit dieser Vereinfachung ist im Verlauf der Arbeit experimentell verifiziert, Vergleich Abschnitt 3.4. Das Ersatzschaltbild bietet die Möglichkeit, die passiven Komponenten auf Wicklungsseite 1 oder Wicklungsseite 2 zu transformieren, ohne das Klemmenverhalten zu verändern, Vergleich Abb. 2.5 [2].

Daraus ergibt sich die Möglichkeit einer vereinfachten Berechnung. Neben den Bauteilgrö-



**Abbildung 2.5:** T'-Ersatzschaltbild eines Verlustfreien Transformators

ßen der passiven Komponenten müssen Ströme und Spannungen ebenfalls mit folgendem Formelsatz transformiert werden. Die Überführungsvorschriften sind in der Gleichung (2.4) zusammengefasst. Wird ein Bauteil, Spannung oder Strom transformiert, ist dies durch

den Zusatz ' gekennzeichnet.

$$u'_2 = u_2 \cdot \frac{1}{\ddot{u}}, \quad i'_2 = i_2 \cdot \ddot{u}, \quad L'_{\sigma 2} = L_{\sigma 2} \cdot \frac{1}{\ddot{u}^2} \quad \text{mit} \quad \ddot{u} = \frac{N2}{N1} \quad (2.4)$$

In der Literatur wird ebenfalls häufig eine alternative Darstellung abgebildet in Abb. 2.6 gewählt [50]. Diese wird als L-Ersatzschaltbild bezeichnet. Der Grund für die Verwendung

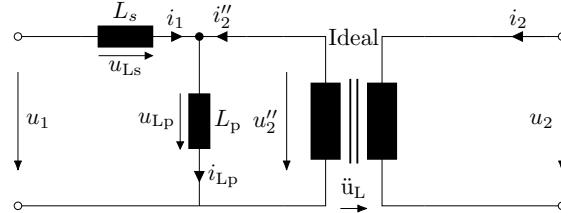


Abbildung 2.6: L-Ersatzschaltbild eines Verlustfreien Transformators

ist, dass sich das Ersatzschaltbild auf zwei passive Elemente reduziert, welche anhand zweier einfacher Messungen bestimmt werden können. Insbesondere in Anwendungen in denen die Summe aus  $L_{\sigma 1}$  und  $L'_{\sigma 2}$  wesentlich kleiner als  $L_M$  ist, bietet sich die Verwendung an. Grund ist, dass der Einfluss von  $L'_{\sigma 2}$  und  $L_M$  auf das Spannungsübersetzungsverhältnis in diesem Fall vernachlässigt werden kann. Die Überführung lässt sich mit Gleichung (2.5) vornehmen.

$$L_p = L_{\sigma 1} + L_M, \quad L_s = L_{\sigma 1} + \frac{L_M \cdot L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}}, \quad \ddot{u}_L = \ddot{u} \cdot \frac{L_M + L'_{\sigma 2}}{L_M}, \quad u''_2 = \frac{1}{\ddot{u}_L} \cdot u_2, \quad i''_2 = \ddot{u}_L \cdot i_2 \quad (2.5)$$

## 2.3 Serienresonanzwandler in der Grundschwingungsanalyse

Der QC-Converter basiert grundsätzlich auf dem Serienresonanzwandler. Der physikalische Aufbau ist äquivalent. Die Folge ist, dass ein Großteil der Betriebsparameter für den QC-Converter zu übernehmen sind. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, den Aufbau, die gängige mathematische Beschreibung und die einzustellenden Betriebsparameter des Serienresonanzwandlers einzuführen. Von besonderem Interesse sind:

- Verschaltung von VB1 und VB2 mit den passiven Bauelementen
- Wahl der Betriebsparameter:  $f_{SW}$ ,  $\Phi_{1,inner}$ ,  $\Phi_{2,inner}$  und  $\Phi_{outer}$
- Die aus den Betriebsparametern resultierenden Stromformen  $i_1$  und  $i'_2$

Die Abb. 2.7 zeigt einen exemplarischen Aufbau des Serienresonanzwandlers. Um das Ersatzschaltbild zu vereinfachen, ist ein Ansatz gewählt, welcher die Allgemeingültigkeit einschränkt. So wird angenommen, dass  $L_M \gg L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2}$  ist. Dies lässt eine Vereinfachung des Ersatzschaltbildes zu.  $L_M$  kann mit einem Wert gegen unendlich aus der Schaltung entfernt und  $L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2}$  zu  $L$  zusammengefasst werden. Direkte Folge dieser Annahme

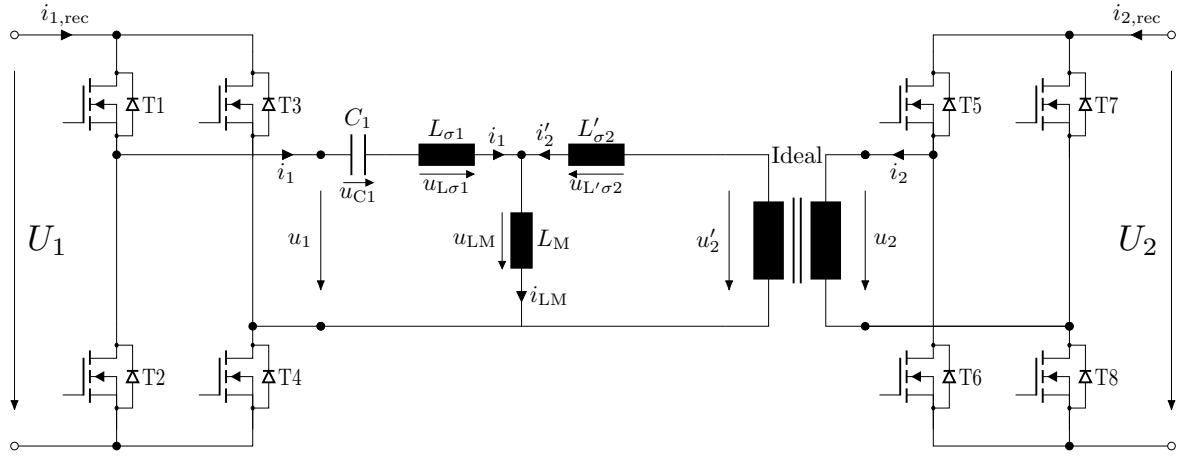


Abbildung 2.7: Aufbau des Serienresonanzwandlers

ist, dass  $i'_2 = -i_1$  entspricht. In diesem vereinfachten Ersatzschaltbild ist der Kondensator  $C_1$  mit  $C$  bezeichnet. Die Abbildung Abb. 2.8 zeigt den vereinfachten Aufbau. Im

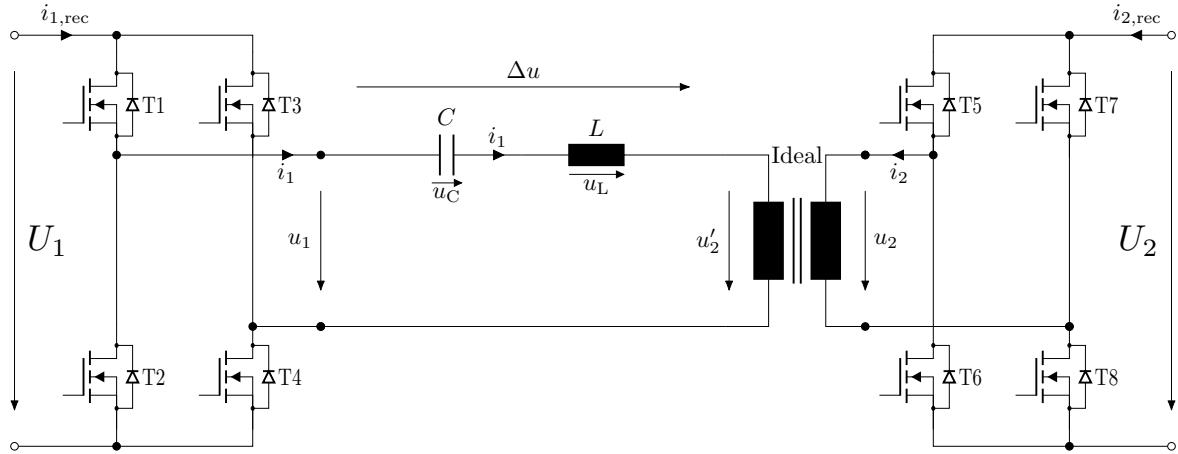


Abbildung 2.8: Aufbau des Serienresonanzwandlers für  $L_M \gg L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2}$

nächsten Schritt sind die Modulationsparameter festzusetzen. Der Tastgrad von Voll-Brücke 1 und 2 beträgt 0,5. Der innere Phasenversatz ist für beide Voll-Brücken mit  $\Phi_{1,inner} = \Phi_{2,inner} = T_{SW}/2 = 180^\circ$  gleich. Zusätzlich wird hier der äußere Phasenversatz mit  $\Phi_{outer} = 0s = 0^\circ$  festgesetzt. Die resultierenden Kurvenverläufe für  $u_1$  und  $u'_2$  sind in Abb. 2.9 dargestellt.

Für eine einfache Berechnung bietet sich die Betrachtung mittels der Grundschwingungsanalyse an. Die Grundschwingungsamplitude  $^1U_1$  und  $^1U'_2$  ergibt sich mit dem Faktor  $4/\pi$  aus der Zwischenkreisspannung  $U_1$  und  $U_2$  [51]. Die Frequenz entspricht der Schaltfrequenz  $f_{sw}$ . Im nächsten Schritt muss die Schaltfrequenz in Abhängigkeit der Bauteilparameter gewählt werden, um letztendlich die resultierende Stromform zu ermitteln. Definiert man einen Energietransport von Wicklungsseite 1 zu Wicklungsseite 2, lässt sich die zweite Wicklungsseite durch einen äquivalenten AC-Widerstand  $R_{AC}$  ersetzen, was die Darstellung von Spannungs- und Stromverläufen für den eingeschwungenen Zustand ermöglicht [52]. Mit diesen Annahmen lässt sich die Schaltung auf ein Minimum reduzieren Abb. 2.10. Mithilfe des komplexen Spannungsteilers lässt sich die Verstärkung des Resonanzkreises  $G$ ,

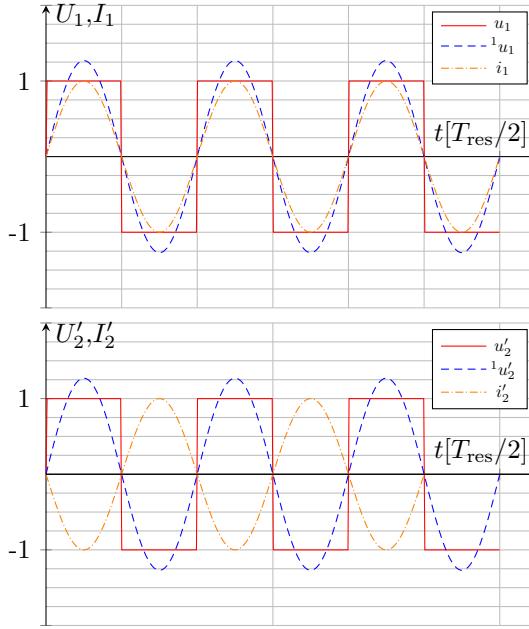


Abbildung 2.9: Spannungs- und Stromformen in der Grundschwingungsanalyse

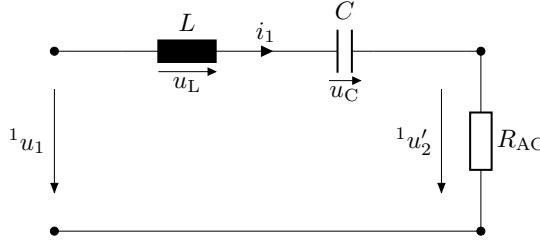


Abbildung 2.10: Ersatzschaltbild der Grundschwingungsanalyse

das Verhältnis  ${}^1U_1/{}^1U'_2$ , als Funktion von Last und Frequenz mit Gleichung (2.6) bestimmen.  $L$  und  $C$  sind nach einmaliger Auswahl konstante Bauteilparameter. Die Betrachtung findet immer für den jeweiligen Lastfall statt, was bedeutet, dass  $R_{AC}$  variabel, aber für den jeweiligen Lastfall konstant ist. Mit diesen festgesetzten Parametern bleibt lediglich die Grundfrequenz der Spannung  $u_1$  als Variable, welche der Schaltfrequenz entspricht. Diese Frequenz kann durch die Ansteuerung der Voll-Brücken beliebig gewählt werden.

$$\begin{aligned}
 X &= j \cdot \omega_{SW} \cdot L - j \cdot \frac{1}{\omega_{SW} \cdot C} + R_{AC} \\
 {}^1U'_2 &= {}^1U_1 \cdot \frac{R_{AC}}{j \cdot \omega_{SW} \cdot L - j \cdot \frac{1}{\omega_{SW} \cdot C} + R_{AC}} \\
 G &= \frac{{}^1U'_2}{{}^1U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega_{SW} \cdot L}{R_{AC}} - \frac{1}{\omega_{SW} \cdot C \cdot R_{AC}} \right)}}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Betrachtet man die Gleichung (2.6), zeigt sich, dass bei einer bestimmten Winkelschaltfrequenz das Übertragungsverhalten lastunabhängig ist. Zugehörige Frequenz ist eine Funktion der gewählten passiven Bauelemente und ergibt sich aus der Gleichung (2.7) und

wird Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  genannt.

$$\omega_{\text{SW}} \cdot L = \frac{1}{\omega_{\text{SW}} \cdot C} \quad (2.7)$$

Wird bei  $f_{\text{res}} = 1/(2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C})$  die Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}} = f_{\text{res}}$  gewählt, dann hat die Schaltung aus Abb. 2.10 ausschließlich resistiven Charakter. Damit folgt der Strom der Grundschwingung der Spannung. In diesem Arbeitspunkt liefert die Grundschwingungsanalyse ein exaktes Ergebnis. Die erarbeiteten Betriebsparameter und Ergebnisse lassen sich gesammelt zusammenfassen:

- $f_{\text{sw}} = f_{\text{res}}$
- $\Phi_{1,\text{inner}} = \Phi_{2,\text{inner}} = T_{\text{SW}}/2 = T_{\text{res}}/2 = 180^\circ$
- $\Phi_{\text{outer}} = 0 \text{ s} = 0^\circ$
- $i_1 = -i'_2$
- $i_1(t = 0 \text{ s}) = 0 \text{ A}$

## 2.4 Ansteuerung auf Basis von Modulationsvektoren

Nach Festlegung des Großteils der Modulationsparameter sind die Spannungsformen klar definiert. Um eine Möglichkeit des Eingriffs dennoch möglich zu machen, wird eine alternative Beschreibung eingeführt, welche die Beibehaltung der Betriebsparameter aus Abschnitt 2.3 ermöglicht.

Für  $u_1$  und  $u'_2$  ergeben sich jeweils die drei bekannten Zustände abgebildet in Gleichung (2.8), welche sich nur zum Ende einer jeden Resonanzhalbperiode ändern dürfen.

$$u_1 \in \{U_1, -U_1, 0 \text{ V}\}, \quad u'_2 \in \{U'_2, -U'_2, 0 \text{ V}\} \quad (2.8)$$

Entspricht  $u_1 = U_1$  oder  $u_1 = -U_1$  wird der Resonanzkreis durch die Spannung  $u_1$  angeregt. Beträgt der Wert der Spannung  $u_1$  allerdings 0 V, wird der Resonanzkreis von der Primärseite nicht beeinflusst und befindet sich somit im Freilauf. Mithilfe der Differenzierung zwischen Anregung und Freilauf kann ein Vektor definiert werden, der eine beliebige Abfolge der Zustände abbilden kann, der Modulationsvektor  $mv_1$  der ersten Vollbrücke. In diesem Vektor entspricht 1 dem Anregen und 0 dem Freilauf. Ein exemplarischer Modulationsvektor ist in der Formel dargestellt und aufgeschlüsselt in Gleichung (2.9).

$$\begin{aligned} mv_1 &= [1, 1, 0, 1, 1, 0] \\ mv_1 &= [anregen, anregen, freilauf, anregen, anregen, freilauf] \end{aligned} \quad (2.9)$$

Jedoch enthält dieser Vektor keine Information über die Polarität der geschalteten Spannung  $u_1$ . Hierfür gilt die Annahme, dass das System immer mit einer positiven Anregung beginnt und zu jeder Resonanzhalbperiode das Vorzeichen wechselt. Für die Information wird ebenfalls ein Vektor definiert, welcher die Polarität der Anregung enthält, der

Polaritätsvektor  $pv_1$  der ersten Vollbrücke. In diesem Vektor entspricht 1 der positiven Polarität und -1 der negativen Polarität (Gleichung (2.10)).

$$\begin{aligned} pv_1 &= [1, -1, 1, -1, 1, -1] \\ pv_1 &= [positiv, negativ, positiv, negativ, positiv, negativ] \end{aligned} \quad (2.10)$$

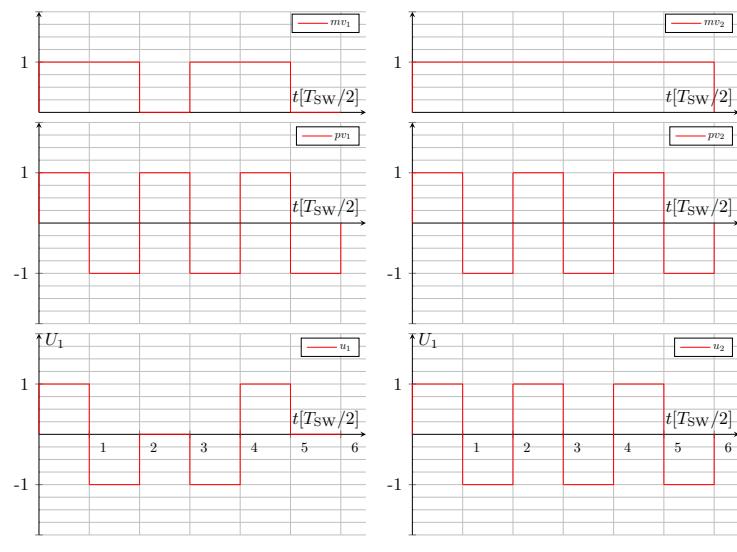
Kombiniert man diese beiden Vektoren, erhält man alle Informationen, die zur Erzeugung des Spannungsverlaufs von  $u_1$  nötig sind. Die Position im Vektor ist durch die Zählvariable  $i$  angegeben. Im Beispiel Gleichung (2.10) darf  $i$  folgende Werte annehmen:  $i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ . Damit ergibt sich für die Spannung in der  $i$ -ten Resonanzhalbperiode  $u_{1,i}$  folgende Gleichung (2.11).

$$u_{1,i} = u_1(t) = U_1 \cdot pv_1(i) \cdot mv_1(i) \text{ mit } (i-1) \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} < t < i \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \quad (2.11)$$

Für die Spannung  $u_2$  kann ebenfalls ein Modulationsvektor  $mv_2$  und ein Polaritätsvektor  $pv_2$  definiert werden. Die Berechnungsvorschrift  $u'_{2,i}$  entspricht der von  $u_{1,i}$ , da es sich ebenfalls um eine Voll-Brücke handelt.

$$u'_{2,i} = u'_2(t) = U'_2 \cdot pv_2(i) \cdot mv_2(i) \text{ mit } (i-1) \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} < t < i \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \quad (2.12)$$

Für die bereits definierte Satz von Vektoren ist der zeitliche Verlauf der Spannungen  $u_1$  und  $u'_2$  exemplarisch in Abb. 2.11 dargestellt. Ist der Modulationsvektor durchlaufen, wie in diesem Beispiel nach sechs Resonanzhalbperioden, wird er erneut durchlaufen, sodass sich ein periodisches Muster für  $u_1$  und  $u'_2$  einstellt. Die Länge der Periode entspricht der Anzahl der Elemente des Modulationsvektors  $i_{\text{max}}$ , Vergleich  $i_{\text{max}} = 6$  in Gleichung (2.10). Wird  $i_{\text{max}}$  mit der halber Resonanzperiodendauer  $T_{\text{res}}/2$  multipliziert, ergibt sich die Dauer der Makroperiode welche mit  $T_m$  bezeichnet ist. Um die Beschreibung mittels Steuerungsvektoren nutzen zu können, muss die erzeugte Spannungsform periodisch sein. Zusätzlich ist es für eine allgemeine Beschreibung dienlich, dass für  $i_{\text{max}}$  ausschließlich gerade Werte zulässig sind. Sicherstellen lässt sich diese Forderung durch eine Aneinanderreihung des gleichen Steuerungsvektorensatzes. Dies bedeutet, dass der vorerst definierte Vektorensatz zweimalig durchlaufen wird und so beide Forderungen in jedem Fall sichergestellt sind.



(a) Modulation der Spannung (b) Modulation der Spannung  
 $u_1$   $u_2$

**Abbildung 2.11:** Spannungsformen als Funktion der Modulationsvektoren

# 3 Beschreibung des Quantum Control Converters

---

In den Grundlagen ist der Aufbau und die Ansteuerung des QC-Converters dargestellt. Eine Beschreibung der Strom- und Spannungsformen mittels der Grundschwingungsanalyse ist für die in Abschnitt 2.3 dargestellten Spannungsformen nicht zielführend. Der Grund dafür ist, dass die komplexe Wechselstromrechnung nur im eingeschwungenen Zustand anwendbar ist. Um dennoch eine exakte Beschreibung zu ermöglichen, wird eine Beschreibung im nicht eingeschwungenen Zustand vorgestellt. Diese Beschreibung bildet die mathematische Grundlage für den Fall, dass die aus Abschnitt 2.4 beschriebenen Steuerungsvektoren periodisch angelegt werden. Durch die vorliegende Periodizität mit der Periodendauer  $T_m$ , lässt sich ein eingeschwungener Zustand herleiten. Das Ziel ist es, Strom- und Spannungsformen zu beschreiben und so das Verhalten vorauszusagen. Zusätzlich ist der Gültigkeitsbereich der Berechnungsvorschrift dargestellt.

### 3.1 Analytische Beschreibung des Serienresonanzwandlers im nicht eingeschwungenen Zustand

Gegenstand der Untersuchung ist das Systemverhalten, wenn die Spannungen  $U_1$  und  $U'_2$  unterschiedlich aber konstant sind. Somit handelt es sich bei  $U_1$  und  $U'_2$  um statische Größen. Die Untersuchung geschieht im vereinfachten Ersatzschaltbild unter Darstellung der passiven Komponenten und der Spannungsquellen  $u_1$  und  $u'_2$  (Abb. 3.1). Für eine exakte

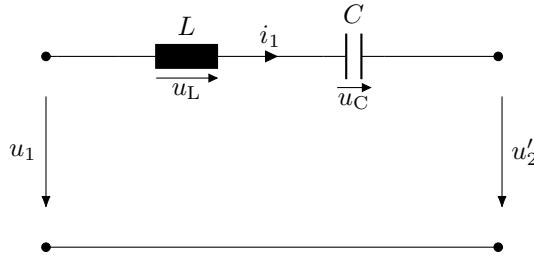


Abbildung 3.1: Vereinfachte Ersatzschaltbild des Resonanzkreises

Beschreibung der Strom- und Spannungsverläufe muss die Differentialgleichung des Systems gelöst werden. Hierfür gilt es die Masche zu bilden ( $u_L + u_C = u_1 - u'_2$ ) und festzustellen, dass das Ersatzschaltbild knotenfrei ist ( $i_L = i_C = i_1$ ). Zusätzliche Informationen werden aus folgenden Bauteilgleichungen entnommen:  $u_L = L \cdot \frac{di_1}{dt}$ ,  $i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}$ . Im ersten Schritt ist es das Ziel, die Differentialgleichung der Kondensatorspannung  $u_C(t)$  zu bestimmen (Gleichung (3.1)).

$$\begin{aligned}
 u_1 - u'_2 &= u_L + u_C \\
 \Leftrightarrow u_1 - u'_2 &= L \cdot C \cdot \frac{di_1}{dt} + u_C \\
 \Leftrightarrow u_1 - u'_2 &= L \cdot C \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2} + u_C \\
 \Leftrightarrow \frac{u_1 - u'_2}{L \cdot C} &= \frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{u_C}{L \cdot C} \\
 \Leftrightarrow \frac{u_1 - u'_2}{L \cdot C} &= \ddot{u}_C + 0 \cdot u_C + \frac{u_C}{L \cdot C}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Für die Lösung der Differentialgleichung nach  $u_C$ , wird eine Substitution der Komponenten der Differentialgleichung vorgenommen:  $A = \frac{u_1 - u'_2}{L \cdot C}$ ,  $B = 0$ ,  $C = \frac{1}{L \cdot C}$ ,  $x = t$  und  $y = u_C$ . Der Vorteil ist, dass die Lösung der Differentialgleichung im Verlauf der Arbeit nicht mehrfach vorzunehmen ist. Der Lösungsweg ist in Abschnitt 9.2 aufgeführt. Das Ergebnis ist vor und nach Rücksubstitution in Gleichung (3.2) aufgeführt.

$$\begin{aligned}
 A &= \ddot{y} + B \cdot \dot{y} + C \cdot y \\
 \Leftrightarrow y(x) &= \frac{A}{C} + c_1 \cdot \cos(\sqrt{C} \cdot x) + c_2 \cdot \sin(\sqrt{C} \cdot x) \\
 \Leftrightarrow u_C(t) &= (u_1 - u'_2) + c_1 \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) + c_2 \cdot \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right)
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Ist die Differentialgleichung gelöst, sind die Koeffizienten  $c_1$  und  $c_2$  zu bestimmen. Basis für die Bestimmung sind die Randbedingungen, welche sich aus der Betrachtung des Resonanzwandlers (Abschnitt 2.3) ableiten. Die erste Bedingung ist, dass die Kondensator-

spannung zum Startzeitpunkt einem beliebigen Wert  $U_{C,0}$  entspricht  $u_C(t = 0 \text{ s}) = U_{C,0}$  (Gleichung (3.3)).

$$\begin{aligned} u_C(t = 0 \text{ s}) &= U_{C,0} = (u_1 - u'_2) + c_1 \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot 0 \text{ s}\right) + c_2 \cdot \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot 0 \text{ s}\right) \\ &\Leftrightarrow c_1 = U_{C,0} - (u_1 - u'_2) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Unter Verwendung des Zusammenhangs  $i_C(t) = C \cdot \frac{du_C}{dt}$  und der Forderung, dass der Strom  $i_1$  zum Zeitpunkt  $t = 0 \text{ s}$  dem beliebigen Strom  $I_{1,0}$  entspricht ( $i_1(t = 0 \text{ s}) = I_{1,0}$ ), lässt sich der zweite Koeffizient bestimmen (Gleichung (3.4)).

$$\begin{aligned} i_1(t = 0 \text{ s}) &= I_{1,0} = \frac{C}{\sqrt{L \cdot C}} \left( c_1 \cdot -\sin\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot 0 \text{ s}\right) + c_2 \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot 0 \text{ s}\right) \right) \\ &\Leftrightarrow c_2 = I_{1,0} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Ergebnis ist die Berechnungsvorschrift für die Kondensatorspannung  $u_C$  und dem Strom im Resonanzkreis  $i_1$  als Funktion der Zeit (Gleichung (3.5)).

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \left( (U_{C,0} - (u_1 - u'_2)) \cdot -\sin\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) + \left(I_{1,0} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}\right) \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) \right) \\ u_C &= (u_1 - u'_2) + (U_{C,0} - (u_1 - u'_2)) \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) + \left(I_{1,0} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}\right) \cdot \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

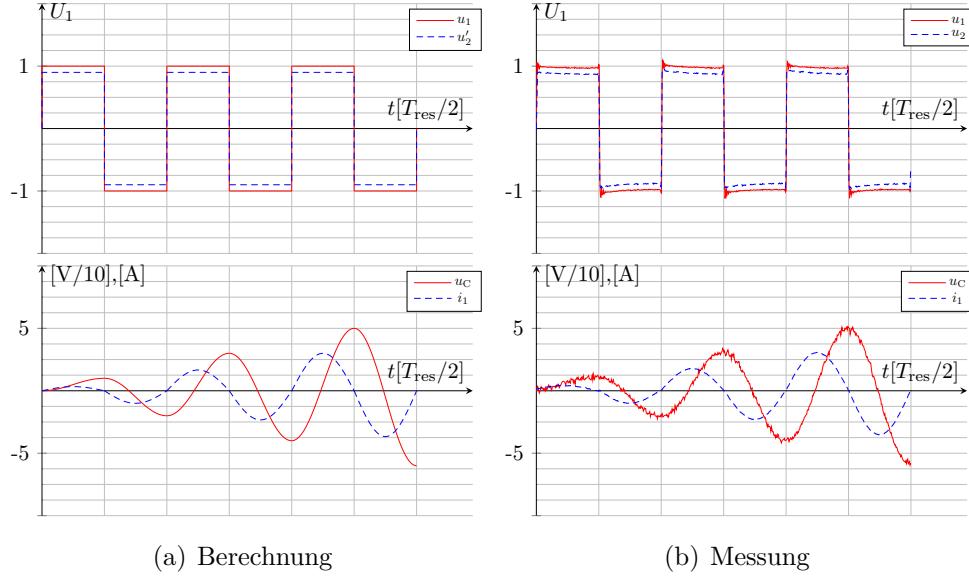
Wird der Gleichungssatz für  $u_C$  und  $i_1$  (Gleichung (3.5)) betrachtet, enthält dieser drei charakteristische Größen, welche aufgrund ihrer Relevanz eigene Namen erhalten. Die erste Größe ist die Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis  $\Delta u = u_1 - u'_2$ . Diese beschreibt, in welchem Maße der Resonanzkreis angeregt wird. Damit ist die Spannungsdifferenz die Ursache jeder Änderung der Verläufe. Die weiteren charakteristischen Größen sind eine Funktion der passiven Bauelemente und sagen aus, wie der Resonanzkreis auf eine vorliegende Anregung reagiert. Sie beschreiben das Systemverhalten. Die Winkelresonanzfrequenz, welche bereits aus Abschnitt 2.3 bekannt ist, ist mit  $\omega_{\text{res}} = 1/\sqrt{L \cdot C}$  beschrieben. Die dritte Größe ist die Impedanz  $Z = \sqrt{L/C}$ . Diese Größe gibt an, in welchem Verhältnis der Strom  $i_1$  zur Änderung der Kondensatorspannung  $u_C$  steht. Daraus ergibt sich die folgende alternative Darstellung des Formelsatzes aufgeführt in Gleichung (3.6):

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{1}{Z} ((U_{C,0} - (u_1 - u'_2)) \cdot ((-\sin(\omega_{\text{res}} \cdot t))) + (I_{1,0} \cdot Z) \cdot \cos(\omega_{\text{res}} \cdot t)) \\ u_C(t) &= (u_1 - u'_2) + (U_{C,0} - (u_1 - u'_2)) \cdot \cos(\omega_{\text{res}} \cdot t) + (I_{1,0} \cdot Z) \cdot \sin(\omega_{\text{res}} \cdot t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Die Startbedingung  $I_{1,0}$  ist unabhängig vom Arbeitspunktes gleich Null zu wählen, da sie, wenn die Resonanzfrequenz der Schaltfrequenz entspricht, frei im Resonanzkreis schwingt, nicht zum Leistungstransfer beiträgt und nicht durch die anregende Spannung  $\Delta u$  beeinflusst wird. Sollte dieser Wert ungleich 0 A entsprechen, würde dieser Anteil mit fortlaufender Zeit durch die Dämpfung des Resonanzkreises gegen 0 A konvergieren. Aus diesem Grund lässt sich für die weitere Betrachtung ein vereinfachter Formelsatz

$$U_1 = 50 \text{ V}, U'_2 = 45 \text{ V}, U_{C,0} = 0 \text{ V}, I_{1,0} = 0 \text{ A}, Z = 15 \Omega, f_{\text{res}} = 117,924 \text{ kHz}$$

$$mv_1 = mv_2 = [1, 1, \dots], pv_1 = pv_2 = [1, -1, \dots]$$



**Abbildung 3.2:**  $u_C$  und  $i_1$  bei konstantem  $\Delta u$

verwenden (Gleichung (3.7)).

$$i_1(t) = \frac{1}{Z} (((u_1 - u'_2) - U_{C,0}) \cdot \sin(\omega_{\text{res}} \cdot t))$$

$$u_C(t) = (u_1 - u'_2) + (U_{C,0} - (u_1 - u'_2)) \cdot \cos(\omega_{\text{res}} \cdot t) \quad (3.7)$$

Auf Basis des Formelsatzes lassen sich Kurvenverläufe für festgelegte Betriebsparameter voraussagen. Für eine erste Betrachtung ist der Modulationsvektor und der Polaritätsvektor entsprechend der kontinuierlichen Anregung gewählt  $mv_1 = mv_2 = [1, 1, \dots]$ ,  $pv_1 = pv_2 = [1, -1, \dots]$ . Damit wird vorerst nur untersucht, wie sich der Serienresonanzwandler im nicht geschwungenen Zustand verhält. Eine kontinuierliche Berechnung der Kondensatorspannung ist nur für den Zeitraum der jeweiligen  $i$ -ten Resonanzhalbperiode möglich. Der Grund dafür ist die unstetige Änderung der Spannungsdifferenz  $\Delta u$  zum Ende jeder Resonanzhalbperiode, hervorgerufen durch die schnellen Schaltvorgänge der Vollbrücken. An dieser Stelle müssen die Startbedingungen eingesetzt und die Berechnung neu begonnen werden. Exemplarisch ist die Berechnung für  $U_1 = 50 \text{ V}$ ,  $U'_2 = 45 \text{ V}$  und  $Z = 15 \Omega$  durchgeführt. Die Startbedingungen entsprechen einem ruhenden System ohne gespeicherte Energie in den passiven Bauelementen  $I_{1,0} = 0 \text{ A}$ ,  $U_{C,0} = 0 \text{ V}$  (Abb. 3.2(a)). Die Richtigkeit der Berechnungsformel lässt sich für diesen Arbeitspunkt experimentell überprüfen (Abb. 3.2(b)). Das Messergebnis entspricht der Berechnung und bestätigt so, dass die angenommenen Vereinfachungen für diesen Arbeitspunkt zulässig sind.

## 3.2 Diskretisierte Beschreibung des Serienresonanzwandlers im nicht eingeschwungenen Zustand

Das Ziel der diskreten Beschreibung ist es, die Resonanzkondensatorspannung und den Resonanzstrom nach einer beliebigen Anzahl von Resonanzhalbperioden zu bestimmen. Die Grundlage bildet eine Anregung  $\Delta u$ , beschrieben durch die Steuerungsvektoren  $mv_1, pv_1, mv_2$  und  $pv_2$  und ein durch  $\omega_{\text{res}}$  und  $Z$  beschriebenes und damit bekanntes System. Ferner soll für den Berechnungszeitraum von der 0-ten bis zur beliebigen Resonanzhalbperiode  $i_{\max}$  Größen wie Effektivstrom, Energie und Leistung berechnet werden können. Um die Verwendung von trigonometrischen Funktionen zu vermeiden, sind ausschließlich die Scheitelwerte der Kondensatorspannung  $u_{C,i}(i) = u_C(t = T_{\text{res}}/2 \cdot i)$  und der Spaltenstrom  $i_{1,i}(i) = i_1(t = T_{\text{res}}/2 \cdot i - T_{\text{res}}/4)$  für die jeweilige Resonanzhalbperiode Gegenstand der Berechnung. Diese reichen bei bekannter Kurvenform aus, um alle relevanten Größen zu bestimmen.

Zuerst ist die Funktion  $u_{C,i}(i)$  zu bestimmen. In der Gleichung für  $u_C(t)$  entspricht das Ergebnis des Kosinus zu jedem Zeitpunkt  $T_{\text{res}}/2 \cdot i$  dem Wert  $-1$ . Dies ist dadurch bedingt, dass sich das Argument des Kosinus nur zwischen  $0 + T_{\text{res}} \cdot (i-1)$  und  $T_{\text{res}}/2 + T_{\text{res}} \cdot (i)$  bewegt. Die Ursache ist die unstetige Änderung von  $\Delta u$  nach jeder Resonanzhalbperiode, welche die fortlaufende Berechnung unterbricht. Die Startbedingung  $U_{C,0}$  ist der Scheitelwert der vorangegangenen Periode ( $U_{C,0} = u_{C,i-1}$ ) (Gleichung (3.8)).

$$\begin{aligned}
 u_C(t) &= (u_1 - u'_2) + (U_{C,0} - (u_1 - u'_2)) \cdot \cos(\omega_{\text{res}} \cdot t) \\
 \Leftrightarrow u_{C,i}(i) &= (u_{1,i} - u'_{2,i}) + (u_{C,i-1} - (u_{1,i} - u'_{2,i})) \cdot \cos(\omega_{\text{res}} \cdot (T_{\text{res}}/2 \cdot i - T_{\text{res}}/2 \cdot (i-1))) \\
 \Leftrightarrow u_{C,i}(i) &= (u_{1,i} - u'_{2,i}) + (u_{C,i-1} - (u_{1,i} - u'_{2,i})) \cdot -1 \\
 \Leftrightarrow u_{C,i}(i) &= (u_{1,i} - u'_{2,i}) + (u_{1,i} - u'_{2,i}) - u_{C,i-1} \\
 \Leftrightarrow u_{C,i}(i) &= 2 \cdot (u_{1,i} - u'_{2,i}) - u_{C,i-1}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Für die weiteren Betrachtungen, sind die Spannungen  $u_{1,i}$  und  $u'_{2,i}$  entsprechend der Definition der Steuerungsvektoren aus Abschnitt 2.4 dargestellt (Gleichung (3.9)).

$$u_{C,i}(i) = 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(i) \cdot mv_1(i) - U'_2 \cdot pv_2(i) \cdot mv_2(i)) - u_{C,i-1} \tag{3.9}$$

Über den Berechnungszeitraum liegt eine kontinuierliche Anregung auf beiden Seiten vor  $mv_1 = mv_2 = [1, 1, \dots]$ , was bedeutet, dass der Modulationsvektor ausschließlich Einsen enthält. Die Anregung ist ebenfalls gewöhnlich  $pv_1 = pv_2 = [1, -1, \dots]$ , was einen abwechselnde Polarität voraussetzt. Die Anzahl der Elemente des Modulationsvektors ist für diese Betrachtung unendlich  $i_{\max} \rightarrow \infty$ , somit sind  $mv_1$  und  $mv_2$  Konstanten mit dem Faktor 1. Der Polaritätsvektor ist für alle ungeraden  $i$  positiv und für alle geraden negativ, was sich durch die Berechnungsvorschrift  $-1^{(i+1)}$  ausdrücken lässt. Daraus ergibt sich die vereinfachte Berechnungsvorschrift für  $u_{C,i}$  (Gleichung (3.10)).

$$\begin{aligned}
 u_{C,i}(i) &= 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(i) \cdot mv_1(i) - U'_2 \cdot pv_2(i) \cdot mv_2(i)) - u_{C,i-1} \\
 \Leftrightarrow u_{C,i}(i) &= 2 \cdot (U_1 \cdot (-1)^{(i+1)} \cdot 1 - U'_2 \cdot (-1)^{(i+1)} \cdot 1) - u_{C,i-1} \\
 \Leftrightarrow u_{C,i}(i) &= (-1)^{(i+1)} \cdot 2 \cdot (U_1 - U'_2) - u_{C,i-1}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Eine direkte Berechnung der Kondensatorspannung nach einer beliebigen Anzahl von Resonanzhalbperioden ist mit dieser Formel nicht direkt möglich. Es lässt sich allerdings eine

Berechnungsvorschrift annehmen, da der Betrag des Scheitelwertes der Kondensatorspannung mit jeder Resonanzhalbperiode um den Faktor  $2 \cdot (U_1 - U'_2)$  ansteigt (Gleichung (3.11)). Der Nachweis der Richtigkeit ist in [53] dargestellt.

$$u_{C,i}(i) = (-1)^{(i+1)} \cdot (2 \cdot (U_1 - U'_2) \cdot i - U_{C,0}) \quad (3.11)$$

Für die Bestimmung des Spitzenstroms in der  $i$ -ten Resonanzhalbperiode  $i_{1,i}$  wird die kontinuierliche Beschreibung als Ausgangspunkt betrachtet. Der Modulationsvektor und Polaritätsvektor bleiben bestehen:  $mv_1 = mv_2 = [1, 1, \dots]$ ,  $pv_1 = pv_2 = [1, -1, \dots]$ . Das Ergebnis des Sinus ist für alle  $t = T_{\text{res}}/4$  konstant mit dem Wert 1, wodurch sich die trigonometrische Funktion aus der Gleichung eliminieren lässt. Die Spannung über dem Resonanzkreis ist, wie zuvor, durch  $u_{1,i} - u'_{2,i}$  beschrieben. Die Resonanzkondensatorspannung zur  $i-1$ -ten Periode lässt sich über Gleichung (3.11) bestimmen und kann somit als konstant angenommen werden. Mit den vorliegenden Erkenntnissen lässt sich ebenfalls eine Berechnungsvorschrift für  $i_{1,i}$  (Gleichung (3.12)) finden.

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{1}{Z} (((u_1 - u'_2) - U_{C,0}) \cdot \sin(\omega_{\text{res}} \cdot t)) \\ \Leftrightarrow i_{1,i}(i) &= \frac{1}{Z} ((u_{1,i} - u'_{2,i}) - U_{C,0}) \\ \Leftrightarrow i_{1,i}(i) &= \frac{1}{Z} \left( (-1)^{(i+1)} \cdot (U_1 - U'_2) - U_{C,0} \right) \\ \Leftrightarrow i_{1,i}(i) &= \frac{1}{Z} \left( (-1)^{(i+1)} \cdot (U_1 - U'_2) + \left( (-1)^{(i+1)} \cdot (2 \cdot (U_1 - U'_2) \cdot (i-1) - U_{C,0}) \right) \right) \\ \Leftrightarrow i_{1,i}(i) &= \frac{1}{Z} \cdot (-1)^{(i+1)} \cdot ((2 \cdot i - 1) \cdot (U_1 - U'_2) - U_{C,0}) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Zur Visualisierung der Berechnungsvorschrift ist die bekannte Messung aus Abb. 3.2 erneut aufgetragen (Abb. 3.3(a)). Zum Vergleich sind ebenfalls die berechneten Spitzenwerte (markiert durch schwarze Punkte) für alle  $i \in \{1 \dots 6\}$  dargestellt. Die Berechnungsvorschrift liefert ein übereinstimmendes Ergebnis mit den zuvor gemessenen und berechneten Werten. Auf Basis der Gleichung (3.12) lässt sich ebenfalls der Spitzenwert des Stroms  $i_{1,\text{rec},i} = i_{1,\text{rec}}(t = T_{\text{res}}/2 \cdot i - T_{\text{res}}/4)$  berechnen. Nach der Definition in Gleichung (2.3) ist  $i_{1,\text{rec}}$  nicht der Betrag des Stroms  $i_1$ , sondern muss mit dem Modulationsvektor in Verbindung mit dem Polaritätsvektor berechnet werden (Gleichung (3.13)). Die Abb. 3.3(a) ist um den Verlauf von  $i_{1,\text{rec},i}$  erweitert.

$$\begin{aligned} i_{1,\text{rec},i} &= pv_1 \cdot mv_1 \cdot i_{1,i} \\ \Leftrightarrow i_{1,\text{rec},i} &= (-1)^{(i+1)} \cdot i_{1,i} \end{aligned} \quad (3.13)$$

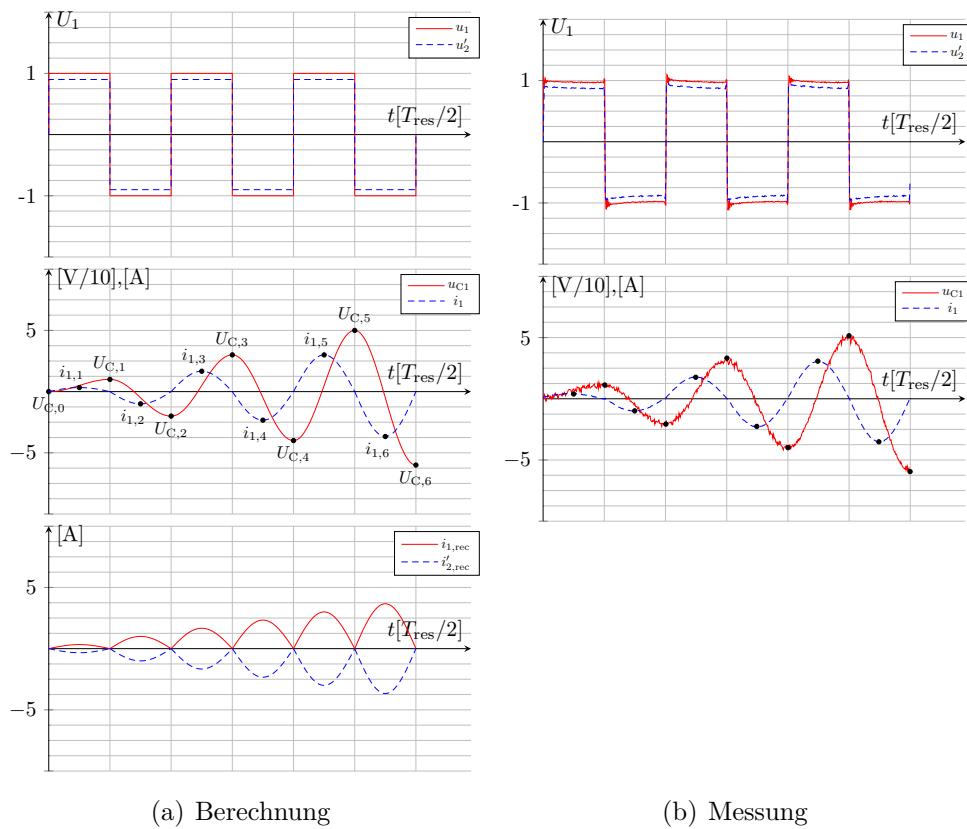
Durch den Zusammenhang  $i'_2 = -i_1$  und den Steuerungsvektoren der Sekundärseite lässt sich der gleichgerichtete Strom der Sekundärseite  $i'_{2,\text{rec},i}$  ebenfalls durch Gleichung (3.14) direkt berechnen.

$$\begin{aligned} i'_{2,\text{rec},i} &= pv_2 \cdot mv_2 \cdot (-i_{1,i}) \\ \Leftrightarrow i'_{2,\text{rec},i} &= (-1)^{(i+1)} \cdot (-i_{1,i}) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Das Ergebnis der Betrachtung ist die Möglichkeit der Beschreibung des Serienresonanzwandlers im nicht eingeschwungenen Zustand. Es lässt sich zusammenfassen, dass die Resonanzkondensatorspannung mit jeder Resonanzhalbperiode zum Zeitpunkt  $t = T_{\text{res}}/2 \cdot i$ ,

$$U_1 = 50 \text{ V}, U'_2 = 45 \text{ V}, U_{C,0} = 0 \text{ V}, I_{1,0} = 0 \text{ A}, Z = 15 \Omega, f_{\text{res}} = 117,924 \text{ kHz}$$

$$mv_1 = mv_2 = [1, 1, \dots], pv_1 = pv_2 = [1, -1, \dots]$$



**Abbildung 3.3:**  $u_{C,i}$   $i_{1,i}$  und  $i_{1,rec,i}$  bei konstantem  $\Delta u$

$$U_1 = 50 \text{ V}, U'_2 = 40 \text{ V}, U_{C,0} = 60 \text{ V}, I_{1,0} = 0 \text{ A}, Z = 15 \Omega, f_{\text{res}} = 117,924 \text{ kHz}$$

$$mv_1 = mv_2 = [1, 1, \dots], pv_1 = pv_2 = [1, -1, \dots]$$

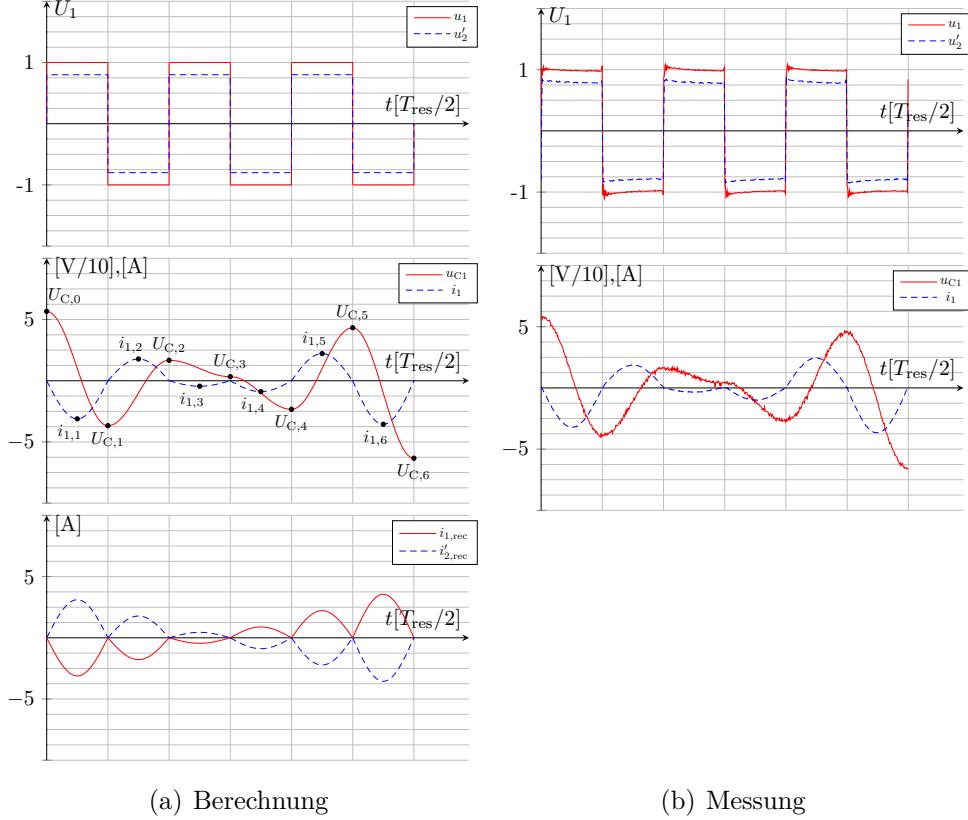


Abbildung 3.4:  $u_{C,i}$   $i_{1,i}$  bei  $U_{C,0} = 60 \text{ V}$

um den Wert  $2 \cdot (U_1 - U'_2)$  linear zunimmt und periodisch das Vorzeichen entsprechend  $-1^{(i+1)}$  wechselt. Der Strom folgt dieser Linearität, jedoch muss der Strom mit dem Kehrwert der Impedanz  $Z$  skaliert werden. Somit bestimmt die Impedanz, wie schnell sich der Spitzenwert des Stroms bei gegebener Anregung ändern kann. Diese Annahme ist unabhängig vom Startwert gültig.

Je nach Wahl des Startwertes  $U_{C,0}$  kann sich der Leistungsfluss während der Berechnungsdauer ändern, was mit einer Resonanzkondensatorspannung von  $U_{C,0} = 60 \text{ V}$  exemplarisch an einem Beispiel erläutert werden soll (Abb. 3.4(a)). Der Leistungsfluss findet von der ersten bis zur dritten Resonanzhalbperiode von Wicklungsseite 2 zu Wicklungsseite 1 statt und kehrt sich für die restlichen Perioden um. Da der Serienresonanzwandler im klassischen Betrieb nur im eingeschwungenen Zustand ohne Amplitudenvariation betrachtet wird, ist dieses Verhalten in gängigen Beschreibungen nicht abgebildet. Jedoch zeigt sich beim Vergleich der beiden Kurvenformen (Vergleich Abb. 3.4(a) zu Abb. 3.3(a)), dass die Steigung der Amplitudenänderung von  $i_{1,\text{rec},i}$  unabhängig vom Startwert ist. Der Startpunkt der Berechnung ist lediglich verschoben. Das beschriebene Verhalten lässt sich ebenfalls messtechnisch nachweisen (Abb. 3.4(b)).

### 3.3 Spannungsübersetzungsverhältnis als Funktion der Steuerungsvektoren

Für die weitere Betrachtung gilt die Annahme, dass die Spannung  $U_1$  konstant und die Messstelle  $U'_2$  das Klemmenverhalten einer ohmschen/kapazitiven Last zeigt. Damit ist die Spannung  $U'_2$  eine Funktion des Stroms  $i_1$  und somit eine Unbekannte. Es soll nun die Frage beantwortet werden, welchen Einfluss die Steuerungsvektoren auf das Spannungsübersetzungsverhältnis  $M' = U'_2/U_1$  haben.

Es wird eine direkte Berechnungsvorschrift für  $u_{C,i}(i)$  bei einer flexiblen Gestaltung der Steuerungsvektoren gesucht.

$$u_{C,i}(i) = 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(i) \cdot mv_1(i) - U'_2 \cdot pv_2(i) \cdot mv_2(i)) - u_{C,i-1}$$

Es gilt die Annahme, dass ein Satz von Steuerungsvektoren mit der Länge  $i_{\max} = 10$  vorliegt. Von Interesse ist die Amplitude der Kondensatorspannung nach der 5-ten Resonanzhalbperiode  $i = 5$ . Nach Gleichung (3.8) lässt sich der Scheitelwert der Kondensatorspannung für jede Resonanzhalbperiode bis hin zur 5-ten bestimmen (Gleichung (3.15)).

$$\begin{aligned} u_{C,1} &= 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(1) \cdot mv_1(1) - U'_2 \cdot pv_2(1) \cdot mv_2(1)) - U_{C,0} \\ u_{C,2} &= 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(2) \cdot mv_1(2) - U'_2 \cdot pv_2(2) \cdot mv_2(2)) - u_{C,1} \\ u_{C,3} &= 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(3) \cdot mv_1(3) - U'_2 \cdot pv_2(3) \cdot mv_2(3)) - u_{C,2} \\ u_{C,4} &= 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(4) \cdot mv_1(4) - U'_2 \cdot pv_2(4) \cdot mv_2(4)) - u_{C,3} \\ u_{C,5} &= 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(5) \cdot mv_1(5) - U'_2 \cdot pv_2(5) \cdot mv_2(5)) - u_{C,4} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Durch das Einsetzen der einzelnen Berechnungen ineinander kann eine alternative Darstellung der Berechnung für  $u_{C,5}$  gefunden werden. Diese ist eine Funktion der Steuerungsvektoren und der Startbedingung  $U_{C,0}$  (Gleichung (3.16)).

$$\begin{aligned} u_{C,5} &= + 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(5) \cdot mv_1(5) - U'_2 \cdot pv_2(5) \cdot mv_2(5)) \\ &\quad - 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(4) \cdot mv_1(4) - U'_2 \cdot pv_2(4) \cdot mv_2(4)) \\ &\quad + 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(3) \cdot mv_1(3) - U'_2 \cdot pv_2(3) \cdot mv_2(3)) \\ &\quad - 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(2) \cdot mv_1(2) - U'_2 \cdot pv_2(2) \cdot mv_2(2)) \\ &\quad + 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(1) \cdot mv_1(1) - U'_2 \cdot pv_2(1) \cdot mv_2(1)) \\ &\quad - U_{C,0} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Diese Berechnungsvorschrift soll, um die Schreibweise zu vereinfachen, in eine Summenformel umgewandelt werden. Dafür muss die Rechnung so gestaltet sein, dass sie nur Additionen enthält (Gleichung (3.17)). Durch die Multiplikation jedes Summanden mit

$(-1)^{(i+1)}$ , wobei  $i$  dem Index jedes Summanden entspricht, lässt sich die Forderung erfüllen.

$$\begin{aligned}
 u_{C,5} = & + (-1)^{1+5} \cdot 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(5) \cdot mv_1(5) - U'_2 \cdot pv_2(5) \cdot mv_2(5)) \\
 & + (-1)^{1+4} \cdot 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(4) \cdot mv_1(4) - U'_2 \cdot pv_2(4) \cdot mv_2(4)) \\
 & + (-1)^{1+3} \cdot 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(3) \cdot mv_1(3) - U'_2 \cdot pv_2(3) \cdot mv_2(3)) \\
 & + (-1)^{1+2} \cdot 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(2) \cdot mv_1(2) - U'_2 \cdot pv_2(2) \cdot mv_2(2)) \\
 & + (-1)^{1+1} \cdot 2 \cdot (U_1 \cdot pv_1(1) \cdot mv_1(1) - U'_2 \cdot pv_2(1) \cdot mv_2(1)) \\
 & - U_{C,0}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Diese Darstellung lässt sich nun in die Summenschreibweise überführen.

$$U_{C,5} = ((2 \cdot U_1 \sum_{j=1}^5 (-1)^{(j+1)} \cdot pv_1(j) \cdot mv_1(j) - 2 \cdot U'_2 \sum_{j=1}^5 (-1)^{(j+1)} \cdot pv_2(j) \cdot mv_2(j)) - U_{C,0}) \tag{3.18}$$

Das Problem ist nun, dass die Berechnungsvorschrift ausschließlich gilt, wenn  $i$  eine ungerade Zahl ist. Soll die Funktion ebenfalls für gerade  $i$  gelten, müssen sich die Vorzeichen aller Summanden und  $U_{C,0}$  mit  $-1$  multipliziert werden. Dies lässt sich durch eine Multiplikation der Summe mit  $-1^{(i+1)}$  realisieren.

$$\begin{aligned}
 u_{C,i} = & (-1)^{(i+1)} \cdot \\
 & \left( \left( 2 \cdot U_1 \sum_{j=1}^i (-1)^{(j+1)} \cdot pv_1(j) \cdot mv_1(j) - 2 \cdot U'_2 \sum_{j=1}^i (-1)^{(j+1)} \cdot pv_2(j) \cdot mv_2(j) \right) - U_{C,0} \right)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Auf Basis von Gleichung (3.19) lässt sich der diskrete Verlauf der Kondensatorspannung  $u_{C,i}$  nun theoretisch bestimmen. Allerdings enthält die Gleichung mit  $U'_2$  noch die Unbekannte. Das Ziel ist es nun, das Verhältnis von  $U'_2$  zu  $U_1$  zu bestimmen. Für die Bestimmung ist eine weitere bekannte Randbedingung erforderlich, welche aus der Forderung nach einem eingeschwungenen Zustand entnommen werden soll. Der eingeschwungene Zustand fordert bei vorliegender periodischer Anregung zu jeder Periode die gleichen Startbedingung  $U_{C,0}$ . Die Folgerung dieser Aussage ist, dass die Periode auch zwangsläufig mit ihrem Startwert enden muss  $u_{C,i}(i_{\max}) = U_{C,0}$ , da der Wert der Kondensatorspannung zwischen zwei Perioden stetig ist. Diese Randbedingung darf unter dem Vorbehalt genutzt werden, dass das System grundsätzlich stabil ist, was nach den Erkenntnissen aus Abschnitt 2.3 sichergestellt ist. Die Randbedingung  $u_{C,i}(i_{\max}) = U_{C,0}$  wird nun in die Gleichung (3.19) eingesetzt.

$$\begin{aligned}
 u_{C,i}(i_{\max}) = U_{C,0} = & (-1)^{(i_{\max}+1)} \cdot \\
 & \left( \left( 2 \cdot U_1 \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot pv_1(j) \cdot mv_1(j) - 2 \cdot U'_2 \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot pv_2(j) \cdot mv_2(j) \right) - U_{C,0} \right)
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Es gilt zu beachten, dass, wie in Abschnitt 2.4 beschrieben, ausschließlich gerade Werte für  $i_{\max}$  zulässig sind, wodurch der erste Faktor  $(-1)^{(i_{\max}+1)}$  in Gleichung (3.20) immer  $-1$  entspricht. Auf Basis dieser Annahme lässt sich das Verhältnis von  $U'_2/U_1$  ohne

Fallunterscheidung bestimmen (Gleichung (3.21)).

$$\begin{aligned}
 U_{C,0} &= -2 \cdot U_1 \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_1(j) \cdot m v_1(j) + 2 \cdot U'_2 \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_2(j) \cdot m v_2(j) + U_{C,0} \\
 \Leftrightarrow \frac{U'_2}{U_1} &= \frac{\sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_1(j) \cdot m v_1(j)}{\sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_2(j) \cdot m v_2(j)} \\
 \Leftrightarrow \frac{U'_2}{U_1} &= \frac{\sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_1(j) \cdot m v_1(j)}{\sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_2(j) \cdot m v_2(j)} = \frac{n}{m} = D_M
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Aus dieser Gleichung resultiert, dass das Spannungsübersetzungsverhältnis im eingeschwungenen Zustand  $M' = U_1/U'_2$  ausschließlich eine Funktion der Steuerungsvektoren und somit lastunabhängig ist. Den beiden Summen ist jeweils eine Variable  $n$  und  $m$  zugeordnet. Der Quotient von  $n/m$  wird als Makrotastgrad  $D_M$  beschrieben (Gleichung (3.21)).

Die erste zentrale Erkenntnis dieser Arbeit ist, dass das Spannungsübersetzungsverhältnis  $M'$  im eingeschwungenen Zustand ausschließlich eine Funktion des Makrotastgrades  $D_M$  ist.

### 3.4 Verwendung der Steuerungsvektoren in der Praxis

In diesem Abschnitt wird erörtert, welche Möglichkeiten und Folgen sich für die Praxis bei der Verwendung der Steuerungsvektoren ergeben.

Im ersten Schritt wird ein Satz Steuerungsvektoren in Gleichung (3.22) definiert, um die Gestaltung des Makrotastgrades zu diskutieren.

$$\begin{aligned}
 m v_1 &= [1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0], \quad p v_1 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1] \\
 m v_2 &= [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1], \quad p v_2 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Im Normalfall sind  $p v_1$  und  $p v_2$  immer, wie in Gleichung (3.22), alternierend 1 und  $-1$ . Folglich lässt sich in der Definition von  $n$  und  $m$  der jeweilige Polaritätsvektor durch  $(-1)^{(j+1)}$  ersetzen (Gleichung (3.23)). Diese Art der Gestaltung des Polaritätsvektors ist im Verlauf der Arbeit als gewöhnliche Anregung bezeichnet.

$$\begin{aligned}
 n &= \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_1(j) \cdot m v_1(j) = \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot (-1)^{(j+1)} \cdot m v_1(j) = \sum_{j=1}^{i_{\max}} m v_1(j) \\
 m &= \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_2(j) \cdot m v_2(j) = \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot -1^{(j+1)} \cdot m v_2(j) = \sum_{j=1}^{i_{\max}} m v_2(j)
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Somit ist  $n$  bei gewöhnlicher Anregung als Summe der anregenden Resonanzhalbperioden von  $u_1$  definiert. Äquivalent dazu ist  $m$  bei gewöhnlicher Anregung als Summe der anregenden Resonanzhalbperioden von  $u'_2$  definiert. Für das konkrete Beispiel bedeutet dies, dass  $n = 6$  und  $m = 10$  entspricht. Der resultierende Makrotastgrad und somit auch das Übersetzungsverhältnis  $M'$  beträgt  $D_M = M' = 3/5$ .

Die Richtigkeit der Berechnung wird wie folgt überprüft. Für einen festgelegten Leis-

$$U_1 = 49,96 \text{ V}, U'_2 = 29,0 \text{ V}, P_1 = 153,9 \text{ W}, Z = 15 \Omega, f_{\text{res}} = 117,924 \text{ kHz}$$

$$mv_1 = [1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0], mv_2 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]$$

$$pv_1 = pv_2 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]$$

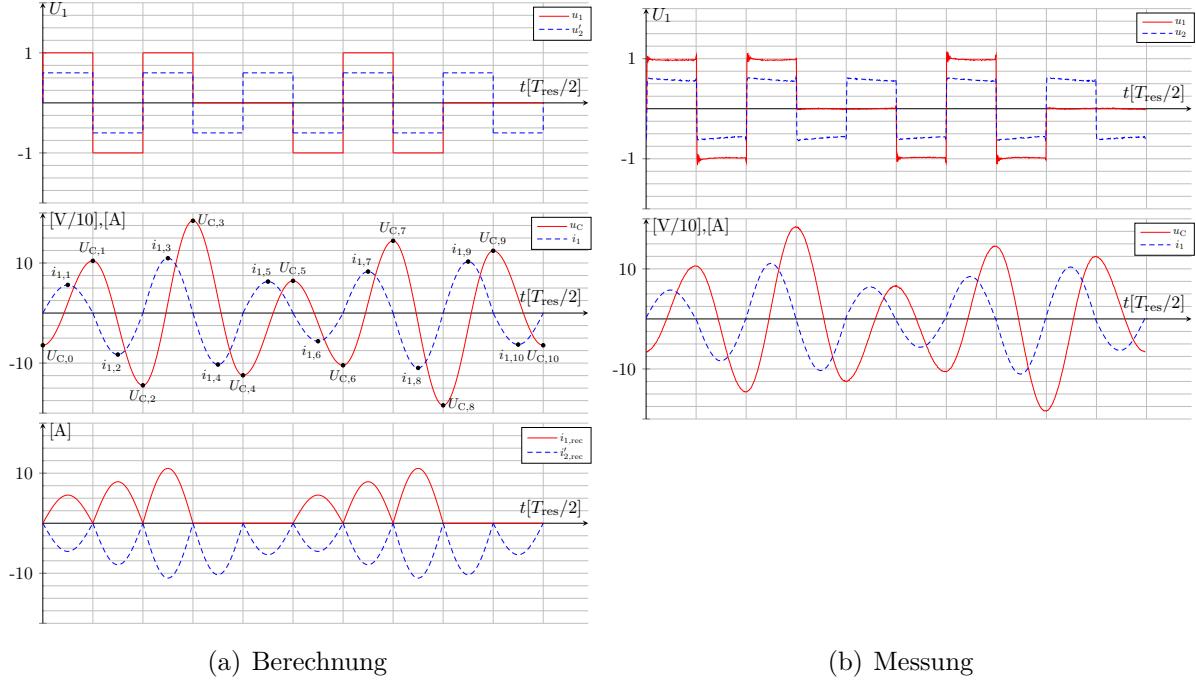


Abbildung 3.5: Betrieb bei  $D_M = 3/5$  und  $P_1 = 153,9 \text{ W}$

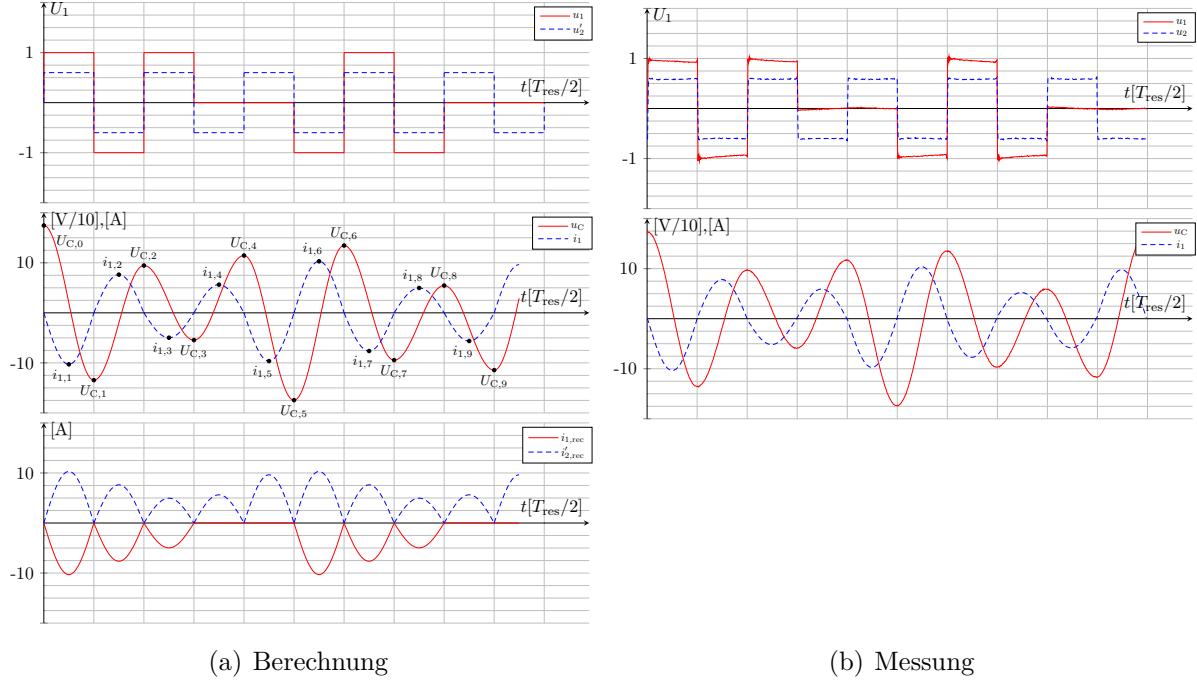
tungstransfer bei vorgegebenen Steuerungsvektoren sind die erwarteten Kurvenverläufe berechnet. Diese Berechnung lässt sich dann im gleichen Arbeitspunkt messtechnisch überprüfen. Abb. 3.5(a) zeigt, dass der Startwert der Periode dem Endwert entspricht und das System in diesem Arbeitspunkt stabil ist. Des Weiteren stimmen die Ergebnisse der kontinuierlichen und diskreten Berechnung überein. Abb. 3.5(b) zeigt, dass auch in der Praxis der Zusammenhang  $D_M = M'$  gilt. Die Verläufe  $u_C(t)$  und  $i_1(t)$  sind nahezu identisch zu den berechneten Verläufen. Dies ist eine Bestätigung dafür, dass die getroffenen Vereinfachungen zulässig sind. Die nächste Messung aus Abb. 3.6 verifiziert die Lastunabhängigkeit des Spannungsübersetzungsverhältnisses. Für diese Messung ist ein Leistungsfluss von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1 definiert. Für diesen Arbeitspunkt ist die Kurvenform erneut vorausgesagt. Wird die korrespondierende Messung betrachtet, zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis. Die Gestaltung der Steuerungsvektoren bietet bei einem weiteren Freiheitsgrad. So kann die Anordnung der anregenden und freilaufenden Resonanzhalbperioden innerhalb des Modulationsvektors beliebig verteilt werden. Exemplarisch lässt sich Modulationsvektor  $mv_1$  aus Gleichung (3.22) in seiner Anordnung abändern. (Gleichung (3.24)).

$$mv_1 = [1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0] \rightarrow mv_1 = [1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 1]$$

$$pv_1 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1] \rightarrow pv_1 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1] \quad (3.24)$$

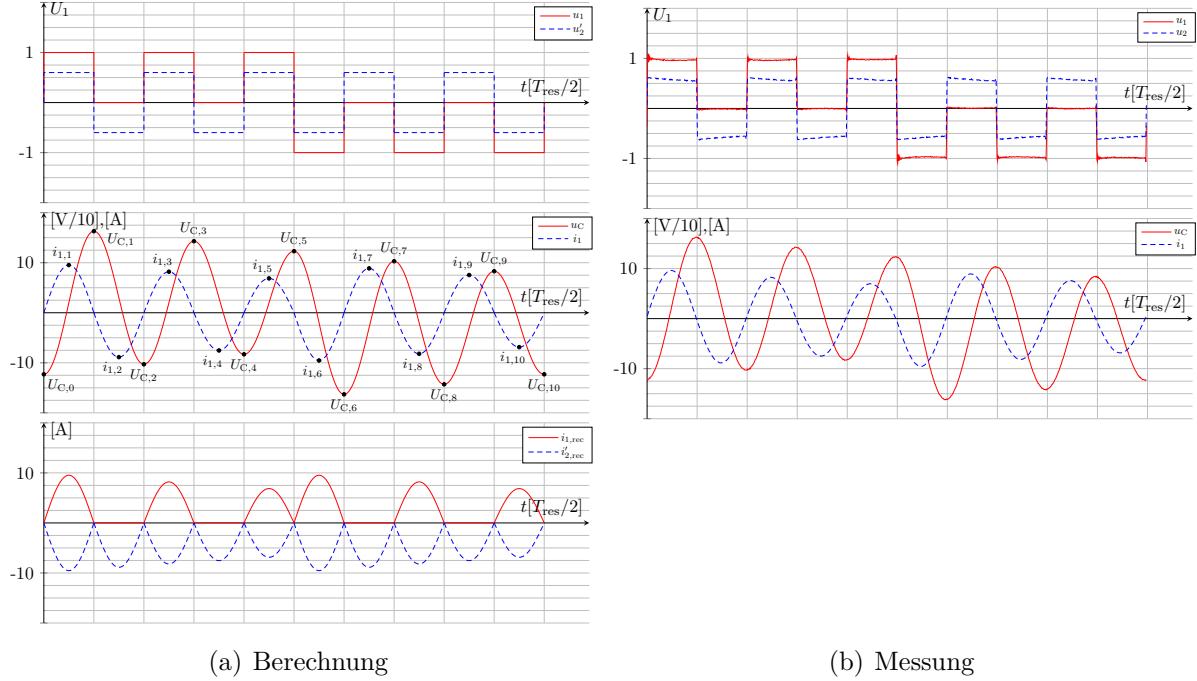
Dies hat keinen Einfluss auf die Summe aller anregenden Resonanzhalbperioden innerhalb der Makroperiode  $n = 6$ . Folglich bleibt der Makrotastgrad  $D_M = 3/5$  ebenfalls unverändert. Die für den veränderten Modulationsvektor berechneten Kurvenverläufe sind in Abb. 3.7 zu sehen. Auch diese Berechnung zeigt gute Übereinstimmung mit der

$$\begin{aligned}
 U_1 &= 48,1 \text{ V}, U'_2 = 29,93 \text{ V}, P_1 = -139,5 \text{ W}, Z = 15 \Omega, f_{\text{res}} = 117,924 \text{ kHz} \\
 mv_1 &= [1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0], mv_2 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1] \\
 pv_1 = pv_2 &= [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]
 \end{aligned}$$



**Abbildung 3.6:** Betrieb bei  $D_M = 3/5$  und  $P_1 = -139,5 \text{ W}$

$$\begin{aligned}
 U_1 &= 49,89 \text{ V}, U'_2 = 28,98 \text{ V}, P_1 = 154,2 \text{ W}, Z = 15 \Omega, f_{\text{res}} = 117,924 \text{ kHz} \\
 mv_1 &= [1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 1, 0], mv_2 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1] \\
 pv_1 = pv_2 &= [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]
 \end{aligned}$$



**Abbildung 3.7:** Betrieb bei  $D_M = 3/5$  und  $P_1 = 154,2 \text{ W}$

Messung. Als positiver Effekt zeigt sich eine geringere Variation des Spitzenstroms und der Spitzenresonanzkondensatorspannung während der gesamten Makroperiode.

Außerdem besteht die Möglichkeit, von der gewöhnlichen Anregung abzuweichen und den Polaritätsvektor  $pv_1$  anzupassen. Zur Veranschaulichung soll der Makrotastgrad mit  $D_M = 3/5$  konstant bleiben. Aus diesem Grund muss der Modulationsvektor im Beispiel ebenfalls angepasst werden.

$$\begin{aligned} mv_1 &= [1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0] \rightarrow mv_1 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1] \\ pv_1 &= [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1] \rightarrow pv_1 = [1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Auf eine Diskussion der Kurvenverläufe wird an dieser Stelle verzichtet, weil diese Art der Ansteuerung zu höheren Effektivströmen, hervorgerufen durch größere Spannungsdifferenzen über dem Resonanzkreis, führt und aus diesem Grund nicht implementiert ist.

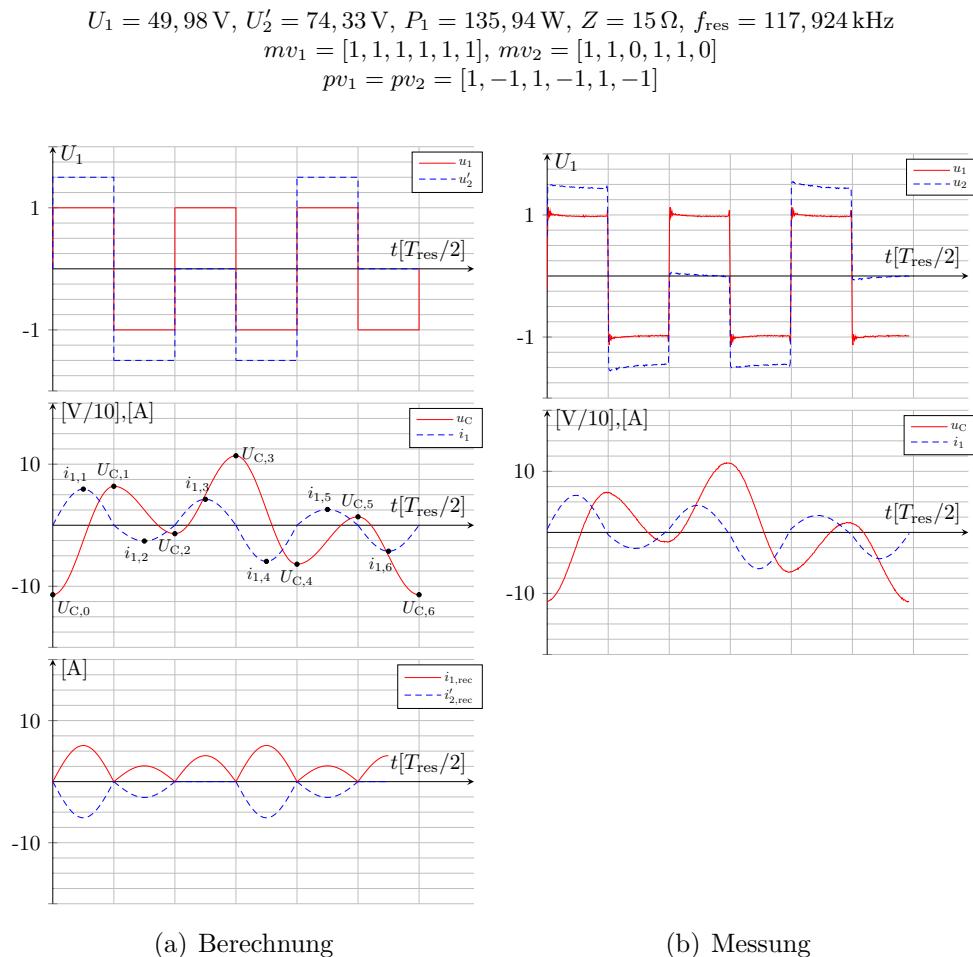
Es besteht ebenfalls die Möglichkeit, die Steuerungsvektoren der zweiten Vollbrücke  $mv_2$  und  $pv_2$  anzupassen. Alle vorgenommenen Überlegungen zur Gestaltung der Steuerungsvektoren der ersten Vollbrücke lassen sich direkt auf die Zweite übertragen. Für  $M' > 1$  ist exemplarisch ein alternativer Steuerungsvektor definiert:

$$\begin{aligned} mv_1 &= [1, 1, 1, 1, 1, 1], pv_1 = [1, -1, 1, -1, 1, -1] \\ mv_2 &= [1, 1, 0, 1, 1, 0], pv_2 = [1, -1, 1, -1, 1, -1] \end{aligned} \quad (3.26)$$

Dieser führt zu dem Makrotastgrad  $D_M = 3/2$  und somit auch zu einem Übersetzungsverhältnis von  $M' = 3/2$ . Abb. 3.8 zeigt den theoretischen Verlauf im Vergleich zur durchgeführten Messung. Auch hier zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung. Somit kann der Wandler im Hoch- und Tiefsetzbetrieb arbeiten. Die direkte Unterscheidung zwischen diesen Betriebsarten ist allerdings nicht zielführend, da sich diese aus dem Betrachtungswinkel ergeben. Wird die Spannung  $U_1$  als Konstantspannungsquelle angenommen, ist diese mit dem Faktor  $M' = 3/2$  von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2 hochsetzt. Nimmt man allerdings  $U'_2$  als Konstantspannungsquelle an, kann argumentiert werden, dass von der Spannung  $U'_2$  nach  $U_1$  ein Tiefsetzmodus resultiert.

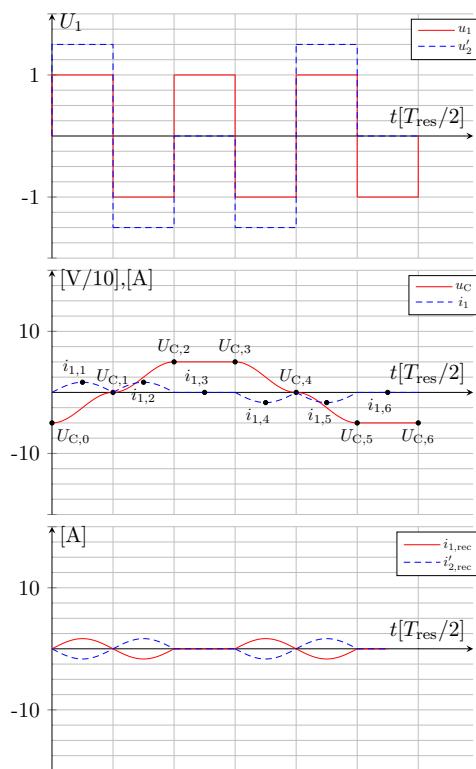
Um die Lastunabhängigkeit des Übersetzungsverhältnis nochmals hervorzuheben, ist ein für resonante Wandler mit variablem Spannungsübersetzungsverhältnis kritischer Arbeitspunkt dargestellt. Insbesondere bei nicht vorliegendem Leistungsfluss  $P_1 = 0 \text{ W}$  ist die Regelbarkeit des Spannungsübersetzungsverhältnisses in diversen Wandlertypen stark eingeschränkt [54, 55]. Abb. 3.11 zeigt den Verlauf bei dem Steuervektorensatz  $mv_1 = [1, 1, 1, 1, 1, 1]$ ,  $mv_2 = [1, 1, 0, 1, 1, 0]$  und einer Leistung von  $P_1 = 0 \text{ W}$ . An der Darstellung lässt sich erkennen, dass zwar ein Leistungstransfer innerhalb der Makroperiode stattfindet, dieser aber pendelt und im Mittel über eine Makroperiode hinweg  $0 \text{ W}$  ergibt. Dieser Effekt ist deutlich an der Stromform von  $i_{1,\text{rec}}$  und  $i_{2,\text{rec}}$  zu erkennen, da die mittleren Zwischenkreisströme  $0 \text{ A}$  betragen.

Das Ergebnis ist, dass es möglich ist, ein Übersetzungsverhältnis  $M'$  mit verschiede-



**Abbildung 3.8:** Betrieb bei  $D_M = 3/2$  und  $P_1 = 135,94 \text{ W}$

$$\begin{aligned}
 U_1 &= 50 \text{ V}, U'_2 = 75 \text{ V}, P_1 = 0 \text{ W}, Z = 15 \Omega \\
 mv_1 &= [1, 1, 1, 1, 1, 1], mv_2 = [1, 1, 0, 1, 1, 0] \\
 pv_1 = pv_2 &= [1, -1, 1, -1, 1, -1]
 \end{aligned}$$



**Abbildung 3.9:** Betrieb bei  $D_M = 3/2$  und  $P_1 = 0 \text{ W}$

nen Steuerungsvektoren einzustellen. Die Wahl der richtigen Steuerungsvektoren für das gewünschte Übersetzungsverhältnis geschieht in der Praxis über den Vergleich der Effektivströme bei konstanter Leistung. Der Steuerungsvektorensatz, welcher zu dem geringsten Effektivstrom im gleichen Arbeitspunkt führt, sollte für den Betrieb ausgewählt werden.

### 3.5 Einfluss der Impedanz auf den Stromverlauf

Die Berechnung des Stroms geschieht in der Praxis auf Basis der Resonanzkondensatorspannung der letzten Resoanzhalbperiode  $u_{C,i-1}$  und der vorliegenden Anregung der aktuellen Resonanzhalbperiode (Gleichung (3.27)). Eine Zusammenführung der Rechnungen, beziehungsweise das einsetzen von  $u_{C,i-1}$  in  $i_{1,i}$ , bietet an dieser Stelle keine Möglichkeit der Vereinfachung.

$$\begin{aligned} i_{1,i} &= \frac{1}{Z} ((u_{1,i} - u'_{2,i}) - u_{C,i-1}) \\ i_{1,i} &= \frac{1}{Z} ((U_1 \cdot p v_1(i) \cdot m v_1(i)) - (U_2 \cdot p v_2(i) \cdot m v_2(i))) - u_{C,i-1} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Es zeigt sich, dass der Strom  $i_1$ , wie die Resonanzkondensatorspannung, eine Funktion der Spannungszeitflächen und des Startwertes  $U_{C,0}$  ist. Zusätzlich ist der Resonanzstrom proportional zu  $1/Z = 1/\sqrt{L \cdot C}$ . Dieser Zusammenhang hat Auswirkungen auf die Auslegung der passiven Komponenten und wird aus diesem Grund näher analysiert. Abb. 3.10 zeigt den Verlauf bei gegebenen Steuerungsvektoren und gleichen Startwerten der Kondensatorspannung. Der Parameter ist die Impedanz des Resonanzkreises  $Z$ , welche bei a)  $Z = 10\Omega$  und bei b)  $Z = 30\Omega$  entspricht. Es zeigt sich, dass der Verlauf von  $u_C$  bei beiden Abbildungen identisch ist, da die Kondensatorspannung keine Funktion der Impedanz ist. Die resultierende Stromform  $i_1$  ist reziprok mit der Impedanz  $Z$  skaliert. Ist die Impedanz dreimal größer, führt dies zu einer dreimal kleineren Stromamplitude (Vergleich a) zu b)). Zusätzlich reduziert sich mit der Amplitude des Stroms gleichzeitig die Amplitudenänderung von Resonanzhalbperiode zu Resoanzhalbperiode. Dies ist anzustreben, da eine geringere Amplitudenvariation zu geringeren Effektivströmen führt. Es muss beachtet werden, dass durch die sinkende Stromamplitude weniger Leistung bei gleichem  $U_{C,0}$  übertragen wird. Folglich muss die Kondensatorspannung bei größerem  $Z$  höhere Werte annehmen, um die gleiche Leistung zu übertragen. Das Resultat ist ein Optimierungsproblem: Bei steigendem  $Z$  ist der Effektivstrom im gleichen Arbeitspunkt kleiner, jedoch steigt die Kondensatorspannung, was zu einer höheren Belastung des Kondensators führt. Dieser Zusammenhang führt bei der Auslegung des QC-Converters zu einer höheren Komplexität.

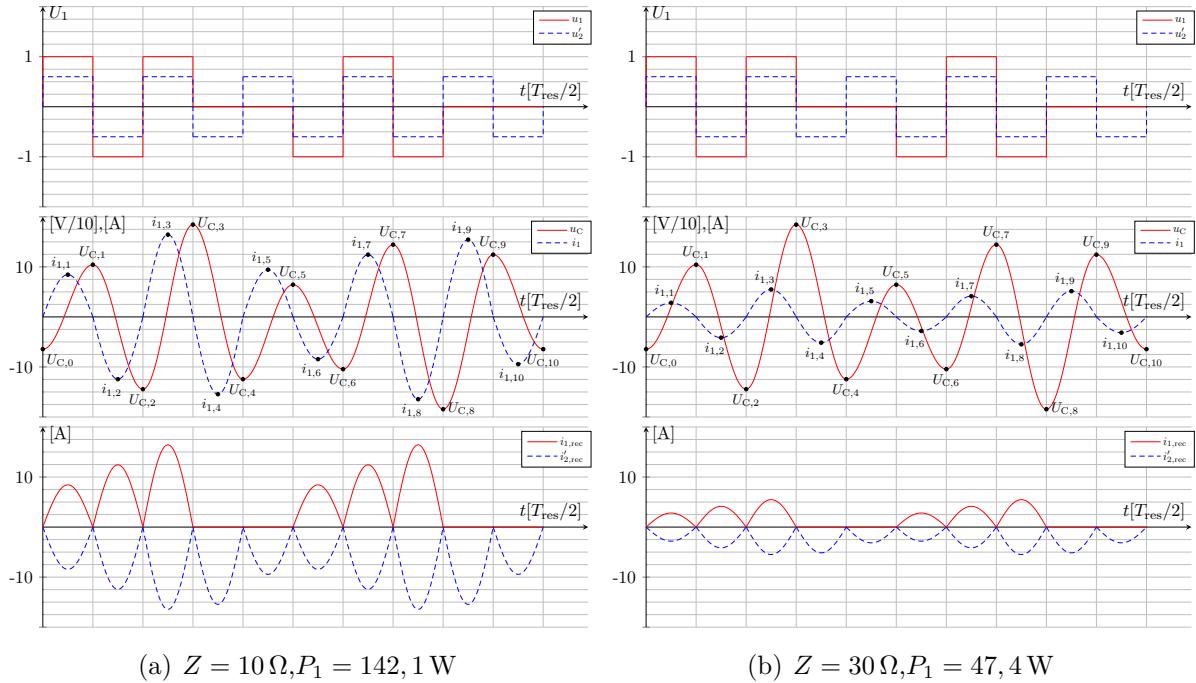
### 3.6 Limitierung des Ausgangsspannungsbereiches

Je nach Anwendung kann der Ausgangsspannungsbereich eine wichtige Größe für die Qualität eines DC/DC-Wandlers sein. Die beschriebene Art der Modulation bietet die

$$U_1 = 50 \text{ V}, U'_2 = 30 \text{ V}, f_{\text{res}} = 117,924 \text{ kHz}$$

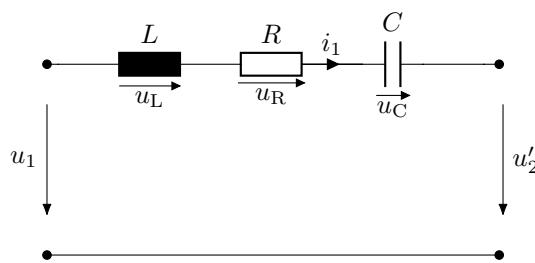
$$mv_1 = [1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0], \quad mv_2 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]$$

$$pv_1 = pv_2 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]$$



**Abbildung 3.10:** Übertragungsverhalten bei verschiedenen Impedanzen des Resonanzkreises

theoretische Möglichkeit von einem unendlich großen Ausgangsspannungsbereich. Exemplarisch kann  $n = 2000$  und  $m = 1$  gewählt und so ein Übersetzungsverhältnis von  $M' = 2000$  eingestellt werden. Praktisch ist dies nicht möglich, da getroffene Vereinfachungen im Ersatzschaltbild die Allgemeingültigkeit einschränken. Zu Beginn wurde angenommen, dass das System verlustfrei ist und somit über keine Dämpfung verfügt. Diese Annahme kann allerdings nicht ohne Einbeziehung der Berechnungszeiträume stattfinden. Bewegt sich die Länge der Makroperiode in der Größenordnung der Dämpfungszeitkonstante des Systems, kann der Einfluss der Dämpfung auf das Übertragungsverhalten nicht vernachlässigt werden. Das Ziel ist es, den Gültigkeitsbereich der Berechnungsvorschrift zu finden und festzustellen, welcher Spannungsbereich abgedeckt werden kann. Um eine Aussage über das Spannungsübersetzungsverhältnis treffen zu können, wird das Ersatzschaltbild um einen Dämpfungswiderstand erweitert, die Differentialgleichung gelöst und das Übertragungsverhalten für das vorliegende Ersatzschaltbild bestimmt. Hierfür gilt es die Masche



**Abbildung 3.11:** Vereinfachte verlustbehaftete Ersatzschaltbild des Resonanzkreises

$u_L + u_C + u_R = u_1 - u'_2$  zu bilden und festzustellen, dass das Ersatzschaltbild knotenfrei  $i_L = i_C = i_R$  ist. Die Randbedingungen der Differentialgleichung sind die Startwerte der Berechnung:  $u_C(t = 0 \text{ s}) = U_{C,0}$  und  $i_1(t = 0) = 0 \text{ A}$ . Zusätzliche Informationen werden aus folgenden Bauteilgleichungen entnommen:  $u_L(t) = L \cdot \frac{di_1}{dt}$ ,  $i_C(t) = C \cdot \frac{du_C}{dt}$  und  $u_R = R \cdot i_1$ .

$$\begin{aligned}
 u_1 - u'_2 &= u_L + u_C + u_R \\
 \Leftrightarrow u_1 - u'_2 &= L \cdot \frac{di_1}{dt} + u_C + R \cdot C \cdot \frac{du_C}{dt} \\
 \Leftrightarrow u_1 - u'_2 &= L \cdot C \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2} + R \cdot C \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C \\
 \Leftrightarrow \frac{u_1 - u'_2}{L \cdot C} &= \frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C \\
 \Leftrightarrow \frac{u_1 - u'_2}{L \cdot C} &= \ddot{u}_C + u_C \cdot \frac{R}{L} + u_C \cdot \frac{1}{L \cdot C}
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Für die Lösung der Gleichung (3.28) nach  $u_C(t)$ , wird eine Substitution der Komponenten der Differentialgleichung vorgenommen:  $A = \frac{u_1 - u'_2}{L \cdot C}$ ,  $B = \frac{R}{L}$ ,  $C = \frac{1}{L \cdot C}$ ,  $x = t$  und  $y = u_C$ . Der Lösungsweg ist in Abschnitt 9.2 aufgeführt. Das Ergebnis ist vor und nach der Rücksubstitution in Gleichung (9.2) dargestellt.

$$\begin{aligned}
 A &= \ddot{y} + \dot{y} \cdot B + y \cdot C \\
 u_C(t) &= (u_1 - u'_2) + c_1 \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot t} \cdot \cos \left( \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{2 \cdot L^2}} \cdot t \right) + c_2 \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot t} \cdot \sin \left( \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{2 \cdot L^2}} \cdot t \right)
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

Für die gelöste Differentialgleichung sind die Koeffizienten  $c_1$  und  $c_2$  zu bestimmen. In diesem Sonderfall ist es ausreichend, ausschließlich den Koeffizienten  $c_1$  zu bestimmen. Der Grund dafür ist, dass im Folgenden die Berechnungsvorschrift ausschließlich zu vielfachen der halben Resonanzperiodendauer betrachtet wird. Zu diesem Zeitpunkt weist der Faktor  $\sin(\omega_{\text{res}} \cdot T_{\text{res}}/2)$  den Wert Null auf, somit ist der zweite Koeffizient irrelevant. Für die Bestimmung von  $c_1$  kann der Startwert  $u_C(t = 0) = U_{C,0}$  verwendet werden (Gleichung (3.30)).

$$\begin{aligned}
 u_C(t) &= (u_1 - u'_2) + (U_{C,0} - (u_1 - u'_2)) \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot t} \cdot \cos \left( \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{2 \cdot L^2}} \cdot t \right) \\
 u_C(t) &= (u_1 - u'_2) + (U_{C,0} - (u_1 - u'_2)) \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot t} \cdot \cos(\omega_{\text{res}} \cdot t)
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

Diese kontinuierliche Beschreibung lässt sich äquivalent zum Vorgehen in Abschnitt 3.1 unter der Annahme, dass die Schaltfrequenz der Resonanzfrequenz entspricht, direkt in eine diskrete Beschreibung überführen (Gleichung (3.31)).

$$\begin{aligned}
 u_{C,i}(i = 1) &= u_C(t = \frac{T_{\text{res}}}{2}) = (u_{1,i} - u'_{2,i}) + (u_{C,i-1} - (u_{1,i} - u'_{2,i})) \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2}} \cdot \cos \left( \omega_{\text{res}} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \right) \\
 \Leftrightarrow u_{C,i}(i = 1) &= u_C(t = \frac{T_{\text{res}}}{2}) = (u_{1,i} - u'_{2,i}) + (u_{C,i-1} - (u_{1,i} - u'_{2,i})) \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2}} \cdot (-1) \\
 \Leftrightarrow u_{C,i}(i = 1) &= \left( 1 + e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2}} \right) \cdot (u_{1,i} - u'_{2,i}) - u_{C,i-1} \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2}}
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

Die bestehende Berechnungsvorschrift bietet nicht die Möglichkeit der Berechnung von Resonanzhalbperiode zu Resonanzhalbperiode. Dazu wird eine Vorschrift benötigt, welche die Entwicklung ab dem Startzeitpunkt  $u_C(t = 0 \text{ s}) = U_{C,0}$  direkt bis zum beliebigen

Zeitpunkt  $u_{C,i}$  ermöglicht. Die Berechnungsvorschrift für  $u_{C,i}$  lässt sich wie folgt darstellen (Gleichung (3.32)).

$$\begin{aligned} u_{C,i} = & (-1)^{(i+1)} \cdot \\ & \left( (U_1 \sum_{j=1}^i (-1)^{(j+1)} \cdot p v_1(j) \cdot m v_1(j) \cdot (1 + e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i-j)})) \right. \\ & \left. - U'_2 \sum_{j=1}^i (-1)^{(j+1)} \cdot p v_2(j) \cdot m v_2(j) \cdot (1 + e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i-j)})) - U_{C,0} \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i)} \right) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Um nun zu berechnen, welches Spannungsübersetzungsverhältnis sich bei gegebenem Steuerungsvektorensatz einstellt, lässt sich die Forderung nach einem eingeschwungenem Zustand erneut heranziehen. Die Forderung ist, dass die Kondensatorspannung zum Ende der Makroperiode ihrem Startwert entspricht  $u_{C,i}(i = i_{\max}) = U_{C,0}$  und die Zählvariable  $i_{\max}$  eine gerade Zahl ist (Gleichung (3.35)). Unter Einhaltung dieser Bedingung sind alle Strom- und Spannungsformen periodisch.

$$\begin{aligned} U_{C,0} = & (-1)^{(i_{\max}+1)} \cdot \\ & \left( (U_1 \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_1(j) \cdot m v_1(j) \cdot (1 + e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i_{\max}-j)})) \right. \\ & \left. - U'_2 \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_2(j) \cdot m v_2(j) \cdot (1 + e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i_{\max}-j)})) - U_{C,0} \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i_{\max})} \right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

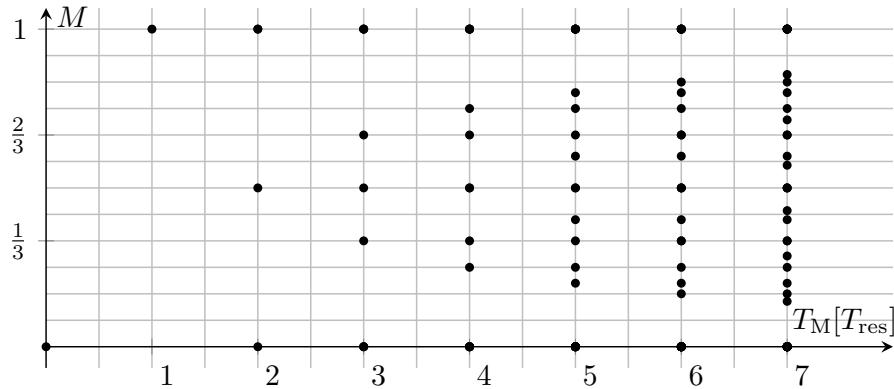
Auf Basis der neu definierten Größen  $n$  und  $m$  kann die Berechnungsvorschrift in Gleichung (3.34) so umgestellt werden, dass sich das Spannungsübersetzungsverhältnis  $M' = U'_2/U_1$  bestimmen lässt.

$$\begin{aligned} n &= \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_1(j) \cdot m v_1(j) \cdot (1 + e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i_{\max}-j)}) \\ m &= \sum_{j=1}^{i_{\max}} (-1)^{(j+1)} \cdot p v_2(j) \cdot m v_2(j) \cdot (1 + e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i_{\max}-j)}) \\ U_{C,0} &= (-1)^{(i_{\max}+1)} \cdot (U_1 \cdot n - U'_2 \cdot m - U_{C,0} \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i_{\max})}) \\ U_{C,0} &= -U_1 \cdot n + U'_2 \cdot m + U_{C,0} \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i_{\max})} \\ M' &= \frac{U'_2}{U_1} = \frac{\frac{U_{C,0}}{U_1} \cdot (1 - e^{-\frac{R}{2L} \cdot \frac{T_{\text{res}}}{2} \cdot (i_{\max})})}{m} + \frac{n}{m} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Für die Annahme eines nicht verlustfreien Systems  $R > 0 \Omega$ , ist das Spannungsübersetzungsverhältnis eine Funktion des Leistungstransfers, in der Gleichung repräsentiert durch  $U_{C,0}$  und  $U_1$ . Zusätzlich hat die Anordnung der anregenden Resonanzhalbperioden innerhalb der Modulationsvektoren (auch bei gewöhnlicher Anregung) eine Auswirkung auf das Spannungsübersetzungsverhältnis. Somit ist eine pauschale Aussage über den möglichen Ausgangsspannungsbereich nicht direkt möglich. Da dieser von allen passiven Bauelementen, dem Leistungsbereich, Spannung  $U_1$ , den Steuerungsvektoren und der Makroperiodenlänge abhängt. Es bietet sich an, die vereinfachte Berechnung auf Gültigkeit zu überprüfen. Hierfür wird für jeden Steuerungsvektorensatz bei minimaler Eingangsspannung und maximaler Leistung überprüft, ob das Übersetzungsverhältnis den Anforderungen entspricht. In jedem Fall sollte die Makroperiode nicht zu lang gewählt

werden, um den Einfluss der Dämpfung auf das Übertragungsverhalten gering zu halten.

Der physikalisch mögliche Ausgangsspannungsbereich und die Länge der Makroperiode ist in der Anwendung durch technische Designentscheidungen oft weiter eingeschränkt. Zum einen führt eine lange Makroperiode zu subharmonischen Schwingungen, welche zu Geräuschemissionen und erhöhtem Filteraufwand führt. Zum anderen erhöht sich der Einfluss der Dämpfung auf das Übertragungsverhalten, was zu einer Lastabhängigkeit des Übertragungsverhaltens führt. Durch eine Begrenzung der Länge der Makroperiode folgt, dass es auch nur eine begrenzte Anzahl von einstellbaren Übersetzungsverhältnissen geben kann. Wird beispielsweise die maximale Länge einer Makroperiode  $T_m = 14 \cdot \frac{T_{res}}{2}/2$  gewählt, ergeben sich 18 mögliche Spannungsübersetzungsverhältnisse, welche sich über den Wandler einstellen lassen. Um einen Überblick zu geben, werden die möglichen Übersetzungsverhältnisse  $M'$  als Funktion der maximal zulässigen Makroperiodenlänge  $T_m$  in Abb. 3.12 aufgetragen. Mit steigendem  $T_m$  wird die Verteilung der möglichen Über-



**Abbildung 3.12:** Mögliche Spannungsübersetzungsverhältnisse als Funktion der maximalen Makroperiodenlänge exemplarisch für  $M' \leq 1$

setzungsverhältnisse immer dichter, allerdings bleiben Lücken zwischen den einzelnen Übersetzungsverhältnissen. Die Folge ist, dass der Wandler nicht in der Lage ist, einen geschlossenen Spannungsbereich abzudecken. Soll exemplarisch ein Wandler bei  $U_1 = 1 \text{ V}$  einen Spannungsbereich von  $0,75 \text{ V} < U'_2 < 1 \text{ V}$  abdecken, ist es nicht ohne Weiteres möglich, jeden geforderten Arbeitspunkt mithilfe der Steuerung einzustellen. Soll dennoch der gesamte Spannungsbereich abgedeckt werden, muss die Spannung  $U_1$  über einen definierten Bereich einstellbar sein. Dieser Bereich ist mit Spannungshub  $\delta U_1$  bezeichnet und begrenzt in seiner Ausdehnung. Die Berechnungsvorschrift zur Berechnung der Spannung  $U'_2$  wird um diese Größe erweitert.

$$U'_2 = (U_1 + \delta U_1) \cdot \frac{n}{m} \quad (3.35)$$

Im konkreten Beispiel ist bei einer Spannung von  $U_1 = 1 \text{ V}$  der Ausgangsbereich von  $0,75 \text{ V} < U'_2 < 1 \text{ V}$  abzudecken. Die maximale Länge der Makroperiode beträgt  $T_m = 14 \cdot T_{res}/2$ . Das nächstkleinere Übersetzungsverhältnis nach  $D_M = M' = 1$  ist  $D_M = M' = 6/7$ . Folglich muss die Spannung  $U_1$  um  $\delta U_1 = -1/7 \text{ V}$  abgesenkt werden können, um den Spannungsbereich bei  $M' = 1$  abzudecken. Alternativ kann der Bereich ebenfalls bei

einem Übersetzungsverhältnis von  $M' = 6/7$  abgedeckt werden, dies erfordert einen Spannungshub von  $\delta U_1 = 1/6$  V, um durchgängig die Spannung  $U'_2$  einstellen zu können.

## 3.7 Zusammenfassung

Um voraussagen zu können, wie das System auf die in Abschnitt 2.4 beschriebene Anregung reagiert, ist eine Beschreibung Systemverhaltens nötig. Grundlage der Beschreibung bildet das vereinfachte Ersatzschaltbild, welches aus einer Serienverschaltung von  $L$  und  $C$  und zwei geschalteten Spannungen  $u_1$  und  $u'_2$  besteht. Aus diesem Ersatzschaltbild ist eine analytische Beschreibung auf Basis der Differentialgleichung abgeleitet. Auf Basis dieser Beschreibung ist diskutiert wie sich das System im nicht eingeschwungenen Verhält. Auf Basis dieses Verständnisses lässt sich ableiten unter welchen Bedingungen sich für die Ansteuerung aus Abschnitt 2.4 ein eingeschwungener Zustand einstellt. Es zeigt sich ein lastunabhängiges Übertragungsverhalten, welches sich durch die Gestaltung der Steuerungsvektoren beeinflussen lässt. In der Diskussion ist herausgearbeitet wie die Steuerungsvektoren zu gestalten sind, um ein möglichst effizientes Übertragungsverhalten sicherzustellen. Abschließend ist dargestellt in welchem Rahmen die angestellten Vereinfachungen im Ersatzschaltbild zulässig sind und aufgezeigt welche Auswirkung eine Dämpfung auf das Übertragungsverhalten hat.

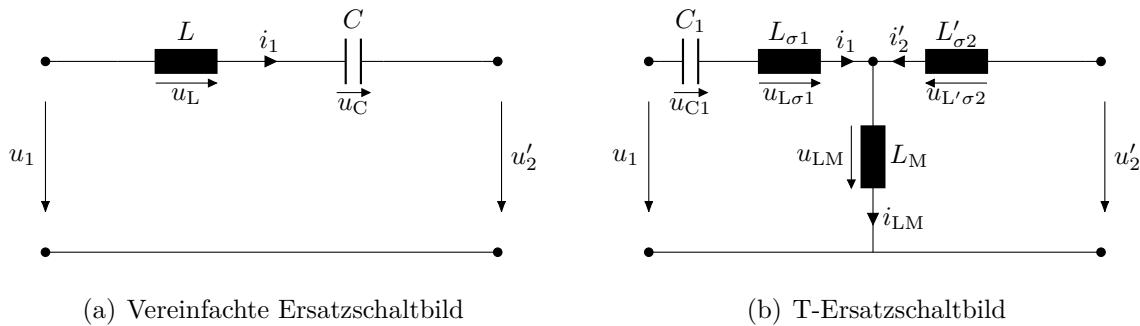
## 4 Einfluss der Modulation auf die Transformatoraussteuerung

---

Auf Basis der dargestellten Berechnungsvorschriften können Effektiv-, Spitzenströme und die Resonanzkondensatorspannung berechnet werden. Diese Größen bilden die Grundlage für die Auslegung der aktiven und passiven Bauelemente. Die Auslegung des Transformators hingegen lässt sich aufgrund der vorgenommenen Vereinfachungen nicht vornehmen. Diese Lücke wird im Folgenden geschlossen. Die Basis bildet eine Betrachtung des Systems im vollständigen T-Ersatzschaltbild. Das Ergebnis der Beschreibung sind die Spannungs- und Stromform der Gegeneininduktivität. Abschließend werden die Konsequenzen für die Anwendung aus der Beschreibung abgeleitet.

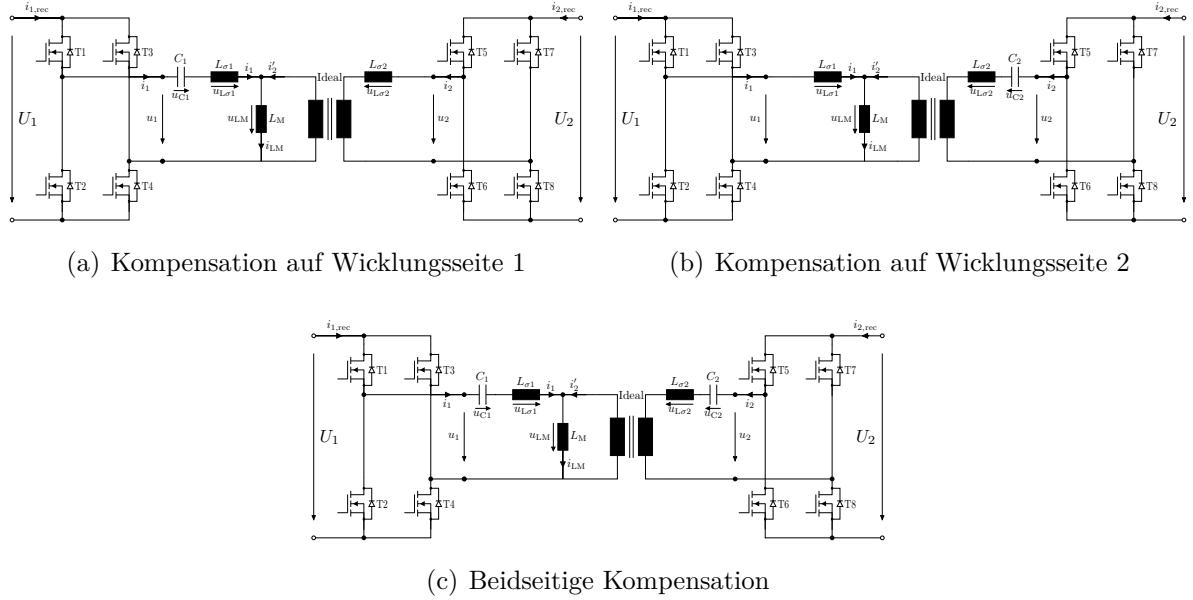
## 4.1 Mathematische Betrachtung des Quantum Control Converters im T-ESB

Für die grundsätzliche Funktionsbeschreibung des QC-Converters, wurde die Vereinfachung getroffen, dass die Gegeninduktivität  $L_M$  im Verhältnis wesentlich größer ist als die Selbstinduktivitäten  $L_{\sigma 1}$  und  $L'_{\sigma 2}$ . Diese Annahme erlaubt die Überführung vom T-Ersatzschaltbild in das vereinfachte Ersatzschaltbild. In der realen Anwendung ist diese Annahme zulässig, wie durch die Messungen belegt werden kann (Abschnitt 3.4). Wird



**Abbildung 4.1:** Gegenüberstellung der Ersatzschaltbilder

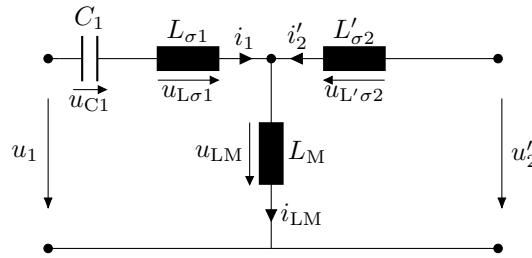
das vereinfachte Ersatzschaltbild Abb. 4.1 (a) im Vergleich zu Abb. 4.1 (b) betrachtet, kann festgestellt werden, dass der Magnetisierungsstrom  $i_{LM}$  durch die Gegeninduktivität nicht ermittelt werden kann. Dieser ist für die Stromform von  $i_1$  oder  $i_2$  aufgrund des Größenverhältnisses zum Resonanzstrom zwar nicht relevant, jedoch gibt der Strom  $i_{LM}$  die Aussteuerung des Transformators vor und ist von Interesse für dessen Auslegung. Aus diesem Grund wird die Berechnung für das vollständige T-Ersatzschaltbild erneut vorgenommen. Durch die Beschreibung im T-Ersatzschaltbild bietet sich ein neuer Freiheitsgrad bei dem Aufbau des Wandlers. Wird das vollständige T-Ersatzschaltbild betrachtet, kann sich der Kondensator auf der Wicklungsseite 1 (Abb. 4.2 (a)) oder Wicklungsseite 2 (Abb. 4.2 (b)) befinden oder alternativ auf beide Wicklungsseiten aufgeteilt werden (Abb. 4.2 (c)). Diese Möglichkeit bietet sich ebenfalls bei der Betrachtung im vereinfachten Ersatzschaltbild an, bleibt jedoch folgenlos für die Strom- und Spannungsformen aufgrund der Knotenfreiheit des Systems. Da die verschiedenen Arten der Konfiguration Einfluss auf die Strom- und Spannungsformen an allen Bauteilen haben, werden die verschiedenen Schaltungen getrennt untersucht.



**Abbildung 4.2:** Physikalischer Aufbau des Konverters bei verschiedenen Kompensationsarten

#### 4.1.1 Kompensation auf Wicklungsseite 1

Die erste Möglichkeit der Kompensation schafft die Wicklungsseite 1. Dies bedeutet, dass der Resonanzkondensator auf der ersten Wicklungsseite 1 platziert ist. Das resultierende Ersatzschaltbild ist in Abb. 4.3 dargestellt. Eine generelle Aussage über das Systemverhalten kann auf Basis der bereits vorliegenden Berechnungen nicht getroffen werden. Aus diesem Grund soll eine Berechnungsvorschrift für die relevanten Größen  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_{LM}$  und  $u_{C1}$  gefunden werden. Die Bestimmung der Größen soll in die Beschreibung mittels Steuerungsvektoren eingebettet werden, weshalb sich die Betrachtung der Differentialgleichung anbietet. Die Betrachtung enthält weiterhin eine Vereinfachung. In der Betrachtung sind die Kapazitätswerte der Kondensatoren zum Stützen von  $U_1$  und  $U_2$  mit einem Wert gegen unendlich angenommen. In der Praxis sollte der Kapazitätswert des Resonanzkondensators um ungefähr drei Größenordnungen kleiner sein als die Zwischenkreiskapazitäten. Dies gewährleistet die Gültigkeit der Beschreibung, da so die Änderung der Resonanzkondensatorspannung  $u_C$  um Faktor 100 bis 1000 größer ist als die der gestützten Ausgangsspannungen  $U_1$  und  $U_2'$ . Die physikalischen Zusammenhänge sind in Gleichung (4.1) aufgeführt und



**Abbildung 4.3:** T-Ersatzschaltbild kompensiert auf Wicklungsseite 1

mit einer Nummerierung versehen, um die Nachvollziehbarkeit zu vereinfachen. Bei den Gleichungen 1 bis 4 handelt es sich um die Bauteilgleichungen der vier passiven Kompo-

nenten. Die Gleichungen 5 bis 8 beschreiben Beziehungen untereinander. Diese werden so umgestellt, dass eine Differentialgleichung zweiter Ordnung für die Spannung  $u_{C1}$  vorliegt. Diese ist in Gleichung (4.2) abgebildet. Eine ausführliche Beschreibung der Berechnung ist im Anhang dargestellt (Abschnitt 9.3).

$$\begin{array}{ll}
 1. \quad u_{L\sigma 1} = L_{\sigma 1} \cdot \frac{di_1}{dt} & 5. \quad 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} - u_{L'\sigma 2} + u'_2 \\
 2. \quad u_{L'\sigma 2} = L'_{\sigma 2} \cdot \frac{di'_2}{dt} & 6. \quad 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} + u_{Lm} \\
 3. \quad u_{Lm} = L_M \cdot \frac{di_{LM}}{dt} & 7. \quad 0 \text{ V} = -u'_2 + u_{L'\sigma 2} + u_{Lm} \\
 4. \quad i_1 = C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} & 8. \quad 0 \text{ A} = i_1 + i'_2 - i_{LM}
 \end{array} \quad \text{Ist} \quad (4.1)$$

die Differentialgleichung zur Beschreibung des Systems ermittelt, wird diese substituiert und anhand des Vorgehens bekannt aus Abschnitt 9.2 gelöst.

$$\begin{aligned}
 \frac{u_1(t) - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2(t)}{C_1 \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)} &= \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + u_{C1}(t) \frac{1}{C_1 \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)} \\
 A &= \frac{u_1(t) - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2(t)}{C_1 \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)} \\
 B &= 0 \\
 C &= \frac{1}{C_1 \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)} \\
 x &= t \\
 y &= u_{C1}
 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Nach Rücksubstitution ergibt sich die gelöste Differentialgleichung mit unbekannten Koeffizienten. Die Winkelresonanzfrequenz  $\omega_{\text{res}}$  des Systems muss für die Beschreibung im T-Ersatzschaltbild neu definiert werden. Dafür wird im Index das resonante kapazitive Element des Resonanzkreises genannt, in diesem Fall  $C_1$  (Gleichung (4.3)). Die Impedanz des System muss ebenfalls neu definiert werden.

$$\begin{aligned}
 A &= \ddot{y}(x) + B \cdot \dot{y}(x) + C \cdot y(x) \\
 y(x) &= \frac{A}{C} + c_1 \cdot \cos(\sqrt{C} \cdot x) + c_2 \cdot \sin(\sqrt{C} \cdot x) \\
 \omega_{\text{res},C1} &= \sqrt{\frac{1}{C_1 \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)}} \\
 Z_{C1} &= \sqrt{\frac{\left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)}{C_1}} \\
 u_{C1}(t) &= \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot t)
 \end{aligned} \quad (4.3)$$

Ist die Differentialgleichung für  $u_{C1}$  gelöst, lässt sich direkt der zugehörige Kondensatorstrom  $i_1$  bestimmen. Sind diese beiden Funktionen bekannt, ist ebenfalls  $i_{LM}$  und als direkte Folge  $i'_2$  bekannt (Gleichung (4.1)). Der vollständige Formelsatz ist in der Gleichung (4.4) gegeben. Der Formelsatz enthält, neben den Konstanten  $c_1$  und  $c_2$ , eine weitere unbekannte Konstante  $c_3$ , welche durch die Lösung des unbestimmten Integrals hinzugekommen ist. Die Beschreibung beginnt zum Startzeitpunkt  $t = 0 \text{ s}$ . Dieser Zeitpunkt lässt sich beliebig festlegen, es müssen jedoch für jeden gewählten Startzeitpunkt die zugehörigen Konstanten

$c_1$ ,  $c_2$  und  $c_3$  ermittelt werden.

$$\begin{aligned}
 u_{C1} &= \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{res,C1} \cdot t) + c_2 \cdot \sin(\omega_{res,C1} \cdot t) \\
 i_1 &= Z_{C1}^{-1} \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{res,C1} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{res,C1} \cdot t)) \\
 i'_2 &= \frac{1}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \cdot t + c_3 - \\
 &\quad Z_{C1}^{-1} \cdot \left( 1 - \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{res,C1} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{res,C1} \cdot t)) \\
 i_{LM} &= \frac{1}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \cdot t + c_3 + \\
 &\quad Z_{C1}^{-1} \cdot \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{res,C1} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{res,C1} \cdot t))
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

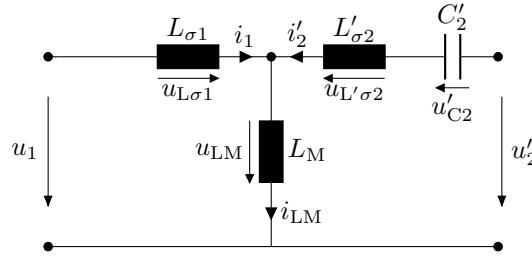
Um das Verständnis des Ergebnisses zu vereinfachen, soll die Verteilung der Ströme analysiert werden. Den Ausgangspunkt bildet der Strom  $i_1$ , da dieser in  $i'_2$  und  $i_{LM}$  enthalten ist. Im Formelsatz (Gleichung (4.5)) wird  $Z_{C1}^{-1} \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{res,C1} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{res,C1} \cdot t))$  durch  $i_1$  ersetzt.

$$\begin{aligned}
 i_1 &= Z_{C1}^{-1} \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{res,C1} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{res,C1} \cdot t)) \\
 i'_2 &= \frac{t}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 + c_3 - \left( \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot i_1 \\
 i_{LM} &= \frac{t}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 + c_3 + \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot i_1
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

In den Gleichungen  $i'_2$  und  $i_{LM}$  zeigt sich, dass sich der Strom  $i_1$  auf beide Pfade aufteilt. Die Höhe des jeweiligen Anteils ist von dem Verhältnis der passiven Komponenten  $L_M$  zu  $L'_{\sigma 2}$  abhängig, da diese einen Stromteiler bilden. Folglich hat der Strom  $i_1$  einen Einfluss auf die Aussteuerung des Transformators, da Anteile des Laststroms in ihm enthalten sind. In einer Gegenüberstellung der ersten beiden Summanden von  $i'_2$  und  $i_{LM}$  zeigt sich, dass beide identisch sind. Dieser Anteil des Magnetisierungsstroms ist ausschließlich in  $i'_2$  enthalten und wird somit auch ausschließlich von Wicklungsseite 2 bereitgestellt. Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass es einen lastabhängigen Anteil im Magnetisierungsstrom gibt, welcher von Wicklungsseite 1 bereitgestellt wird, und einen lastunabhängigen Anteil, welcher von Wicklungsseite 2 gespeist wird. Beide können, je nach Anwendung, unterschiedliche Anteile an der Gesamtaussteuerung haben.

### 4.1.2 Kompensation auf Wicklungsseite 2

Die zweite Möglichkeit der Kompensation bietet sich auf Wicklungsseite 2, was bedeutet, dass der Resonanzkondensator auf der zweiten Wicklungsseite platziert ist. Die Anordnung ist im Ersatzschaltbild dargestellt (Abb. 4.4). Wird das Ersatzschaltbild mit dem aus dem Vorangegangen (Abb. 4.3), zeigt sich



**Abbildung 4.4:** T-Ersatzschaltbild kompensiert auf Wicklungsseite 2

eine gespiegelte Anordnung mit anderer Namensgebung für Ströme, Spannungen und passive Bauelemente. Dies ermöglicht die vorliegende mathematische Beschreibung aus Abb. 4.3 zu nutzen und die Bezeichnungen zu substituieren. Das Ergebnis ist der dargestellte Formelsatz (Gleichung (4.6)).

$$\begin{aligned}
 \omega_{\text{res},C2} &= \sqrt{\frac{1}{C'_2 \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_M + L_{\sigma 1}} \right)}} \\
 Z_{C2} &= \sqrt{\frac{\left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_M + L_{\sigma 1}} \right)}{C'_2}} \\
 u'_{C2} &= - \left( \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u_1 - u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{res},C2} \cdot t) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{res},C2} \cdot t) \\
 i'_2 &= Z_{C2}^{-1} \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{res},C2} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{res},C2} \cdot t)) \\
 i_1 &= \frac{1}{L_M + L_{\sigma 1}} \cdot u_1 \cdot t + c_3 - \\
 &\quad Z_{C2}^{-1} \cdot \left( 1 - \frac{L_{\sigma 1}}{L_M + L_{\sigma 1}} \right) \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{res},C2} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{res},C2} \cdot t)) \\
 i_{LM} &= \frac{1}{L_M + L_{\sigma 1}} \cdot u_1 \cdot t + c_3 + \\
 &\quad Z_{C2}^{-1} \cdot \left( \frac{L_{\sigma 1}}{L_M + L_{\sigma 1}} \right) \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{res},C2} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{res},C2} \cdot t)) \tag{4.6}
 \end{aligned}$$

Neben der eigentlichen Berechnungsvorschrift, lassen sich ebenfalls die gezogenen Schlüsse übertragen. Die Differenzierung zwischen den Darstellungen, Kompensation auf Wicklungsseite 1 und Wicklungsseite 2, wird nicht weiter vorgenommen. In der Anwendung empfiehlt es sich, die kompensierte Wicklungsseite der Wicklungsseite 1 zuzuordnen, da so muss nicht zwischen verschiedenen Beschreibungen differenziert werden muss.

### 4.1.3 Kompensation auf beiden Wicklungsseiten

Die Kompensation kann ebenfalls auf beiden Wicklungsseiten umgesetzt werden. Die Analyse mittels der Differentialgleichung gestaltet sich in diesem Fall schwierig. Die Ursache dafür ist die gestiegene Ordnung des Systems. Es gibt in der Literatur bereits Beschreibungen [56], welche ebenfalls genutzt werden könnten, jedoch wird die Untersuchung der beidseitigen Kompensation im Rahmen dieser Arbeit nicht vorgenommen. Die Begründung für die nicht vorgenommene Untersuchung ist, dass die gestiegene

Ordnung des Systems im Experiment die Ausprägung einer unerwünschten niederfrequenten Schwingung hervorruft. Dabei schwingt die Induktivität  $L_M$  unkontrolliert mit den Resonanzkondensatoren  $C_1$  und  $C_2$ .

## 4.2 Analyse der Randbedingungen im Betrieb

Nachdem die mathematische Beschreibung abgeschlossen ist, sind die Unbekannten  $c_1$ ,  $c_2$  und  $c_3$  der Gleichung zu bestimmen. Zur Lösung sind drei Randbedingungen nötig, davon können zwei direkt aus Abschnitt 3.1 übernommen werden:  $u_{C1}(t = 0\text{s}) = U_{C1,0}$  und  $i_1(t = 0\text{s}) = I_{1,0}$ . Zu Beginn der Berechnung lassen sich  $c_1$  und  $c_2$  mittels der Kondensatorspannung und des Stroms  $i_1$  bestimmen.

$$\begin{aligned} u_{C1}(t = 0\text{s}) &= U_{C1,0} = \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot 0\text{s}) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot 0\text{s}) \\ \Leftrightarrow c_1 &= U_{C1,0} - \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \\ i_1(t = 0\text{s}) &= I_{1,0} = Z_{C1}^{-1} \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot 0\text{s}) + c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot 0\text{s})) \\ \Leftrightarrow c_2 &= Z_{C1} \cdot I_{1,0} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Als neue Randbedingung soll der Strom  $i_{LM}$  in der Gegeninduktivität zum Zeitpunkt  $t = 0\text{s}$  herangezogen werden. Dieser setzt sich aus zwei einzelnen Randbedingungen zusammen: Der aktuelle Wert  $I_{LM,0}$  des linearen Anteils des Stroms  $i_{LM}$ , der abgeschaltete Strom  $I_{1,0}$ , welcher anteilig über den Faktor  $\frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}}$  in  $i_{LM}$  enthalten ist. Somit kann die Randbedingung  $i_{LM}(t = 0\text{s}) = I_{LM,0} + \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot I_{1,0}$  angenommen und so der dritte Koeffizient bestimmt werden (Gleichung (4.8)).

$$\begin{aligned} i_{LM}(t = 0\text{s}) &= \frac{1}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \cdot 0\text{s} + c_3 + \\ &Z_{C1}^{-1} \cdot \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot 0\text{s}) + c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot 0\text{s})) \\ I_{LM,0} + \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot I_{1,0} &= \frac{1}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \cdot 0\text{s} + c_3 + \\ &Z_{C1}^{-1} \cdot \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot \left( - \left( U_{C1,0} - \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot 0\text{s}) + \right. \\ &\quad \left. (Z_{C1} \cdot I_{1,0}) \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot 0\text{s}) \right) \\ \Leftrightarrow I_{LM,0} + \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot I_{1,0} &= 0 + c_3 + Z_{C1}^{-1} \cdot \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot (Z_{C1} \cdot I_{1,0}) \cdot 1 \\ \Leftrightarrow I_{LM,0} + \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot I_{1,0} &= c_3 + \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot I_{1,0} \\ \Leftrightarrow c_3 &= I_{LM,0} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Das Ergebnis ist die vollständige Beschreibung des Verhaltens des Resonanzkreises. Die Größe  $U_{C1,0}$  ist eine Funktion der Leistung und damit nicht allgemein zu bestimmen. Der Strom zum Startzeitpunkt  $I_{1,0}$  wird, wie in Abschnitt 3.1, durch die Forderung nach Betrieb bei Resonanzfrequenz mit 0 A angenommen. Die Frage nach dem Wert für  $I_{LM,0}$  bleibt bestehen. Auch wenn der Strom  $i_1$  einen Einfluss auf die Aussteuerung des Transformators hat, muss er in der Betrachtung des Startwertes nicht berücksichtigt werden, da er im Startzeitpunkt immer den Wert 0 A annimmt. Aus diesem Grund soll nun im lastfreien Fall untersucht werden, welcher Wert für  $I_{LM,0}$  im eingeschwungenen Zustand zu erwarten ist.

Dafür wird der Verlauf von  $i_{LM}$  im Einschaltmoment betrachtet. Die Berechnungsvorschrift zeigt, dass der lineare Anteil des Magnetisierungsstroms ausschließlich durch die Spannung  $u'_2$  und die Reihenschaltung von  $L_M + L'_{\sigma 2}$  vorgegeben ist. Die charakteristischen Größen von  $u'_2$  sind die Amplitude  $U'_2$ , Schaltfrequenz  $f_{\text{sw}}$ ,

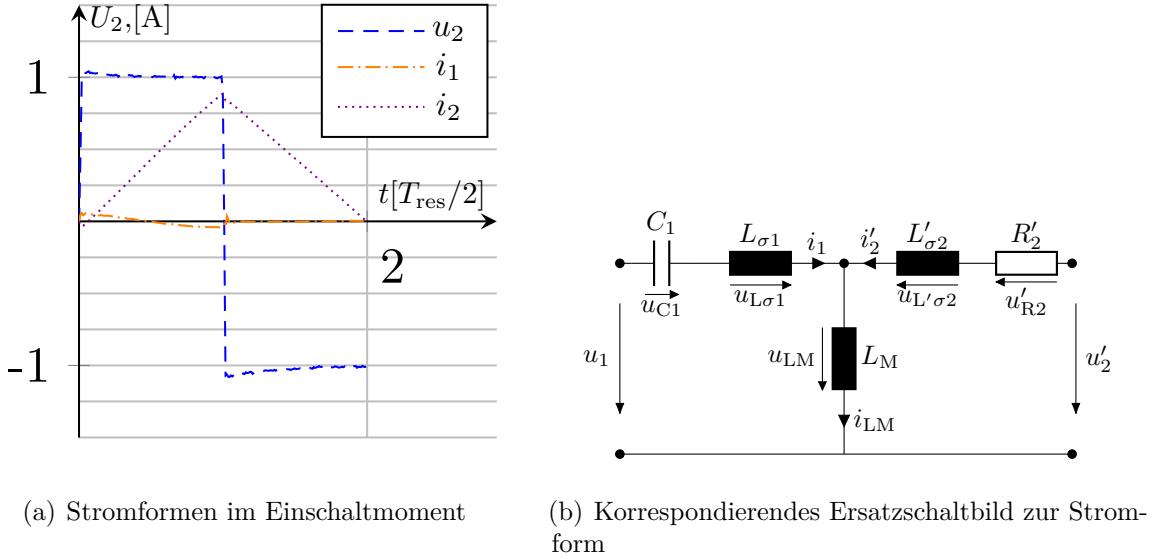
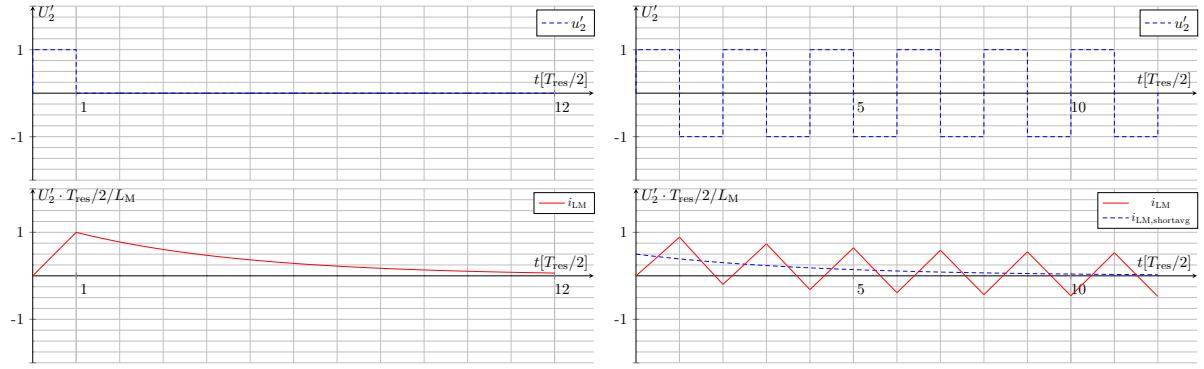


Abbildung 4.5



(a) Stromformen im Einschaltmoment bei einmaliger Anregung (b) Stromformen im Einschaltmoment bei kontinuierlicher Anregung und vorliegender Dämpfung

 Abbildung 4.6: Einfluss der Dämpfung des Systems auf  $i_{LM}$ 

Modulationsvektor  $mv_2$  und der Polaritätsvektor  $pv_2$  der Wicklungsseite 2. Es wird für die Betrachtung eine durchgehende und gewöhnliche Anregung auf beiden Wicklungsseitenseiten angenommen:  $mv_1 = mv_2 = [1, 1]$ ,  $pv_1 = pv_2 = [1, -1]$ . Dazu sind folgende Startwerte zu dem Arbeitspunkt ohne Leistungstransfer zum Startzeitpunkt definiert:  $I_{LM,0} = 0 \text{ A}$ ,  $U_1 = U_2'$  und  $U_{C1,0} = 0 \text{ V}$ . Wird die erste Halbperiode in Abb. 4.5 (a) betrachtet, steigt der Strom  $i_{LM}$  und somit  $i_2'$  nahezu mit der konstanten Steigung  $U_2'/(L_M + L_{\sigma 2}')$ . Zum Ende der ersten Halbperiode hat der Strom den Endwert  $U_2' \cdot T_{\text{res}}/2/L_M$  erreicht. Zu diesem Zeitpunkt ändert die Spannung  $u_2'$  die Polarität, womit sich ebenfalls die Steigung auf  $-U_2'/(L_M + L_{\sigma 2}')$  ändert. Zum Zeitpunkt  $T_{\text{res}}$  erreicht der Strom wieder den Wert 0 A. Für ein verlustfreies System ist dies der eingeschwungene Zustand, was bedeutet, dass sich die Kurvenform periodisch wiederholt. Jedoch ist jedes System verlustbehaftet, die Auswirkung dieser Eigenschaft wird anhand eines Gedankenexperiments beschrieben und dann messtechnisch überprüft.

Ein parasitärer Widerstand  $R_2'$  der Wicklungsseite 2 ist in das Ersatzschaltbild Abb. 4.5 (b) eingefügt. Die Steuerungsvektoren werden entsprechend  $mv_1 = [1, 0, 0, \dots]$ ,  $mv_2 = [1, 0, 0, \dots]$ ,  $pv_1 = pv_2 = [1, -1, 1, \dots]$  mit  $i_{\text{max}} \rightarrow \infty$  festgelegt. Dazu sind folgende Startwerte zum lastfreien Arbeitspunkt im Einschaltmoment definiert:  $I_{LM,0} = 0 \text{ A}$ ,  $U_1 = U_2'$  und  $U_{C1,0} = 0 \text{ V}$ . Wie in Abb. 4.6 (a) dargestellt, wird das System mit der

Spannung  $u'_2$  einmalig mit positiver Spannung angeregt. Im Anschluss entspricht die Spannung  $u'_2 = 0 \text{ V}$ . Nach der ersten Resonanzhalbperiode klingt der Strom entsprechend der  $e$ -Funktion mit dem Exponenten  $(-R'_2/2L_M) \cdot t$  ab und geht asymptotisch gegen  $0 \text{ A}$ . Dabei gilt es zu beachten, dass die Zeitkonstante der  $e$ -Funktion deutlich größer als die Dauer der Resonanzperiode ist. Dies ist in der Zeichnung nicht maßstäblich abgebildet. Ist nun der Steuerungsvektorensatz entsprechend  $mv_1 = mv_2 = [1, 1]$ ,  $pv_1 = pv_2 = [1, -1]$  gewählt, zeigt sich folgendes Bild (Abb. 4.6 (b)). Betachtet wird der Magnetisierungsstrom  $i_{LM}$  im gleitenden Mittelwert über eine Resonanzperiode. Dieser entspricht einem Gleichanteil in der Gegeninduktivität. Diese Gleichgröße wird durch die Dämpfung beeinflusst und konvergiert somit gegen Null. Die logische Konsequenz ist, dass sich der Magnetisierungsstrom selbstständig eine Mittelwertfreiheit über die Zeit anstrebt. Die messtechnische Überprüfung zeigt in Abb. 4.7 das beschriebene Verhalten. Es

$$\begin{aligned} U'_2 &= 50 \text{ V}, f_{\text{res}} = 117,924 \text{ kHz}, L_M + L'_{\sigma 2} = 120 \mu\text{H} \\ mv_1 &= mv_2 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1] \\ pv_1 &= pv_2 = [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1] \end{aligned}$$

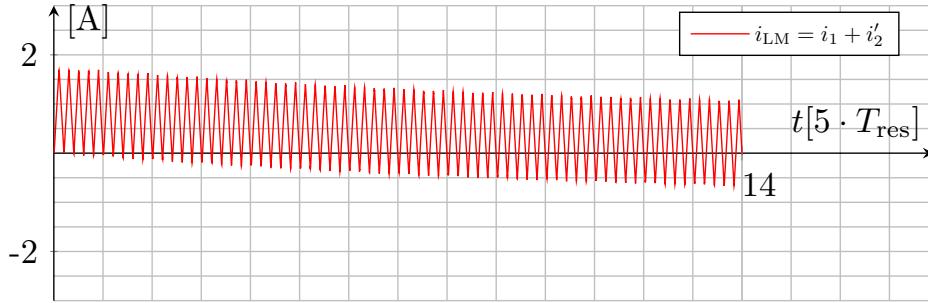


Abbildung 4.7: Symmetrierungsvorgang von  $i_{LM}$  in der Anwendung

gilt zu beachten, dass es sich um eine indirekte Messung handelt, da der Strom  $i_{LM}$  keine direkt messbare Größe ist. Es wurden die Ströme  $i_1$  und  $i'_2$  gemessen und die Summe gebildet, um  $i_{LM}$  zu ermitteln. Soll das System direkt im eingeschwungenen Zustand ohne Betrachtung der Dämpfung beschrieben werden, muss der Startwert so gewählt werden, dass sich der Magnetisierungsstrom bereits in der ersten Periode symmetrisch um den Nullpunkt bewegt und somit mittelwertfrei ist. Bei kontinuierlicher und gewöhnlicher Anregung ist der Startwert entsprechend  $I_{LM,0} = -U'_2 \cdot T_{\text{SW}} / (L_M + L'_{\sigma 2}) / 4$  zu wählen.

## 4.3 Anwendung der Modulation im vollständigen Ersatzschaltbild

Es wurde bereits messtechnisch belegt, dass die getroffenen Vereinfachungen in einigen Arbeitspunkten zulässig sind. Nun soll allgemein dargestellt werden, wie sich die Erkenntnisse bezüglich des Übertragungsverhaltens aus den vorangegangenen Kapiteln auf das vollständige Ersatzschaltbild übertragen lassen. Unter Verwendung des L-Ersatzschaltbildes kann die Überführung vorgenommen werden. Im ersten Schritt sind die charakteristischen Größen  $\omega_{\text{res},C1}$  und  $Z_{C1}$  in das L-Ersatzschaltbild zu überführen. Dafür werden

die Definitionen für  $L_s$  und  $L_p$  aus Abschnitt 2.2 genutzt.

$$\begin{aligned}
 \omega_{\text{res,C1}} &= \sqrt{\frac{1}{C_1 \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)}} & = \sqrt{\frac{1}{C_1 \cdot L_s}} \\
 Z_{\text{C1}} &= \sqrt{\frac{\left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)}{C_1}} & = \sqrt{\frac{L_s}{C_1}}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Ebenfalls relevant ist die Beschreibung der Spannung  $u_{\text{C1}}$  und der Strom  $i_1$ , da diese genutzt werden, um das Übertragungsverhalten darzustellen. Diese sind, bis auf den Faktor  $L_M/(L_M + L'_{\sigma 2})$  vor  $u'_2$ , identisch zur Beschreibung aus Abschnitt 3.1.

$$\begin{aligned}
 u_{\text{C1}} &= \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + \left( U_{\text{C1},0} - \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \cos(\omega_{\text{res,C1}} \cdot t) \\
 i_1 &= Z_{\text{C1}}^{-1} \cdot \left( \left( -U_{\text{C1},0} + \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \sin(\omega_{\text{res,C1}} \cdot t) \right)
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Der Grund dafür ist, dass das Übersetzungsverhältnis noch nicht an das L-Ersatzschaltbild angepasst ist. Wird das angepasste Transformator-Spannungsübersteuerungsverhältnis  $\bar{u}_L$  verwendet, ist die Systematik der Berechnungsvorschrift identisch zu der aus Abschnitt 3.1.

$$\begin{aligned}
 u''_2 &= \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot \frac{1}{\bar{u}} \cdot u_2 = \frac{1}{\bar{u}_L} \cdot u_2 \\
 u_{\text{C1}} &= (u_1 - u''_2) + U_{\text{C1},0} - (u_1 - u''_2) \cdot \cos(\omega_{\text{res,C1}} \cdot t) \\
 i_1 &= Z_{\text{C1}}^{-1} \cdot (-U_{\text{C1},0} + (u_1 - u''_2) \cdot \sin(\omega_{\text{res,C1}} \cdot t))
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Folglich können die Steuerungsvektoren für das alternative Ersatzschaltbild direkt übertragen werden. Eine zusätzliche Erkenntnis ist, dass der Strom  $i_{LM}$  als eigenständige Stromkomponente ohne Auswirkung auf das Übertragungsverhalten zu behandeln ist.

## 4.4 Transformatoriaussteuerung in der Praxis

Aus der Betrachtung mittels einer mathematischen Beschreibung sollen nun die Konsequenzen für die Anwendung abgeleitet werden. Dabei stehen die Anforderungen an den physikalischen Aufbau im Mittelpunkt. Im ersten Schritt wird  $i_{LM}$  in drei (voneinander unabhängige) Anteile unterteilt (Gleichung (4.12)). Der lastabhängige Anteil von  $i_{LM}$  ist eine Funktion des Stroms  $i_1$ . In den vorangegangenen Kapiteln, unter anderem in (Abschnitt 3.4), sind die Verläufe von  $i_1$  ausführlich behandelt und somit bekannt. Damit ist der lastabhängige Anteil des Magnetisierungsstroms ebenfalls bekannt, da dieser über  $L'_{\sigma 2}/(L_M + L'_{\sigma 2})$  direkt proportional zu  $i_1$  ist. Dabei ist es ausreichend die Ströme zu betrachten, da diese proportional zur Aussteuerung des Transformators sind.

$$\begin{aligned}
 i_{LM} &= \frac{t}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 + I_{LM,0} + \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot i_1 \\
 i_{LM} &= \text{Lastunabhängiger Anteil} + \text{Offset} + \text{Lastabhängiger Anteil}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Jeder der beiden Anteile leistet einen Beitrag zur Aussteuerung des Transformators. Der lastabhängige Anteil erreicht sein Maximum zum Zeitpunkt  $t = T_{\text{res}}/4$ , wenn der sinusförmige Strom  $i_1$  sein Maximum erreicht. Hingegen erreicht der lastunabhängige Anteil zum Zeitpunkt  $t = T_{\text{res}}/2$  sein Maximum. Um festzustellen, in welchem Verhältnis diese beiden Stromanteile zueinander stehen, wird das prozentuale Verhältnis des lastabhängigen Anteils zum lastunabhängigen Anteil berechnet. Dies ermöglicht es eine allgemeine Aussage über die Aussteuerung treffen zu können (Gleichung (4.13)). Diskutiert wird der Sachverhalt dennoch an einem Fallbeispiel, dessen Randbedingungen aus der Anwendung abgeleitet sind:  $U'_2 = 250 \text{ V}$ ,  $i_1(t = T_{\text{res}}/4 = T_{\text{SW}}/4) = 60 \text{ A}$ ,  $f_{\text{SW}} = 117 \text{ kHz}$ ,  $L'_{\sigma 2} = 3,788 \mu\text{H}$ .

$$\begin{aligned}
 \frac{\text{Spitzenwert lastabhängiger Anteil}}{\text{Spitzenwert lastunabhängiger Anteil}} &= \frac{\left(\frac{L'_{\sigma 2}}{L_M + L'_{\sigma 2}}\right) \cdot i_1}{\frac{t}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2} \\
 \Leftrightarrow \frac{\text{Spitzenwert lastabhängiger Anteil}}{\text{Spitzenwert lastunabhängiger Anteil}} &= \frac{L'_{\sigma 2} \cdot i_1(t = T_{\text{SW}}/4)}{T_{\text{SW}}/4 \cdot u'_2} \\
 \Leftrightarrow \frac{\text{Spitzenwert lastabhängiger Anteil}}{\text{Spitzenwert lastunabhängiger Anteil}} &= \frac{3,788 \mu\text{H} \cdot 60 \text{ A}}{2,14 \mu\text{s} \cdot 250 \text{ V}} \\
 \Leftrightarrow \frac{\text{Spitzenwert lastabhängiger Anteil}}{\text{Spitzenwert lastunabhängiger Anteil}} &= 0,42
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Im ungünstigsten Arbeitspunkt beträgt der lastabhängige Anteil des Magnetisierungsstroms 42% des lastunabhängigen Anteils. Der lastunabhängige Anteil ist vorgegeben und lässt sich im Normalfall nur durch ein besseres Design der magnetischen Komponente reduzieren. Als Schlussfolgerung sollte der lastabhängige Anteil im Verhältnis zum lastunabhängigen Anteil möglichst gering sein, um so die Verluste möglichst gering zu halten. Beeinflussen lässt sich das Verhältnis, nach Gleichung (4.13), nur durch eine Reduzierung der Schaltfrequenz oder eine Reduzierung der Streuinduktivität  $L'_{\sigma 2}$ . Eine Reduzierung der Schaltfrequenz ist keine Option, da dies zu größeren passiven Komponenten führt [57]. Somit muss es das Ziel sein  $L'_{\sigma 2}$  möglichst klein zu halten. Dies steht im Widerspruch zu Abschnitt 3.5, indem ein möglichst großes  $Z = \sqrt{L/C}$  gefordert ist, um die Amplitudenvariation des Stroms klein zu halten. Folglich sollte bei der Auslegung darauf geachtet werden, dass  $L_{\sigma 1}$  groß und  $L'_{\sigma 2}$  klein ist. Wenn die resultierende Aussteuerung für einen gegebenen Aufbau berechneten werden soll ist dies nicht ohne weiteres möglich, da die beiden Stromkomponenten einen Phasenversatz von  $90^\circ$  aufweisen. Folglich kann die Erhöhung durch den lastabhängigen Anteil erst nach der Grundschwingungsanalyse angenähert werden (Gleichung (4.14)).

$$i_{LM}^1 = \frac{t}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \cdot \sqrt{\frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot i_1}{T_{\text{SW}}/4 \cdot u'_2}^2} \tag{4.14}$$

Nun soll der Einfluss der Modulationsparameter beschrieben werden. Dafür sind die Steuerungsvektoren so gewählt, dass sich ein Spannungsübersetzungsverhältnis von  $U_1 > U'_2$  einstellt. Durch die reduzierte Amplitude der Spannung  $U'_2$  reduziert sich proportional die Aussteuerung des Transformators. Exemplarisch werden die Steuerungsvektoren wie folgt gewählt: Gewöhnliche Anregung,  $mv_1 = [1, 1, 0, 1, 1, 0]$  und  $mv_2 = [1, 1, 1, 1, 1, 1]$ . Daraus ergibt sich ein Spannungsübersetzungsverhältnis von  $M' = 2/3$ , was zu einer Reduktion der Aussteuerung des Transformators um  $1/3$  führt. Die Richtigkeit der Annahme wird durch die Messergebnisse in Abb. 4.8 bestätigt. Alternativ kann es der Fall sein, dass die Wicklungsseite 1 kontinuierlich angeregt und die Steuerungsvektoren der Wicklungsseite 2 angepasst werden ( $U_1 < U'_2$ ). Für das praktische Beispiel dienen folgende Steuerungsvektoren:  $mv_1 = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]$  und  $mv_2 = [1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0]$  bei gewöhnlicher Anregung. Es stellt sich ein Spannungsübersetzungsverhältnis von  $M' = 5/3$  ein, abgebildet in Abb. 4.9 (a). Wie im vorangegangenen Beispiel ist der Strom  $i_{LM}$  eine Funktion der Spannung  $u'_2$ . Der Transformator wird die ersten drei Resonanzhalbperioden kontinuierlich angeregt und zeigt die bekannten Verläufe. Für die folgenden Resonanzhalbperioden bleibt  $i_{LM}$  aufgrund von  $u'_2 = 0 \text{ V}$  näherungsweise konstant. Das Ergebnis ist, dass die Aussteuerung während

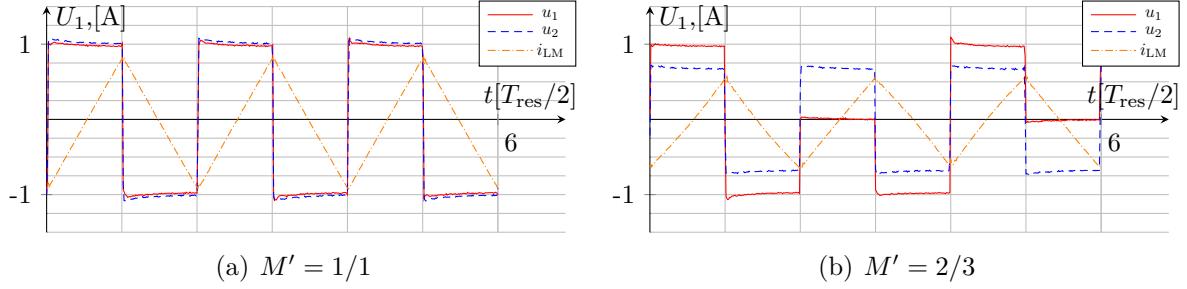


Abbildung 4.8: Amplitude von  $i_{LM}$  bei unterschiedlichen  $M'$

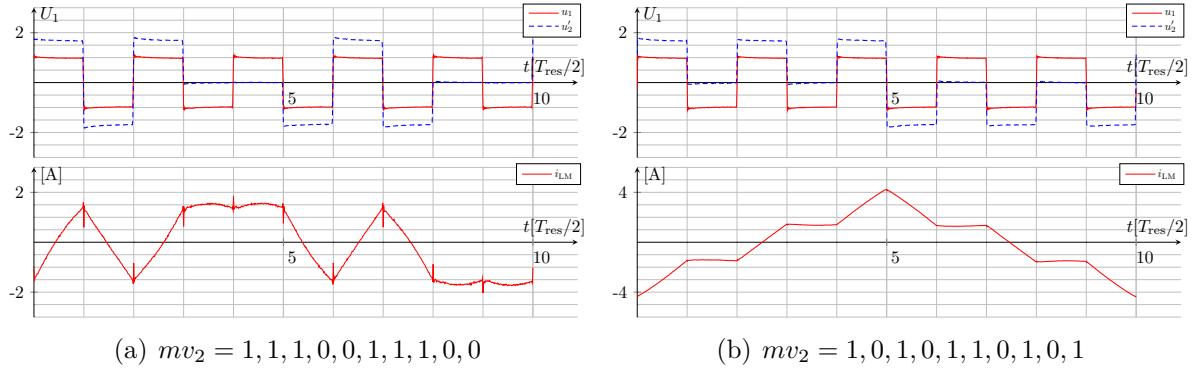


Abbildung 4.9: Einfluss der Gestaltung der Steuerungsvektoren auf die Amplitude von  $i_{LM}$

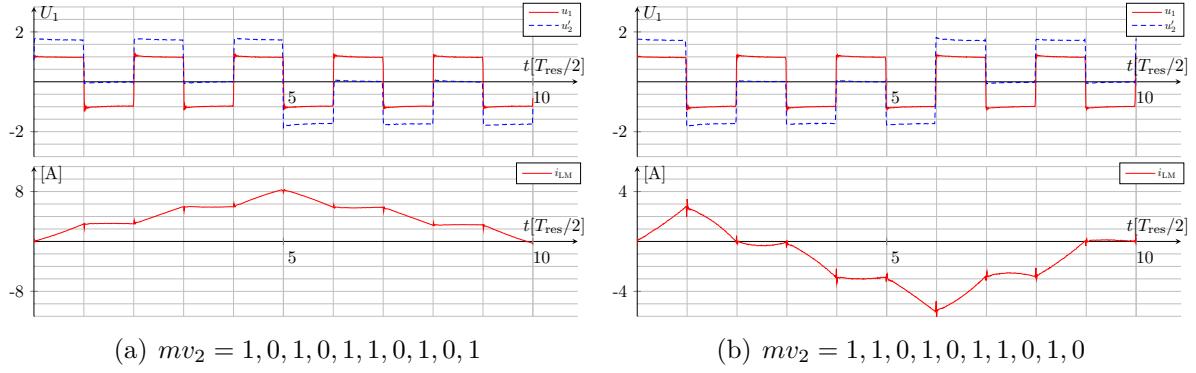
der ersten Resonanzhalbperioden um Faktor 5/3 zunehmen. In den darauf folgenden zwei Resonanzhalbperioden bleibt  $i_{LM}$  und der Fluss im Kernmaterial erneut konstant.

Wie der Abb. 4.9 (a) zu entnehmen, symmetriert sich der Magnetisierungsstrom um den Mittelpunkt (0 A) herum.

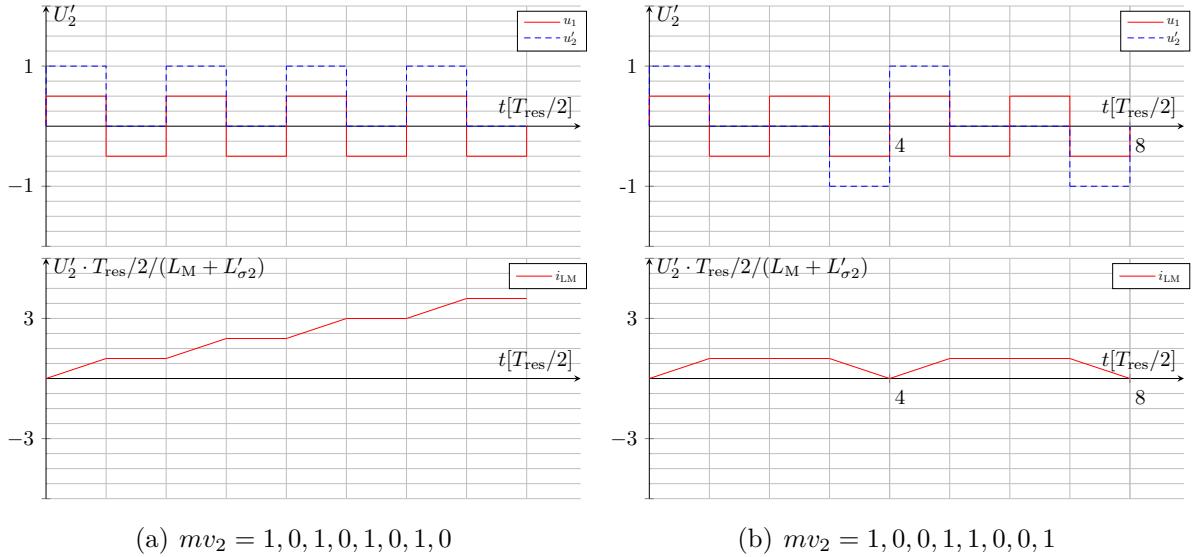
Im Abschnitt 3.4 wurde erläutert, dass die Gestaltung des Modulationsvektors Einfluss auf die Höhe des Effektivstroms im Resonanzkreis hat. Die geringste Effektivstrombelastung tritt dann auf, wenn die Anregungen und Freiläufe möglichst symmetrisch über die Makroperiode verteilt sind. Dementsprechend wird der Modulationsvektor  $mv_2$  angepasst zu  $mv_2 = [1, 0, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1]$  und die Auswirkung auf den Magnetisierungsstrom in Abb. 4.9 (b) beurteilt. Durch das abwechselnde Anregen und Freilaufen entwickelt sich der Magnetisierungsstrom innerhalb der ersten fünf Resonanzhalbperioden ausschließlich in positive Richtung, was zu einer erhöhten Aussteuerung des Transformators führt. Abschließend kann festgehalten werden, dass die Gestaltung der Steuerungsvektoren Einfluss auf die Verluste im Kernmaterial hat.

Es muss zusätzlich zum Betrieb im eingeschwungenen Zustand der Verlauf von  $i_{LM}$  zum Startzeitpunkt betrachtet werden. Zu diesem Startzeitpunkt bewegt sich der Magnetisierungsstrom nicht symmetrisch um den Nullpunkt. Ein exemplarischer Verlauf für den Verlauf bei  $mv_2 = [1, 0, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1]$  ist in der Abb. 4.10 (a) ebenfalls gegeben. Diese Ansteuerung könnte zur Sättigung führen und muss deshalb möglichst vermieden werden. Hierfür müssen die Steuerungsvektoren so angepasst werden, dass die Polarität der Anregung möglichst zum Ende des ersten Viertels der Makroperiode wechselt (Abb. 4.10 (b)).  $mv_2 = [1, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0]$  ist für die Messung so gestaltet, dass die Aussteuerung beim Einschaltvorgang im nicht eingeschwungenen Zustand möglichst gering ist.

Alternativ kann eine Sättigung des Transformators auch im eingeschwungenen Zustand auftreten, wenn eine grundsätzlich falsche Gestaltung der Steuerungsvektoren gegeben ist. Die Spannungszeitflächen von



**Abbildung 4.10:** Entwicklung von  $i_{LM}$  im Einschaltmoment



**Abbildung 4.11:** Einfluss von unipolarer Anregung auf  $i_{LM}$  im Einschaltmoment

$u'_2$  über eine Makroperiode muss immer 0 ergeben, da es sonst zu einer unipolaren Aussteuerung des Transformatoren kommt. Exemplarisch hierfür kann der Modulationsparametersatz  $mv_1 = [1, 1]$  und  $mv_2 = [1, 0]$  bei gewöhnlicher Anregung dienen. Es zeigt sich in Abb. 4.11 (a), dass die Spannung abwechselnd den Wert  $U'_2$  und 0 V annimmt und somit nicht mittelwertfrei ist. Es folgt ein kontinuierlicher Anstieg des Magnetisierungsstroms, der in der Praxis bis zur Sättigung des Transformatoren ansteigt. Soll das gewünschte Übersetzungsverhältnis von  $M' = 2$  trotzdem eingestellt werden, müssen die Steuerungsvektoren so angepasst werden, dass die Makroperiodenlänge verdoppelt und die Steuerungsvektoren so gestaltet werden, dass eine bipolare Aussteuerung vorliegt (Abb. 4.11 (b):  $mv_1 = [1, 1, 1, 1]$ ,  $pv_1 = [1, -1, 1, -1]$ ,  $mv_2 = [1, 0, 0, 1]$   $pv_2 = [1, -1, 1, -1]$ ). Die Steuerungsvektoren der ersten Wicklungsseite lassen sich beliebig gestalten, da die Spannung  $u_1$  bei gegebener Kompensation auf Wicklungsseite 1 keinen Einfluss auf die Transformatoraussteuerung hat.

## 4.5 Zusammenfassung

Die Analyse des T-Ersatzschaltbildes mittels seiner Differentialgleichung zeigt, dass sich der Strom durch die Gegeninduktivität aus zwei einzelnen Stromkomponenten zusammensetzt. Einer abhängig vom an gefahrenen Lastpunkt und der zweite beeinflusst durch die geschaltete Spannung der Wicklungsseite,

welche nicht kompensiert (über keinen Resonanzkondensator verfügt) ist. Dabei wird der lastabhängige Anteil von der kompensierten und der lastunabhängige Anteil des Magnetisierungsstrom von der nicht kompensierten Seite bereitgestellt.

Auf Basis der vorliegenden Beschreibung ist analysiert und argumentiert unter welchen Bedingungen der eingeschwungene Zustand gegeben ist und Randbedingungen daraus abgeleitet. Die zentrale Erkenntnis ist, dass sich der lastunabhängige Anteil der Magnetisierungsstroms selbstständig eine Mittelwertfreiheit anstrebt.

Auf Basis des vollständigen Verständnisses ist herausgearbeitet, dass bei der Anordnung und Aufbau der passiven Komponenten darauf geachtet werden muss, dass die eingebrachte Induktivität auf der nicht kompensierten Seite möglichst gering ist.

Ebenfalls diskutiert ist, dass sich die Beschreibung aus Kapitel 3 einfach auf das T-Ersatzschaltbild übertragen lässt. Final ist dargestellt wie die Steuerungsvektoren im Hinblick auf die Transformatoraussteuerung zu gestalten sind, um einen möglichst effizienten und stabilen Betrieb zu ermöglichen.

# 5 Grundlagen der Schaltentlastung

Auf Basis der in den vorherigen Kapiteln erarbeiteten Zusammenhänge lässt sich ein Wandler für die gewünschte Anwendung auslegen. Der Wirkungsgrad eines exemplarischen Aufbaus wird in verschiedenen Arbeitspunkten aufgenommen, um die Qualität des Wandlers zu evaluieren. Das Ergebnis sind die abgebildeten Wirkungsgradkurven (Abb. 5.1). In der Abbildung dargestellt ist der Wirkungsgradverlauf als Funktion der Leistung  $P_1$  für verschiedene Makrotastgrade bei einer Spannung von  $U_1 = 500$  V. Während der Messungen entspricht die Schaltfrequenz der Resonanzfrequenz und die Totzeit ist so kurz gewählt wie möglich. So wird garantiert, dass ein möglichst kleiner Ein- und Abschaltstrom zu jedem Schaltvorgang vorliegt. Diese Betriebsart wird im weiteren Verlauf der Arbeit als Minimum Current Switching (MCS) bezeichnet.

Die Motivation ist es, den Wirkungsgrad des Wandlers zu steigern, indem die Schaltverluste reduziert werden. Die Basis bildet das Verständnis des schaltentlasteten Betriebs der H-Brücke. Dafür muss das Klemmenverhalten der Vollbrücke durch ein passives Bauelement abgebildet und die Randbedingungen der Schaltentlastung ermittelt werden.

Zu Beginn wurde die Vereinfachung getroffen, dass ein MOSFET entweder im perfekt leitenden oder sperrenden Zustand sein kann. Besonders kritisch ist diese Vereinfachung während des Wechsels zwischen diesen Zuständen, da dieser Vorgang nur mit begrenzter Geschwindigkeit stattfindet und verlustbehaftet ist. Aus diesem Grund wird die getroffene Vereinfachung für den Schaltmoment aufgehoben. Die Analyse erfolgt auf vereinfachter technischer Ebene und geht nicht auf die physikalischen Zusammenhänge innerhalb des Halbleiters ein.

Abb. 5.2 a) zeigt den Abschaltvorgang eines MOSFETs. Zu Beginn ( $t = t_0$ ) führt der MOSFET den Strom  $i_{DS} = I_{DS}$  und es zeigt sich kein Spannungsabfall über dem Schalter  $u_{DS} = 0$  V. Wird der MOSFET nun zum Zeitpunkt  $t = t_1$  abgeschaltet, steigt die Spannung  $u_{DS}$  an. Zeitgleich sinkt der Strom  $i_{DS}$  durch den Schalter bis zum Zeitpunkt  $t = t_2$ . Ebenfalls zum Zeitpunkt  $t_2$  erreicht die Spannung  $u_{DS}$  ihr Maximum  $u_{DS} = U_{DS}$ . Der Abschaltvorgang ist abgeschlossen. Somit ist der MOSFET nicht mehr leitend. Die Strom- und Spannungsverläufe werden während des Schaltvorgangs als linear angenommen. Die Verlustenergie während der Schaltvorgangs lässt sich aus dem Integral des Produktes der zeitabhängigen

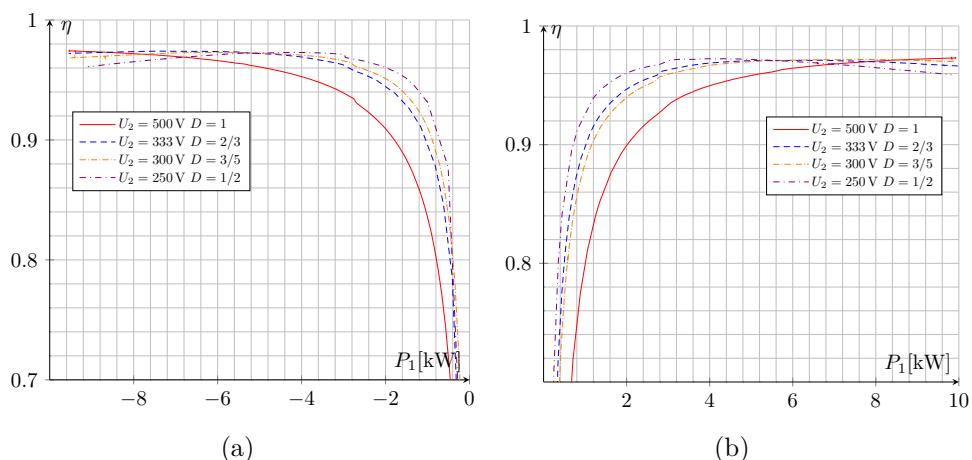
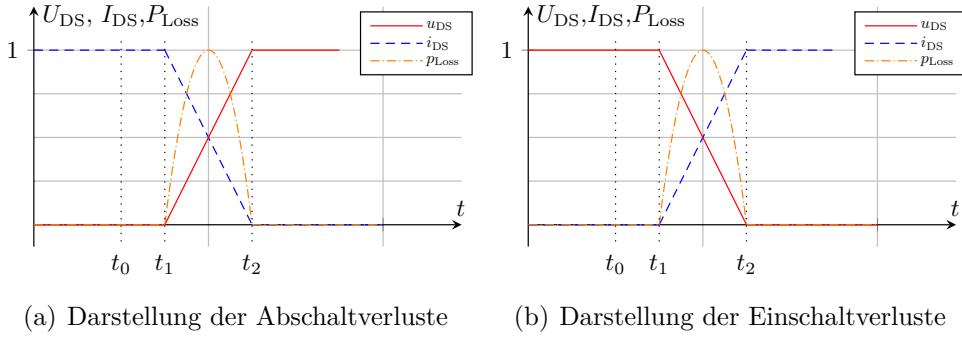


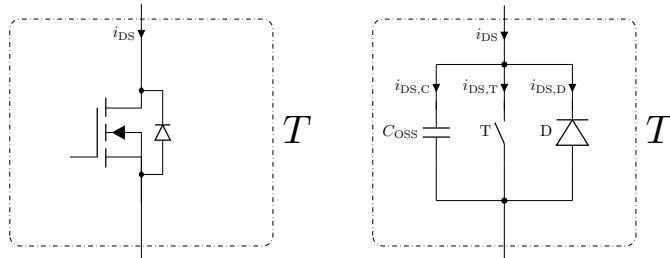
Abbildung 5.1: Wirkungsgrad im Betrieb bei MCS



**Abbildung 5.2:** Schaltverluste in Halbleitern

Größen  $i_{DS}$  und  $u_{DS}$  vom Zeitraum  $t_1$  bis  $t_2$  ermitteln. Abschaltverluste sind, bei konstanter Schaltzeit ( $t_2 - t_1$ ), folglich proportional zur Spannung  $U_{DS}$  und zum Strom  $I_{DS}$ .

Nun wird der Einschaltvorgang betrachtet (Abb. 5.2 b). Zu Beginn des Einschaltvorgangs entspricht die Spannung  $u_{DS} = U_{DS}$  und der Strom  $i_{DS} = 0$  A. Wird nun der Schalter eingeschaltet, sinkt die Spannung über dem Schalter linear bis zu  $u_{DS} = 0$  V. Zeitgleich steigt der Strom bis zum Zeitpunkt  $t = t_2$  auf sein Maximum  $i_{DS} = I_{DS}$ . Die Verlustenergie lässt sich äquivalent zum Abschaltvorgang berechnen. Auch in diesem Fall sind die Verluste proportional zur Spannung  $U_{DS}$  und zum Strom  $I_{DS}$ . Im Gegensatz zu den Abschaltverlusten ist der Einschaltvorgang nicht verlustfrei wenn der Strom  $I_{DS} = 0$  A entspricht. Der Grund dafür ist, dass der Schalter im geschlossenen Zustand über eine geladene Ausgangskapazität  $C_{oss}$  (Vergleich Abb. 5.3) verfügt. Die gespeicherte Energie im Schalter zum Zeitpunkt  $t = t_1$  entspricht  $1/2 \cdot U_{DS}^2 \cdot C_{oss}$ . Diese Energie muss beim Schaltvorgang in Verlustleistung umgesetzt werden, damit der Energieerhaltungssatz gültig ist. Das Ziel der Schaltentlastung ist es,  $C_{oss}$  vor dem Schaltvorgang zu entladen und so die Einschaltverluste zu reduzieren. Mit Hilfe des Ersatzschaltbildes (Abb. 5.3) des MOSFETs lässt sich der Entladevorgang beschreiben. Das Ersatzschaltbild enthält drei Komponenten,



**Abbildung 5.3:** Vereinfachte Ersatzschaltbild eines MOSFET

welche parallel geschaltet sind: Die bereits erwähnte Ausgangskapazität  $C_{oss}$ , den idealen Schalter  $T$  und die ideale Diode  $D$ . Der Strom  $i_{DS}$  hat damit die Möglichkeit, sich auf drei Pfade aufzuteilen. Um den schaltentlasteten Einschaltvorgang darzustellen, wird das Minimalbeispiel genutzt (Abb. 5.4). Zum Zeitpunkt  $t = t_0$  ist der Schalter geschlossen. Somit entspricht  $u_{DS} = U_{DS}$  und der Kondensator  $C_{oss}$  ist geladen. Ebenfalls zum Zeitpunkt  $t = t_0$  beginnt die Einprägung eines negativen Stroms  $i_{DS} = -I_{DS}$ . Der Strom fließt durch den Kondensator ( $i_{DS} = i_{DS,C}$ ), da der Schalter geöffnet ist und über der Diode die positive Spannung  $u_{DS}$  an und diese somit im sperrenden Zustand ist. Der negative konstante Strom  $-I_{DS}$  führt über den Zusammenhang  $i_{DS,C} = C_{oss} \cdot du_{DS}/dt$  zu einem Entladen des Kondensators mit konstanter Steigung. Die Spannung sinkt bis auf 0 V zum Zeitpunkt  $t = t_1$ . Sobald die Spannung über  $u_{DS}$  einen negativen Wert annimmt, wird die ideale Diode  $D$  leitend. Folglich kommutiert der Strom auf den niederimpedanten Pfad ( $i_{DS} = i_{DS,D}$ ). Weitere Spannungsänderungen von  $u_{DS}$  sind nicht mehr möglich. Findet nun ein Einschalten des Schalters zum Zeitpunkt  $t = t_2$  statt, ist keine Energie in  $C_{oss}$  gespeichert

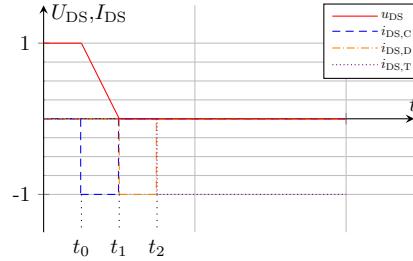


Abbildung 5.4: Schaltentlasteter Schaltvorgang des MOSFETs

und der Schaltvorgang somit verlustarm. Der Schaltvorgang von  $T$  ist schaltentlastet. In der Literatur wird dieser Vorgang als Zero Voltage Switching (ZVS) bezeichnet [58, 59, 60]. Ein weiteres Ziel ist es, die Diodenverluste auf ein Minimum zu reduzieren. Diese setzen sich aus zwei Komponenten zusammen: Leitverluste, welche sich durch einen möglichst kurzen Zeitraum  $t_2 - t_1$  und einen geringen Strom [61] reduzieren lassen und Schaltverluste der Diode, die ihre Ursache in der erzwungenen Kommutation des Stroms im Einschaltmoment des Schalters haben [62]. Im Idealfall findet der Einschaltmoment kurz bevor die Diode leitend wird statt.

Im Folgenden werden die Zusammenhänge auf die Vollbrücke übertragen, um das angestrebte Schaltverhalten in der Anwendung zu ermitteln. Die MOSFETs innerhalb der Vollbrücke in Abb. 5.5 werden durch das vereinfachte Ersatzschaltbild des MOSFETs ersetzt. An den beiden Abgriffen der Halbbrücken wird

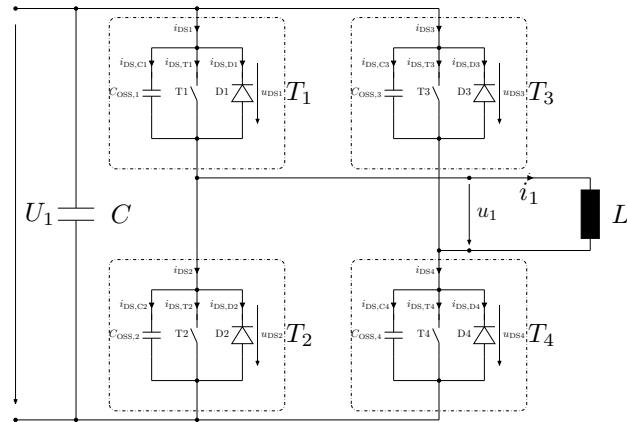
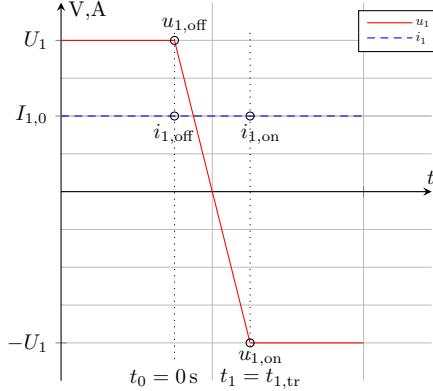


Abbildung 5.5: Erweiterte Ersatzschaltbild der Vollbrücke

eine Induktivität mit dem Wert  $L \rightarrow \infty$  angeschlossen. Der sonst vernachlässigte Eingangskondensator der Vollbrücke  $C_{U1}$  soll für die Betrachtung mit einbezogen werden. Alle Schalter in der Anordnung schalten mit derselben Schaltfrequenz und rufen somit jede Periode einmal Ein- und Abschaltverluste hervor. Diese Verluste sollen nun möglichst reduziert werden. Dafür wird das Konzept ZVS auf die Vollbrücke angewendet.

Für die angestrebte Beschreibung des Umladevorgangs der Vollbrücke sind die Kondensatoren  $C_{oss,1} - C_{oss,4}$  die systembestimmenden Bauelemente. Eine Betrachtung des Gesamtsystems mit vielen passiven Komponenten ist jedoch nicht zweckmäßig. Aus diesem Grund soll für den Zeitraum des Umladevorgangs das Klemmenverhalten der Vollbrücke an der Messstelle  $u_1$  abgebildet werden. Es wird ein Kondensator  $C_{oss,eq,1}$  eingesetzt, welcher den Kapazitätswert des jeweiligen Schaltzustandes widerspiegelt. Jedoch ist es an dieser Stelle nicht ausreichend, einen äquivalenten Kapazitätswert zu berechnen, da zusätzlich der Startwert der Spannung zu Beginn des Umladevorgangs  $u_{1,off}$  und der angestrebte Endwert zum Ende des Umladevorgangs  $u_{1,on}$  bekannt sein müssen. Der Strom zum Abschaltzeitpunkt ist mit  $i_{1,off}$  und zum Einschaltzeitpunkt  $i_{1,on}$  bezeichnet, welche in diesem Beispiel vorgegeben und durch die Randbedingung

$L \rightarrow \infty$  den gleichen Wert aufweisen. Die Größen  $C_{\text{oss,eq},1}$ ,  $u_{1,\text{off}}$  und  $u_{1,\text{on}}$  sind abhängig vom aktuellen und vom angestrebten Schaltzustand, was an einem Beispiel verdeutlicht werden soll. Zu Beginn des



**Abbildung 5.6:** Vereinfachter Umladevorgang einer Vollbrücke

Schaltvorgangs weist die Vollbrücke eine beliebige zulässige Schalterstellung auf. In diesem Fall sind die Schalter T1 und T4 geschlossen und die Schalter T2 und T3 sollen nun unter Anwendung von ZVS mit möglichst geringen Verlusten eingeschaltet werden. Aus der Ausgangsbedingung folgt, dass zum Zeitpunkt  $t = t_0$  die Spannung  $u_{\text{DS},1} = u_{\text{DS},4} = 0 \text{ V}$  und  $u_{\text{DS},2} = u_{\text{DS},3} = U_1$  entsprechen. Es gilt  $u_1(t = t_0) = u_{1,\text{off}} = U_1$ . Die Dauer des Umladevorgangs  $t_1 - t_0$  wird als Transitionszeit  $t_{\text{tr},1}$  bezeichnet. Als Ergebnis des Umladevorgangs zum Zeitpunkt  $t = t_1$  sollen die Spannungen  $u_{\text{DS},1} = u_{\text{DS},4} = U_1$  und  $u_{\text{DS},2} = u_{\text{DS},3} = 0 \text{ V}$  entsprechen:  $u_1(t = t_1) = u_{1,\text{on}} = -U_1$ . Das Vorzeichen des Stroms  $i_1$  ist positiv  $i_{1,\text{off}} = i_{1,\text{on}} > 0 \text{ A}$  definiert. Nun wird der eigentliche Schaltvorgang auf Basis der Randbedingungen beschrieben. Die Schalter T1 und T4 werden geöffnet. Damit sind alle Schalter der Vollbrücke geöffnet. Dieser Zeitraum zwischen den Schaltvorgängen wird Totzeit  $t_{\text{z},1}$  der ersten Vollbrücke genannt. Nun beginnt der Zeitraum zwischen  $t_0$  und  $t_1$ , in welchem die Ausgangskapazitäten  $C_{\text{oss},1} - C_{\text{oss},4}$  das Verhalten der Schaltung bestimmen. Um den Wert  $C_{\text{oss,eq},1}$  zu ermitteln, wird das vereinfachte erweiterte Ersatzschaltbild der Vollbrücke betrachtet Abb. 5.5. Unter der Annahme, dass  $C_{\text{U}1}$  um einige Größenordnungen größer ist als  $C_{\text{oss,eq},1}$ , ergibt sich für den Umladevorgang eine äquivalente Kapazität von  $C_{\text{oss,eq},1} = C_{\text{oss}}$ .

Da viele verschiedene mögliche Umladevorgänge existieren, sind deren Randbedingungen in einer Tabelle aufgeführt (Abb. 5.7). In der ersten Spalte "On" steht, welche Schalter zu Beginn des Schaltvorgangs vor  $t = t_0$  eingeschaltet sind, in diesem Fall T1 und T4. Die zweite Spalte "Turned off" gibt an, welche Schalter im nächsten Schritt zum Zeitpunkt  $t_0$  abgeschaltet werden, in diesem Fall ebenfalls T1 und T4. Nun muss entschieden werden, ob ein positiver oder ein negativer Abschaltstrom vorliegt ( $i_{1,\text{off}} > 0 \text{ A}$  oder  $i_{1,\text{off}} < 0 \text{ A}$ ). In unserem Beispiel ist der Strom  $i_{1,\text{off}} > 0 \text{ A}$ . Die zweite Zeile "Turned on" gibt an welche Schalter eingeschaltet zum Ende des Totzeit eingeschaltet werden sollen. Zum Zeitpunkt  $t_1$  sollen T2 und T3 eingeschaltet werden. Das Ergebnis ist, dass die Vollbrücke während des Umladevorgangs durch eine äquivalente Kapazität  $C_{\text{oss,eq},1} = C_{\text{oss}}$ , welche von  $U_1$  ( $u_{1,\text{off}}$ ) auf  $-U_1$  ( $u_{1,\text{on}}$ ) umgeladen wird, abgebildet werden kann.

Die freien Felder zeigen an, dass in diese Zustände im aktuellen Betriebspunkt nicht gewechselt werden kann. Aus der Tabelle können ebenfalls grundsätzliche Einschränkungen für den schaltentlasteten Betrieb entnommen werden. Sind beispielsweise T1 und T4 aktiv und der Strom  $i_{1,\text{off}}$  negativ, kann kein schaltentlasteter Schaltvorgang stattfinden. Gleicher gilt für T2 und T3 bei Strömen  $i_{1,\text{off}} > 0 \text{ A}$ .

Abschließend können die Randbedingungen für einen maximal effizienten Schaltvorgang definiert werden:

- Reduzierung der Abschaltverluste durch einen möglichst kleinen Abschaltstrom  $i_{1,\text{off}}$
- Reduzierung der Einschaltverluste durch Umladung der äquivalenten Kapazität auf den Spannungs-

On	Turned off	$i_1 > 0 \text{ A}$				$i_1 < 0 \text{ A}$			
		Turned on	T1 & T4	T2 & T3	T1 & T3	T2 u. T4	T1 & T4	T2 & T3	T1 & T3
T1 & T4	T1 & T4			$u_{1,\text{off}} = U_1$ , $u_{1,\text{on}} = -U_1$ , $C_{\text{oss}}$					
	T1					$u_{1,\text{off}} = U_1$ , $u_{1,\text{on}} = 0 \text{ V}$ , $2 \cdot C_{\text{oss}}$			
	T4			$u_{1,\text{off}} = U_1$ , $u_{1,\text{on}} = 0 \text{ V}$ , $2 \cdot C_{\text{oss}}$					
T2 & T3	T2 & T3					$u_{1,\text{off}} = -U_1$ , $u_{1,\text{on}} = U_1$ , $C_{\text{oss}}$			
	T2							$u_{1,\text{off}} = -U_1$ , $u_{1,\text{on}} = 0 \text{ V}$ , $2 \cdot C_{\text{oss}}$	
	T3								$u_{1,\text{off}} = -U_1$ , $u_{1,\text{on}} = 0 \text{ V}$ , $2 \cdot C_{\text{oss}}$
T1 & T3	T1 & T3								
	T1			$u_{1,\text{off}} = 0 \text{ V}$ , $u_{1,\text{on}} = -U_1$ , $2 \cdot C_{\text{oss}}$					
	T3					$u_{1,\text{off}} = 0 \text{ V}$ , $u_{1,\text{on}} = U_1$ , $2 \cdot C_{\text{oss}}$			
T2 & T4	T2 & T4								
	T2					$u_{1,\text{off}} = 0 \text{ V}$ , $u_{1,\text{on}} = U_1$ , $2 \cdot C_{\text{oss}}$			
	T4			$u_{1,\text{off}} = 0 \text{ V}$ , $u_{1,\text{on}} = -U_1$ , $2 \cdot C_{\text{oss}}$					

**Abbildung 5.7:** Resultierende Kapazität  $C_{\text{oss,eq},1}$  für alle Umladevorgänge

wert  $u_{1,\text{on}}$

- Möglichst geringe Diodenschaltverluste und Leitverluste durch die Vermeidung von Diodenleitern

Die Ergebnisse sind auf die zweite Vollbrücke übertragbar.

Ergänzend muss angemerkt werden, dass weder  $C_{\text{oss}}$  noch  $C_{\text{oss,eq},1}$  Werte sind, welche durch Datenblätter bereitgestellt werden. Die in Datenblättern verschiedener Hersteller angegeben Werte [63, 64, 65] beschreiben lediglich das Kleinsignalverhalten der Bauteile, dieser Wert ist somit für die Beschreibung des Umladevorgangs nicht nutzbar. Wird  $C_{\text{oss,eq},1}$  in der Anwendung benötigt, müssen die Umladevorgänge detailliert betrachtet und ein zugehöriger Kapazitätswert welcher das Verhalten abbilden kann abgeschätzt werden. Die Bestimmung von  $C_{\text{oss}}$  ist nicht Bestandteil dieser Arbeit.

# 6 ZVS<sub>active</sub>: Schaltentlastung durch Nutzung des Laststroms

---

Der Strom welcher für den Umladevorgang benötigt wird muss zu jedem Schaltzeitpunkt bereitgestellt werden. Die Kernidee des Ansatzes ist es, den sinusförmigen Laststrom für jeden Umladevorgang zu nutzen. Da der sinusförmige Strom aktiv zum Leistungstransfer beiträgt ist ZVS<sub>active</sub> als Schaltentlastungsstrategie auf Basis von aktiven Stromkomponenten definiert.

Nun soll die Frage beantwortet werden, wie Schaltentlastung in der Anwendung umgesetzt werden kann. Dies geschieht auf Basis einer mathematischen Betrachtung, deren Ergebnis die einzustellenden Parameter für einen schaltentlastenden Betrieb sind. Die einzustellenden Parameter sind:  $f_{sw}$ ,  $t_{z,1}$ ,  $t_{z,2}$  und  $\Phi_{outer}$ . Im ersten Schritt wird qualitativ das angestrebte Verhalten dargestellt. Aus den daraus resultierenden Ergebnissen lassen sich dann Randbedingungen für eine Berechnung ableiten. Sind die Randbedingungen bekannt, wird der Aufbau in das Ersatzschaltbild für den Umladevorgang überführt und mittels seiner Differentialgleichung beschrieben.

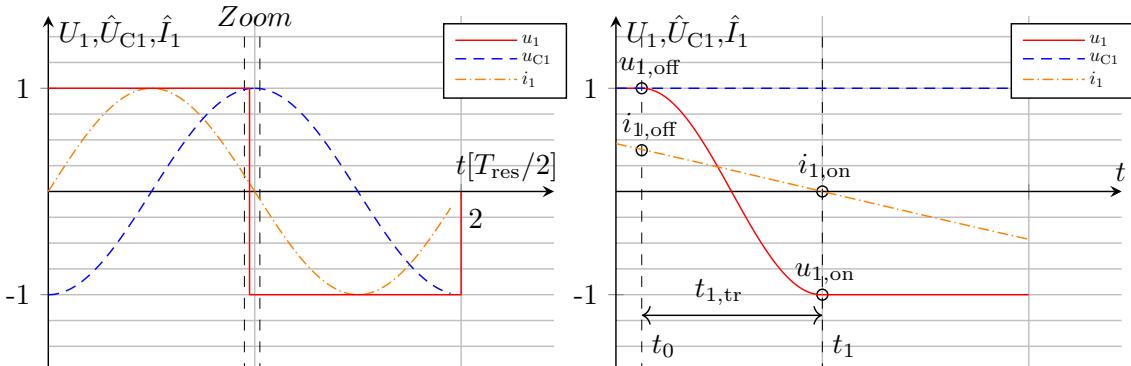
Um die Verluste auf ein Minimum zu reduzieren, müssen beide Vollbrücken schaltentlastet betrieben werden. Wird das vereinfachte Ersatzschaltbild betrachtet ist klar, dass Schaltentlastung in beiden Vollbrücken nicht gleichzeitig stattfinden kann. Der Grund dafür ist, dass die Ströme der ersten und zweiten Vollbrücke entgegengesetzte Vorzeichen aufweisen  $i_1 = -i_2'$ . Somit ist die Bedingung aus der ZVS-Tabelle (Abb. 5.7) niemals gleichzeitig in beiden Vollbrücken erfüllt. Folglich müssen die Umladevorgänge nacheinander stattfinden und auch nacheinander betrachtet werden. Die Untersuchung umfasst die vier möglichen Fälle des Umladevorgangs und deren Randbedingungen. Jeder Umladevorgang ist einem eigenen Abschnitt zugeordnet. In der Übersicht ist die Gliederung der Beschreibung und der Diskussion detailliert aufgelistet.

- Leistungsfluss von Wicklungsseite 1 zu Wicklungsseite 2 dabei eilt Spannung  $u_2'$  der Spannung  $u_1$  nach. Betrachtung des Umladevorgangs von  $u_1$  in Abschnitt 6.1 und von  $u_2'$  in Abschnitt 6.2
- Leistungsfluss von Wicklungsseite 2 zu Wicklungsseite 1 dabei eilt Spannung  $u_1$  der Spannung  $u_2'$  nach. Betrachtung des Umladevorgangs von  $u_2'$  in Abschnitt 6.3 und von  $u_1$  in Abschnitt 6.4
- Diskussion der Schaltentlastung bei  $P_1 = 0 \text{ W}$  in Abschnitt 6.5
- Bewertung des Schaltentlastungsansatzes

Um eine möglichst allgemeingültige Aussage treffen zu können, findet die Analyse im T-Ersatzschaltbild statt. In der Anwendung ist allerdings der Zusammenhang  $L'_{\sigma 2} \ll L_M$  und  $L_{\sigma 1} \ll L_M$  gegeben, womit sich  $L_s \approx L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2}$  und  $L_p \approx L_M$  annehmen lässt.

## 6.1 Signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2; Analyse der Schaltentlastung der ersten Vollbrücke

Den Ausgangspunkt bildet der Betriebspunkt des Wandlers. Der Aufbau wird kontinuierlich und gewöhnlich angeregt mit  $mv_1 = mv_2 = [1, 1]$  und  $pv_1 = pv_2 = [1, -1]$ . Zusätzlich findet ein signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 1 zu Wicklungsseite 2 statt. Für diesen Verlauf sind die Größen  $u_1$ ,  $u_{C1}$  und  $i_1$  in der linken Abbildung (Abb. 6.1) dargestellt. Die Spannung  $u'_2$  und der Strom  $i'_2$  sind für die

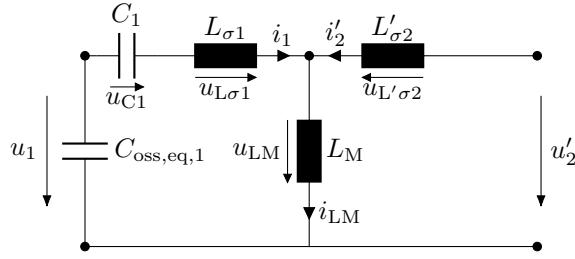


**Abbildung 6.1:** Qualitative Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke

Betrachtung nicht relevant und aus diesem Grund nicht aufgetragen. Als Randbedingung muss lediglich definiert werden, dass die Amplitude  $u'_2$  während des Umladevorgangs als konstant und bekannt angenommen werden kann. In der ersten Resonanzhalbschwingung sind die Schalter T1 und T4 eingeschaltet. Nähert sich der Strom zum Zeitpunkt  $t_0$  dem Nulldurchgang, werden die Schalter T1 und T4 abgeschaltet. Der Zeitbereich von  $t_0$  (Abschaltzeitpunkt) bis  $t_1$  (Einschaltzeitpunkt) ist in der rechten Abbildung (Abb. 6.1) vergrößert dargestellt. Sind die Abschaltbedingungen korrekt gewählt, ist der Umladevorgang abgeschlossen ( $u_1(t = t_1) = u_{1,on} = -U_1$ ) wenn der Strom  $i_1$  zum Zeitpunkt  $t_1$  den Wert 0 A erreicht. Die Totzeit ist so gewählt, dass die Transitionszeit  $t_{tr,1} = t_1 - t_0$  (die Dauer des Umladevorgangs) der Totzeit  $t_{z,1}$  entspricht  $t_{z,1} = t_{tr,1}$ . Damit werden die Schalter T2 und T3 bestmöglich schaltentlastet eingeschaltet: Der Abschaltstrom in T1 und T4 ist möglichst gering, es liegt kein Diodenleiten vor und der Umladevorgang ist vor dem Einschalten abgeschlossen. Sind diese Bedingungen erfüllt, führt dies zum optimalen schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke.

Das gewünschte Verhalten ist nun definiert und lässt sich in Randbedingungen für eine mathematische Betrachtung überführen. Gegeben ist zum Abschaltzeitpunkt lediglich die abgeschaltete Spannung  $u_1$ :  $u_1(t = t_0) = u_{1,off}$ . Für den Einschaltzeitpunkt  $t_1$  wird angestrebt, dass ZVS vollzogen ist ( $u_1(t = t_1) = u_{1,on} = -U_1$ ) und der Strom 0 A entspricht ( $i_1(t = t_1) = i_{1,on} = 0$  A). Durch die mathematische Analyse gilt es herauszufinden, bei welchem Strom  $i_{1,off}$  die stromführenden Schalter auszuschalten sind und welche Zeit  $t_{tr,1}$  die Umladung benötigt, um die Totzeit entsprechend der Transitionszeit  $t_{tr,1}$  zu wählen und so das angestrebte Verhalten zu erreichen. Die Grundlage bildet das Verständnis des Systemverhaltens, welches nun beschrieben wird.

Durch die vorangegangene Beschreibung in Kapitel 5 kann das Klemmenverhalten der Vollbrücke schematisch abgebildet werden (Abb. 6.2). Es wird davon ausgegangen, dass die Resonanzkapazität  $C_1$  ungefähr 2 bis 3 Größenordnungen größer ist als  $C_{oss,eq,1}$ . Diese Annahme ermöglicht es, die Spannungsänderung über dem Resonanzkondensator während des Umladevorgangs zu vernachlässigen, was bedeutet, dass  $u_{C1}$  für den Betrachtungszeitraum einer konstanten Spannungsquelle entspricht. In dieser Betrachtung ist eine



**Abbildung 6.2:** Ersatzschaltbild zur Beschreibung des Umladevorgangs der ersten Vollbrücke

Vernachlässigung des Magnetisierungsstroms nicht sinnvoll, da dieser einen signifikanten Anteil an  $i'_{2,\text{on}}$  und  $i'_{2,\text{off}}$  haben und somit den Umladevorgang der zweiten Vollbrücke beeinflussen könnte.

Es wird eine Differentialgleichung gesucht, welche die Spannung  $u_1$  und damit ebenfalls indirekt den Strom  $i_1$  beschreibt. Auf Basis der Differentialgleichung, lassen sich  $i_{1,\text{off}}$  und  $t_{\text{tr},1}$  bestimmen. Die Grundlage der Ermittlung der Differentialgleichung bilden Bauteil-, Knoten- und Maschengleichungen (6.1):

$$\begin{array}{ll}
 1. & u_{L\sigma 1} = L_{\sigma 1} \cdot \frac{di_1}{dt} \\
 2. & u_{L'\sigma 2} = L'_{\sigma 2} \cdot \frac{di'_2}{dt} \\
 3. & u_{Lm} = L_M \cdot \frac{di_{LM}}{dt} \\
 4. & i_1 = -C_{\text{oss,eq},1} \cdot \frac{du_1}{dt}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{ll}
 5. & 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} - u_{L'\sigma 2} + u'_2 \\
 6. & 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} + u_{Lm} \\
 7. & 0 \text{ V} = -u'_2 + u_{L'\sigma 2} + u_{Lm} \\
 8. & 0 \text{ A} = i_1 + i'_2 - i_{LM}
 \end{array} \quad (6.1)$$

Auf Basis des Gleichungssystems lässt sich die Differentialgleichung für  $u_1$  ermitteln. Die detaillierte Umformung ist im Anhang dargestellt (Abschnitt 9.4). Die Differentialgleichung zur Beschreibung der Spannung  $u_1$  ist ermittelt (Gleichung (6.2)). Um die Differentialgleichung zu lösen, wird eine Substitution vorgenommen und nach bekanntem Schema aus Abschnitt 9.2 gelöst.

$$\begin{aligned}
 \frac{u_{C1} + \frac{L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot u'_2}{C_{\text{oss,eq},1} \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \right)} &= \frac{d^2 u_1}{dt^2} + u_1 \cdot \frac{1}{C_{\text{oss,eq},1} \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \right)} & (6.2) \\
 A &= \frac{u_{C1} + \frac{L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot u'_2}{C_{\text{oss,eq},1} \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \right)} \\
 B &= 0 \\
 C &= \frac{1}{C_{\text{oss,eq},1} \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \right)} \\
 x &= t \\
 y &= u_1
 \end{aligned}$$

Aus der Rücksubstitution resultiert Gleichung (6.3) für die Spannung  $u_1$ . Über die Bauteilgleichung ist folglich auch der Strom  $i_1$  bekannt. Um die Darstellung konsistent zu halten, wird die Winkelfrequenz und die Impedanz des Resonanzkreises neu definiert. In diesem Fall ist die äquivalente Kapazität der ersten Vollbrücke das resonante kapazitive Element der Schaltung. Aus diesem Grund werden die Indizes mit

$C_{\text{oss,eq},1}$  erweitert.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \ddot{y} + \mathbf{C} \cdot y \\
 y(x) &= \frac{A}{C} + c_1 \cdot \cos(\sqrt{C} \cdot x) + c_2 \cdot \sin(\sqrt{C} \cdot x) \\
 \omega_{\text{eq}1} &= \sqrt{\frac{1}{C_{\text{oss,eq},1} \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)}} \\
 Z_{\text{eq}1} &= \sqrt{\frac{\left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right)}{C_{\text{oss,eq},1}}} \\
 u_1(t) &= \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}1} \cdot t) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}1} \cdot t) \\
 i_1 &= Z_{\text{eq}1}^{-1} \cdot (c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}1} \cdot t) - c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}1} \cdot t))
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

Neben den Koeffizienten  $c_1$  und  $c_2$  muss die Transitionszeit  $t_{\text{tr},1}$  bestimmt werden. Für die Lösung der Gleichung mit drei Unbekannten werden drei Randbedingungen benötigt:  $u_1(t = 0 \text{ s}) = u_{1,\text{off}}$ ,  $i_1(t = t_{\text{tr},1}) = i_{1,\text{on}} = 0 \text{ A}$  und  $u_1(t = t_{\text{tr},1}) = u_{1,\text{on}}$ . Diese sind aus der qualitativen Betrachtung bereits bekannt und führen zum folgenden Gleichungssystem (6.4);

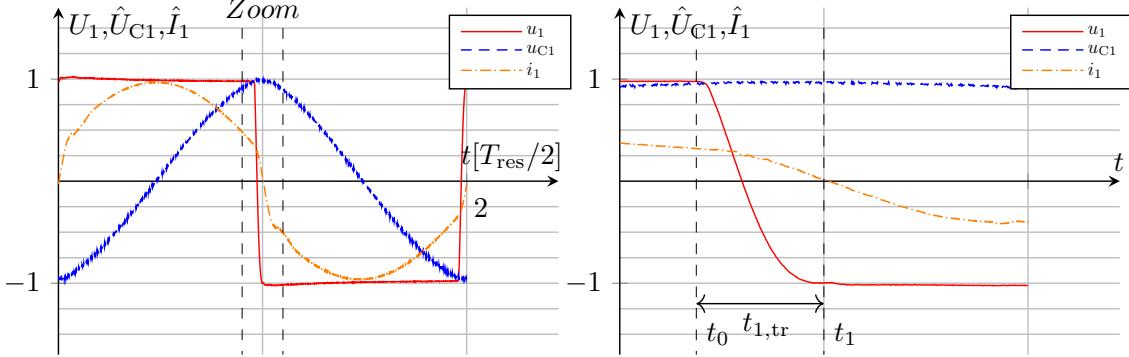
$$\begin{aligned}
 u_1(t = 0 \text{ s}) = u_{1,\text{off}} &= \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}1} \cdot 0 \text{ s}) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}1} \cdot 0 \text{ s}) \\
 \Leftrightarrow u_{1,\text{off}} &= \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \\
 \Leftrightarrow c_1 &= u_{1,\text{off}} - \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \\
 u_1(t = t_{\text{tr},1}) = u_{1,\text{on}} &= \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1}) + c_{2,1} \cdot \sin(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1}) \\
 \Leftrightarrow c_{2,1} &= \frac{u_{1,\text{on}} - \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) - c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1})}{\sin(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1})} \\
 i_1(t = t_{\text{tr},1}) = 0 \text{ A} &= Z_{\text{eq}1}^{-1} \cdot (c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1}) - c_{2,2} \cdot \cos(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1})) \\
 \Leftrightarrow c_{2,2} &= \frac{c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1})}{\cos(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1})}
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

Werden die beiden Ergebnisse über den Koeffizienten  $c_2$  gleichgesetzt ( $c_{2,2} = c_{2,1}$ ), lässt sich die Transitionszeit  $t_{\text{tr},1}$  ebenfalls bestimmen (6.5):

$$\begin{aligned}
 c_1 &= u_{1,\text{off}} - \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \\
 c_2 &= \left( u_{1,\text{off}} - \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \tan(\omega_{\text{eq}1} \cdot t_{\text{tr},1}) \\
 t_{\text{tr},1} &= \omega_{\text{eq}1}^{-1} \cdot \arccos \left( \frac{u_{1,\text{off}} - \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right)}{u_{1,\text{on}} - \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right)} \right)
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Das Ergebnis der Analyse des Systemverhaltens ist eine Berechnungsvorschrift für die Transitionszeit, welche durch eine Messung verifiziert werden soll. Auf Basis von  $u_{1,\text{off}}$ ,  $u_{1,\text{on}}$ ,  $u_{C1}$ ,  $C_{\text{oss,eq},1}$  und  $L_s$  lässt sich die Transitionszeit  $t_{\text{tr},1}$  bestimmen. Die Schaltfrequenz ist so gewählt, dass die Randbedingung  $i_1(t = t_{\text{tr},1}) = 0 \text{ A}$  erfüllt ist. Der signifikante Leistungstransport von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2 ist mit  $7 \text{ kW}$  gegeben. Die vereinfachende Annahme einer für den Umladevorgang konstanten Kondensatortspannung lässt sich durch Betrachtung von  $u_{C1}$  in der vergrößerten Darstellung bestätigen. Es wird

$$\begin{aligned}
 U_1 &= 498,8 \text{ V}, U'_2 = 499 \text{ V}, P_1 = 7 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 140,45 \text{ kHz} \\
 mv_1 &= mv_2 = [1, 1], pv_1 = pv_2 = [1, -1] \\
 u_{1,\text{off}} &= 498,8 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -498,8 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = 499 \text{ V} \\
 C_{\text{oss,eq},1} &= 470 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
 \hat{U}_{C1} &= 248 \text{ V}, \text{Berechneter Wert: } \hat{U}_{C1} = 288 \text{ V} \\
 t_{\text{tr},1} &= 127,5 \text{ ns}, t_{z,1} = 130 \text{ ns}
 \end{aligned}$$

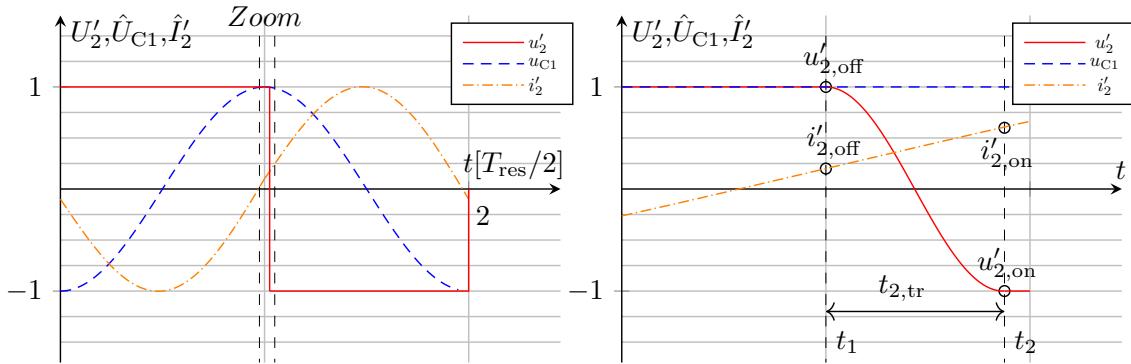


**Abbildung 6.3:** Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke

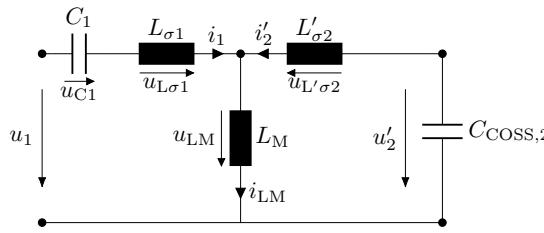
eine Totzeit  $t_{z,1}$  von 75 ns eingestellt, welche annähernd der berechneten Transitionszeit  $t_{\text{tr},1} = 79,15$  ns entspricht. Die Schaltfrequenz entspricht  $f_{\text{sw}} = 140,45$  kHz. In der vergrößerten Darstellung ist zu sehen, dass die Berechnung trotz vieler Vereinfachungen, abgeschätzten Bauteilwerten und abgeschätzten Randbedingungen ein zufriedenstellendes Ergebnis liefert. Die angenommenen Randbedingungen welche den optimalen schaltentlasteten Betrieb bedingen, lassen sich in der Praxis (Abb. 6.3) einstellen ( $i_1(t = t_{\text{tr},1}) = 0 \text{ A}$ ,  $u_1(t = t_{\text{tr},1}) = u_{1,\text{on}}$ ). Das theoretisch angestrebte Schaltverhalten kann in der Praxis erreicht und beschrieben werden.

## 6.2 Signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2; Analyse der Schaltentlastung der zweiten Vollbrücke

Ist der Umladevorgang der ersten Vollbrücke zum Zeitpunkt  $t_1$  abgeschlossen, entspricht  $i_1(t = t_{\text{tr},1}) = 0 \text{ A}$  und  $u_1(t = t_{\text{tr},1}) = u_{1,\text{on}}$ . Der Strom  $i_1$  und folglich auch  $i'_2$  wechselt das Vorzeichen und der Umladevorgang der zweiten Vollbrücke kann beginnen. Im ersten Schritt werden die Schalter T5 und T8 abgeschaltet. Abb. 6.4 zeigt den Verlauf der Spannung  $u_{C1}$ , des Stroms  $i'_2$  und der Spannung  $u'_2$ . Der Strom  $i'_2$  entspricht ungefähr der Summe aus dem invertierten Strom  $i_1$  und dem Magnetisierungsstrom ( $i'_2 = -i_1 + i_{LM}$ ). Im rechten Teil von Abb. 6.4 sind die angestrebten Verläufe des Umladevorgangs abgebildet. Aus dieser Zeichnung lassen sich die Randbedingungen des schaltentlasteten Betriebs ableiten. Die Abschaltbedingung zum Zeitpunkt  $t_1$  sind  $u'_2(t = t_1) = u'_{2,\text{off}} = U'_2$  und  $i'_2(t = t_1) = i'_{2,\text{off}}$ . Zu diesem Zeitpunkt entspricht  $i'_2 = i_{LM}$ , da  $i_1 = 0 \text{ A}$  beträgt. Im Zeitraum zwischen  $t_1$  und  $t_2$  findet die eigentliche Umladung statt. Der Umladezeitraum zwischen  $t_1$  und  $t_2$  wird als Transitionszeit  $t_{\text{tr},2} = t_2 - t_1$  bezeichnet. Die Totzeit der zweiten Vollbrücke wird entsprechend der Transitionszeit  $t_{\text{tr},2}$  gewählt ( $t_{z,2} = t_{\text{tr},2}$ ). Zum Zeitpunkt  $t_2$  ist der Umladevorgang der zweiten Vollbrücke abgeschlossen ( $u_2 = u'_{2,\text{off}} = -U'_2$ ) und die Schalter T6 und T7 können verlustarm eingeschaltet werden. Aus der qualitativen Betrachtung können die Randbedingungen für den effizienten Schaltvorgang abgeleitet werden:  $i'_2(t = 0 \text{ s}) = I_{LM,0}$ ,  $u_1(t = 0 \text{ s}) = u_{1,\text{on}}$ ,  $u'_2(t = 0 \text{ s}) = u'_{2,\text{off}}$  und  $u'_2(t = t_{\text{tr},2}) = u'_{2,\text{on}}$ . Ideal ist das beschriebene Verhalten



**Abbildung 6.4:** Qualitative Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke



**Abbildung 6.5:** Ersatzschaltbild zur Beschreibung des Umladevorgangs der zweiten Vollbrücke

nicht, da der Umladevorgang der zweiten Wicklungsseite beginnen könnte, sobald die Bedingung  $i'_2 > 0$  A gilt. Dies würde allerdings bedeuten, dass die Umladevorgänge von Wicklungsseite 1 und Wicklungsseite 2 zum Teil zeitgleich stattfinden und miteinander wechselwirken würden. Die praktische Untersuchung zeigt aufgrund des sehr geringen Magnetisierungsstroms, dass der Mehrwert einer weiteren Optimierung in der Anwendung nicht gegeben ist. Aus diesem Grund werden Randbedingungen ausgewählt, welche zu analytisch lösbarren Gleichungen führen und das angestrebte Schaltverhalten näherungsweise erreichen. Sind die Randbedingungen gegeben, muss das System beschrieben werden. Dies geschieht auf Basis des Ersatzschaltbildes während des Umladevorgangs der zweiten Vollbrücke. In diesem Fall ist die Spannung  $u_1$  eine Konstantspannungsquelle und die zweite Vollbrücke durch ihre äquivalente Ausgangskapazität  $C'_{OSS,eq,2}$  abgebildet (Abb. 6.5). In diesem Fall ist die Transitionszeit  $t_{tr,2}$  gesucht. Um die Lösbarkeit der Gleichungen zu ermöglichen, muss die Allgemeingültigkeit der Betrachtung eingeschränkt werden. Deswegen wird erneut angenommen, dass die Kondensatorspannung  $u_{C1}$  während des Umladevorgangs konstant ist. Zusätzlich muss der Strom  $i_{LM}$  während des Schaltvorgangs als konstant angenommen werden. Eine messtechnische Überprüfung der zweiten Annahme ist schwierig, da  $i_{LM}$  keine direkt messbare Größe ist. Im ersten Schritt hin zur Beschreibung des Systems wird die Differentialgleichung für  $u'_2$  auf Basis der Konten- und Maschengleichungen (Gleichung (6.6)) bestimmt (Abschnitt 9.5).

$$\begin{array}{ll}
 1. & u_{L\sigma 1} = L_{\sigma 1} \cdot \frac{di_1}{dt} \\
 2. & u_{L'_{\sigma 2}} = L'_{\sigma 2} \cdot \frac{di'_2}{dt} \\
 3. & u_{LM} = L_M \cdot \frac{di_{LM}}{dt} \\
 4. & i'_2 = -C'_{OSS,eq,2} \cdot \frac{du'_2}{dt}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{ll}
 5. & 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} - u_{L'_{\sigma 2}} + u'_2 \\
 6. & 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} + u_{LM} \\
 7. & 0 \text{ V} = -u'_2 + u_{L'_{\sigma 2}} + u_{LM} \\
 8. & 0 \text{ A} = i_1 + i'_2 - i_{LM}
 \end{array}
 \quad (6.6)$$

Ist die Differentialgleichung zur Beschreibung des Systems ermittelt, wird diese substituiert (Gleichung (6.7)) und anhand des Vorgehens bekannt aus Abschnitt 9.2 gelöst.

$$\begin{aligned}
 \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M}}{C'_{oss,eq,2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right)} &= \frac{d^2 u'_2}{d^2 t} + u'_2 \cdot \frac{1}{C'_{oss,eq,2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right)} \\
 A &= \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M}}{C'_{oss,eq,2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right)} \\
 B &= 0 \\
 C &= \frac{1}{C'_{oss,eq,2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right)} \\
 x &= t \\
 y &= u'_2
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Das Ergebnis ist die Beschreibung für die Strom- und Spannungsformen des äquivalenten Kondensators  $C'_{oss,eq,2}$  während des Umladevorgangs. Die Winkelfrequenz und die Impedanz des Resonanzkreises für diesen Zeitraum werden neu eingeführt (Gleichung (6.8)).

$$\begin{aligned}
 A &= \ddot{y} + C \cdot y \\
 y(x) &= \frac{A}{C} + c_1 \cdot \cos(\sqrt{C} \cdot x) + c_2 \cdot \sin(\sqrt{C} \cdot x) \\
 \omega_{eq2} &= \sqrt{\frac{1}{C'_{oss,eq,2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right)}} \\
 Z_{eq2} &= \sqrt{\frac{\left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right)}{C'_{oss,eq,2}}} \\
 u'_2(t) &= (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} + c_1 \cdot \cos(\omega_{eq2} \cdot t) + c_2 \cdot \sin(\omega_{eq2} \cdot t) \\
 i'_2 &= Z_{eq2}^{-1} \cdot (c_1 \cdot \sin(\omega_{eq2} \cdot t) - c_2 \cdot \cos(\omega_{eq2} \cdot t))
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

Analog zum letzten Abschnitt müssen die Koeffizienten  $c_1$ ,  $c_2$  und die Transitionszeit  $t_{tr,2}$  bestimmt werden. Für die Lösung werden drei Randbedingungen benötigt:  $u'_2(t = 0 \text{ s}) = u'_{2,off}$ ,  $i'_2(t = 0 \text{ s}) = i'_{2,off} = I_{LM,0}$  und  $u_1(t = t_{tr,2}) = u'_{2,on}$ , welche sich aus der qualitativen Betrachtung ergeben. Zusätzlich wird angenommen, dass  $i_{LM}$  für den Betrachtungszeitraum konstant ist (Gleichung (6.9)).

$$\begin{aligned}
 u'_2(t = 0 \text{ s}) = u'_{2,off} &= \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} + c_1 \cdot \cos(\omega_{eq2} \cdot 0 \text{ s}) + c_2 \cdot \sin(\omega_{eq2} \cdot 0 \text{ s}) \\
 \Leftrightarrow c_1 &= u'_{2,off} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \\
 i_1(t = 0 \text{ s}) = i'_{2,off} &= Z_{eq2}^{-1} \cdot (c_1 \cdot \sin(\omega_{eq2} \cdot 0 \text{ s}) - c_2 \cdot \cos(\omega_{eq2} \cdot 0 \text{ s})) \\
 \Leftrightarrow c_{2,1} &= -i'_{2,off} \cdot Z_{eq2} \\
 u'_2(t = t_{tr,2}) = u'_{2,on} &= \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} + c_1 \cdot \cos(\omega_{eq2} \cdot t_{tr,2}) + c_2 \cdot \sin(\omega_{eq2} \cdot t_{tr,2}) \\
 \Leftrightarrow c_{2,2} &= \frac{u'_{2,on} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} - c_1 \cdot \cos(\omega_{eq2} \cdot t_{tr,2})}{\sin(\omega_{eq2} \cdot t_{tr,2})}
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

Ansatz bildet die Gleichsetzung von  $c_{2,1}$  und  $c_{2,2}$  (6.10):

$$\begin{aligned} c_{2,1} &= c_{2,2} \\ \Leftrightarrow -i'_{2,\text{off}} \cdot Z_{\text{eq2}} \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}) &= u'_{2,\text{on}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} - c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}) \\ \Leftrightarrow u'_{2,\text{on}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} &= -i'_{2,\text{off}} \cdot Z_{\text{eq2}} \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}) \end{aligned} \quad (6.10)$$

Um die Gleichung nach der Variablen  $t_{\text{tr},2}$  aufzulösen, werden vorerst die Konstanten substituiert (Gleichung (6.11)), um die Übersichtlichkeit zu verbessern.

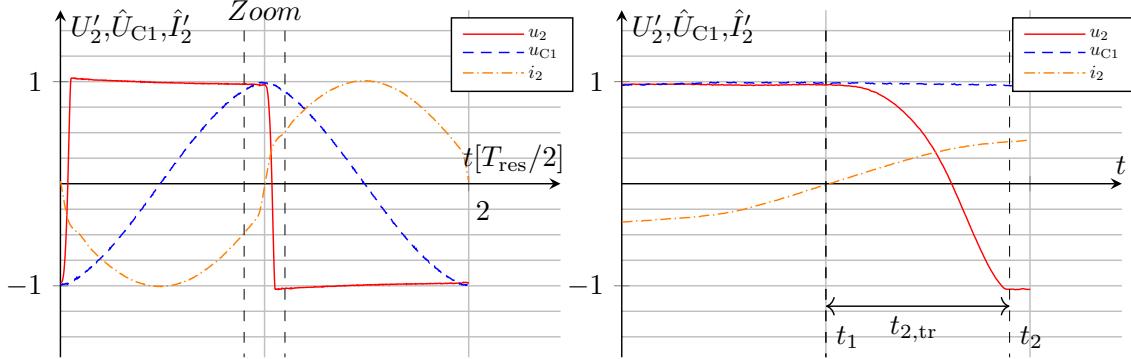
$$\begin{aligned} \text{mit: } A &= -i'_{2,\text{off}} \cdot Z_{\text{eq2}} \\ \text{mit: } B &= u'_{2,\text{off}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \\ \text{mit: } C &= u'_{2,\text{on}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \\ C &= A \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}) + B \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}) \end{aligned} \quad (6.11)$$

Die weiteren Umformungen werden mit Hilfe der Weierstrass-Substitution vorgenommen [66]. Im ersten Schritt ist das Argument der trigonometrischen Funktion zu substituieren  $x = \omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}$ . Mit  $t = \tan(x/2)$  lassen sich die trigonometrischen Funktionen zu gebrochen rationalen Funktionen umformen  $\sin(x) = (2 \cdot t) / (1 + t^2)$  und  $\cos(x) = (1 - t^2) / (1 + t^2)$  (Gleichung (6.12)). Bei der Substitution muss beachtet werden, dass folgendes gilt:  $0 < \omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2} < 2 \cdot \pi$ . Dieser Zusammenhang ist gegeben, da der Umladevorgang innerhalb von  $0 < \omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2} \leq \pi$  abgeschlossen sein muss.

$$\begin{aligned} C &= A \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}) + B \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t_{\text{tr},2}) \\ \Leftrightarrow C &= A \cdot \sin(x) + B \cdot \cos(x) \\ \Leftrightarrow C &= A \cdot \left( \frac{2 \cdot t}{1 + t^2} \right) + B \cdot \left( \frac{1 - t^2}{1 + t^2} \right) \\ \Leftrightarrow C \cdot (1 + t^2) &= 2 \cdot A \cdot t + B \cdot (1 - t^2) \\ \Leftrightarrow 0 &= -(B + C) \cdot t^2 + 2 \cdot A \cdot t + (B - C) \\ \Leftrightarrow 0 &= t^2 + t \cdot \left( \frac{-2 \cdot A}{B + C} \right) + \frac{C - B}{B + C} \\ \Rightarrow t_{1,2} &= \frac{A}{B + C} \pm \sqrt{\left( \frac{A}{B + C} \right)^2 - \frac{C - B}{B + C}} \\ \Leftrightarrow \tan\left(\frac{x}{2}\right) &= \frac{A}{B + C} \pm \sqrt{\left( \frac{A}{B + C} \right)^2 - \frac{C - B}{B + C}} \\ \Leftrightarrow x &= 2 \cdot \arctan\left( \frac{A}{B + C} \pm \sqrt{\left( \frac{A}{B + C} \right)^2 - \frac{C - B}{B + C}} \right) \\ \Leftrightarrow t_{\text{tr},2} &= 2 \cdot \omega_{\text{eq2}}^{-1} \cdot \arctan\left( \frac{A}{B + C} \pm \sqrt{\left( \frac{A}{B + C} \right)^2 - \frac{C - B}{B + C}} \right) \\ \text{Nach Probe: } t_{\text{tr},2} &= 2 \cdot \omega_{\text{eq2}}^{-1} \cdot \arctan\left( \frac{A}{B + C} + \sqrt{\left( \frac{A}{B + C} \right)^2 - \frac{C - B}{B + C}} \right) \end{aligned} \quad (6.12)$$

Damit lassen sich die Transitionszeit  $t_{\text{tr},2}$  und zusätzlich der Einschaltstrom  $i'_{2,\text{on}}$  auf Basis der Koeffizienten  $c_1$  und  $c_2$  direkt berechnen. Der Phasenversatz ist so gewählt, dass die beiden Schaltvorgänge aneinander anschließen. Dafür wird  $\Phi_{\text{outer}} = t_{\text{tr},1}/2 + t_{\text{tr},2}/2$  gewählt. In der experimentellen Untersuchung zeigt

$$\begin{aligned}
 U_1 &= 498,8 \text{ V}, U'_2 = 499 \text{ V}, P_1 = 7 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 140,45 \text{ kHz} \\
 mv_1 &= mv_2 = [1, 1], pve = pv_2 = [1, -1] \\
 u_{1,\text{on}} &= -498,8 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = 499 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -499 \text{ V} \\
 C'_{\text{oss,eq},2} &= 940 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
 \hat{I}_{\text{LM}} &= 0,747 \text{ A}, \hat{U}_{\text{C}1} = 248 \text{ V}, \text{Berechneter Wert: } \hat{U}_{\text{C}1} = 288 \text{ V} \\
 t_{\text{tr},2} &= 172 \text{ ns}, t_{z,2} = 175 \text{ ns} \\
 \Phi_{\text{outer}} &= 155 \text{ ns}
 \end{aligned}$$



**Abbildung 6.6:** Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke

sich, dass das geforderte Verhalten erreicht werden kann (Abb. 6.6). Die Transitionszeit lässt sich auf Basis der Randbedingungen mit guter Genauigkeit berechnen. In dieser speziellen Anwendung ist der Magnetisierungsstrom so gering, dass er im Verhältnis zu den anderen Stromkomponenten nicht direkt sichtbar ist. Somit ist die Vergleichbarkeit mit der schematischen Darstellung nicht direkt gegeben. Das Verhalten des Wandlers während der Schaltvorgänge kann auf Basis der Berechnungen beschrieben werden. Die Abb. 6.7 zeigt den gesamten Verlauf der Spannungen  $u_1$  und  $u_2$  beziehungsweise der Ströme  $i_1$  und  $i_2$ . Es handelt sich lediglich um eine zusammengeführte Darstellung der vorangegangenen Abb. 6.3 und Abb. 6.6.

### 6.3 Signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1; Analyse der Schaltentlastung der zweiten Vollbrücke

Findet nun ein Leistungstransfer von Wicklungsseite 2 zu Wicklungsseite 1 statt, müssen die Randbedingungen für den schaltentlasteten Betrieb neu definiert werden. Grundlegend ändert sich die Beschreibung des Umladevorgangs allerdings nicht, da das gleiche Ersatzschaltbild zur Beschreibung (Abb. 6.5) verwendet wird. Somit kann auf die Berechnungsvorschrift aus Abschnitt 6.2 zurückgegriffen werden (Gleichung (6.13)).

$$\begin{aligned}
 u'_2(t) &= (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t) \\
 i'_2 &= Z_{\text{eq}2}^{-1} \cdot (c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t) - c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t))
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

Ein exemplarischer Betriebspunkt ist qualitativ in Abb. 6.8 dargestellt. In der Abbildung ist zu sehen, dass der Strom  $i'_2$  in der ersten Resonanzhalbperiode positiv ist und somit die Randbedingungen für den schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke gegeben sind. Aus diesem Grund wird der Umladevorgang der zweiten Vollbrücke zuerst beschrieben. Für die Betrachtung der Randbedingungen ist der Zeitraum des

$$\begin{aligned}
 U_1 &= 498,8 \text{ V}, U'_2 = 499 \text{ V}, P_1 = 7 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 140,45 \text{ kHz} \\
 mv_1 &= mv_2 = [1, 1], pve = pv_2 = [1, -1] \\
 u_{1,\text{off}} &= 498,8 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -498,8 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = 499 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -499 \text{ V} \\
 C_{\text{oss,eq},1} &= 470 \text{ pF}, C'_{\text{oss,eq},2} = 940 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
 \hat{U}_{\text{C}1} &= 248 \text{ V}, \text{Berechneter Wert: } \hat{U}_{\text{C}1} = 288 \text{ V} \\
 t_{\text{tr},2} &= 172 \text{ ns}, t_{z,2} = 175 \text{ ns} \\
 t_{\text{tr},1} &= 127,5 \text{ ns}, t_{z,1} = 130 \text{ ns} \\
 \Phi_{\text{outer}} &= 155 \text{ ns}
 \end{aligned}$$

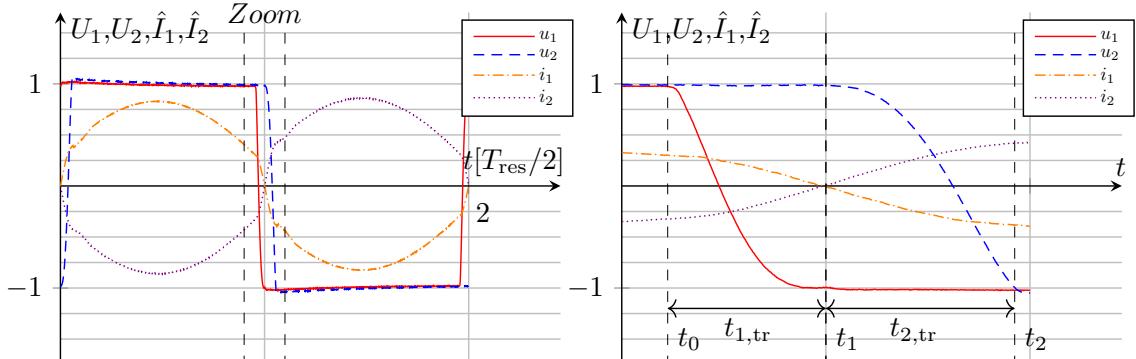


Abbildung 6.7: Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb

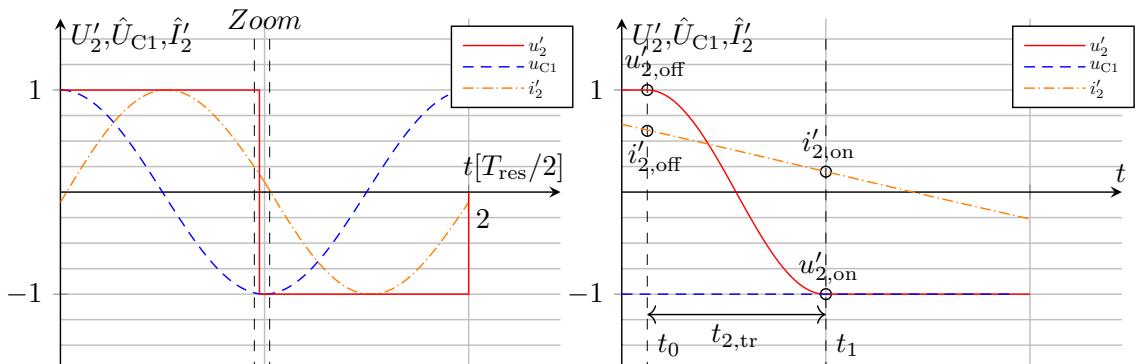


Abbildung 6.8: Qualitative Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke

Umladevorgangs vergrößert dargestellt. Zum Zeitpunkt  $t_0$  werden die Halbleiter T5 und T8 abgeschaltet, die Abschaltbedingungen sind:  $u'_2(t = 0 \text{ s}) = u'_{2,\text{off}}$ ,  $i'_2(t = 0 \text{ s}) = i'_{2,\text{off}}$  und  $u_{\text{C}1} = U_{\text{C}1,0}$ . Der Abschaltstrom ist so gewählt, dass der Transitionsvorgang zum Zeitpunkt  $t_1$  abgeschlossen ist ( $u'_2(t = t_1) = u'_{2,\text{on}}$ ). Ebenfalls festgelegt ist der Einschaltstrom  $i'_2(t = t_1) = i'_{2,\text{on}}$ . Mit der Forderung  $i_1(t = t_1) = 0 \text{ A}$  kann der Anteil der reaktiven Ströme auf ein Minimum begrenzt werden. Folglich muss der Einschaltstrom der Amplitude des Magnetisierungsstroms ( $i'_2(t = t_1) = i'_{2,\text{on}} = i_{\text{LM}}(t = t_1)$ ) entsprechen. Da der Magnetisierungsstrom  $i_{\text{LM}}$  als separate Stromkomponente berechnet werden kann, lässt sich dieser als bekannte Randbedingung annehmen.

Für die Bestimmung von  $c_1$  und  $c_2$  und der Transitionszeit  $t_{\text{tr},2}$  (Gleichung (6.14)) werden die drei genannten Randbedingungen benötigt:  $u'_2(t = 0 \text{ s}) = u'_{2,\text{off}}$ ,  $i'_2(t = t_{\text{tr},2}) = i'_{2,\text{on}} = I_{\text{LM},0}$  und  $u_1(t = t_{\text{tr},2}) = u'_{2,\text{on}}$ . Die

Annahme, dass  $u_{C1}$  und  $i_{LM}$  für den Betrachtungszeitraum konstant sind bleibt bestehen.

$$\begin{aligned}
 u'_2(t=0\text{s}) &= u'_{2,\text{off}} = (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot 0\text{s}) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot 0\text{s}) \\
 \Leftrightarrow c_1 &= u'_{2,\text{off}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \\
 i'_2(t=t_{\text{tr},2}) &= i'_{2,\text{on}} = Z_{\text{eq}2}^{-1} \cdot (c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) - c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})) \\
 \Leftrightarrow c_{2,1} &= \frac{-i'_{2,\text{on}} \cdot Z_{\text{eq}2} + \left( u'_{2,\text{off}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right) \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})}{\cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})} \\
 u'_2(t=t_{\text{tr},2}) &= u'_{2,\text{on}} = (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) \\
 \Leftrightarrow c_{2,2} &= \frac{u'_{2,\text{on}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} - \left( u'_{2,\text{off}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right) \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})}{\sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})} \\
 \end{aligned} \tag{6.14}$$

Um die Gleichung nach der Variable  $t_{\text{tr},2}$  aufzulösen, werden die Koeffizienten  $c_{2,1}$  und  $c_{2,2}$  gleich gesetzt (Gleichung (6.15)) und der Term vereinfacht.

$$\begin{aligned}
 c_{2,1} &= c_{2,2} \\
 \Leftrightarrow \frac{-i'_{2,\text{on}} \cdot Z_{\text{eq}2} + \left( u'_{2,\text{off}} - \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right) \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})}{\cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})} &= \\
 \frac{u'_{2,\text{on}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} - \left( u'_{2,\text{off}} - \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right) \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})}{\sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2})} & \\
 \Leftrightarrow u'_{2,\text{off}} - \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} &= i'_{2,\text{on}} \cdot Z_{\text{eq}2} \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) + \left( u'_{2,\text{on}} - \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right) \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) \\
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

Die Konstanten der Gleichungen werden substituiert (Gleichung (6.16)), dies ermöglicht den Lösungsweg aus Abschnitt 6.2 (6.12) zu nutzen.

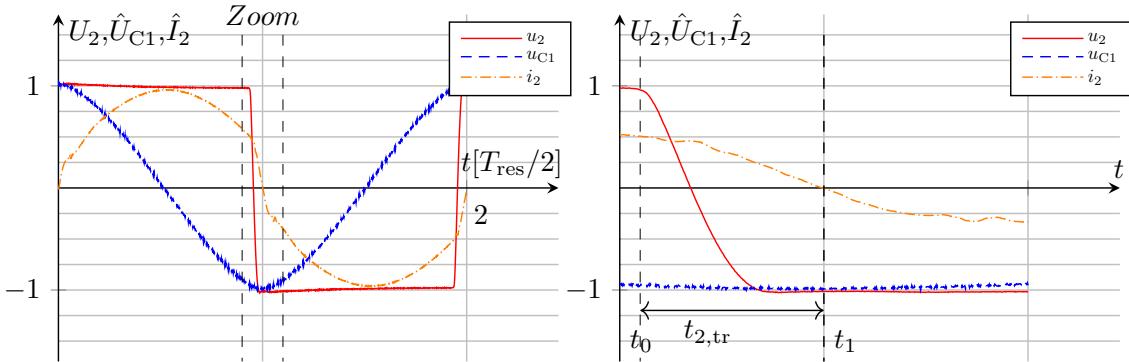
$$\begin{aligned}
 i'_{2,\text{on}} \cdot Z_{\text{eq}2} \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) &= u'_{2,\text{off}} - \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} - \left( u'_{2,\text{on}} - \frac{(u_1 - u_{C1}) \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right) \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) \\
 \text{mit: } A &= i'_{2,\text{on}} \cdot Z_{\text{eq}2} \\
 \text{mit: } B &= u'_{2,\text{on}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \\
 \text{mit: } C &= u'_{2,\text{off}} - (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \\
 C &= A \cdot \sin(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) + B \cdot \cos(\omega_{\text{eq}2} \cdot t_{\text{tr},2}) \\
 \end{aligned} \tag{6.16}$$

Daraus ergibt sich erneut die Berechnungsvorschrift für die Transitionszeit  $t_{\text{tr},2}$ , dieses Mal für den Leistungstransfer von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1 (Gleichung (6.17)).

$$\text{Nach Probe: } t_{\text{tr},2} = 2 \cdot \omega_{\text{eq}2}^{-1} \cdot \arctan \left( \frac{A}{B+C} + \sqrt{\left( \frac{A}{B+C} \right)^2 - \frac{C-B}{B+C}} \right) \tag{6.17}$$

Auf Basis der Annahme, dass sich der Magnetisierungsstrom über den kurzen Umladevorgang nicht ändert, kann eine analytisch lösbarer Gleichung für die Transitionszeit  $t_{\text{tr},2}$  gefunden werden. Auch in diesem Fall wird eine experimentelle Untersuchung vorgenommen (Abb. 6.9). Die Ergebnisse sind weniger zufriedenstellend als bei vorherigen Betrachtungen, da die Forderungen für einen idealen schaltentlasteten

$$\begin{aligned}
 U_1 &= 498,8 \text{ V}, U'_2 = 499 \text{ V}, P_1 = -6,4 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 147,99 \text{ kHz} \\
 mv_1 &= mv_2 = [1, 1], pv_1 = pv_2 = [1, -1] \\
 u'_{2,\text{off}} &= 498,8 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -498,8 \text{ V}, u_{1,\text{off}} = 489,9 \text{ V} \\
 C'_{\text{oss,eq},2} &= 940 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
 \hat{U}_{C1} &= 248 \text{ V}, \text{Berechneter Wert: } \hat{U}_{C1} = 304 \text{ V} \\
 t_{\text{tr},2} &= 170,1 \text{ ns}, t_{z,2} = 190 \text{ ns}^* \\
 * & \text{Abweichung wird hervorgerufen durch eine fehlerhafte Rundung in der Implementierung.}
 \end{aligned}$$

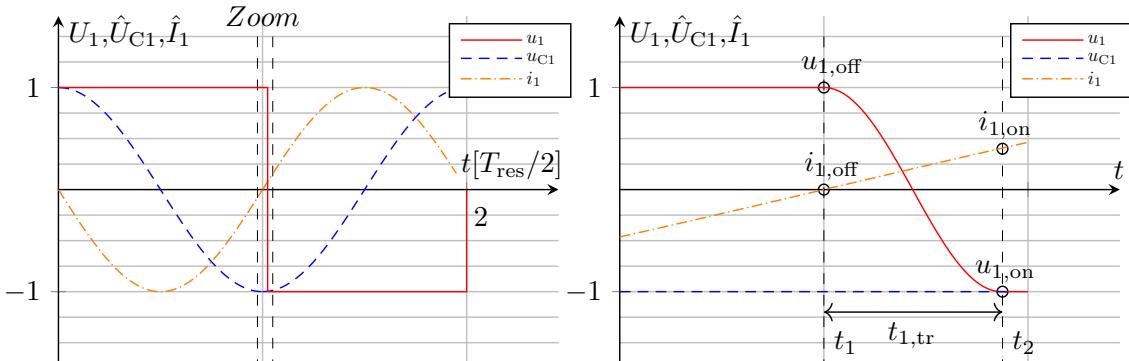


**Abbildung 6.9:** Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke

Betrieb nicht erfüllt sind. Grundsätzlich liefert die Berechnungsvorschrift korrekte Ergebnisse.

## 6.4 Signifikanter Leistungstransport von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1; Analyse der Schaltentlastung der ersten Vollbrücke

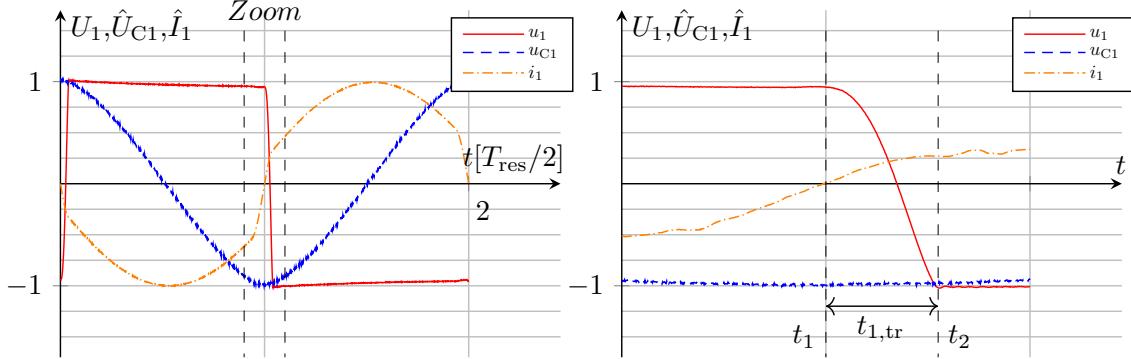
Ist der Umladevorgang der zweiten Vollbrücke beendet, sind die Startbedingungen für den Umladevorgang der ersten Vollbrücke gegeben. Aus der Detailansicht (Abb. 6.10) des Umladevorgangs werden die Randbedingungen abgeleitet:  $i_1(t = t_1) = 0 \text{ A}$ ,  $u_1(t = t_1) = u_{1,\text{off}}$  und  $u_1(t = t_2) = u_{1,\text{on}}$ . Auf Basis der



**Abbildung 6.10:** Qualitative Spannungs- und Stromformen beim Schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke

Randbedingungen und der Lösung der Differentialgleichung aus Abschnitt 6.1 (Gleichung (6.3)) kann die

$$\begin{aligned}
 U_1 &= 489,9 \text{ V}, U'_2 = 498 \text{ V}, P_1 = -6,4 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 147,99 \text{ kHz} \\
 mv_1 &= mv_2 = [1, 1], pv_1 = pv_2 = [1, -1] \\
 u_{1,\text{off}} &= 489 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -489 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -499 \text{ V} \\
 C'_{\text{oss,eq},2} &= 470 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
 \hat{U}_{\text{C1}} &= 248 \text{ V}, \text{Berechneter Wert: } \hat{U}_{\text{C1}} = 304 \text{ V} \\
 t_{\text{tr},1} &= 128,7 \text{ ns}, t_{z,1} = 130 \text{ ns} \\
 \Phi_{\text{outer}} &= -155 \text{ ns}
 \end{aligned}$$



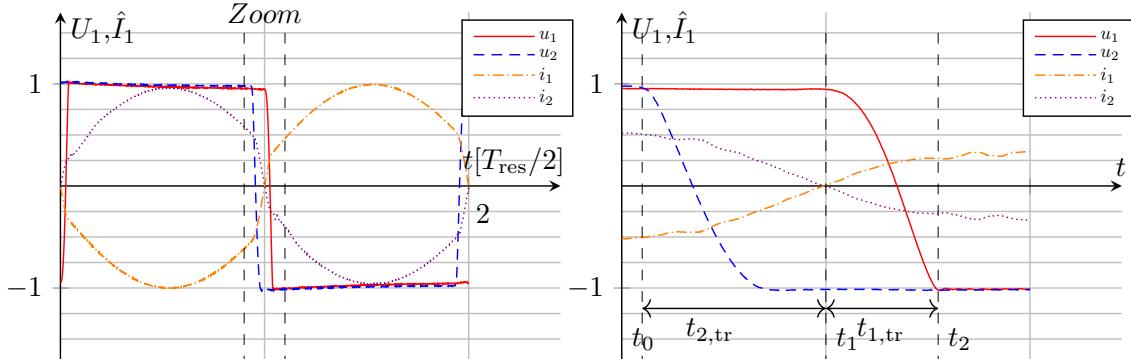
**Abbildung 6.11:** Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke

Transitionszeit  $t_{\text{tr},1}$  direkt berechnet werden (Gleichung (6.18)).

$$\begin{aligned}
 u_1(t=0 \text{ s}) &= u_{1,\text{off}} &= \left( u_{\text{C1}} + \frac{L_{\text{M}}}{L_{\text{M}} + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s}) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s}) \\
 \Leftrightarrow u_{1,\text{off}} &= \left( u_{\text{C1}} + \frac{L_{\text{M}}}{L_{\text{M}} + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \\
 \Leftrightarrow c_1 &= u_{1,\text{off}} - \left( u_{\text{C1}} + \frac{L_{\text{M}}}{L_{\text{M}} + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \\
 u_1(t=t_{\text{tr},1}) &= u_{1,\text{on}} &= \left( u_{\text{C1}} + \frac{L_{\text{M}}}{L_{\text{M}} + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{\text{tr},1}) + c_{2,1} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{\text{tr},1}) \\
 \Leftrightarrow c_{2,1} &= \frac{u_{1,\text{on}} - \left( u_{\text{C1}} + \frac{L_{\text{M}}}{L_{\text{M}} + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) - c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{\text{tr},1})}{\sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{\text{tr},1})} \\
 i_1(t=0) &= 0 \text{ A} &= Z_{\text{eq1}}^{-1} \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s}) + c_{2,2} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s})) \\
 \Leftrightarrow c_{2,2} &= 0 \\
 t_{\text{tr},1} &= \omega_{\text{eq1}}^{-1} \cdot \arccos \left( \frac{u_{1,\text{on}} - \left( u_{\text{C1}} + \frac{L_{\text{M}}}{L_{\text{M}} + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right)}{u_{1,\text{off}} - \left( u_{\text{C1}} + \frac{L_{\text{M}}}{L_{\text{M}} + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right)} \right) \quad (6.18)
 \end{aligned}$$

Auch in diesem Fall lässt sich die Transitionszeit  $t_{\text{tr},1}$  bestimmen und als Betriebsparameter einstellen. Die Berechnung zeigt in diesem Fall eine gute Übereinstimmung mit den realen Messergebnissen Abb. 6.11. Der Phasenversatz  $\Phi_{\text{outer}}$  entspricht der Summe der Hälften der beiden Transitionszeiten  $\Phi_{\text{outer}} = -t_{\text{tr},1}/2 - t_{\text{tr},2}/2$  mit negativem Vorzeichen. Die Verläufe von  $u_{\text{e}}, u_2, i_1$  und  $i_2$  sind für den schaltentlasteten Betrieb bei Leistungsfluss von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1 in Abb. 6.12 aufgetragen.

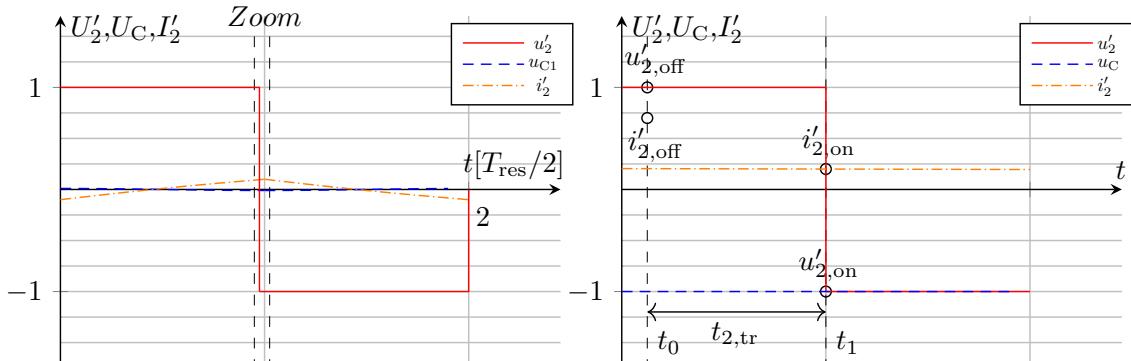
$$\begin{aligned}
 U_1 &= 489,9 \text{ V}, U'_2 = 498 \text{ V}, P_1 = -6,4 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 147,99 \text{ kHz} \\
 mv_1 &= mv_2 = [1, 1], pve = pv_2 = [1, -1] \\
 u_{1,\text{off}} &= 489 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -489 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = 499 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -499 \text{ V} \\
 C'_{\text{oss,eq},2} &= 470 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
 \hat{U}_{\text{C}1} &= 248 \text{ V}, \text{Berechneter Wert: } \hat{U}_{\text{C}1} = 304 \text{ V} \\
 t_{\text{tr},2} &= 170,1 \text{ ns}, t_{z,2} = 190 \text{ ns} \\
 t_{\text{tr},1} &= 128,7 \text{ ns}, t_{z,1} = 130 \text{ ns} \\
 \Phi_{\text{outer}} &= -155 \text{ ns}
 \end{aligned}$$



**Abbildung 6.12:** Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke

## 6.5 Verlust der Schaltentlastung bei kleinen Leistungen

Die Beschreibung der Transitionen geschieht unter der Annahme eines signifikanten Leistungsflusses. Aus der Berechnungsvorschrift ergibt sich ein geforderter Abschaltstrom und eine Transitionszeit. Die Berechnungsvorschrift garantiert allerdings nicht, dass der geforderte Abschaltstrom zur Verfügung steht. Verdeutlicht wird dies in Abb. 6.13. Es findet zum aktuellen Zeitpunkt kein Leistungstransfer statt. Zum



**Abbildung 6.13:** Darstellung der Strom und Spannungsformen im Betrieb ohne Leistungstransfer

Schaltaugenblick lässt sich eine Transitionszeit  $t_{\text{tr},2}$  berechnen und ebenfalls ein benötigter Abschaltstrom. Allerdings zeigt sich, dass der Strom aktuell nicht im Resonanzkreis vorhanden ist und somit auch kein ZVS stattfinden kann. Zusätzlich muss beachtet werden, dass der Abschaltstrom ausschließlich über Frequenzvariation eingestellt werden kann. Für die Beschreibung der Strom-, Spannungswellen und des Spannungsübersetzungsverhältnisses wurde allerdings festgelegt, dass die Schaltfrequenz der Resonanzfrequenz entspricht. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit soll die Frequenzvariation nicht weiter betrachtet werden. Damit die Beschreibung des Übertragungsverhaltens als Näherung gültig bleibt, sollte

die Schaltfrequenz im Aufbau allerdings maximal um 20 % der vorliegenden Resonanzfrequenz erhöht werden. So können Auswirkungen auf das Spannungsübersetzungsverhältnis annähernd vernachlässigt werden.

## 6.6 Bewertung des ersten Schaltentlastungsansatzes

Um die Schaltentlastungsstrategie im Vergleich bewerten zu können, muss diese in allen Betriebspunkten funktional sein. Die Implementierung des Schaltentlastungsverfahren ist insbesondere für den Betrieb des Resonanzwandlers unter Verwendung von Steuerungsvektoren anspruchsvoll. Das erste Hindernis ist, die Bauteilwerte  $L_s$ ,  $L_p$  und insbesondere  $C_{oss,eq,1}$  beziehungsweise  $C'_{oss,eq,2}$  zu bestimmen. Deren Werte sind nicht in Datenblättern aufgeführt und zusätzlich abhängig vom Betriebspunkt. Für die Messreihen wurde  $C_{oss}$  für Wicklungsseite 1 und Wicklungsseite 2 einmalig abgeschätzt und für alle weiteren Betriebspunkte als konstant angenommen. Wird die Messkurve für den Makrotrastgrad  $D = 2/3$  (Abb. 6.14) im hart geschalteten Betrieb (MCS) betrachtet, ist ersichtlich, dass zu jedem Schaltzeitpunkt unterschiedliche Startbedingungen für den Umladevorgang vorliegen. Dazu gehören  $u_{1,on}$ ,  $u_{1,off}$ ,  $u'_{2,on}$  und  $u'_{2,off}$ , welche

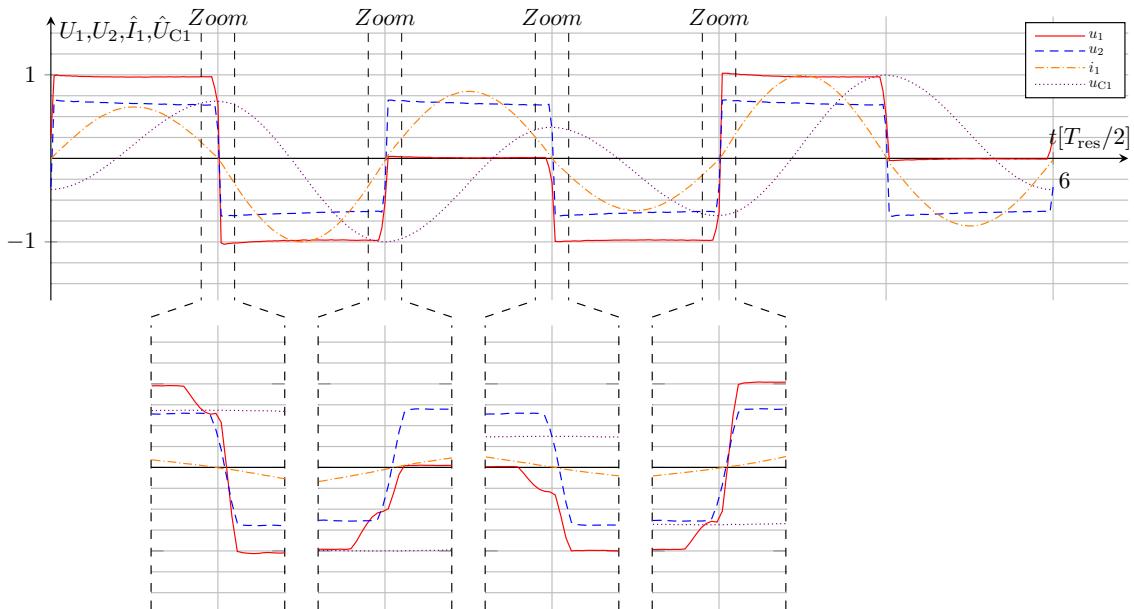
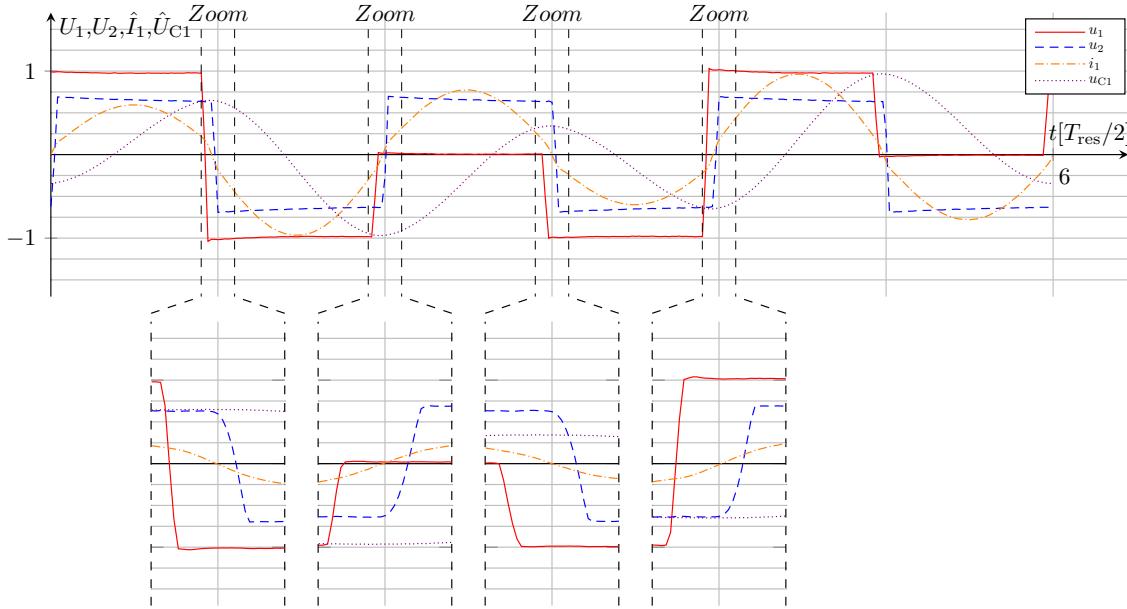


Abbildung 6.14: Betrieb des Wandlers unter Verwendung von MCS bei  $D = 2/3$

eine Funktion der Steuerungsvektoren und den gemessenen Zwischenkreisspannungen  $U_1$  und  $U_2$  sind. Die Resonanzkondensatorspannung  $u_{C1}$  ist eine Funktion der übertragenen Leistung und lässt sich nur über Näherungen aus den Strom  $I_1$  und der Spannung  $U_1$  ermitteln. Der Magnetisierungsstrom ist über die Spannungsmessung  $U_2$ , der aktuellen Schaltfrequenz  $f_{sw}$  und der Bauteilgröße  $L_M$  abzuschätzen. Liegen alle Randbedingungen vor, lassen sich für jeden Schaltvorgang zwei Transitionszeiten ermitteln. Diese müssen arbeitspunktabhängig während des Betriebs berechnet werden. Diese Berechnung ist nicht zeitkritisch, da sich die Transitionszeiten nur mit der Dynamik der übertragenen Leistung ändern. Sind die Transitionszeiten berechnet und für jede Resonanzhalbperiode eingestellt, muss noch sichergestellt werden, dass der korrekte Abschaltstrom abgeschaltet wird. Um dies sicherzustellen, wird eine Stromnull-durchgangserkennung verwendet [67, 68]. Über diese lässt sich die Randbedingung  $i_1(t = t_{tr,1} = 0 \text{ A})$  für Leistungstransfer von Wicklungsseite 1 zu Wicklungsseite 2 oder  $i'_2(t = t_{tr,1} = I_{LM,0})$  für Leistungstransfer von Wicklungsseite 2 zu Wicklungsseite 1 erzwingen. Die Frequenz wird schrittweise so variiert, dass das bekannte Ende der Totzeit, welche vom Controller vorgegeben wird, zeitlich mit dem Signal der Stromnulldurchgangserkennung übereinstimmt. Somit stellt sich automatisch der korrekte Abschaltstrom

ein. Dies muss für jede Resonanzhalbperiode der Makroperiode vorgenommen werden. Hierbei ist problematisch, dass die Dynamik der Stromnulldurchgangserkennung eine Funktion der Steigung des Stroms im Nulldurchgang ist und somit mit dem Umladevorgang wechselwirkt [69]. Zusätzlich ergeben sich durch unterschiedliche Halbleitermodule auf Wicklungsseite 1 und Wicklungsseite 2 unterschiedliche Laufzeiten der Schaltsignale, welche ebenfalls kompensiert werden müssen. Alle Laufzeiten wurden einmalig ermittelt und für den gesamten Betriebsbereich als konstant angenommen. Exemplarisch ist für den Makrotastgrad  $D = 2/3$  der schaltentlastete Betrieb dargestellt (Abb. 6.15). Trotz der Vielzahl von Störeinflüssen,



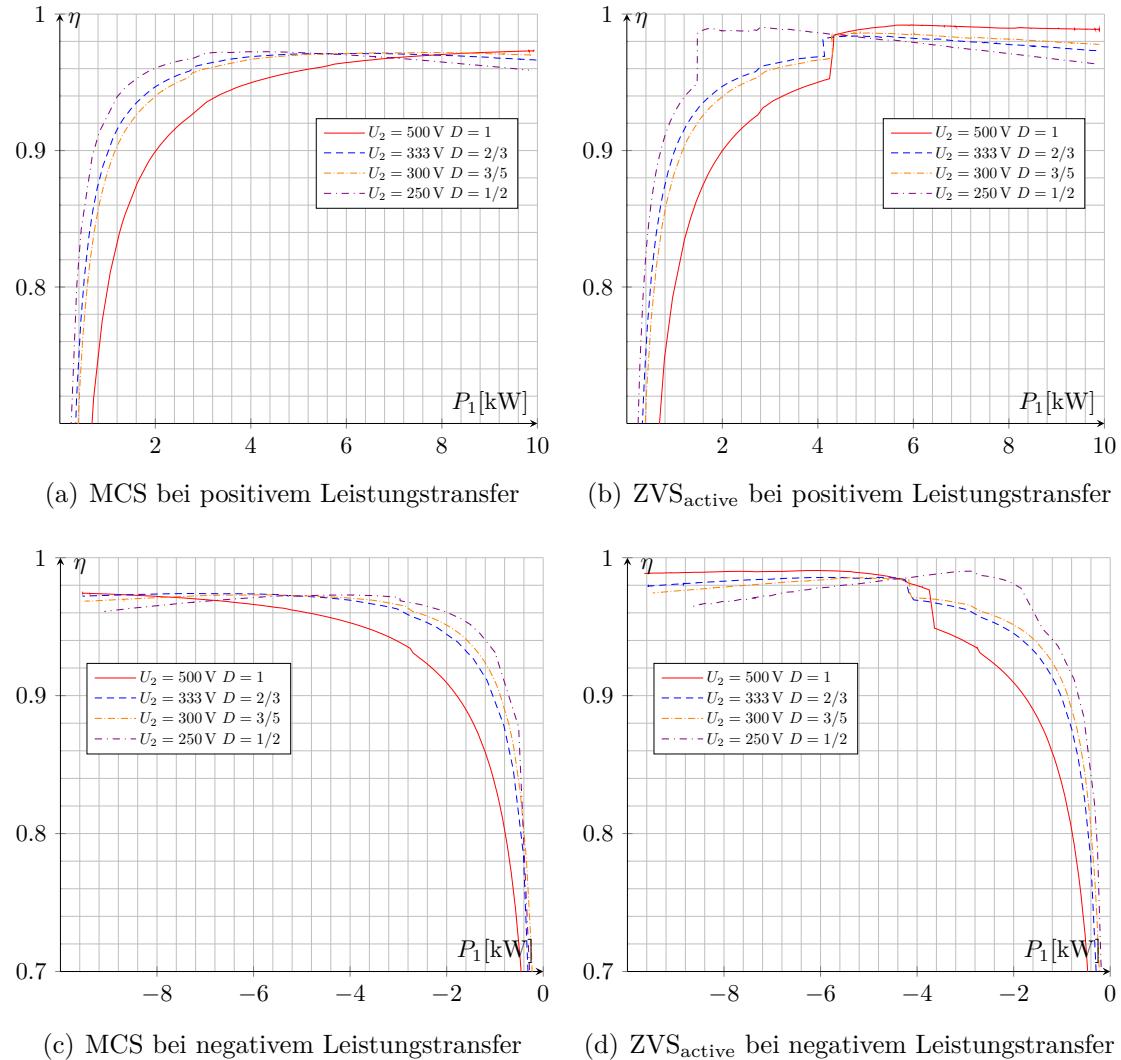
**Abbildung 6.15:** Betrieb des Wandlers unter Verwendung der Schaltentlastungsstrategie bei  $D = 2/3$

Vereinfachungen und Abschätzungen lässt sich die Schaltentlastung im hohen Leistungsbereich für alle Modulationsvektoren garantieren. Jedoch stellt das praktische Ergebnis nicht das theoretische Optimum dar. Dies wird erkenntlich, wenn das Ergebnis mit den Randbedingungen für den idealen schaltentsalteten Betrieb mit der Kurvenform in Abb. 6.15 vergleicht:

- Reduzierung der Abschaltverluste durch einen möglichst kleinen Abschaltstrom  $i_{1,off}$ .
- ✓ Reduzierung der Einschaltverluste durch Umladung der äquivalenten Kapazität auf den Spannungswert  $u_{1,on}$ .
- ✗ Möglichst geringe Diodenschaltverluste und Leitverluste durch die Vermeidung von Diodenleiten.

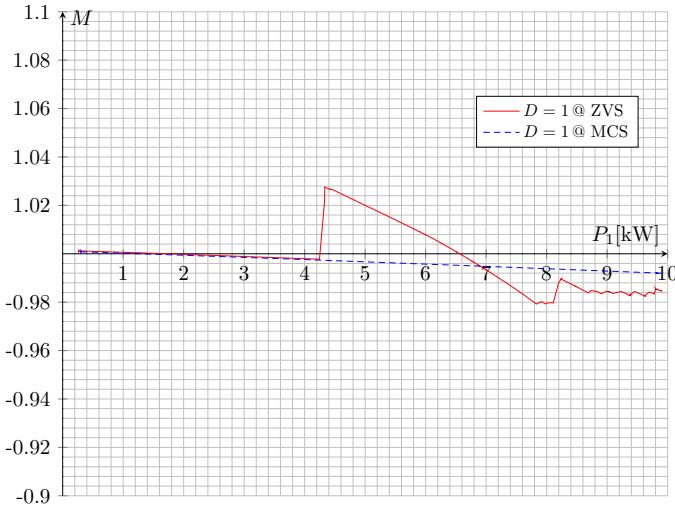
Der Abschaltstrom ist in der Anwendung bereits reduziert aber nicht ideal. Die Einschaltverluste können als minimal angenommen werden, da der Umladevorgang vor dem Ende der Totzeit abgeschlossen ist. Diese haben gewöhnlich den größten Anteil an den auftretenden Schaltverlusten [70]. Die Zeit, in der die internen Dioden leitend sind, kann noch stark reduziert werden, die Ströme in diesem Zeitraum sind allerdings gering.

Die Implementierung der Schaltentlastung wurde motiviert durch das Bestreben, den Wirkungsgrad des Aufbaus zu verbessern. Die Darstellung der Wirksamkeit soll nun anhand einer neuen Wirkungsgradmessung vorgenommen werden. Das Ergebnis der Messung ist die Wirkungsgradkurve für den Leistungstransfer von Wicklungsseite 1 zu Wicklungsseite 2 (Abb. 6.16 (b)). Daneben ist die ursprüngliche Messung ohne Schaltentlastung erneut dargestellt (Abb. 6.16 (a)). Im niedrigen Leistungsbereich zeigt sich kein Unterschied zwischen den beiden Messungen. Der Grund dafür ist, dass kein signifikanter Leistungstransfer vorliegt und so die ZVS-Strategie nicht angewendet werden kann. Liegt ein signifikanter Leistungstransfer



**Abbildung 6.16:** Wirkungsgradkurven des Schaltentlastungsansatzes ZVS<sub>active</sub> auf Basis von aktiven Stromkomponenten im Vergleich zum Betrieb unter Anwendung von MCS

vor, wird die ZVS Steuerung aktiviert. Dies macht sich direkt in einem Wirkungsgradsprung bemerkbar. Es zeigt sich ein signifikanter Unterschied zum ursprünglichen Wirkungsgradverlauf. In der Spitze können bis zu 4% Wirkungsgradzuwachs gewonnen werden. Die maximale Verlustleistung der Anwendung und somit auch Kosten in für Kühlauflauf lassen sich erheblich reduzieren. Die Funktionalität lässt sich ebenfalls bei Leistungsfluss von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1 zeigen (Vergleich Abb. 6.16 (c) zu Abb. 6.16 (d)). Wie aus der Gegenüberstellung der Wirkungsgradmessungen zu entnehmen, lässt sich auch in diesen Betriebspunkten der Wirkungsgrad erhöhen. Auch wenn die Schaltfrequenz  $f_{sw}$  nur im geringen



**Abbildung 6.17:** Einfluss der Schaltentlastungsstrategie auf das Spannungsübersetzungsverhältnis bei  $M' = 1$

Maße variiert wird, hat diese Variation einen Einfluss auf das Spannungsübersetzungsverhältnis  $M'$  des Wandlers. Eine analytische Untersuchung dieser Fragestellung wird in dieser Arbeit nicht vorgenommen. Messtechnisch lässt sich die Abweichung vom erwarteten Wert allerdings gut auswerten. Parallel zur Wirkungsgrad Messung, wurde für  $D = 1$  das Spannungsübersetzungsverhältnis  $M'$  als Funktion der Leistung messtechnisch erfasst. Im Umschaltzeitpunkt tritt umgehend eine große Abweichung vom erwarteten Wert  $M' = 1$  auf. Die Messergebnisse deuten an, dass die Spannungsvariation direkt damit zusammenhängt wie gut der schaltentlastete Betrieb eingestellt ist. Für den dargestellten Betriebsbereich ergibt sich eine maximale Abweichung von 5 % vom erwarteten Wert. Zum Vergleich ist die Abweichung für den Betrieb ohne Schaltentlastung ebenfalls dargestellt. Für eine einfache Auslegung ist es wichtig, dass das Spannungsübersetzungsverhältnis nach Möglichkeit lastunabhängig und konstant ist.

## 6.7 Zusammenfassung

Um ein umfassendes Verständnis über Schaltentlastung zu erhalten, ist für jeden einzelnen Schaltvorgang ein anzustrebender Kurvenverlauf definiert. Dieser ist technisch einstellbar und erfüllt gleichzeitig die Anforderungen an einen idealen Umladevorgang aus Kapitel 5 bestmöglich. Auf Basis dieser Kurvenformen lassen sich Anfangs- und Endbedingungen des Umladevorgangs ableiten, welche zur Berechnung genutzt werden. Ebenfalls ist für jeden Schaltvorgang eine Beschreibung des Systems dargestellt. Diese Beschreibung geschieht auf Basis des T-Ersatzschaltbildes und der Abbildung der Vollbrücke als äquivalenten Kondensator. Diese Beschreibung ermöglicht es, das Verhalten des Systems bei gegebenen Anfangs- und Endbedingungen im Detail vorauszusagen und zu verstehen. Sind das Systemverhalten und die Randbedingungen bekannt, kann aus diesen abgeleitet werden wie die Betriebsparameter zu wählen sind, um das zuvor definierte angestrebte Verhalten zu erreichen. Die Betriebsparameter sind für die Betrachtung die

Totzeit, welche der Umladezeit entspricht und die Schaltfrequenz welche den Abschaltstrom bestimmt. Die Erprobung des Ansatzes zeigt, dass sich der Schaltentlastungsansatz ZVS<sub>active</sub> sinnvoll in der Praxis einsetzen lässt und einen echten Mehrwert beim Betrieb des Wandlers bietet.

# 7 ZVS<sub>reactive</sub>: Schaltentlastung durch die Nutzung von Blindströmen

---

Auch bei diesem Schaltentlastungsansatz muss zu jedem Schaltzeitpunkt der Umladestrom mit korrektem Vorzeichen bereitgestellt werden. Hier wird der Ansatz verfolgt Blindströme gezielt in den Resonanzkreis einzuprägen und diese dann für die Schaltentlastung zu nutzen. Dieses Verfahren wird mit ZVS<sub>reactive</sub> als Schaltentlastungsstrategie auf Basis von reaktiven Stromkomponenten definiert. Im vorausgegangenen Kapitel wurde eine Schaltentlastungsstrategie erarbeitet, welche im hohen Leistungsbereich die Verlustleistung wirksam minimiert. Fordert die Anwendung allerdings, die Schaltverluste im niedrigen Lastbereich zu reduzieren, ist dieser Ansatz nicht geeignet. Aus diesem Grund, wird eine lastunabhängige Schaltentlastungsstrategie angestrebt. Das Ziel ist es, bei konstanter Schaltfrequenz, festem Spannungsübersetzungsverhältnis und in jedem Arbeitspunkt den schaltentlasteten Betrieb zu gewährleisten.

Im Fokus steht vorerst eine qualitative Betrachtung der angestrebten Spannungs- und Stromformen. Die Basis bildet eine Zerlegung der Ströme  $i_1$  und  $i_2'$  in einzelnen Stromkomponenten. Die einzelnen Komponenten werden auf ihre Eignung für die Schaltentlastung untersucht und das grundsätzliche Konzept zur Schaltentlastung auf Basis der Komponenten dargestellt.

Für das Verständnis ist eine mathematische Beschreibung notwendig. Im Gegensatz zur vorausgegangen Schaltentlastungsmethode soll nun bei beiden Vollbrücken gleichzeitig Schaltentlastung stattfinden. Dies erschwert die mathematische Beschreibung erheblich, da die Umladevorgänge miteinander wechselwirken. Aus diesem Grund wird zuerst untersucht, wie Schaltentlastung auf Wicklungsseite 1 bei hartgeschalteter Wicklungsseite 2 implementiert werden kann. Im Anschluss ist dargestellt, wie sich Schaltentlastung auf Wicklungsseite 2 bei hartgeschalteter Wicklungsseite 1 umsetzen lässt.

Auf Basis der beiden Beschreibungen ist ein Auslegungsverfahren für die Schaltentlastung dargestellt. Aus der Auslegung resultiert ein Parametersatz  $L_M$ ,  $t_{z,1}$ ,  $t_{z,2}$  und  $\Phi_{outer}$ , der bei richtiger Wahl lastunabhängige Schaltentlastung garantiert.

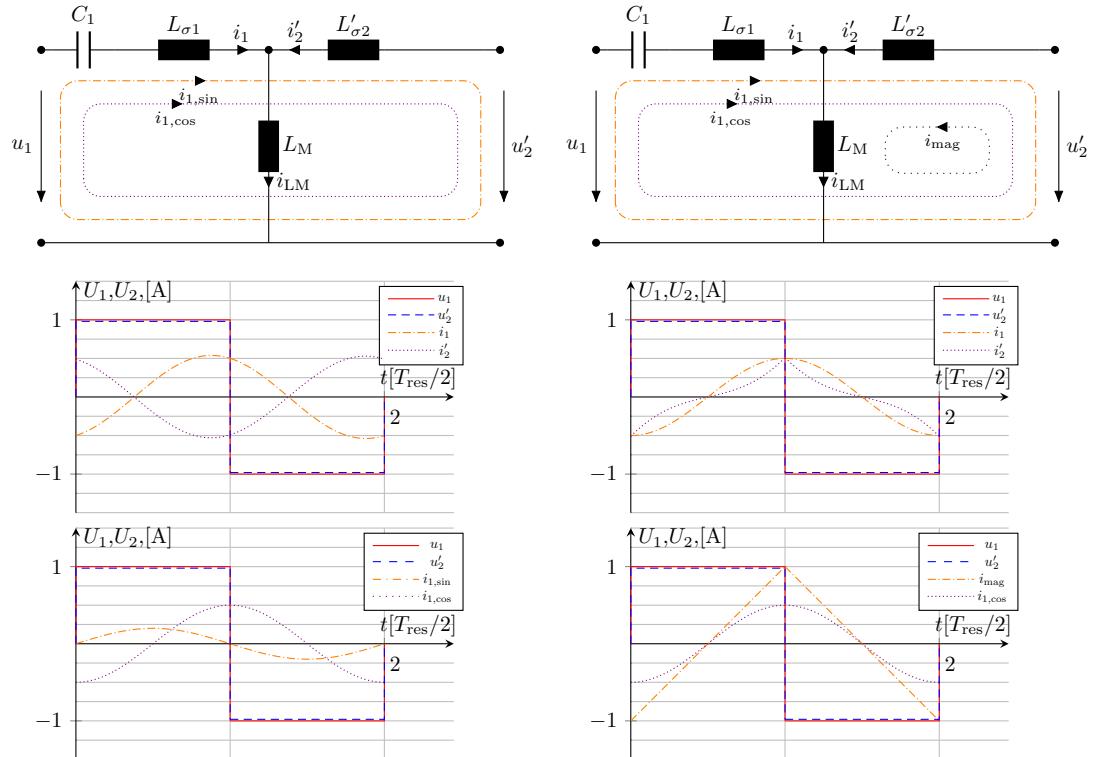
## 7.1 Konzept zur Schaltentlastung unter Verwendung von reaktiven Stromkomponenten

In Abb. 7.1 (a) ist der Verlauf der Spannungsformen  $u_1$  und  $u'_2$  bei gewöhnlicher kontinuierlicher Anregung abgebildet. Um den schaltentlasteten Betrieb zu gewährleisten, muss zum Zeitpunkt  $t = T_{\text{res}}/2$  aufgrund der Randbedingung ( $u_{1,\text{on}} < u_{1,\text{off}}$ ,  $u'_{2,\text{on}} < u'_{2,\text{off}}$ ) ein positiver Umladestrom ( $i_{1,\text{off}} > 0 \text{ A}$  und  $i'_{2,\text{off}} > 0 \text{ A}$ ) bereitgestellt werden. Für die Darstellung des Konzepts wird vereinfachend angenommen, dass ein korrektes Vorzeichen des Stroms im Abschaltmoment genügt, um ZVS zu garantieren.

Der Fokus liegt auf der Schaltentlastung der ersten Vollbrücke. Basierend auf dem T-Ersatzschaltbild aus Abschnitt 4.1 wird eine reaktive Stromkomponente in  $i_1$  gesucht, die zu jedem Schaltzeitpunkt den Umladestrom mit korrektem Vorzeichen bereitstellt. Aus diesem Grund wird die Gleichung des Stroms der kompensierten Seite  $i_1$  aus Abschnitt 4.1 erneut betrachtet (Gleichung (7.1)).

$$\begin{aligned} i_1 &= Z_{C1}^{-1} \cdot \left( \left( -U_{C1,0} + \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot t) + (I_{1,0} \cdot Z_{C1}) \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t) \right) \\ i_1 &= \frac{\left( -U_{C1,0} + \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right)}{Z_{C1}} \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot t) + (I_{1,0}) \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t) \\ i_1 &= i_{1,\text{sin}} + i_{1,\text{cos}} \end{aligned} \quad (7.1)$$

In ihr sind zwei Stromkomponenten enthalten, eine mit sinusförmigen und eine mit kosinusförmigen Verlauf. Diese sollen nun auch als einzelne Komponenten  $i_{1,\text{sin}}$  und  $i_{1,\text{cos}}$  in der mathematischen Beschreibung betrachtet werden. In Abb. 7.1 (a) wird durch den geschlossenen Umlauf symbolisiert, über welchen Pfad



(a) Verlauf bei der Annahme von  $L_M$  gegen un- (b) Darstellung des Spezialfalls  $L_M < \infty$  und endlich  $i_{1,\text{sin}} = 0 \text{ A}$

**Abbildung 7.1:** Stromkomponenten im T-Ersatzschaltbild

die beiden Stromkomponenten  $i_{1,\text{sin}}$  und  $i_{1,\text{cos}}$  in erster Näherung fließen. Die Amplitude der Komponente

$i_{1,\sin}$  ist für die weitere Betrachtung uninteressant, da diese mit  $f_{\text{SW}} = f_{\text{res}}$  amplitudenunabhängig zum Schaltzeitpunkt den Wert 0 A annimmt. Damit ist diese Stromkomponente nicht für die Schaltentlastung nutzbar. Übrig bleibt die Stromkomponente mit kosinusförmigen Verlauf. Die Amplitude von  $i_{1,\cos}$  ist beliebig gewählt und entspricht  $I_{1,0} = -0,5 \text{ A}$ .

Da die Schaltfrequenz des Wandlers der Resonanzfrequenz entspricht, nimmt die Kosinuskomponente des Stroms  $i_1$  im Schaltaugenblick abwechselnd ihr positives und negatives Maximum an. Wie bereits erwähnt, muss bei einem Umladevorgang von  $u_1$  zum Zeitpunkt  $t = 0 \text{ s}$  von  $-U_1$  zu  $U_1$  ein negativer Umladestrom vorliegen. Diese Bedingung ist, wie in der Grafik Abb. 7.1 (a) zu erkennen, zum Zeitpunkt  $t = 0 \text{ s}$  erfüllt. Für den Wechsel von  $u_1$  von  $U_1$  zu  $-U_1$  zum Zeitpunkt  $t = T_{\text{res}}/2$  wird ein positiver Umladestrom benötigt. Auch diese Bedingung ist erfüllt. Somit besteht die theoretische Möglichkeit den Strom  $i_{1,\cos}$  zu nutzen, um ZVS sicherzustellen. Zusätzlich ist dieser über die Resonanzhalbperiode mittelwertfrei und hat somit keinen Einfluss auf den Leistungstransfer. Damit erfüllt die Stromkomponente  $i_{1,\cos}$  alle gestellten Anforderungen. Die Kosinuskomponente  $i_{1,\cos}$  des Stroms  $i_1$  soll für die Schaltentlastung der ersten Vollbrücke genutzt werden.

Der Fokus liegt nun auf der Schaltentlastung der zweiten Vollbrücke. Der Ausgangspunkt zur weiteren Betrachtung bildet der Strom  $i'_2$  (Gleichung (7.2)), welcher den Umladestrom der zweiten Vollbrücke enthalten muss.

$$\begin{aligned}
i'_2 &= \frac{1}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \cdot t + I_{\text{LM},0} - \\
&\quad Z_{\text{C1}}^{-1} \cdot \left( \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{res,C1}} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{res,C1}} \cdot t)) \\
i'_2 &= \frac{t}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 + I_{\text{LM},0} - \left( \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot i_1 \\
i'_2 &= i_{\text{mag}} + I_{\text{LM},0} - \left( \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot i_{1,\sin} - \left( \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot i_{1,\cos}
\end{aligned} \tag{7.2}$$

$i'_2$  lässt sich in drei unabhängige Stromkomponenten zerlegen. Erster Summand und damit erste Komponente ist der lineare Anteil des Magnetisierungsstroms  $i_{\text{mag}}$ . Der Umlauf von  $i_{\text{mag}}$  ist in Abb. 7.1 (b) dargestellt. Gleichung (7.2) zeigt ebenfalls, dass der Strom  $i_1$  anteilig mit negativem Vorzeichen in  $i'_2$  enthalten ist. Daraus folgt, dass zum Schaltzeitpunkt ebenfalls die Kosinuskomponente und die Sinuskomponente mit umgekehrtem Vorzeichen in  $i'_2$  enthalten sind. Auch bei der zweiten Vollbrücke ist die Schaltentlastung auf Basis der Sinuskomponente nicht möglich, da der Wandler bei Resonanzfrequenz arbeitet. Ebenfalls ausgeschlossen ist die Nutzung der Kosinuskomponente, da sie im Schaltaugenblick das entgegengesetzte Vorzeichen aufweist (Abb. 7.1 (a)), wenn diese zur Schaltentlastung der ersten Vollbrücke genutzt wird. Die verbleibende Komponente in  $i'_2$  ist der lineare Anteil  $i_{\text{mag}}$ , dessen Verlauf mit besserer Modellierung in der Abb. 7.1 (b) dargestellt ist. Es zeigt sich, dass diese Stromkomponente zu jedem Schaltzeitpunkt das richtige Vorzeichen aufweist. Des Weiteren trägt diese Stromkomponente nicht zum Leistungstransfer bei, da sie über die Resonanzhalbperiode hinweg mittelwertfrei ist. Folglich kann diese Komponente für die Schaltentlastung der zweiten Vollbrücke genutzt werden. Bevor die Stromkomponente  $i_{\text{mag}}$  genutzt werden kann, muss diese  $i_{1,\cos}$  überkompensieren. Somit muss  $L_M + L'_{\sigma 2}$  so gewählt werden, dass  $i_{\text{mag}}$  zuerst  $i_{1,\cos}$  in  $i'_2$  kompensiert und zusätzlich den benötigten Umladestrom für die zweite Vollbrücke bereitstellt.

Dieser Sachverhalt wird an einem expliziten Beispiel unter Verwendung von Abb. 7.1 (b) erläutert. Es gilt die Annahme, dass in beiden Vollbrücken ein Umladestrom von 0,5 A zum Zeitpunkt  $t = T_{\text{res}}/2$  mit korrektem Vorzeichen vorliegen muss. Zur Schaltentlastung der kompensierten Seite liegt ein Strom  $i_{1,\cos}$  mit der Amplitude  $I_{1,0} = 0,5 \text{ A}$  im Resonanzkreis vor. Damit schaltet die erste Vollbrücke zum Zeitpunkt  $t = T_{\text{res}}/2$  schaltentlastet.  $L_M + L'_{\sigma 2}$  muss so gewählt sein, dass  $i'_2$  ebenfalls 0,5 A beträgt. Folglich muss  $i_{\text{mag}}$  im Schaltaugenblick 1 A entsprechen, um die Kosinuskomponente zu kompensieren und den benötigten Strom von 0,5 A bereitzustellen. Das Ergebnis dieser Betrachtung sind angestrebte

Kurvenformen von  $i_1$  und  $i_2'$ , die lastunabhängige Schaltentlastung garantieren. Da nun die grundsätzlichen Kurvenformen bekannt sind, ergibt sich die Fragestellung, wie sich der benötigte Umladestrom berechnet und wie dieser eingestellt wird.

## 7.2 Schaltentlastung der ersten Vollbrücke auf Basis der Kosinuskomponente in der qualitativen Betrachtung

Während die Stellgrößen zur Beeinflussung von  $i_{\text{mag}}$  direkt aus der Gleichung zu entnehmen sind, ergibt sich die Fragestellung wie die Stromkomponente  $i_{1,\cos}$  gezielt beeinflusst werden kann.

Hierfür wird ein Gedankenexperiment vorgenommen und in der Abb. 7.2 visualisiert. Für dieses Experiment sind folgende Randbedingungen bekannt: Der Resonanzkreis wird mit den Spannungen  $u_1$  und  $u_2'$  gewöhnlich und kontinuierlich mit  $f_{\text{SW}} = f_{\text{res}}$  angeregt, die Totzeiten der ersten und zweiten Vollbrücke sind identisch  $t_z = t_{z,1} = t_{z,2}$  und im Verhältnis zur Schaltperiodendauer sehr kurz, die Spannung  $U_1$  entspricht der Spannung  $U_2'$  und es liegt kein Leistungstransfer vor. Zwischen den Spannungen  $u_1$  und  $u_2'$  wird ein äußerer Phasenversatz eingestellt, sodass die Spannung  $u_2'$  voreilt. Der Phasenversatz von  $u_2'$  bezogen auf  $u_1$  beträgt die doppelte Totzeit  $\Phi_{\text{outer}} = -2 \cdot t_z$  mit negativen Vorzeichen.

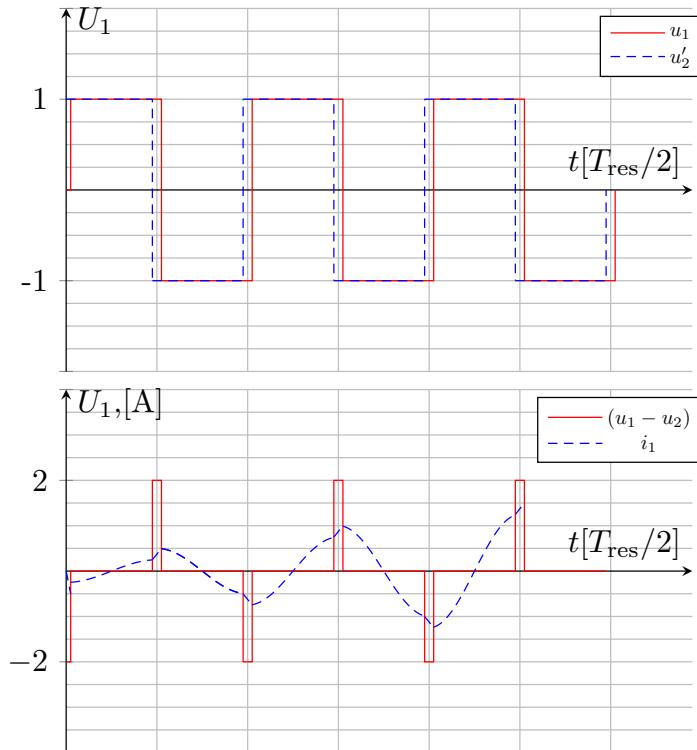


Abbildung 7.2: Einfluss von  $\Phi_{\text{outer}}$  auf den Strom  $i_{1,\cos}$

Wird die Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis  $u_1 - u_2'$  in Abb. 7.2 betrachtet, zeigt sich, dass zwischen dem Umschaltmoment von  $u_2'$  und dem Umschaltmoment von  $u_1$  eine Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis anliegt. Da diese Spannungsdifferenz nur sehr kurz über dem Resonanzkreis anliegt, kann der Anstieg des Stroms als linear angenommen werden. Somit kommt es zum Zeitpunkt  $t = 0$  s zu einem negativen Anstieg des Stroms auf  $-0,25$  A. Nimmt die Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis wieder den Wert 0 V an, beginnt die eigentliche Resonanzhalbperiode. Zu diesem Zeitpunkt beträgt der

Startwert  $i_1(t = 0) = i_{1,\cos}(t = 0) = I_{1,0} = -0,25$  A. Der Strom schwingt frei von jeglicher Beeinflussung im Resonanzkreis bis zum Zeitpunkt  $i_1(t = T_{\text{res}}/2) = 0,25$  A. Durch die nun positive Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis steigt der Strom  $i_1$  um 0,25 A auf 0,5 A. Wird der Verlauf weiter verfolgt, zeigt sich, dass der Betrag der Amplitude  $I_{1,0}$  des Stroms  $i_1$  kontinuierlich mit jeder Resonanzhalbperiode um 0,25 A steigt. Dieser Effekt führt, bei vernachlässigter Dämpfung, zu einem unendlich großen Strom im Resonanzkreis. Das Ergebnis des Gedankenexperiments ist, dass sich die Cosinuskomponente durch den Phasenversatz  $\Phi_{\text{outer}}$  beeinflussen lässt.

Nun muss die Frage beantwortet werden, wie sich dieser Strom in seiner Amplitude kontrollieren lässt, um ihn in der Anwendung nutzbar zu machen. Dafür wird die äußere Phasenverschiebung von  $\Phi_{\text{outer}} = -2 \cdot t_z$  auf  $\Phi_{\text{outer}} = -t_z/2$  reduziert, wodurch sich die Totzeiten der ersten und zweiten Vollbrücke überschneiden. Für die folgende Betrachtung wird angenommen, dass die Schaltgeschwindigkeit der zweiten Vollbrücke wesentlich größer ist als die Zeitkonstante des Umladevorgangs. Zusätzlich wird für eine vereinfachende Darstellung angenommen, dass der Umladevorgang linear und dessen Steigung proportional zum Strom im Abschaltmoment ist. In (Abb. 7.3) wird das Verhalten der Schaltung zu dem Zeitpunkt dargestellt, in welchem der Abschaltstrom die Hälfte des benötigten ZVS-Stroms  $\hat{I}_{1,\text{ZVS}}$  beträgt. Die Spannung  $u_1$  zeigt

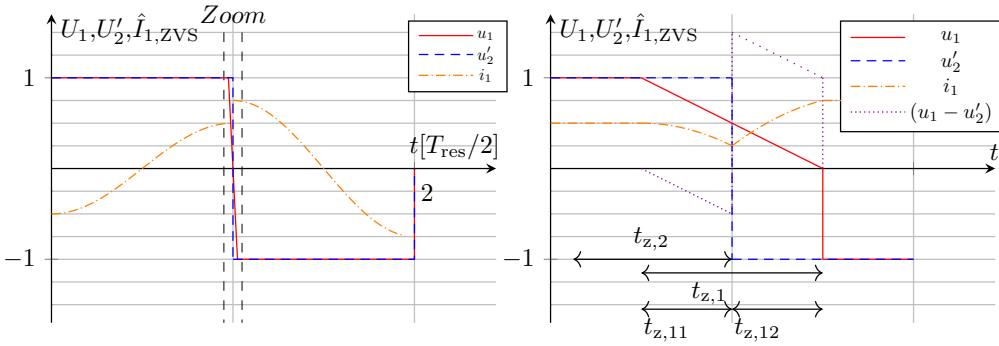


Abbildung 7.3: Entwicklung von  $i_{1,\cos}$  bei unvollständiger Schaltentlastung

eine Änderung mit dem Beginn der Totzeit  $t_{z,1}$ . Während der Totzeit erfährt die Spannung  $u_1$  eine lineare Änderung, welche proportional zum Abschaltstrom ist. Zum Ende der Totzeit  $t_{z,1}$  ist der Umladevorgang nicht komplett abgeschlossen, sondern nur zur Hälfte. Der Verlauf des Stroms  $i_1$  während der Totzeit  $t_{z,1}$  ist von Interesse, da er kontrolliert werden soll. Dieser ist eine Funktion des Integrals der Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis  $i_{1,\text{on}} = L^{-1} \int (u_1 - u_2') dt + i_{1,\text{off}}$ . Für die Betrachtung ist es dienlich, die Totzeit  $t_{z,1}$  in zwei Zeitabschnitte zu unterteilen: Der Anteil der Totzeit, welcher vor dem Einschaltzeitpunkt der zweiten Vollbrücke liegt ( $t_{z,11}$ ) und dem Anteil danach ( $t_{z,12}$ ). Während  $t_{z,11}$  erfährt der Strom als Integral der Spannungsdifferenz  $u_1 - u_2'$  eine negative Änderung von  $-0,25$  A. Am Ende der Totzeit  $t_{z,2}$  ändert die Spannung  $u_2'$  ihr Vorzeichen, die Spannungsdifferenz ist ab diesem Moment positiv. Das Integral der positiven Spannungszeitfläche ruft eine Stromänderung in positive Richtung um  $0,5$  A hervor. Am Ende der gesamten Totzeit ist der Strom um  $0,25$  A angestiegen. In Summe ist die Amplitude des Stroms  $i_{1,\cos}$  somit größer als zu Beginn der Totzeit  $t_{z,1}$ . Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass, wenn der Umladestrom für die Schaltentlastung nicht ausreicht, die Amplitude des Stroms im Resonanzkreis ansteigt. Dies führt zum Ende der nächsten Resonanzhalbperiode zu einem höheren Abschaltstrom und somit zu einem schnelleren Umladevorgang. Damit zeigt das System wünschenswertes Verhalten.

Die gleiche Betrachtung wird für einen Abschaltstrom vorgenommen, welcher größer ist als der benötigte Umladestrom  $\hat{I}_{1,\text{ZVS}}$  (Abb. 7.4). Durch den zu großen Abschaltstrom und die daraus resultierende größere Steigung der Spannung  $u_1$  ist der Umladevorgang vor dem Ende der Totzeit  $t_{z,1}$  abgeschlossen. Eine weitere Spannungsänderung wird durch die Dioden der Halbleiter begrenzt. Daraus folgt, dass die negative Spannungszeitfläche über dem Resonanzkreis während der Totzeit  $t_{z,1}$  größer ist als die positive Spannungszeitfläche. Damit ist der Strom zum Ende von  $t_{z,1}$  kleiner als der Strom zum Beginn von  $t_{z,1}$ .

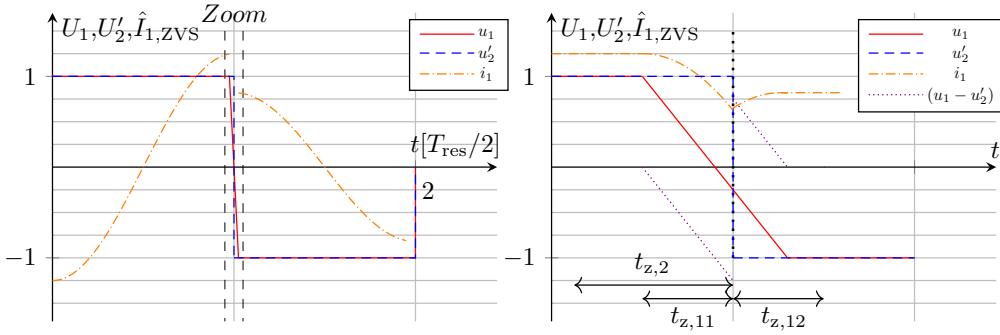


Abbildung 7.4: Entwicklung von  $i_{1,\cos}$  bei vorzeitiger Schaltentlastung

Somit sinkt der Abschaltstrom für den nächsten Schaltvorgang und damit auch die Umladegeschwindigkeit. Ist der Abschaltstrom, die Amplitude von  $i_{1,\cos}$ , kleiner als der benötigte Umladestrom, erhöht sich dieser für den nächsten Schaltvorgang. Wenn die Stromamplitude zu groß und der Umladevorgang zu schnell vonstattengeht, sinkt der Umladestrom für den nächsten Schaltvorgang. Das System befindet sich nur dann in einem stabilen Arbeitspunkt, wenn die Amplitude von  $i_{1,\cos}$  so groß ist, dass der Umladevorgang genau am Ende der Totzeit  $t_{z,1}$  endet. Ist diese Bedingung wie in Abb. 7.5 erfüllt, ergeben sich für die Spannungsdifferenz  $u_1 - u_2'$  symmetrische Spannungszeitflächen über dem Resonanzkreis und somit ein eingeschwungener Zustand. **Das System ist selbstregulierend**. Auch wenn das selbstregulierende

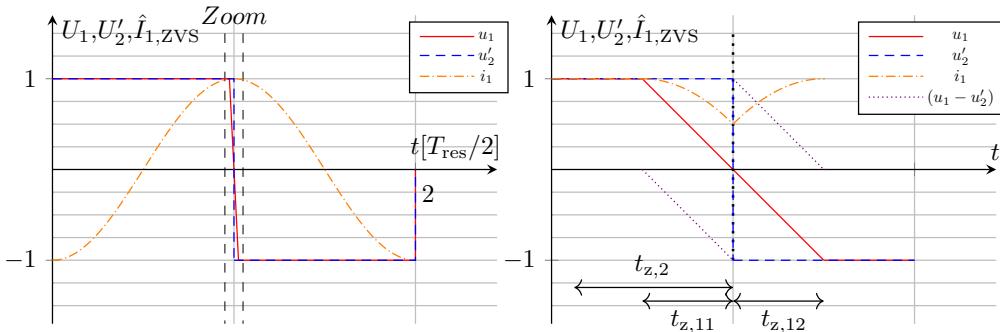


Abbildung 7.5: Entwicklung von  $i_{1,\cos}$  bei Schaltentlastung

Verhalten unter der Annahme einer unendlich schnellen Schaltflanke der Spannung  $u_2'$  diskutiert wurde, ist dies keine Forderung an welche die Selbstregulierung geknüpft ist. In Abb. 7.6 ist dargestellt wie sich Strom- und Spannungsformen ändern wenn die Änderungsgeschwindigkeit von  $u_2'$  begrenzt ist. Aus dem stetigen Verlauf der Spannung  $u_2'$  folgt zwangsläufig, dass die Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis  $u_1 - u_2'$  ebenfalls einen stetigen Verlauf zeigt. Jedoch gilt weiterhin die Forderung, dass die Spannungszeitflächen symmetrisch sein müssen, um den eingeschwungenen Zustand zu garantieren. Dies ist, wie in Abb. 7.6 dargestellt, auch bei begrenzter Steilheit von  $u_2'$  gegeben, sofern der Phasenversatz so angepasst wird, dass der Nulldurchgang der Spannung  $u_2'$  die Totzeit  $t_{z,1}$  symmetrisch in  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$  trennt. **Die Forderung nach einem eingeschwungenen Zustand ist auch bei reduzierter Schaltgeschwindigkeit von  $u_2'$  gültig**. Ebenfalls muss die Totzeiten  $t_{z,1}$  und  $t_{z,2}$  nicht zwangsläufig gleich gewählt werden. Ferner muss der Phasenversatz nicht zwangsläufig  $\Phi_{\text{outer}} = -t_z/2$  entsprechen, was bedeutet, dass  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$  nicht den gleichen Wert aufweisen. Um die Auswirkung der Parameterauswahl auf den Umladevorgang zu verdeutlichen, wird die Totzeit  $t_{z,1}$  halbiert, während  $t_{z,11} = t_{z,12}$  entspricht (Abb. 7.7). Daraus resultiert, dass der Umladevorgang innerhalb der Hälfte der Zeit vonstatten gehen muss, um symmetrische Spannungszeitflächen der Spannung  $u_1 - u_2'$  zu garantieren. Über den angenommenen linearen Zusammenhang zwischen Umladezeit und Umladestrom ergibt sich eine Verdopplung der Amplitude des Stroms  $i_{1,\cos}$ ,

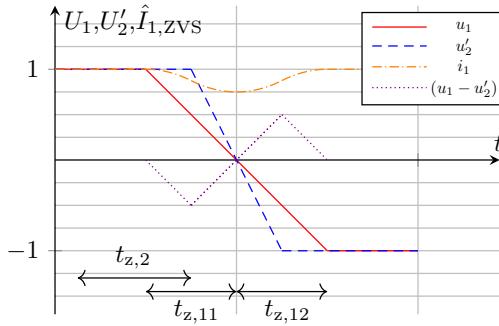


Abbildung 7.6: Verhalten von  $i_{1,\cos}$  bei begrenzter Steilheit von  $u'_2$

um die Umladezeit zu halbieren. **Die Forderung nach einem eingeschwungenen Zustand ist parameterunabhängig.** Ausstehend ist die Diskussion des Systemverhaltens, sofern die Amplitude des

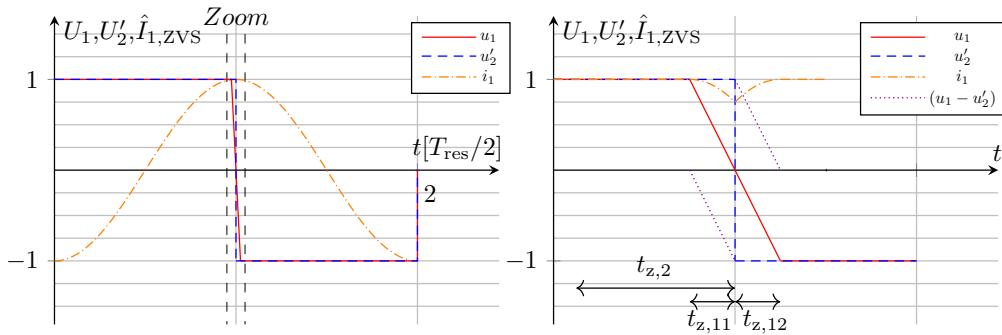


Abbildung 7.7: Entwicklung von  $i_{1,\cos}$  bei Schaltentlastung und halbierter Totzeit

Laststroms  $i_{1,\sin}$  größer 0 A ist. Wird die Totzeit als viel kleiner angenommen als die Resonanzperiode, steht dieser Effekt nicht in Wechselwirkung mit der Leistungsübertragung. Die Sinuskomponente nimmt unter dieser Annahme während des Umladevorgangs lastunabhängig den Wert 0 A an. Somit lässt sich auf der kompensierten Seite lastunabhängig Schaltentlastung garantieren. Die vereinfachte Betrachtung reicht aus, um ein grundlegendes Verständnis des Effekts und seiner Wachstumsgesetze zu erhalten. Die entsprechenden Parameter für Schaltentlastung lassen sich auf Basis des Verständnisses ebenfalls sinnvoll einstellen. Es lassen sich jedoch keine quantitativen Voraussagen über Strom- und Spannungsformen treffen.

## 7.3 Mathematische Modellbildung der Schaltentlastung auf Basis der Kosinuskomponente

In der qualitativen Betrachtung wird eine zentrale Annahme getroffen, welche in einem Großteil der Anwendungen problematisch ist. Es wird angenommen, dass die Totzeit wesentlich kürzer ist als die Resonanzhalbperiode. Diese Annahme, in Kombination mit einem vorliegenden Leistungstransfer, führt zu Wechselwirkungen zwischen den Kurvenverläufen während der Totzeit und der Schaltzeit.

Die mathematische Modellbildung des Verhaltens erfolgt schrittweise. Im ersten Schritt liegt der Fokus auf Spannungs- und Stromformen während der Totzeit  $t_{z,1}$ . Das Ziel ist es, den Einschaltstrom  $i_{1,on}$  als Funktion des Abschaltstroms  $i_{1,off}$  und der vorgegebenen Betriebsparameter darzustellen. Ist dieser Zusammenhang hergestellt, lässt sich zeigen, unter welcher Bedingung das System im eingeschwungenen

Zustand arbeitet. Aus dieser Betrachtung folgt, dass sich  $i_{1,off}$  und  $i_{1,on}$  ebenfalls als Funktion der Betriebsparameter berechnen lassen. Ist die mathematische Beschreibung möglich, kann untersucht werden, wie die Parameter zu wählen sind, um ZVS auf der ersten Wicklungsseite zu garantieren.

Die Analyse des Verhaltens des Wandlers soll anhand der Differentialgleichung des Systems (Abb. 7.8 (a)) geschehen. Dafür ist ein exemplarischer Verlauf der Strom- und Spannungsformen während  $t_{z,1}$  abgebildet (Abb. 7.8 b)). Es wird das gleiche äquivalente Ersatzschaltbild wie in Abschnitt 6.1 betrachtet, da dieses das

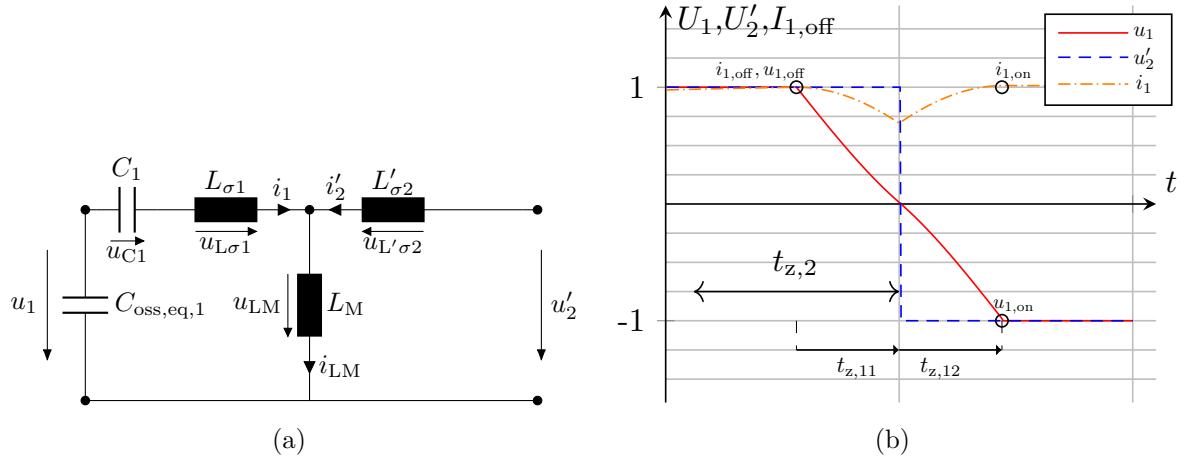


Abbildung 7.8: Systembeschreibung während  $t_{z,1}$

Umladeverhalten der ersten Vollbrücke abbildet. Die Differentialgleichung des Systems ist somit ebenfalls identisch. Jedoch werden getrennte Zeiträume ( $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$ ) für die Beschreibung des Umladevorgangs innerhalb von  $t_{z,1}$  benötigt (Abb. 7.8 (b)). Die Notwendigkeit ergibt sich aus der unstetigen Änderung der Spannung  $u'_2$  zum Ende der Teil-Totzeit  $t_{z,11}$ . Die Strom- und Spannungsformen innerhalb des Teils der Totzeit  $t_{z,11}$  werden über  $u_{11}$  und  $i_{11}$  beschrieben, während der Zeitraum  $t_{z,12}$  mittels  $u_{12}$  und  $i_{12}$  beschrieben wird. Gleichung (7.3).

$$\begin{aligned}
u_{11} &= \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma2}} \cdot u'_2 \right) + c_{11} \cdot \cos(\omega_{eq1} \cdot t) + c_{21} \cdot \sin(\omega_{eq1} \cdot t) \\
i_{11} &= Z_{eq1}^{-1} \cdot (-c_{11} \cdot \sin(\omega_{eq1} \cdot t) + c_{21} \cdot \cos(\omega_{eq1} \cdot t)) \\
u_{12} &= \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma2}} \cdot u'_2 \right) + c_{12} \cdot \cos(\omega_{eq1} \cdot t) + c_{22} \cdot \sin(\omega_{eq1} \cdot t) \\
i_{12} &= Z_{eq1}^{-1} \cdot (-c_{12} \cdot \sin(\omega_{eq1} \cdot t) + c_{22} \cdot \cos(\omega_{eq1} \cdot t))
\end{aligned} \tag{7.3}$$

Da die Differentialgleichung vorliegt, ist der nächste Schritt, die Koeffizienten der Differentialgleichungen zu bestimmen. Der Zeitraum  $t_{z,11}$  mit den Koeffizienten  $c_{11}$  und  $c_{12}$  ist als Erstes zu beschreiben (Gleichung (7.4), Gleichung (7.5)). Folgende Randbedingungen werden benötigt: Der abgeschaltete Strom zum Zeitpunkt  $t = 0\text{ s}$  ( $i_1(t = 0\text{ s}) = i_{1,off}$ ), die abgeschaltete Spannung zum Zeitpunkt  $t = 0\text{ s}$  ( $u_1(t = 0\text{ s}) = u_{1,off}$ ), die Spannung  $u'_2$  während des Zeitraums  $t_{z,11}$  ( $u'_2 = u'_{2,off} = \text{konstant}$ ) und die Resonanzkondensatorspannung während  $t_{z,11}$  ( $u_{C1} = U_{C1,0} = \text{konstant}$ ). Auf Basis der Randbedingungen lassen sich die Koeffizienten und folglich auch  $i_{11}$  und  $u_{11}$  zum Zeitpunkt  $t_{z,11}$  bestimmen.

$$\begin{aligned}
u_{11}(t = 0\text{ s}) = u_{11,off} &= \left( U_{C1,0} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma2}} \cdot u'_{2,off} \right) + c_{11} \cdot \cos(\omega_{eq1} \cdot 0\text{ s}) + c_{21} \cdot \sin(\omega_{eq1} \cdot 0\text{ s}) \\
\Leftrightarrow c_{11} &= u_{11,off} - \left( U_{C1,0} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma2}} \cdot u'_{2,off} \right)
\end{aligned} \tag{7.4}$$

Randbedingung:  $i_{11}(t = 0 \text{ s}) = i_{11,\text{off}}$

$$\begin{aligned} i_{11}(t = 0 \text{ s}) &= i_{11,\text{off}} = Z_{\text{eq1}}^{-1} \cdot (-c_{11} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s}) + c_{21} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s})) \\ &\Leftrightarrow c_{21} = i_{11,\text{off}} \cdot Z_{\text{eq1}} \end{aligned} \quad (7.5)$$

Die Endwerte der Beschreibung des Zeitraums  $t_{z,11}$  sind, unter Annahme der Stetigkeit von  $i_1$  und  $u_1$ , die Startwerte der Beschreibung des Zeitraums  $t_{z,12}$ . In Summe werden folgende Annahmen getroffen: Die Stetigkeit des Stroms in der Induktivität ( $i_{11}(t = t_{z,11}) = i_{12}(t = 0 \text{ s})$ ), die Stetigkeit der Kondensatorspannung ( $u_{11}(t = t_{z,11}) = u_{12}(t = 0 \text{ s})$ ), die Spannung  $u'_2$  während des Zeitraums  $t_{z,12}$  ( $u'_2 = u'_{2,\text{on}} = \text{konstant}$ ) und die Resonanzkondensatorspannung während  $t_{z,12}$  ( $u_{C1} = U_{C1,0} = \text{konstant}$ ). Die Koeffizienten  $c_{12}$  und  $c_{22}$  lassen sich folglich bestimmen (Gleichung (7.6), Gleichung (7.7)).

$$\begin{aligned} u_{11}(t = t_{z,11}) &= u_{12}(t = 0 \text{ s}) \\ \Leftrightarrow 1 &= \frac{u_{12}(t = 0 \text{ s})}{u_{11}(t = t_{z,11})} \\ \Leftrightarrow 1 &= \frac{\left( U_{C1,0} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_{2,\text{on}} \right) + c_{12} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s}) + c_{22} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s})}{\left( U_{C1,0} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_{2,\text{off}} \right) + c_{11} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11}) + c_{21} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11})} \\ \Leftrightarrow 1 &= \frac{\left( U_{C1,0} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_{2,\text{on}} \right) + c_{12}}{\left( U_{C1,0} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_{2,\text{off}} \right) + c_{11} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11}) + c_{21} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11})} \\ \Leftrightarrow c_{12} &= \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot (u'_{2,\text{off}} - u'_{2,\text{on}}) + c_{11} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11}) + c_{21} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11}) \end{aligned} \quad (7.6)$$

Randbedingung:  $i_{11}(t = t_{z,11}) = i_{12}(t = 0 \text{ s})$

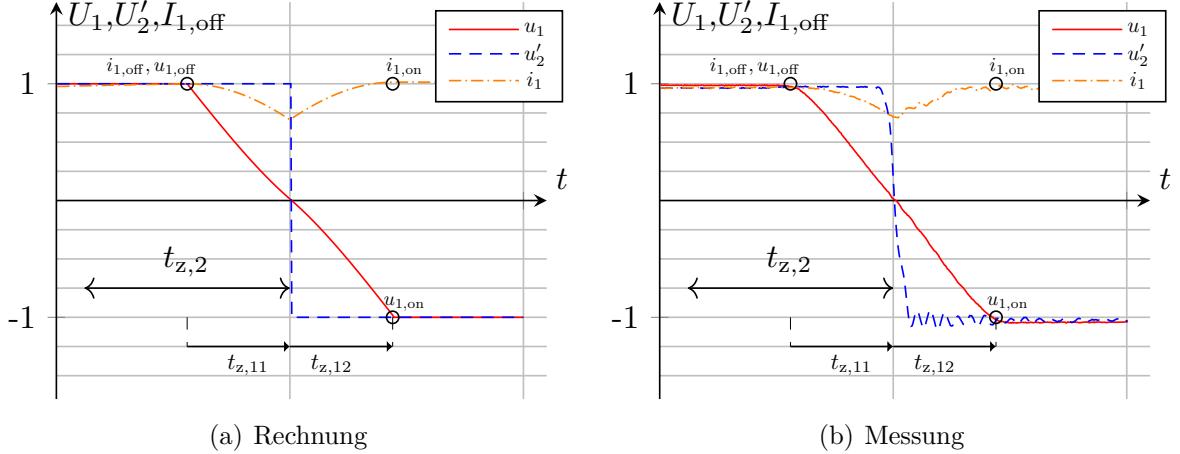
$$\begin{aligned} i_{11}(t = t_{z,11}) &= i_{12}(t = 0 \text{ s}) \\ \Leftrightarrow 1 &= \frac{i_{12}(t = 0 \text{ s})}{i_{11}(t = t_{z,11})} \\ \Leftrightarrow 1 &= \frac{-c_{12} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s}) + c_{22} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot 0 \text{ s})}{-c_{11} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11}) + c_{21} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11})} \\ \Leftrightarrow 1 &= \frac{c_{22}}{-c_{11} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11}) + c_{21} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11})} \\ \Leftrightarrow c_{22} &= -c_{11} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11}) + c_{21} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,11}) \end{aligned} \quad (7.7)$$

Das Ergebnis ist wie angestrebgt eine Darstellung des Stroms  $i_{1,\text{on}}$  als Funktion des Abschaltstroms  $i_{1,\text{off}}$  und der übrigen Betriebsparameter (Gleichung (7.8)).

$$\begin{aligned} i_{1,\text{on}} &= Z_{\text{eq1}}^{-1} \cdot (-c_{12} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,12}) + c_{22} \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,12})) \\ \Leftrightarrow i_{1,\text{on}} &= Z_{\text{eq1}}^{-1} \cdot \left( \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot (u'_{2,\text{off}} - u'_{2,\text{on}}) \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,12}) - c_{11} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,1}) + \right. \\ &\quad \left. i_{1,\text{off}} \cdot Z_{\text{eq1}} \cdot \cos(\omega_{\text{res,C1}} \cdot t_{\text{SW,eff}}) \right) \end{aligned} \quad (7.8)$$

Diese Darstellung lässt sich praktisch gut überprüfen. Die Schaltgeschwindigkeit der Spannung  $u'_2$  ist ausreichend hoch, um die vereinfachende Annahme einer unendlich hohen Schaltgeschwindigkeit zu erlauben. Abb. 7.9 (a) zeigt einen berechneten Kurvenverlauf und Abb. 7.9 (b) die praktische Überprüfung. Die Punkte, welche in beiden Kurven eingezeichnet sind, entsprechen den berechneten Werten. Ebenfalls sind beide Kurven auf die berechneten Werte normiert, was die Vergleichbarkeit verbessert. Die Messwerte zeigen eine gute Übereinstimmung mit den vorausgesagten Werten. Der Vergleich der Kurven zeigt, dass

$$\begin{aligned}
 u_{1,\text{off}} &= 499,7 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -499,7 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = -485 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -485 \text{ V} \\
 i_{1,\text{off}} &= 4,7104 \text{ A}, i_{1,\text{on}} = 4,7766 \text{ A} \\
 C_{\text{oss,eq},1} &= 940 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
 \hat{U}_{\text{C}1} &= 0 \text{ V}, \text{ berechneter Wert: } \hat{U}_{\text{C}1} = 0 \text{ V} \\
 t_{z,11} &= 110 \text{ ns}, t_{z,12} = 110 \text{ ns}
 \end{aligned}$$



**Abbildung 7.9:** Theorie- und Praxisabgleich der Strom und Spannungsformen während  $t_{z,1}$

sich  $i_{1,\text{on}}$  als Funktion von  $i_{1,\text{off}}$  in der Praxis mit hoher Genauigkeit voraussagen lässt.

Bis hierhin wurde angenommen, dass der abgeschaltete Strom  $i_{1,\text{off}}$  eine bekannte Randbedingung ist. Dies ist in der Anwendung nicht der Fall. Wie bereits in der qualitativen Betrachtung festgestellt (Abschnitt 7.2), ist dieser eine Funktion der Betriebsparameter und damit als Unbekannte im Gleichungssystem zu bewerten. Deswegen soll jetzt mit der Forderung nach einem stabilen Arbeitspunkt und damit nach einem eingeschwungenem Zustand (gleicher Ansatz wie in Abschnitt 3.3) diese Unbekannte bestimmt werden. Diese Forderung setzt eine Periodizität der Kurvenformen voraus. Aus diesem Grund wird nun die ganze Periode in Abb. 7.10 betrachtet. Diese zeigt, unterhalb der kompletten Resonanzperiode zusätzlich vergrößert die Verläufe während der Totzeiten. Unter der Annahme einer symmetrischen Kurvenform ist die Betrachtung einer halben Periode ausreichend, wenn die Vorzeichen dementsprechend beachtet werden ( $i_1(t) = -i_1(t + t_{\text{SW}}/2)$ ). Begonnen wird mit dem Ende der ersten dargestellten Totzeit  $t_{z,12}$ . Zu diesem Zeitpunkt entspricht der Strom  $i_1(t = 0 \text{ s}) = i_{1,\text{on}}$ , folglich muss im eingeschwungenen Zustand der Strom  $i_1$  nach einer halben Resonanzhalbperiode  $-i_{1,\text{on}}$  entsprechen ( $i_1(0 \text{ s} + t_{\text{SW}}/2) = -i_{1,\text{on}}$ ). Um  $i_{1,\text{off}}$  bestimmen zu können, muss nun der Zeitraum zwischen den beiden Zeitpunkten beschrieben werden. Der erste Zeitraum  $t_{\text{SW,eff}}/2$  beschreibt die Kurvenform während der effektiven Resonanzhalbschwingung. Die Dauer ergibt sich aus der Schaltperiode abzüglich der Totzeit der ersten Vollbrücke  $t_{\text{SW,eff}}/2 = t_{\text{SW}}/2 - t_{z,1}$ . Das System lässt sich auf Basis der Differentialgleichung (Gleichung (7.9)) aus Abschnitt 4.1 für diesen Zeitraum beschreiben.

$$\begin{aligned}
 u_{\text{C}1} &= \left( u_1 - \frac{L_{\text{M}}}{L_{\text{M}} + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{res,C}1} \cdot t) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{res,C}1} \cdot t) \\
 i_1 &= Z_{\text{C}1}^{-1} \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{res,C}1} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{res,C}1} \cdot t))
 \end{aligned} \tag{7.9}$$

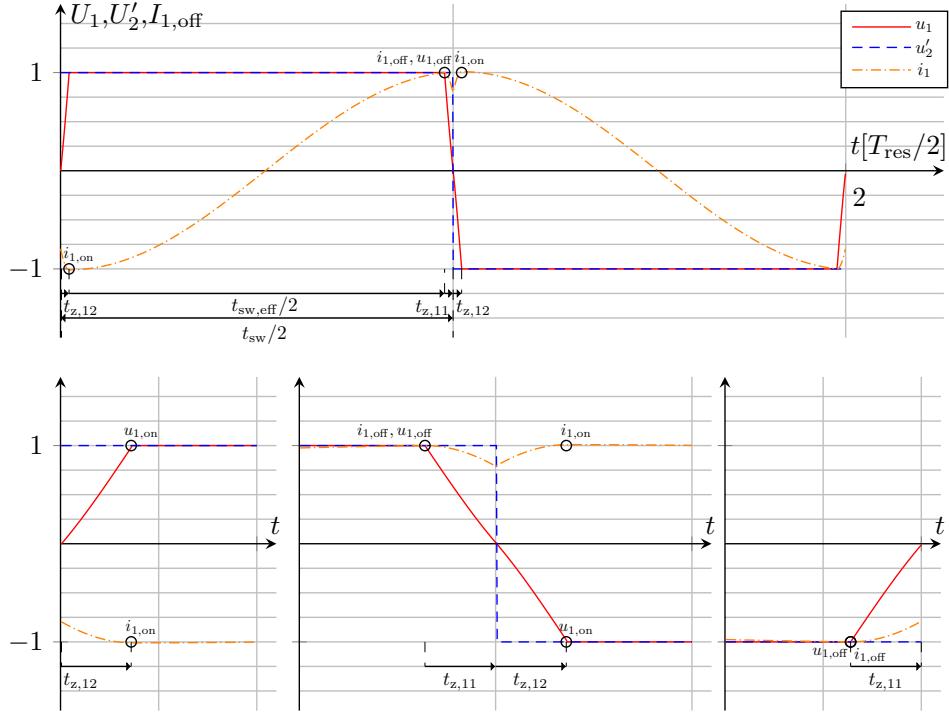


Abbildung 7.10:  $i_{1,\text{on}}$  und  $i_{1,\text{off}}$  im eingeschwungenen Zustand

Die Randbedingungen sind bereits definiert:  $u_{C1}(t = 0\text{s}) = U_{C1,0}$ ,  $i_1(t = 0\text{s}) = i_{1,\text{on}}$ . Aus diesen lassen sich die Koeffizienten bestimmen (Gleichung (7.10)).

$$\begin{aligned} c_1 &= U_{C1,0} - \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \\ c_2 &= i_{1,\text{on}} \cdot Z_{C1} \end{aligned} \quad (7.10)$$

Zusätzlich ist Abb. 7.10 zu entnehmen, dass  $i_1(t = t_{\text{SW,eff}}/2) = i_{1,\text{off}}$  entspricht.

$$\begin{aligned} i_1 &= Z_{C1}^{-1} \cdot \left( \left( -U_{C1,0} + \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot t) + \right. \\ &\quad \left. i_{1,\text{on}} \cdot Z_{C1} \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t) \right) \\ i_{1,\text{off}} &= Z_{C1}^{-1} \cdot \left( \left( -U_{C1,0} + \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot t_{\text{SW,eff}}/2) + \right. \\ &\quad \left. i_{1,\text{on}} \cdot Z_{C1} \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t_{\text{SW,eff}}/2) \right) \end{aligned} \quad (7.11)$$

Durch den hergestellten Zusammenhang zwischen  $i_{1,\text{on}}$  und  $i_{1,\text{off}}$  lässt sich  $i_{1,\text{on}}$  in der Gleichung durch bekannte Größen ersetzen und somit der Term nach  $i_{1,\text{off}}$  umstellen (Gleichung (7.12)).

$$\begin{aligned} i_{1,\text{off}} &= (Z_{\text{eq1}} + Z_{\text{eq1}} \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t_{\text{SW,eff}}/2) \cdot \cos(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,1}/2))^{-1} \cdot \\ &\quad \left( \left( \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) - U_{C1,0} \right) \cdot \frac{Z_{\text{eq1}}}{Z_{C1}} \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot t_{\text{SW,eff}}/2) - \right. \\ &\quad \left. \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot (u'_{2,\text{off}} - u'_{2,\text{on}}) \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,12}) \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t_{\text{SW,eff}}/2) + \right. \\ &\quad \left. c_{11} \cdot \sin(\omega_{\text{eq1}} \cdot t_{z,1}) \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t_{\text{SW,eff}}/2) \right) \end{aligned} \quad (7.12)$$

$$\begin{aligned}
 u_{1,\text{off}} &= 499,7 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -499,7 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = -485 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -485 \text{ V} \\
 i_{1,\text{off}} &= 5,55 \text{ A}, i_{1,\text{on}} = 5,6 \text{ A} \\
 C_{\text{oss,eq},1} &= 940 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
 \hat{U}_{C1} &= 0 \text{ V}, \text{ Berechneter Wert: } \hat{U}_{C1} = 0 \text{ V} \\
 t_{z,11} &= 90 \text{ ns}, t_{z,12} = 90 \text{ ns}
 \end{aligned}$$

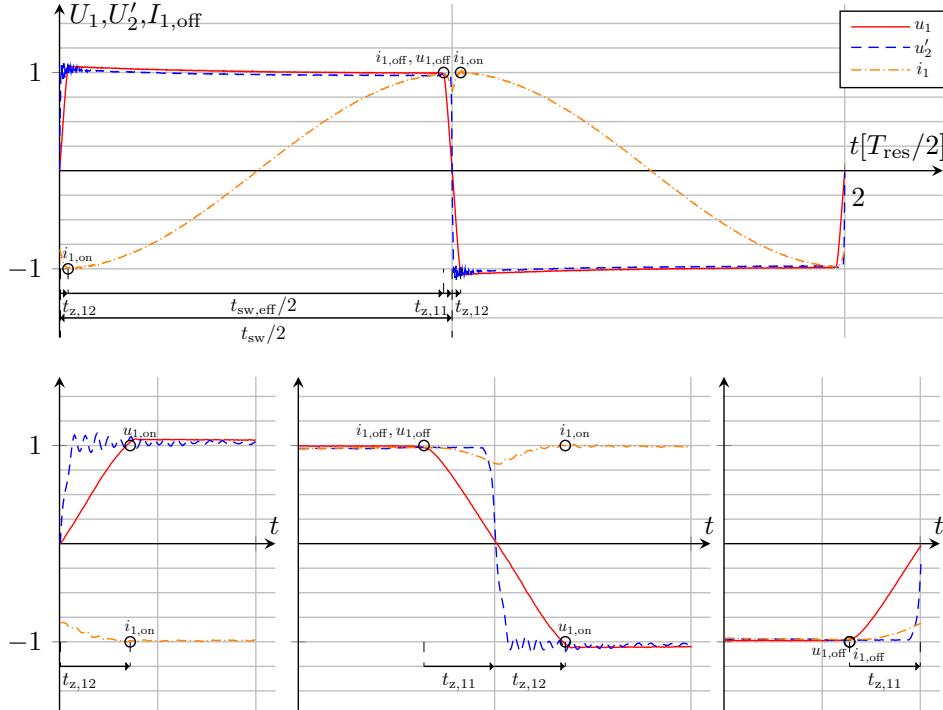


Abbildung 7.11: Theorie- und Praxisabgleich  $i_{1,\text{off}}$  als Funktion der Betriebsparameter

Auf Basis der Berechnungen können nun Kurvenverläufe von  $i_1$  und  $u_1$  in Abhängigkeit der Betriebsparameter  $u'_2(t)$ ,  $t_{\text{sw}}$ ,  $t_{z,11}$ ,  $t_{z,12}$  und der übertragenen Leistung (abgebildet durch  $U_{C1,0}$ ) vorausgesagt werden. Auch dies soll messtechnisch überprüft werden. Für die erste Gegenüberstellung werden die berechnete und gemessene Kurvenform komplett aufgezeigt. In Abb. 7.10 ist die Voraussage bei gegebenen Parametern abgebildet und die entsprechenden Messergebnisse in Abb. 7.11 ergeben sich für den gleichen Parametersatz. Durch die gute Übereinstimmung kann angenommen werden, dass die Berechnungsvorschrift eine gute Voraussagekraft in diesem Arbeitspunkt aufweist.

Bei vorliegender Beschreibung lässt sich das Verhalten des Systems diskutieren. Vorerst muss die Allgemeingültigkeit der Beschreibung allerdings noch eingeschränkt werden. Die Spannung  $u_1$  ist in ihrer Amplitude begrenzt. Übersteigt die Spannung  $u_1$  die Zwischenkreisspannung  $U_1$  oder unterschreitet die Spannung  $-U_1$ , werden die internen Bodydioden der Halbleiter leitend und verhindern eine weitere Änderung von  $u_1$ . Dieses nicht differenzierbare Verhalten lässt sich mathematisch mit den vorgestellten Formelsätzen nicht abbilden. Aus diesem Grund muss für jede Berechnung eine Plausibilitätsüberprüfung durchgeführt werden. Eine einfache Abhilfe kann bei Unplausibilität der Ergebnisse eine Reduktion der Totzeit  $t_{z,12}$  in der Berechnung bieten. Diese wird so lange reduziert, bis die Randbedingung der begrenzten Zwischenkreisspannung erfüllt ist. Es muss beachtet werden, dass die effektive Schaltzeit  $t_{\text{sw,eff}}$  im gleichen Maße erhöht wie die Totzeit verringert wird. Dieses Vorgehen soll an einem Beispiel verdeutlicht werden. Dafür wird anhand des Beispiels aus Abb. 7.11 angenommen, dass die Totzeit entsprechend  $t_{z,11} = 90 \text{ ns}$ ,  $t_{z,12} = 110 \text{ ns}$  gewählt ist. Dies hätte keine Auswirkung auf Strom- und Spannungsformen, da der Umladenvorgang unabhängig von der verlängerten Totzeit nach 180 ns abgeschlossen ist. Somit entspricht die wirkende Totzeit nicht der physikalisch eingestellten. Für die Berechnung muss also iterativ  $t_{z,12}$  verkürzt werden bis die Plausibilitätsbedingung  $-U_1 < u_1 < U_1$  erfüllt ist. In diesem Fall muss, wie

aus Abb. 7.11 zu entnehmen,  $t_{z,12} = 90$  ns entsprechen.

## 7.4 Diskussion des Modells der Schaltentlastung auf Basis der Kosinuskomponente

Werden die Randbedingungen der Berechnung betrachtet, ist festzustellen, dass der schaltentlastete Betrieb - die abgeschlossene Umladung - keine Randbedingung der Berechnung ist. Im Umkehrschluss ist die Schaltentlastung im eingeschwungenen Zustand nicht zwangsläufig gegeben. Es existiert jedoch für jeden Arbeitspunkt ein Parametersatz  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$ , welcher Schaltentlastung sicherstellt. Dies lässt sich direkt über die Betrachtung der Instabilität der Kosinuskomponente bei zu großem Phasenversatz aus Abschnitt 7.2 argumentieren. Diesen Parametersatz direkt als Funktion des aktuellen Arbeitspunktes zu berechnen, ist nicht möglich, da es nur in Sonderfällen analytische Lösungen für Probleme mit unterschiedlichen Argumenten in trigonometrischen Funktionen existieren. Es kann allerdings für jeden Arbeitspunkt direkt berechnet werden, ob ZVS stattgefunden hat.

Nun stellt sich die Frage, wie der Parametersatz, bestehend aus  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$  anzupassen ist, wenn der Umladevorgang nicht zum Ende der Totzeit abschließt. Die Frage soll anhand eines Beispiels erläutert werden. Der Ausgangspunkt ist der Betrieb bei kontinuierlicher und gewöhnlicher Anregung. Die übertragene Leistung wird maximal gewählt, in diesem Fall per Definition  $P_1 = 10$  kW. Die Betriebsparameter entsprechen  $t_{z,11} = 100$  ns und  $t_{z,12} = 100$  ns. Die berechneten Kurvenverläufe sind mit weiteren Betriebsparametern in Abb. 7.12 gegeben.

$$\begin{aligned}
U_1 &= 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = 10 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{SW}} = 117,924 \text{ kHz} \\
u_{1,\text{off}} &= 500 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -323,37 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = -500 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -500 \text{ V} \\
i_{1,\text{off}} &= 6,7424 \text{ A}, i_{1,\text{sin},\text{off}} = 4,5837 \text{ A}, i_{1,\text{cos},\text{off}} = 2,1421 \text{ A}, i_{1,\text{on}} = 2,1660 \text{ A} \\
C_{\text{oss,eq},1} &= 940 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
\hat{U}_{\text{C}1} &= -472 \text{ V} \\
t_{z,11} &= 100 \text{ ns}, t_{z,12} = 100 \text{ ns}
\end{aligned}$$

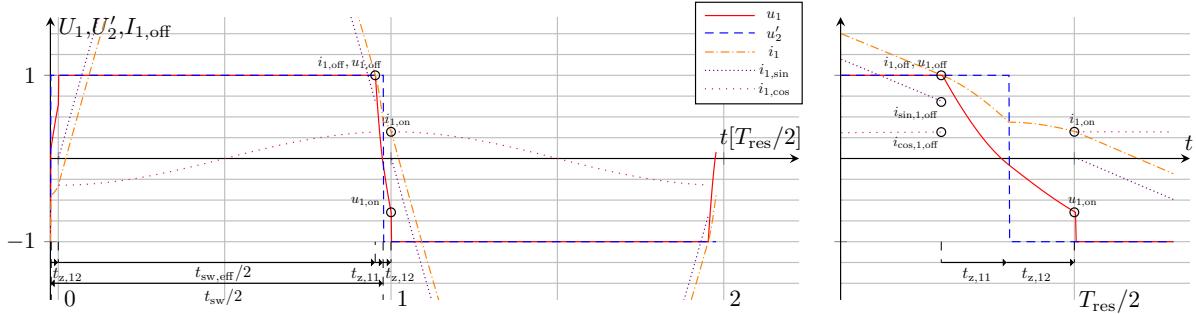


Abbildung 7.12: Untersuchung des Schaltverhaltens bei  $t_{z,11} = 100$  ns,  $t_{z,12} = 100$  ns

Es zeigt sich am unstetigen Verlauf der Spannung  $u_1$  zum Ende von  $t_{z,12}$ , dass der Umladevorgang vor dem Einschaltmoment nicht abgeschlossen ist. Die Parameter sollen so angepasst werden, dass vollständige Schaltentlastung gegeben ist. Für ein umfassendes Verständnis ist es von zentralem Interesse, wie sich der Abschaltstrom  $i_{1,\text{off}}$  aus den einzelnen Stromkomponenten zusammensetzt. Neben dem eigentlichen Strom  $i_1$  sind zusätzlich seine einzelnen Komponenten aufgetragen: Die Sinuskomponente  $i_{1,\text{sin}}$  und die Kosinuskomponente  $i_{1,\text{cos}}$ . Die Berechnungsvorschriften für beide Komponenten sind in Gleichung (7.13)

gegeben.

$$\begin{aligned}
i_{1,\sin} &= Z_{C1}^{-1} \cdot \left( -U_{C1,0} + \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot t) \\
i_{1,\cos} &= i_{1,\text{on}} \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot t)
\end{aligned} \tag{7.13}$$

Da nun untersucht werden soll, wie die verschiedenen Totzeiten mit dem Umladevorgang wechselwirken, wird eine exemplarische Rechnung des Abschaltstroms für einen Parametersatz vorgenommen (Gleichung (7.14)).

$$\begin{aligned}
i_{1,\sin,\text{off}} &= Z_{C1}^{-1} \cdot \left( -U_{C1,0} + \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) \right) \cdot \sin(\omega_{\text{res},C1} \cdot (t_{\text{SW}}/2 - (t_{z,11} + t_{z,12}))) \\
i_{1,\cos,\text{off}} &= i_{1,\text{on}} \cdot \cos(\omega_{\text{res},C1} \cdot (t_{\text{SW}}/2 - (t_{z,11} + t_{z,12})))
\end{aligned} \tag{7.14}$$

Es ist zu erkennen, dass  $i_{1,\sin,\text{off}}$  sehr sensiv auf Totzeitänderungen reagiert, da die Steigung des Stroms  $i_1$  zum Zeitpunkt  $t_{\text{SW}}/2 = T_{\text{res}}/2$  maximal ist. Hingegen zeigt die Berechnungsvorschrift für  $i_{1,\cos,\text{off}}$  eine geringe Abhängigkeit von der Totzeit, da die Änderungsrate der Komponente in diesem Bereich gegen Null geht. Aus diesem Grund ist die Annahme von  $i_{1,\sin,\text{off}} = 0 \text{ A}$  aus Abschnitt 7.2 oft nicht zulässig. Es ist aus Abb. 7.12 zu entnehmen, dass ein großer Leistungstransfer und damit eine ausgeprägte Sinuskomponente, den Umladevorgang verschlechtert. Dem soll durch eine angepasste Parameterwahl entgegengewirkt werden.

Es wird nun der gleiche Arbeitspunkt angefahren und die Totzeit  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$  im gleichen Maße verkürzt. Dies führt wie bereits diskutiert zu einer höheren Amplitude der Kosinuskomponente (Abb. 7.13). Die

$$\begin{aligned}
U_1 &= 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = 10 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{SW}} = 117,924 \text{ kHz} \\
u_{1,\text{off}} &= 500 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -449,10 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = -500 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -500 \text{ V} \\
i_{1,\text{off}} &= 10,292 \text{ A}, i_{1,\sin,\text{off}} = 2,2898 \text{ A}, i_{1,\cos,\text{off}} = 7,9860 \text{ A}, i_{1,\text{on}} = 8,0079 \text{ A} \\
C_{\text{oss,eq},1} &= 940 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
\hat{U}_{C1} &= -472 \text{ V} \\
t_{z,11} &= 50 \text{ ns}, t_{z,12} = 50 \text{ ns}
\end{aligned}$$

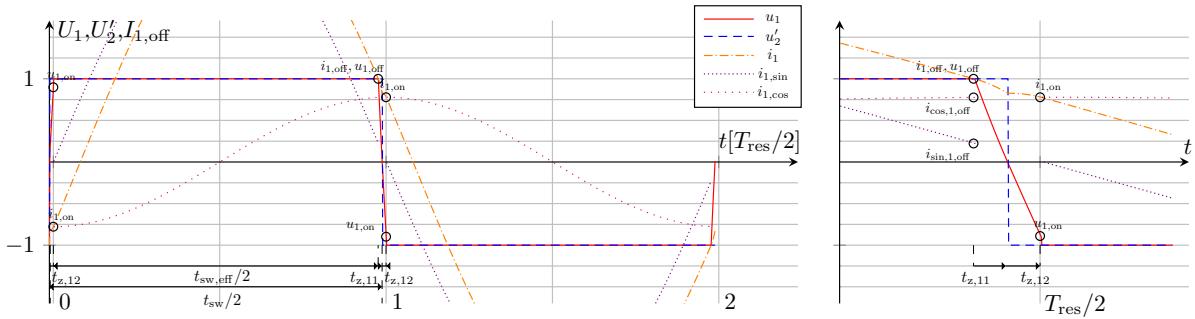


Abbildung 7.13: Untersuchung des Schaltverhaltens bei  $t_{z,11} = 50 \text{ ns}$ ,  $t_{z,12} = 50 \text{ ns}$

Halbierung der Totzeit führt zu einer merklichen Reduktion der Restspannung über den Schaltern vor dem Einschaltmoment. Wie erwartet erhöht sich die Amplitude der Kosinuskomponente  $i_{1,\text{on}}$  deutlich. Dies führt zu höheren Effektivstromverlusten im Aufbau und sollte aus diesem Grund in der Anwendung möglichst klein gehalten werden. Als Folge der reduzierten Totzeit verlängert sich die effektive Schwingzeit um 100 ns. Dies führt zu einer Reduktion des abgeschalteten Stromes  $i_{1,\sin,\text{off}}$ . Werden die beiden vorhandenen Parametersätze verglichen, zeigt sich, dass das bessere Umladeverhalten zum Preis eines erhöhten Abschaltstroms und höheren Effektivstromverlusten erreicht wird. Aus diesem Grund wird ein alternativer Ansatz vorgeschlagen. Es soll der Kosinusanteil erhöht und zeitgleich die Totzeit nicht zu

sehr reduziert werden. Dafür ist der Parametersatz entsprechend  $t_{z,11} = 75$  ns,  $t_{z,12} = 100$  ns gewählt. Die korrespondierende Berechnung ist in Abb. 7.14 zu sehen. Das Ergebnis der gewählten Parameter ist

$$\begin{aligned}
U_1 &= 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = 10 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{SW}} = 117,924 \text{ kHz} \\
u_{1,\text{off}} &= 500 \text{ V}, u_{1,\text{on}} = -499,20 \text{ V}, u'_{2,\text{off}} = 500 \text{ V}, u'_{2,\text{on}} = -500 \text{ V} \\
i_{1,\text{off}} &= 7,7947 \text{ A}, i_{1,\text{sin},\text{off}} = 3,9206 \text{ A}, i_{1,\text{cos},\text{off}} = 3,8576 \text{ A}, i_{1,\text{on}} = 3,8890 \text{ A} \\
C_{\text{oss,eq},1} &= 940 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
\hat{U}_{\text{C}1} &= -472 \text{ V} \\
t_{z,11} &= 75 \text{ ns}, t_{z,12} = 100 \text{ ns} \text{ (96 ns nach Reduktion)}
\end{aligned}$$

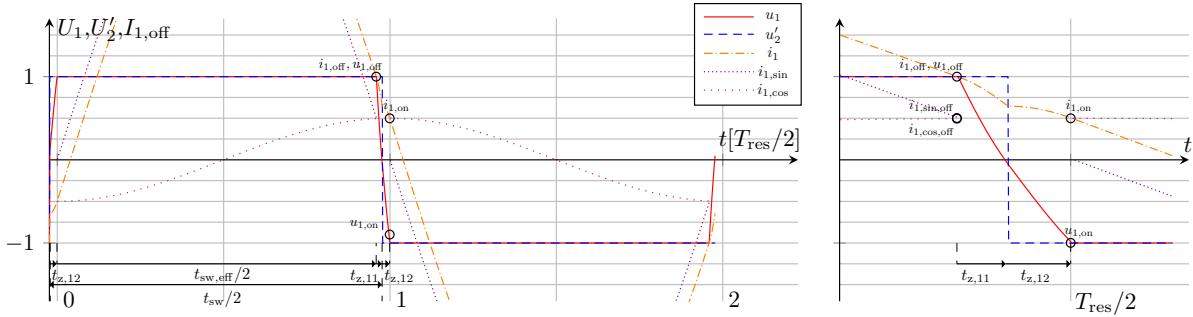
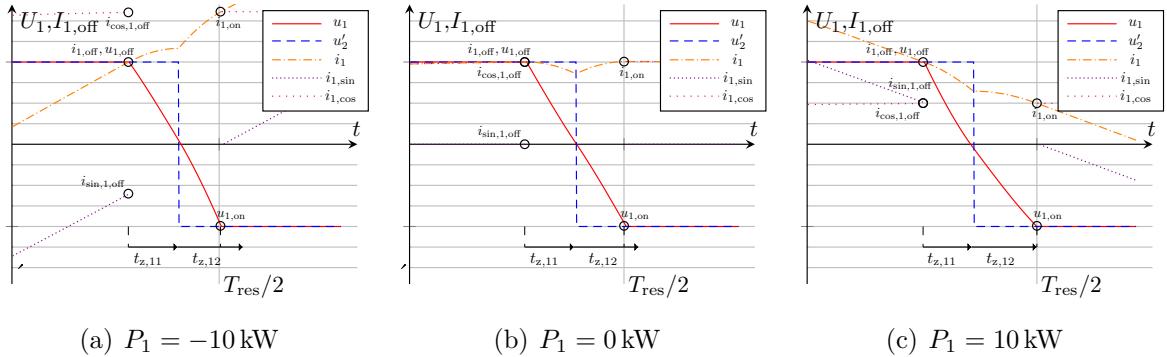


Abbildung 7.14: Untersuchung des Schaltverhaltens bei  $t_{z,11} = 75$  ns,  $t_{z,12} = 100$  ns

ein abgeschlossener Umladevorgang 4 ns vor Ende der Totzeit  $t_{z,12}$ . Durch die Verkürzung der Totzeit  $t_{z,11}$  erhöht sich die Kosinuskomponente um ungefähr 1,5 A auf  $i_{1,\text{cos},\text{off}} = 3,85$  A. Zeitgleich reduziert sich der abgeschaltete Strom von  $i_{1,\text{sin},\text{off}} = 3,92$  A um 0,5 A als Folge der Reduktion von  $t_{\text{SW,eff}}$  um 25 ns. In Summe erzielt dieser Parametersatz das Ziel der Schaltentlastung effizienter als eine einfache symmetrische Verkürzung der Totzeit.

Ist die Schaltentlastung für den Arbeitspunkt des höchsten Leistungstransfers von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2 garantiert, sind alle Arbeitspunkte mit geringerer Leistung ebenfalls garantiert schaltentlastet. Dieser Zusammenhang soll diskutiert werden. Dafür wird die Berechnung bei einem Parametersatz für verschiedene Leistungen durchgeführt.

Es zeigt sich in Abb. 7.15 (a), dass bei einer Leistung von  $P_1 = -10$  kW (maximaler Leistungstransfer Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1) der Umladevorgang von  $u_1$  deutlich vor Ende der eingestellten Totzeit  $t_{z,1}$  endet. Durch das positive Vorzeichen der Kondensatorspannung steigt der Strom während der Totzeit. Dies hat zur Folge, dass  $i_{1,\text{on}}$  größer als  $i_{1,\text{off}}$  ist. Da  $i_{1,\text{on}}$  die Amplitude der Kosinuskomponente ist, beeinflusst ein großer Strom  $i_{1,\text{on}}$  den Umladevorgang zum Positiven. In der zweiten Darstellung Abb. 7.15 (b) liegt der Leistungstransfer bei 0 kW. Dieser Betriebspunkt wurde bereits diskutiert. Der Strom  $i_{1,\text{on}}$  entspricht  $i_{1,\text{off}}$  und die Totzeit verkürzt sich so, dass  $t_{z,11} = t_{z,12}$  entspricht. Der letzte Arbeitspunkt in Abb. 7.15 (c) ist mit einem Leistungstransfer von 10 kW von Wicklungsseite 1 zu Wicklungsseite 2 festgelegt. Es zeigt sich, dass der Umladevorgang erst kurz vor Ende der eingestellten Totzeit endet. Durch das negative Vorzeichen der Kondensatorspannung sinkt der Strom während der Totzeit. Somit ist der Strom  $i_{1,\text{on}}$  kleiner als der abgeschaltete Strom  $i_{1,\text{off}}$ . Werden die Abbildungen verglichen und wird der Strom  $i_1$  während der Totzeit betrachtet, lässt sich feststellen, dass der Kurzzeitmittelwert des Stroms über diesen Zeitraum bei 10 kW am kleinsten und bei -10 kW am größten ist. Da dieser Strom für die Umladung verantwortlich ist, kann aus der Abbildung abgeleitet werden, dass bei maximalen positiven Leistungstransfer die Schaltentlastung am kritischsten ist. In der Praxis wäre allerdings das Ergebnis des ersten Parametersatzes (Abb. 7.12) und damit ein unvollständiger Umladevorgang ausreichend für einen effizienten Betrieb. Diese Behauptung ist durch eine Annahmen gestützt. Die Schaltverluste werden größtenteils durch die Umsetzung gespeicherte Energie in  $C_{\text{oss}}$  hervorgerufen, welche quadratisch mit der Spannung sinkt. Somit sind in diesem Beispiel die letzten 50 V Restspannung über den Halbleitern im Einschaltmoment mit keinen nennenswerten Wirkungsgrad-Einbußen verbunden.



**Abbildung 7.15:** Strom- und Spannungsformen während  $t_{z,1}$  bei  $t_{z,11} = 75$  ns,  $t_{z,12} = 100$  ns und verschiedenen Leistungen

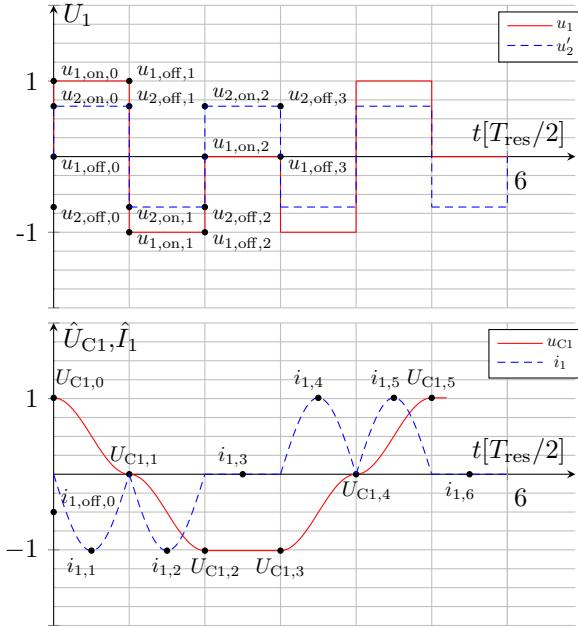
## 7.5 Übertragung des Modells auf die Anwendung im Quantum Control Converter

Nachdem die Funktionsmechanismen bekannt sind, müssen diese auf den Betrieb unter Verwendung von Steuerungsvektoren übertragen werden. Das übergeordnete Ziel ist die Schaltentlastung in jedem Schaltvorgang. Auch hier können die Betriebsparameter  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$ , welche bei richtiger Wahl die Schaltentlastung garantieren, nicht direkt berechnet werden. Es gibt nur die Möglichkeit einen Parametersatz  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$  vorzugeben und zu überprüfen, ob Schaltentlastung sichergestellt ist. Sekundäres Ziel der Betrachtung ist es, für jede Resonanzhalbperiode den Strom  $i_{1,off}$  voraussagen zu können, welcher für den schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke nötig ist.

Die Betrachtung ändert sich nicht grundlegend. Anstelle der Analyse einer einzelnen Resonanzhalbperiode wird eine Aneinanderreihung von Resonanzhalbperioden mit unterschiedlichen Startbedingungen untersucht. Deren Anzahl ist durch die Makroperiodenlänge  $T_m$  vorgegeben. Weiterhin wird angenommen, dass die Spannung  $u'_2$  deutlich schneller schaltet als der Umladevorgang von  $u_1$  vonstatten geht. Im ersten Schritt müssen die Startbedingungen zu Beginn von jedem Schaltvorgang bekannt sein. Diese lassen sich aus den Berechnungsvorschriften in Abschnitt 3.3 sofort ableiten. Hierfür wird ein Beispiel angeführt:  $mv_1 = [1, 1, 0, 1, 1, 0]$ ,  $mvz = [1, 1, 1, 1, 1, 1]$  bei gewöhnlicher Anregung,  $U_1 = 500$  V,  $U'_2 = 333$  V und  $Z_{C1} = 15\Omega$ . Die übertragene Leistung beträgt 0 W. Für diesen Arbeitspunkt sind die charakteristischen Kurvenverläufe in Abb. 7.16 aufgetragen. Aus der Darstellung lassen sich für jeden Schaltvorgang die Randbedingungen entnehmen:  $u_{1,off}$ ,  $u_{1,on}$ ,  $u'_{2,off}$ ,  $u'_{2,on}$  und  $U_{C1,0}$ . Sind die Randbedingungen bekannt, sind die Betriebsparameter festzulegen:  $t_{z,11} = 80$  ns,  $t_{z,12} = 80$  ns und  $f_{SW} = f_{res}$ . In der Betrachtung ist die willkürlich eingestellte Totzeit zu jedem Schaltvorgang gleich, was allerdings nicht zwingend der Fall sein muss. Der einzige fehlende Startwert ist der abgeschaltete Strom  $i_{1,off,0}$ , welcher vorerst mit einem beliebigen Wert  $i_{1,off,0} < 0$  A anzunehmen ist.

Das Vorgehen bei der Berechnung ist schrittweise aufgeführt:

- Der Startwert der Berechnung ist die Stromamplitude  $i_{1,off,0}$ . Auf Basis der Randbedingungen  $u_{1,off,0}$ ,  $u_{1,on,0}$ ,  $u'_{2,off,0}$ ,  $u'_{2,on,0}$  und  $U_{C1,0}$  lässt sich der Strom  $i_{1,on,0}$  berechnen.
- $i_{1,on,0}$  und  $U_{C1,0}$  bilden die Startbedingung für die effektive Schwingzeit  $t_{SW,eff}/2$ . Unter Berücksichtigung der Spannungsdifferenz über dem Resonanzkreis kann  $i_{1,off,1}$  berechnet werden.
- $i_{1,off,1}$  ist der Stromwert am Ende der ersten Resonanzhalbschwingung. Dieser Endwert ist der Startwert für die zweite Resonanzhalbschwingung. Auf Basis der der Randbedingungen  $u_{1,off,1}$ ,  $u_{1,on,1}$ ,  $u'_{2,off,1}$ ,  $u'_{2,on,1}$  und  $U_{C1,0}$  lässt sich der Strom  $i_{1,on,2}$  berechnen.

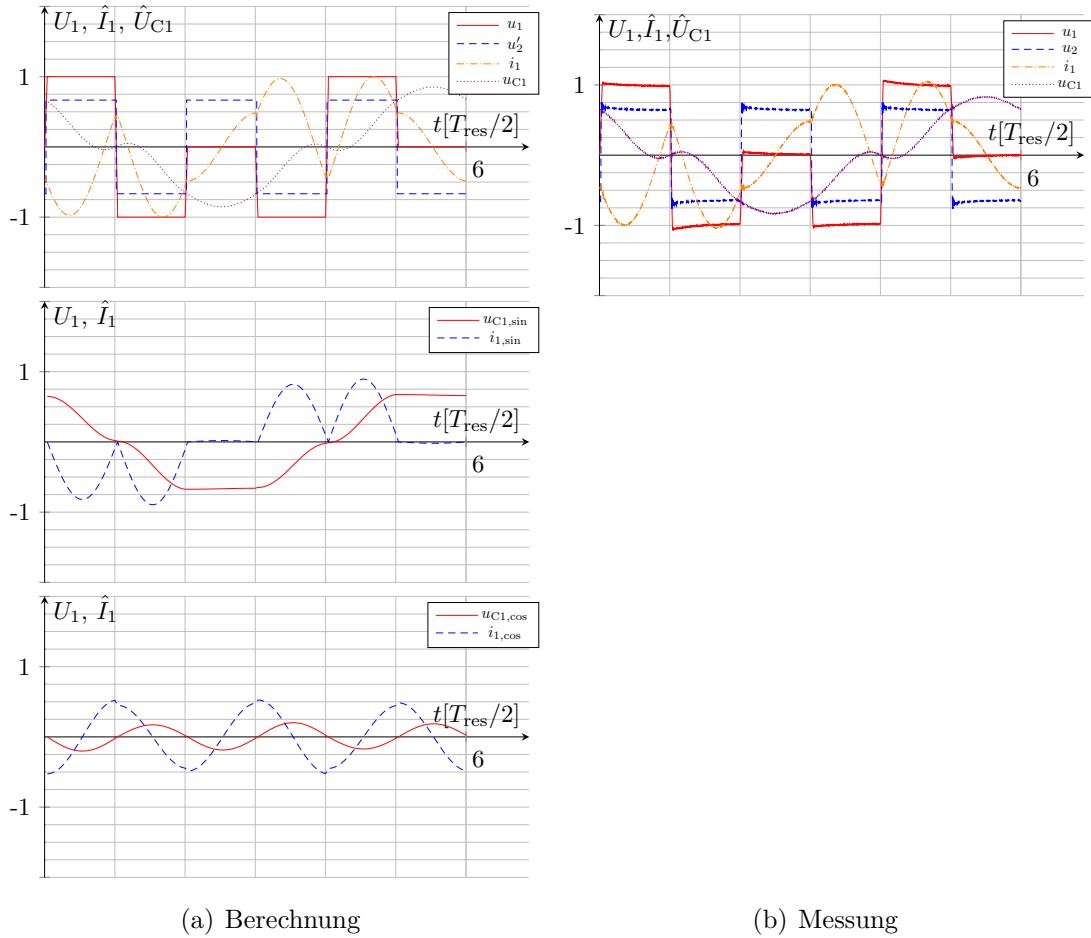


**Abbildung 7.16:** Abbildung der Randbedingungen unter Verwendung von Steuerungsvektoren für den beispielhaften Arbeitspunkt bei 0 W

- $i_{1,\text{on},2}$  und  $U_{C1,0}$  bilden die Startbedingung für die zweite effektive Schwingzeit  $t_{\text{SW,eff}}/2$ . Unter Berücksichtigung der Spannungsdifferenz in der zweiten Halbperiode kann  $i_{1,\text{off},2}$  berechnet werden.
- ...
- $i_{1,\text{off},6}$  ist der Stromwert am Ende der letzten Resonanzhalbschwingung. An dieser Stelle endet die erste Makroperiode mit dem Endwert  $i_{1,\text{off},6}$ . Dieser ist zugleich der Startwert für die neue Makroperiode.

Das Vorgehen zeigt, dass sich die Verläufe für eine Makroperiode auf Basis der Berechnungsvorschriften bestimmen lassen. Die zentrale Fragestellung ist auch hier, welchen Wert  $i_{1,\text{off},0}$  aufweisen muss, damit sich der eingeschwungene Zustand  $i_{1,\text{off},0} = i_{1,\text{off},6}$  für die größte Zeitkonstante im System einstellt. Die Frage kann nicht pauschal beantwortet werden, da das System möglicherweise nicht differenzierbares Verhalten (Diodenleitern) enthält. Der einfachste Weg liegt in dem folgenden iterativen Vorgehen: Es kann mit einem beliebigen Startwert begonnen werden und anschließend muss der entsprechende Endwert als neuer Startwert für die Makroperiode eingesetzt werden. Nach drei bis fünf Perioden ist der eingeschwungene Zustand mit guter Genauigkeit erreicht.

Dieses Vorgehen zur Findung von  $i_{1,\text{off},0}$  ist auf das Beispiel angewendet und führt zu folgender Kurvenform: Abb. 7.17 a). Die Abbildung zeigt die berechneten Verläufe im eingeschwungenen Zustand. Die Kurvenverläufe sind undurchsichtig und lassen sich schwer einordnen. Aus diesem Grund werden zwei zusätzliche Grafiken eingefügt, welche jeweils nur die Sinus- oder Kosinuskomponente des Stroms während der effektiven Schwingzeit enthalten. Wird in Abb. 7.17 a) die Sinuskomponente  $i_{1,\text{sin}}$  betrachtet, zeigt sich der bekannte Verlauf aus Abb. 7.16. Die Kosinuskomponente  $i_{1,\text{cos}}$  ist in seiner Amplitude über die Makroperiode hinweg weitestgehend konstant. Bei Addition der beiden Kurvenformen  $i_{1,\text{sin}} + i_{1,\text{cos}}$  ergibt sich der Strom  $i_1$ . Die Berechnung soll ebenfalls messtechnisch überprüft werden. Dafür wurde der besagte Arbeitspunkt angefahren. In der Abb. 7.17 b) ist die Messkurve abgebildet. Diese ist auf die aus der Berechnung abgeleiteten Werte normiert, um Abweichungen besser erkennen zu können. Die Kurvenformen zeigen eine hervorragende Übereinstimmung.



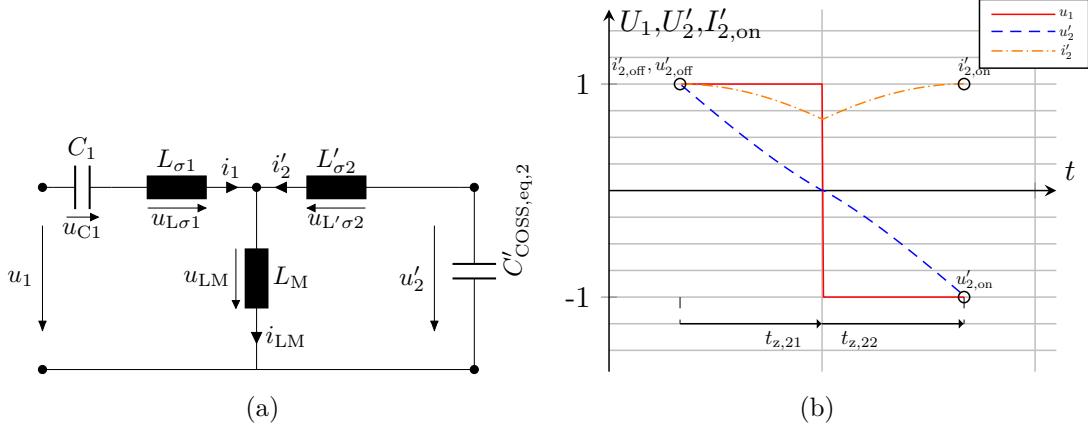
**Abbildung 7.17:** Theorie- und Praxisabgleich der Strom und Spannungsformen für den beispielhaften Arbeitspunkt bei 0 W

Daraus resultiert, dass sich auf Basis der Berechnungsvorschrift ein Parametersatz  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$  finden lässt, welcher bei maximalem Leistungstransfer von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2 ZVS herbeiführt und somit auch lastunabhängig Schaltentlastung sicherstellt. Außerdem liegt damit die zugehörige Amplitude der Kosinuskomponente  $i_{1,cos}$  vor, welche die Basis für die ZVS-Auslegung bildet.

## 7.6 Mathematische Modellbildung der Schaltentlastung auf Basis des Magnetisierungsstroms

Nun wird ausschließlich angestrebt, die nicht kompensierte Wicklungsseite lastunabhängig schaltentlastet zu betreiben. Wie in der Konzeptbildung (Abschnitt 7.1) diskutiert, ist der Magnetisierungsstrom  $i_{mag}$  die zu nutzende Stromkomponente.

Die Basis der Betrachtung bildet das äquivalente Ersatzschaltbild in Abb. 7.18 (a) während des Umladevorgangs der zweiten Wicklungsseite. Die Frage ist nun, wie  $L_M$  und damit der abgeschaltete Strom  $i'_{2,off}$  zu wählen ist, um Schaltentlastung in jedem Arbeitspunkt zu garantieren. Für ein gutes Verständnis muss das Verhalten der Strom- und Spannungsformen während der Totzeit beschreibbar sein. Die Grundlage bildet hierfür die Betrachtung der Totzeit  $t_{z,2}$  unter der Annahme, dass  $u_1$  wesentlich schneller schaltet als der Umladevorgang von  $u'_2$  stattfindet (Abb. 7.18 (b)). Auch für diese Betrachtung muss die Totzeit in zwei Zeitabschnitten angegeben werden, um die Orientierung zur geschalteten Spannung  $u_1$  anzugeben: Die vom Schaltvorgang von  $u_1$  linksseitig orientierte Totzeit  $t_{z,21}$  und die rechts orientierte Totzeit  $t_{z,22}$ .



**Abbildung 7.18:** T-Ersatzschaltbild während der Totzeit  $t_{z,2}$  und korrespondierende Spannungsformen

Die Differentialgleichung, welche das Systemverhalten beschreibt, ist aus Abschnitt 6.2 bekannt und kann direkt verwendet werden (Gleichung (7.15)).

$$\begin{aligned}
\omega_{\text{eq2}} &= \sqrt{C'_{\text{OSS,eq,2}} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_M + L_{\sigma 1}} \right)^{-1}} \\
Z_{\text{eq2}} &= \sqrt{\frac{\left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} \right)}{C'_{\text{OSS,eq,2}}}} \\
u'_2(t) &= (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_{\sigma 1} + L_M} + c_1 \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) + c_2 \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) \\
i'_2 &= Z_{\text{eq2}}^{-1} \cdot (-c_1 \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) + c_2 \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t))
\end{aligned} \tag{7.15}$$

Wie in der Betrachtung der Schaltentlastung der kompensierten Seite muss die Berechnung in zwei Bereiche aufgeteilt werden.  $u'_{21}$  und  $i'_{21}$  beschreiben das Verhalten während  $t_{z,21}$  und  $u'_{22}$  und  $i'_{22}$  das Verhalten während  $t_{z,22}$  (Gleichung (7.16)).

$$\begin{aligned}
u'_{21} &= (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_M + L_{\sigma 1}} + \\
&\quad c_{11} \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) + c_{21} \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) \\
i'_{21} &= Z_{\text{eq2}}^{-1} \cdot (-c_{11} \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) + c_{21} \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t)) \\
u'_{22} &= (u_1 - u_{C1}) \cdot \frac{L_M}{L_M + L_{\sigma 1}} + \\
&\quad c_{11} \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) + c_{21} \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) \\
i'_{22} &= Z_{\text{eq2}}^{-1} \cdot (-c_{11} \cdot \sin(\omega_{\text{eq2}} \cdot t) + c_{21} \cdot \cos(\omega_{\text{eq2}} \cdot t))
\end{aligned} \tag{7.16}$$

Angestrebt wird,  $i'_{22,\text{on}}$  beziehungsweise  $i'_{2,\text{on}}$  als Funktion von  $i'_{21,\text{off}}$  beziehungsweise  $i'_{2,\text{off}}$  zu bestimmen. Der Ansatz zur Beschreibung ist äquivalent zu dem in Abschnitt 7.3. Folgende Randbedingungen werden angenommen, um die Koeffizienten der Gleichung zu bestimmen:  $u'_{21}(t = 0 \text{ s}) = u'_{21,\text{off}}$ ,  $i'_{21}(t = 0 \text{ s}) = i'_{21,\text{off}}$ ,  $u_1(t = 0 \text{ s}) = u_{1,\text{off}}$ ,  $u_{C1} = U_{C1,0} = \text{const}$ ,  $u'_{21}(t = t_{z,21}) = u'_{22}(t = 0 \text{ s})$ ,  $i'_{21}(t = t_{z,21}) = i'_{22}(t = 0 \text{ s})$  und

$u_1(t = t_{z,21}) = u_{1,on}$ . Die resultierenden Koeffizienten sind in Gleichung (7.18) dargestellt.

$$c_{11} = u'_{21,off} - (u_{1,off} - U_{C1,0}) \cdot \frac{L_M}{L_M + L_{\sigma 1}} \quad (7.17)$$

$$c_{21} = i'_{21,off} \cdot Z_{eq2}$$

$$c_{12} = \frac{L_M}{L_M + L_{\sigma 1}} \cdot (u_{1,off} - u_{1,on}) +$$

$$c_{11} \cdot \cos(\omega_{eq2} \cdot t_{z,21}) + c_{21} \cdot \sin(\omega_{eq2} \cdot t_{z,21})$$

$$c_{22} = -c_{11} \cdot \sin(\omega_{eq2} \cdot t_{z,21}) + c_{21} \cdot \cos(\omega_{eq2} \cdot t_{z,21}) \quad (7.18)$$

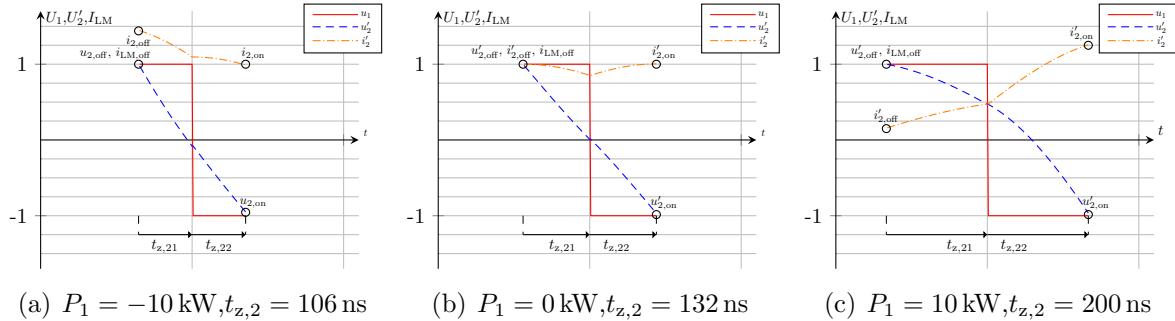
Damit sind die Koeffizienten bekannt und  $i'_{22,on}$  als Funktion von  $i'_{2,off}$  gegeben. Nun muss untersucht werden, welcher Wert sich für  $i'_{2,off}$  in Abhängigkeit der Betriebsparameter einstellt. Eine geschlossene Beschreibung ist an dieser Stelle nicht ohne weiteres möglich, da die veränderte Umladezeit zur Einprägung einer Kosinuskomponente führen würde. Aus diesem Grund wird eine Abschätzung vorgenommen. Es ist die Gleichung zur Beschreibung der effektiven Schaltzeit der zweiten Vollbrücke aufgeführt (Gleichung (7.19)). Dabei gilt die Annahme, dass die Amplitude der Kosinuskomponente  $I_{1,0} = 0$  A entspricht. Der Anteil des Magnetisierungsstroms  $i_{LM}$ , welcher in  $i'_2$  enthalten ist, lässt sich leicht auf Basis der effektiven Schaltzeit bestimmen. Die sinusförmige Komponente ist ebenfalls bekannt. Unter Annahme dieser Randbedingung lässt sich der Strom  $i'_{2,off}$  berechnen.

$$\begin{aligned} i'_{21,off} = & Z_{C1}^{-1} \cdot \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot \left( \left( u_1 - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 \right) - U_{C1,0} \right) \cdot \sin(\omega_{res,C1} \cdot t_{SW,eff}/2) \\ & + I_{1,0} \cdot \cos(\omega_{res,C1} \cdot t_{SW,eff}/2) + \frac{t_{SW,eff}}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 + I_{LM,0} \end{aligned} \quad (7.19)$$

Auf Basis dieser Berechnung lässt sich der Abschaltstrom und das Verhalten während der Totzeit bestimmen. Jedoch ist die Wechselwirkung zwischen Kosinuskomponente und dem Umladevorgang nicht beschrieben. Diese Abschätzung führt zu einem korrekten Ergebnis, wenn das Integral der Spannungszeitflächen  $u_1 - u'_2$  während der Totzeit  $t_z$  Null entspricht (die Spannungszeitflächen symmetrisch sind). Diese Forderung wird dadurch angenähert, dass  $t_{z,21}$  und  $t_{z,22}$  immer den gleichen Wert aufweisen. Diese Vorgehen ist zielführend, sofern der Umladevorgang der Spannung  $u'_2$  näherungsweise linear ist. Alternativ kann der Parametersatz iterativ dahingehend angepasst werden, dass sich symmetrische Spannungszeitflächen ergeben. Für die angestrebte vereinfachte Auslegung wird der vereinfachte Ansatz in dieser Arbeit bevorzugt.

## 7.7 Allgemeine Diskussion des Modells der Schaltentlastung auf Basis des Magnetisierungsstroms

Während es sich bei der Betrachtung der Cosinuskomponente um eine exakte Berechnung handelt, ist die mathematische Beschreibung des Umladevorgangs der zweiten Vollbrücke lediglich eine Abschätzung. Der Grund dafür ist, dass die Berechnung nicht geschlossen durchgeführt und damit der Abschaltstrom nicht genau zu bestimmen ist. Trotzdem kann eine Diskussion auf Basis der Berechnung vorgenommen werden. Die Zielsetzung ist die Bestimmung des benötigten  $L_M$  zur Realisierung lastunabhängiger Schaltentlastung bei einem gegebenen Parametersatz. Dafür wird die Totzeit entsprechend  $t_{z,21} = 100$  ns,  $t_{z,22} = 100$  ns gewählt und das Schaltverhalten in drei verschiedenen Lastpunkten bei kontinuierlicher Anregung betrachtet (Abb. 7.19). Der Strom  $i'_2$  ist in allen Abbildungen auf  $I_{LM,0} = 5,6$  A normiert, wobei  $L_M = 186$   $\mu$ H entspricht. In der Abb. 7.19 a) ist der Leistungsfluss von Wicklungsseite 2 zu Wicklungsseite 1 maximal. Der Umladevorgang geschieht innerhalb von 106 ns. Um die Randbedingung  $-U'_2 < u'_2 < U'_2$  einzuhalten, muss die Totzeit so angepasst werden, dass sie der Dauer des Umladevorgangs entspricht ( $t_{z,2} = 106$  ns).



**Abbildung 7.19:** Strom- und Spannungsformen während  $t_{z,2}$  bei verschiedenen Leistungen und angepassten Betriebsparametern

Betrachtet man zum Vergleich Abb. 7.19 b), bei einer übertragenen Leistung von 0 kW, zeigt sich eine deutliche Verlängerung des Umladevorgangs und somit der eingestellten Totzeit auf 132 ns. Die Ursache ist die reduzierte Höhe des Stroms während des Umladevorgangs. Der Umladevorgang benötigt am längsten bei maximalen Leistungstransfer von Wicklungsseite 1 zu Wicklungsseite 2, dieser endet nach genau 200 ns. Die abgeschaltete Sinuskomponente begünstigt, bei maximalen Leistungstransfer von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1, den Umladevorgang, da das Vorzeichen dem von  $I_{LM,0}$  entspricht. Hingegen minimiert sich der Umladestrom durch die Sinuskomponente wenn ein maximaler Leistungstransfer von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2 vorliegt. Die Ursache ist, dass die Sinuskomponente und  $I_{LM,0}$  in diesem Arbeitspunkt ein unterschiedliches Vorzeichen aufweisen. Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass der Arbeitspunkt maximaler LeistungS von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2 in der mathematischen Analyse der kritische ist. Somit muss  $L_M$  für diesen Arbeitspunkt ausgelegt werden. Die Übertragung auf die Modulation ist in diesem Fall wesentlich unkomplizierter, da von kontinuierlicher Anregung auf der zweiten Wicklungsseite ausgegangen wird. Es ändert sich lediglich die Spannung  $U'_2$  und dazu proportional die Amplitude  $I_{LM,0}$ . Da  $L_M$  allerdings nur einmalig ausgelegt werden kann, muss für jeden Makrotastgrad untersucht werden welches  $L_M$  benötigt wird und dann das kleinste resultierende Ergebnis ausgewählt werden.

## 7.8 Vorgehen zur Auslegung der Schaltentlastung

Das Ziel der Auslegung ist die Schaltentlastung beider Vollbrücken unabhängig vom Arbeitspunkt. Ein Arbeitspunkt definiert sich in der Anwendung über die übertragene Leistung und dem gewählten Makrotastgrad. Die Stellgrößen zum Erreichen dieses Verhaltens sind:  $t_{z,1}$ ,  $t_{z,2}$ ,  $L_M$  und  $\Phi_{outer}$ . Dabei ist die Auslegung der Betriebsparameter aufeinander aufbauend. Im ersten Schritt wird auf Grundlage des Vorgehens aus Abschnitt 7.4 die Gesamtzeit  $t_{z,1}$  mithilfe von  $t_{z,11}$  und  $t_{z,12}$  bestimmt. Bei der iterativen Parameterwahl liegt der Fokus auf einer möglichst niedrigen Amplitude der Kosinuskomponente und einem abgeschlossenen Umladevorgang im ungünstigsten Arbeitspunkt. Darauffolgend wird  $t_{z,2}$  ebenfalls iterativ auf Basis der Berechnung aus Abschnitt 7.7 festgelegt. Beide Auslegung werden zusammengeführt, um  $L_M$  zu bestimmen. Lässt sich in der Applikation das gewünschte  $L_M$  nicht realisieren, können  $t_{z,1}$  und/oder  $t_{z,2}$  erneut iterativ angepasst werden. Der Auslegungsprozess für  $t_{z,1}$  und  $t_{z,2}$  wird in diesem Abschnitt als abgeschlossen betrachtet und nicht erneut diskutiert. Stehen die Betriebsparameter  $t_{z,1}$ ,  $t_{z,2}$  und  $L_M$  fest, ist der Phasenversatz  $\Phi_{outer}$  experimentell für den Leistungstransfer von Wicklungsseite 1 nach Wicklungsseite 2 und für den Leistungstransfer von Wicklungsseite 2 nach Wicklungsseite 1 zu bestimmen.

Im Folgenden wird die Auslegungsprozedur für den Betrieb bei gewöhnlicher Anregung diskutiert. Das

Vorgehen ist direkt auf den Betrieb unter Verwendung von Steuerungsvektoren übertragbar. Das erste Ziel ist die Auslegung von  $L_M$ . Hierfür werden die beiden erarbeiteten Vorgehen zur Berechnung von  $t_{z,1}$  und  $t_{z,2}$  herangezogen und die Wechselwirkung zwischen den Umladevorgängen ausgeblendet. Es wird der benötigte Umladestrom der ersten Vollbrücke (die Amplitude der Kosinuskomponente) für den schlechtesten Fall mathematisch bestimmt. Die Kosinusamplitude dient als Startbedingung für die Auslegung der Schaltentlastung der zweiten Vollbrücke. Diese liegt mit falschem Vorzeichen in  $i'_2$  vor. Folglich muss  $L_M$  so ausgelegt werden, dass der Umladestrom  $i'_{2,off} = i_{mag} - i_{1,cos} \cdot L_M / (L_M + L'_{\sigma 2})$  entspricht. In Abb. 7.20 ist die bekannte Betrachtung zur Bestimmung der Kosinuskomponente und des

$$\begin{aligned}
U_1 &= 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = 10 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{SW} = 117,924 \text{ kHz} \\
u_{1,off} &= 500 \text{ V}, u_{1,on} = -499,3 \text{ V}, u'_{2,off} = 500 \text{ V}, u'_{2,on} = -500 \text{ V} \\
i_{1,off} &= 8,028 \text{ A}, i_{1,sin,off} = 2,4279 \text{ A}, i_{1,cos,off} = 5,59 \text{ A}, i_{1,on} = 5,578 \text{ A} \\
C_{oss,eq,1} &= 705 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H} \\
U_{C1,0} &= 472 \text{ V} \\
t_{z,11} &= 50 \text{ ns}, t_{z,12} = 70 \text{ ns}
\end{aligned}$$

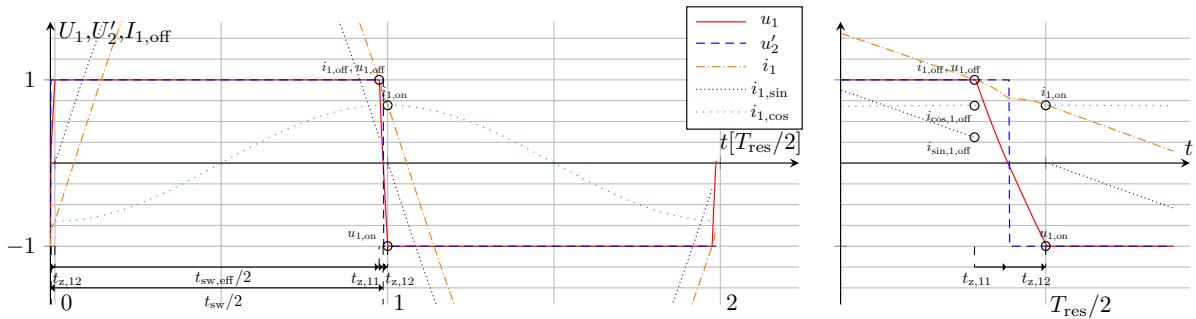


Abbildung 7.20: Bestimmung der Kosinuskomponente bei maximaler Leistung  $P_1$

Schaltverhaltens aus Abschnitt 7.3 abgebildet. Die Gesamttotzeit  $t_{z,1}$  beträgt 120 ns und hat somit einen geringen Anteil von 2,5% an der Gesamtperiode. Bei gegebenen Parametern beträgt die wirkende Totzeit bis zum Ende des Umladevorgangs 117 ns. Die benötigte Amplitude der Kosinuskomponente beträgt  $i_{1,cos} = 5,59 \text{ A}$ . Im nächsten Schritt muss der benötigte Umladestrom für die zweite Vollbrücke ermittelt werden. Dies geschieht auf Basis der Berechnung aus Abschnitt 7.6. Abb. 7.21 zeigt das Schaltverhalten

$$\begin{aligned}
U_1 &= 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = 10 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{SW} = 117,924 \text{ kHz}, \\
u_{1,off} &= 500 \text{ V}, u_{1,on} = -500 \text{ V}, u'_{2,off} = 500 \text{ V}, u'_{2,on} = -492 \text{ V} \\
i'_{2,off} &= 0,88 \text{ A}, i_{1,sin,off} = 4,6 \text{ A}, I_{LM,0} = 5,47 \text{ A}, i_{1,on} = 7,02 \text{ A} \\
C'_{oss,eq,2} &= 705 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H}, L_M = 187 \mu\text{H} \\
U_{C1,0} &= 472 \text{ V} \\
t_{z,21} &= 100 \text{ ns}, t_{z,22} = 100 \text{ ns}
\end{aligned}$$

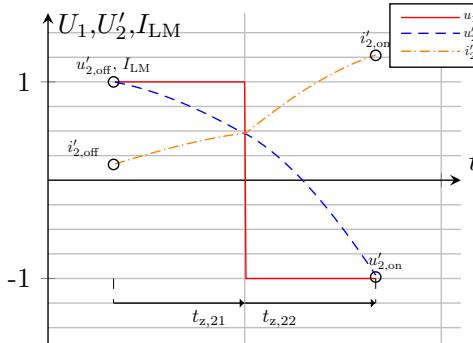


Abbildung 7.21: Bestimmung der Kosinuskomponente bei maximaler Leistung  $P_1$

der zweiten Vollbrücke bei einer Totzeit von  $t_{z,2} = 200 \text{ ns}$ . Der benötigte Umladestrom beträgt 5,47 A.

Damit lässt sich die benötigte Amplitude von  $i_{\text{mag}}$  aus der Summe der beiden Ströme berechnen ( $\approx 11 \text{ A}$ ) und daraus das benötigte  $L_M = 96 \mu\text{H}$  ableiten. Damit sind die drei Größen  $t_{z,1}$ ,  $t_{z,2}$  und  $L_M$  bestimmt beziehungsweise vorgegeben. Problematisch ist die Festlegung des benötigten Phasenversatzes zwischen den beiden Vollbrücken. Dieser lässt sich in der vereinfachten Betrachtung nicht sinnvoll bestimmen, da hierfür die Wechselwirkung zwischen den beiden Umladevorgängen bekannt sein müsste. Daraus folgt, dass der Phasenversatz empirisch für jeden Makrorastgrad ermittelt werden muss.

In der Abb. 7.22 sind die Messkurven für den Betrieb bei Resonanzfrequenz und den Totzeiten  $t_{z,1} = 120 \text{ ns}$  und  $t_{z,2} = 200 \text{ ns}$  dargestellt. Der Phasenversatz wurde so eingestellt, dass sich keine Kosinuskomponente einstellt ( $\Phi_{\text{outer}} = 160 \text{ ns}$ ). Der Umladevorgang der zweiten Voll-Brücke ist durch den hohen Abschaltstrom stark verkürzt und dauert ungefähr so lange wie der harte Schaltvorgang der ersten Vollbrücke. Nun

$$U_1 = 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = 0 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 117,924 \text{ kHz}, \\ C'_{\text{oss,eq},2} = 705 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H}, L_M = 96 \mu\text{H} \\ t_{z,1} = 120 \text{ ns}, t_{z,2} = 200 \text{ ns}, \Phi_{\text{outer}} = 160 \text{ ns}$$

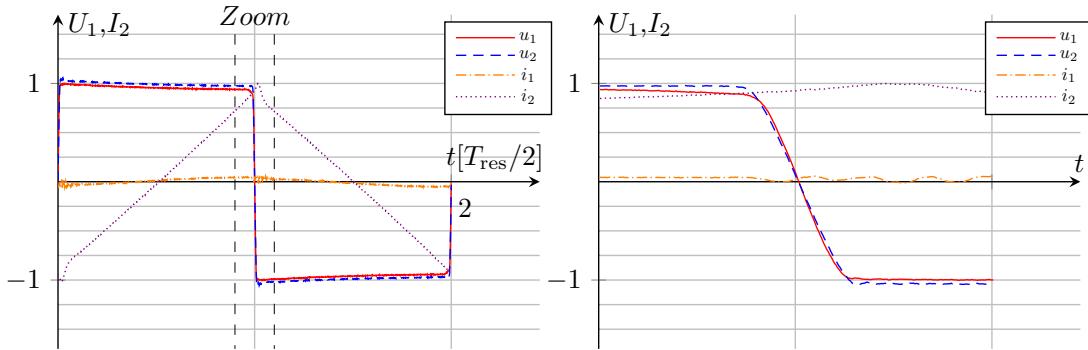


Abbildung 7.22: Strom- und Spannungsformen bei nicht vorliegender Kosinuskomponente

wird der Arbeitpunkt mit maximaler Leistung  $P_1 = 10 \text{ kW}$  eingestellt und der Phasenversatz so variiert, dass sich beidseitige Schaltentlastung einstellt. Für einen Phasenversatz von  $\Phi_{\text{outer}} = -60 \text{ ns}$  stellt sich das gewünschte Verhalten ein. Die zugehörige Messkurve ist ebenfalls in Abb. 7.23 dargestellt. Um nun

$$U_1 = 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = 10 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 117,924 \text{ kHz}, \\ C'_{\text{oss,eq},2} = 705 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H}, L_M = 96 \mu\text{H} \\ t_{z,1} = 120 \text{ ns}, t_{z,2} = 200 \text{ ns}, \Phi_{\text{outer}} = -60 \text{ ns}$$

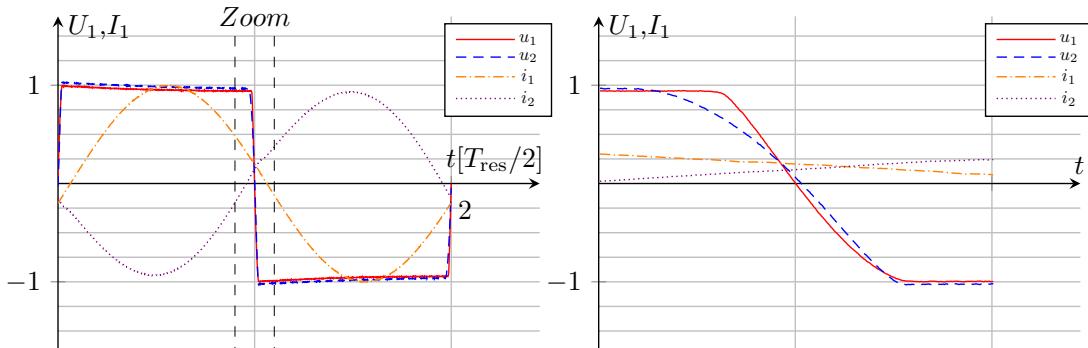


Abbildung 7.23: Schaltentlasteter Betrieb bei  $P_1 = 10 \text{ kW}$

für den Bereich der positiven Leistungsübertragung die Schaltentlastung sicherzustellen, muss lediglich untersucht werden, ob bei konstantem Phasenversatz die beidseitige Schaltentlastung im Arbeitspunkt der geringsten positiven Leistungsübertragung ( $P_1 \geq 0 \text{ kW}$ ) gegeben ist. Die experimentelle Untersuchung in Abb. 7.24 zeigt, dass auch diese Forderung erfüllt ist. Es ist zu erkennen, dass sich ebenfalls die

prognostizierten Stromformen aus der Konzeptbildung einstellen. Dies unterstreicht die Richtigkeit der getroffenen Annahmen. Die beschriebene Prozedur zur Ermittlung von  $\Phi_{\text{outer}}$  muss ebenfalls für den

$$U_1 = 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = 0 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 117,924 \text{ kHz}, \\ C'_{\text{oss,eq},2} = 705 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H}, L_M = 96 \mu\text{H} \\ t_{z,1} = 120 \text{ ns}, t_{z,2} = 200 \text{ ns}, \Phi_{\text{outer}} = -60 \text{ ns}$$

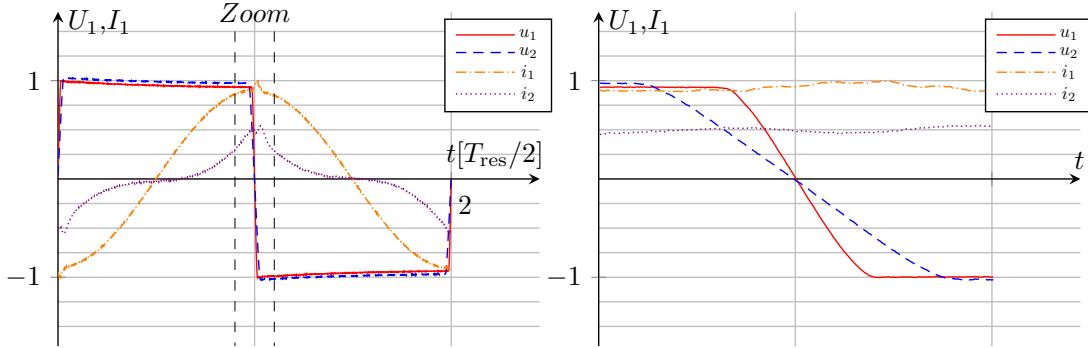


Abbildung 7.24: Schaltentlasteter Betrieb bei  $P_1 = 0 \text{ kW}$

negativen Leistungsbereich vorgenommen werden. Für den Parametersatz  $\Phi_{\text{outer}} = 40 \text{ ns}$  ergibt sich das gewünschte Verhalten. Die zugehörigen Messkurven bei maximaler negativer Leistung (Abb. 7.25) und minimaler Leistung (Abb. 7.26) sind ebenfalls dargestellt.

$$U_1 = 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = -10 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 117,924 \text{ kHz}, \\ C'_{\text{oss,eq},2} = 705 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H}, L_M = 96 \mu\text{H} \\ t_{z,1} = 120 \text{ ns}, t_{z,2} = 200 \text{ ns}, \Phi_{\text{outer}} = 40 \text{ ns}$$

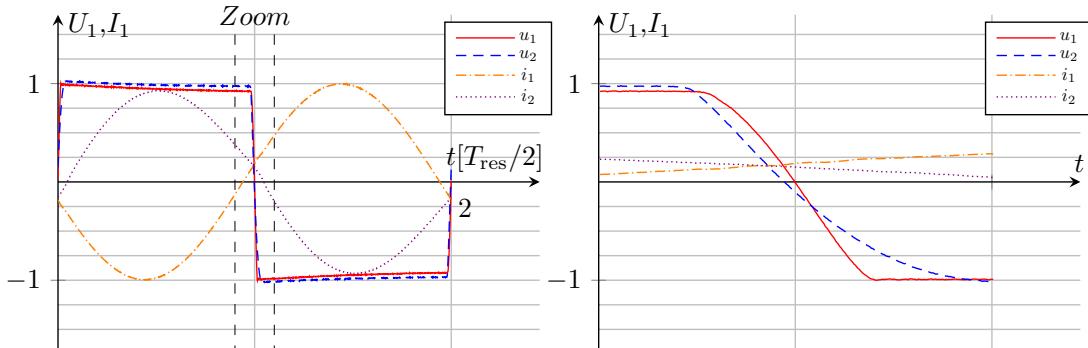


Abbildung 7.25: Schaltentlasteter Betrieb bei  $P_1 = -10 \text{ kW}$

Dieses Vorgehen muss in der Praxis für jeden Makro-Tastgrad bei minimaler Eingangsspannung  $U_1$  eingestellt werden. Dieser Zusammenhang ergibt sich durch ein verbessertes Umladeverhalten, hervorgerufen durch die Abnahme von  $C_{\text{oss}}$  und Zunahme von  $\hat{I}_{\text{LM}}$  bei steigender Spannung  $U'_2$ . Liegen die Parametersätze vor, lässt sich die Schaltentlastung der beiden Vollbrücken über eine Steuerung realisieren.

## 7.9 Bewertung von ZVS<sub>reactive</sub>

Die mathematische Beschreibung der Schaltentlastung auf Basis von reaktiven Stromkomponenten ist wesentlich aufwändiger als die des ersten Schaltentlastungsansatzes. Jedoch ist die praktische Anwendung um ein Vielfaches unkomplizierter. Mit genauen Kenntnissen über die Wachstumsgesetze ist eine Implementierung des Ansatzes ohne eine mathematische Betrachtung möglich. Zusätzlich ist das System

$$\begin{aligned}
U_1 &= 500 \text{ V}, U'_2 = 500 \text{ V}, P_1 = -10 \text{ kW}, Z = 15 \Omega, f_{\text{sw}} = 117,924 \text{ kHz}, \\
C'_{\text{oss,eq},2} &= 705 \text{ pF}, L_s = 20 \mu\text{H}, L_M = 96 \mu\text{H} \\
t_{z,1} &= 120 \text{ ns}, t_{z,2} = 200 \text{ ns}, \Phi_{\text{outer}} = 40 \text{ ns}
\end{aligned}$$

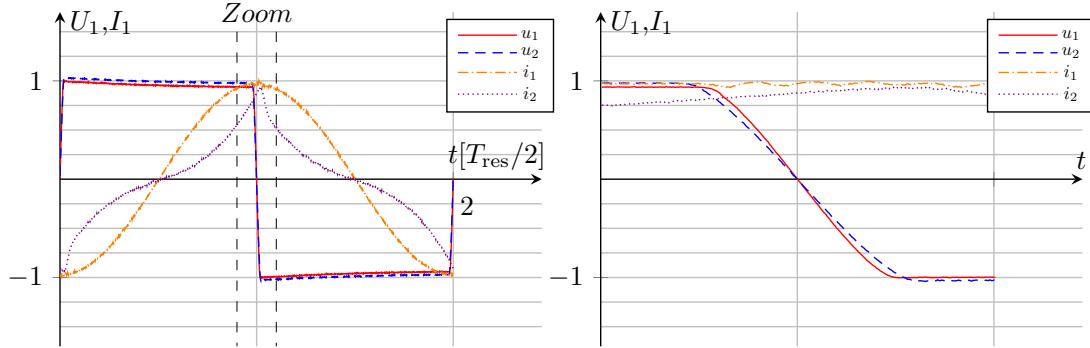


Abbildung 7.26: Schaltentlasteter Betrieb bei  $P_1 = 0 \text{ kW}$

sensorlos, was bedeutet, dass eine Implementierung keine Mehrkosten verursacht. Ein großer Nachteil des Ansatzes liegt in der Voraussetzung, dass auf der nicht kompensierten Seite kontinuierliche Anregung oder Freiläufe über volle Resonanzperioden vorliegen müssen. Zusätzlich verursacht der für die Reduzierung von  $L_M$  eingebrachte Luftspalt und die daraus resultierenden Streufelder, zusätzliche Leitverluste im Leitermaterial des Transformatoren [2].

Exemplarisch ist für den Makrotastgrad  $D = 2/3$  der schaltentlastete Betrieb bei maximaler Leistung dargestellt (Abb. 7.27). Es zeigt sich, dass zu jedem Schaltzeitpunkt ein Umladestrom mit korrektem Vorzeichen vorliegt. Die Strom- und Spannungsformen sind im Vergleich zum Ausgangspunkt (Abb. 6.14) von geringerer Steilheit, was für einen vollständigen Umladevorgang in jedem Schaltvorgang spricht. Die

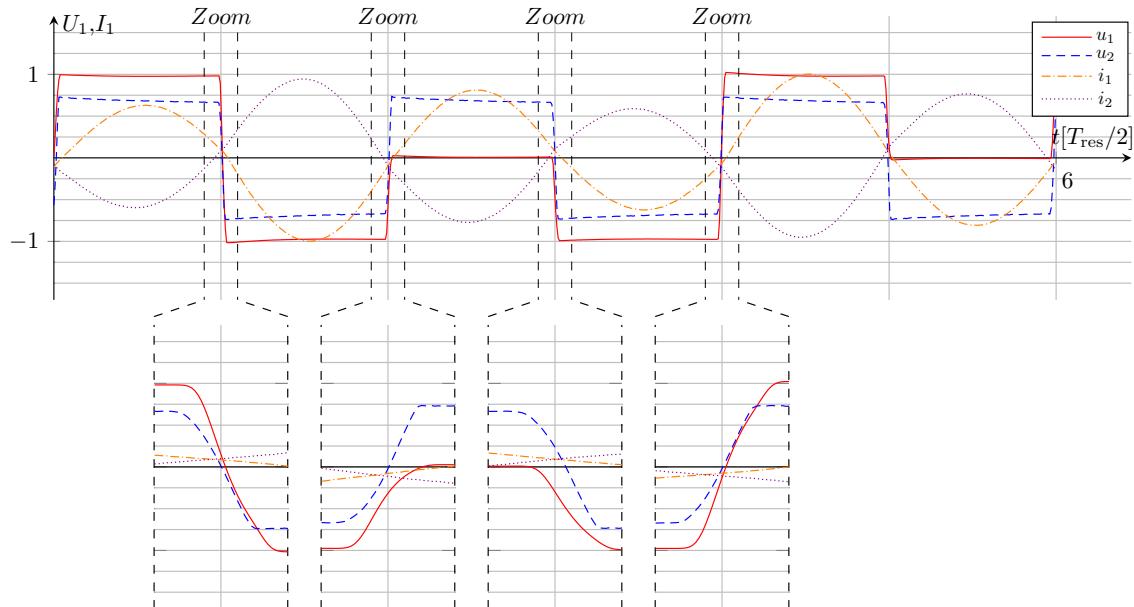


Abbildung 7.27: Vollständig schaltentlasteter Betrieb bei  $D = 2/3$  und  $P_1 = 10 \text{ kW}$

ses Ergebnis wird stellvertretend mit den Randbedingungen für den idealen schaltentlasteten Betrieb verglichen.

- ✓ Reduzierung der Abschaltverluste durch möglichst kleine Abschaltströme  $i_{1,\text{off}}, i'_{2,\text{off}}$
- ✓ Reduzierung der Einschaltverluste durch Umladung der äquivalenten Kapazitäten auf die Spannungswerte  $u_{1,\text{on}}, u'_{2,\text{on}}$

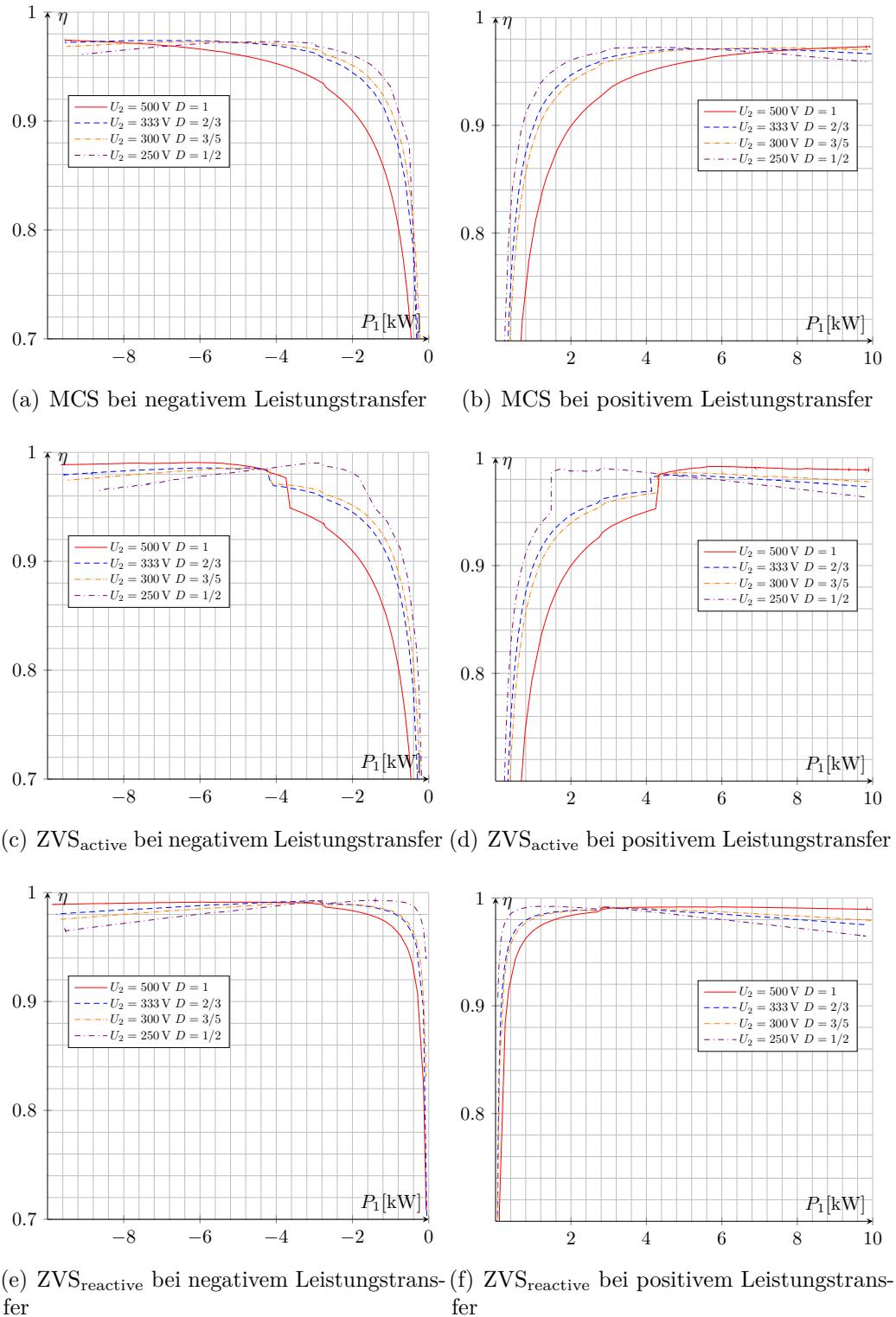
- Möglichst geringe Diodenschaltverluste und Leitverluste durch die Vermeidung von Diodenleiten

Der Abschaltstrom ist im Verhältnis zum vorangegangen Schaltentlastungsansatz deutlich reduziert und die Einschaltverluste können ebenfalls als minimal angenommen werden. Die Zeit in der die internen Dioden leiten lässt sich in diversen Arbeitspunkten noch reduzieren. Dies würde allerdings die Komplexität der Anwendung steigern, da die Parameter während des Betriebs geändert werden müssten. Somit lässt sich ein positives Fazit ziehen. Auch dieser Schaltentlastungsansatz soll quantitativ auf seine Wirksamkeit untersucht werden. Dafür wird auch hier der Vergleich des Wirkungsgrades mit dem MCS-Betrieb ohne Schaltentlastung vorgenommen. Die Ergebnisse in der Gegenüberstellung sind in Abb. 7.28 aufgetragen. Es ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad signifikant über den ganzen Leistungsbereich zunimmt. Auch im Vergleich mit dem ersten Schaltentlastungsansatz ist festzustellen, dass Wirkungsgradgewinne, insbesondere im niedrigen Leistungsbereich, zu erzielen sind.

Außerdem ist von großem Vorteil, dass der Schaltentlastungsansatz keinen Einfluss auf das Übertragungsverhalten hat. Die Reduzierung von  $L_M$  hat zwar einen Einfluss auf das Übertagungsverhalten, jedoch kann dieser in der Auslegung berücksichtigt werden, ist zusätzlich über alle Arbeitspunkte hinweg konstant und somit lastunabhängig. Das Ziel, die Umsetzung eines lastunabhängigen Schaltentlastungsansatzes ohne Einfluss auf das Übertragungsverhalten, konnte erreicht werden.

## 7.10 Zusammenfassung

Nach einer grundsätzlichen Betrachtung der gelösten Differentialgleichung des T-Ersatzschaltbildes zeigt es sich, dass der Magnetisierungsstrom (bei Kompensation auf der ersten Wicklungsseite) für die Schaltentlastung der zweiten Vollbrücke genutzt werden kann. Diese Größe lässt sich aktiv durch einen angepassten Transformatorentwurf beeinflussen. Die Schaltentlastung der ersten Vollbrücke lässt sich über einen in den Resonanzkreis aktiv eingeprägten orthogonal zur geschalteten Spannung stehenden Blindstrom realisieren. Dieser Strom wird als Kosinuskomponente bezeichnet und ist, neben der Sinuskomponente, Bestandteil des Stroms  $i_1$ . Stellgröße zur Erzeugung einer Kosinuskomponente ist der äußere Phasenversatz zwischen den beiden Vollbrücken. Ist dieser richtig gewählt, lässt sich Schaltentlastung selbstregulierend garantieren. Neben einer qualitativen Analyse der Effekte ist dargestellt, wie sich Ströme und Spannungen analytisch berechnen lassen. Auf Basis des vollständigen Verständnisses kann eine Auslegung der Schaltentlastung vorgenommen werden. Die vorgestellte Auslegung bietet noch Raum für weitere Optimierungen. Insbesondere müssen für das iterative vorgehen zur Auslegung Zielgrößen definiert werden. Die experimentelle Untersuchung zeigt, dass Schaltentlastung unabhängig vom Arbeitspunkt sichergestellt werden kann. In der Gegenüberstellung zum MCS-Betrieb zeigt sich, dass ein deutlicher Wirkungsgradzuwachs ohne zusätzlichen Bauteilaufwand realisiert werden kann.



**Abbildung 7.28:** Wirkungsgrade MCS und ZVS<sub>active</sub> im Vergleich zur Schaltentlastung auf Basis von reaktiven Stromkomponenten ZVS<sub>reactive</sub>

# 8 Ergebnis und Anknüpfungspunkte

---

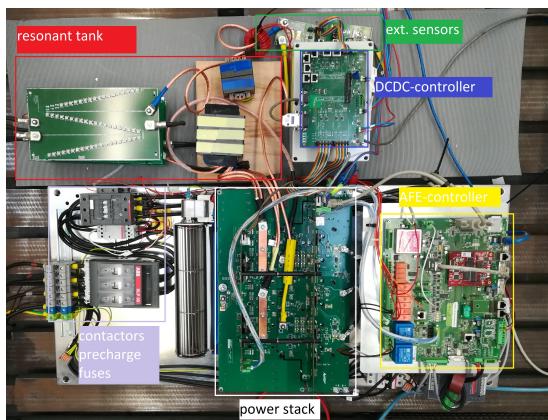
Das erste Ziel der Arbeit ist die analytische Beschreibung des Wandlers, um die Optimierbarkeit der Topologie zu verbessern, indem das Verhalten im Vorfeld vorausgesagt werden kann. Dieses Ziel konnte erreicht werden. Die Beschreibung der Strom- und Spannungsformen über allen Bauelementen ermöglicht eine präzise Auslegung von Halbleiterbauelementen, Resonanzdrossel, Resonanzkondensatoren und des Leitermaterials des Transformators. Ebenfalls lassen sich Zwischenkreiskondensatoren den Anforderungen entsprechend auslegen. Des Weiteren können für eine bessere Beschreibung des Übertragungsverhaltens Verlustmechanismen im Modell berücksichtigt werden. Insbesondere für den bidirektionalen Betrieb stellt dies eine Erweiterung des Stands der Technik dar. Durch die Beschreibung im T-Ersatzschaltbild ist es zusätzlich möglich, den Transformator besser auszulegen und die anfallenden arbeitspunktabhängigen Transformatorverluste zu prognostizieren. Die Diskussion über die möglichen Wege der Kompensation erleichtert das Fällen von Entscheidungen bei der Anordnung der passiven Bauelemente und ist somit ebenfalls ein wichtiges Ergebnis der Arbeit.

Das zweite Ziel ist die wirksame Reduktion von Schaltverlusten in der Applikation, um diese im Vergleich zu anderen Topologien konkurrenzfähig zu machen. Die verfolgten Ansätze zeigen, dass das angestrebte Schaltverhalten erzielt werden kann. Die Wirksamkeit ist anhand verschiedener Wirkungsgradmessungen verifiziert. Der Schlüssel zum Erreichen des Ziels ist auch hier ein vollständiges Verständnis des Wandlerverhaltens. Die Beschreibung des Umschwingvorgangs der Vollbrücke im T-Ersatzschaltbild und die Suche nach einem eingeschwungenen Arbeitspunkt ist eine neue und zielführende Betrachtungsweise.

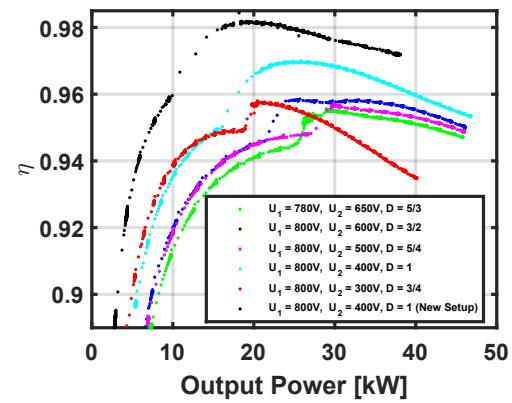
Die Motivation der Arbeit ergibt sich aus dem dem Applikationsbeispiel des Ladens von batterieelektrischen Fahrzeugen. Durch die erarbeiteten Berechnungsvorschriften und Methoden zur Schaltentlastung lassen sich leistungselektronische Wandler in der Praxis entwickeln und effizient betreiben.

Erstes Funktionsbeispiel ist die Applikation "DC-Schnellladegerät" für Elektrofahrzeuge. Realisiert wurde ein zweistufiges System auf Basis von drei parallelisierten 50 kW Wandlern mit einem Ausgangsspannungsbereich von 200 V – 920 V, wovon ein Modul implementiert wurde. Eine detaillierte Darstellung der Anwendung findet sich in [71, 67]. Durch die Anforderung an ein Schnellladesystem, in kurzer Zeit ein hohes Maß an Energie zu konvertieren, arbeitet der Wandler gewöhnlich bei signifikaten Leistungsfluss. Dies bedeutet, dass sich die Schaltentlastung auf Basis von aktiven Stromkomponenten (ZVS<sub>active</sub>) anbietet und aus diesem Grund auch implementiert ist. In Abb. 8.1 (a) ist der Hardwareaufbau des Wandlers dargestellt und Abb. 8.1 (b) die korrespondierende Wirkungsgradkurve des Gesamtsystems abgebildet. Es zeigt sich der charakteristische Sprung in der Wirkungsgradkurve. Abb. 8.1 (c) beschreibt den Bauteilaufwand, welcher zur Erfüllung der Anforderungen betrieben werden muss. Der Prototyp zeigt im Verhältnis zu anderen bidirektionalen Ansätzen ein gutes Ergebnis und stellt eine sinnvolle Lösung dar. Hierbei ist problematisch, dass eine bidirektionale Lösung für Schnellladestationen aus Kostengründen schwierig zu argumentieren ist. Insbesondere wenn diese Funktionalität für den gängigen Anwendungsfall nicht benötigt wird.

Ein weiteres Funktionsbeispiel ist eine bidirektionale DC-Wallbox für den Privatkunden. Diese soll bei einer maximalen Nennleistung 22 kW das batterieelektrische Fahrzeug als Heimspeicher nutzbar machen. Die Anforderungen sind weniger universell definiert, da die Kaufentscheidung auf das vorliegende Fahrzeug angepasst werden kann. So ist die Ausgangsspannung entsprechend zwischen 200 V und 500 V



(a) Abbildung des Wandlers

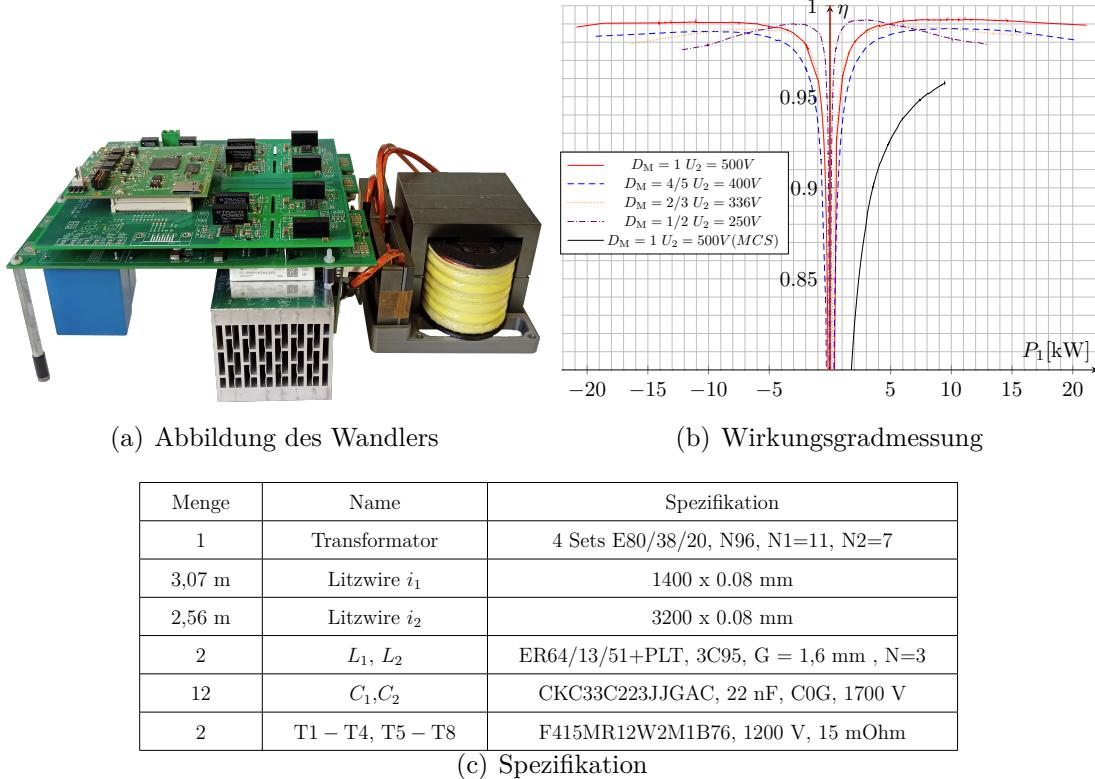


(b) Wirkungsgradmessung

Menge	Name	Spezifikation
1	Transformator	4 Sets E100/60/26, 3C95, N1=12, N2=6
4,55 m	Litzwire $i_1$	3200 x 0.08 mm
4,55 m	Litzwire $i_2$	2 x 3200 x 0.08 mm
1	$L_1$	2 Sets E71/33/32, 3C94, G = 3 mm , N=3
228	$C_1, C_2$	C2225C222MZGAC7800, 2.2 nF, C0G, 2500 V
4	T1 – T4	FF11MR12W1M1, 1200 V, 11 mOhm
6	T5 – T8	FF11MR12W1M1, 1200 V, 11 mOhm

(c) Spezifikation

**Abbildung 8.1:** 50 kW Schnellladesystem



**Abbildung 8.2:** 22 kW DC/DC-Stufe einer Wallbox

festgelegt. Die DC-Stufe für dieses System wurde unter Anwendung der Schaltentlastungsstrategie auf Basis von reaktiven Stromkomponenten ( $ZVS_{reactive}$ ) implementiert. Dies ist sinnvoll, da der Arbeitspunkt dieser Anwendung stark variiert. Insbesondere im Standby-Betrieb sind die Verluste der Anwendung entscheidend. Abgebildet ist der Wandler in Abb. 8.2 (a).

Wirkungsgradmessungen der DC-Stufe ohne AC/DC-Wandler im bidirektionalen Betrieb sind unter Abb. 8.2 (b) und der Bauteilaufwand in Abb. 8.2 (c) aufgeführt. Insbesondere im niedrigen Leistungsbereich können zufriedenstellende Wirkungsgrade erzielt werden, was im Kontext von Stromhandel sehr relevant wird. Der Bauteilaufwand ist in Anbetracht einer ausschließlich passiven Kühlung der passiven Bauelemente gering. Eine detaillierte Diskussion des Aufbaus findet sich in [72]. Damit ist für den Quantum Control Converter dargestellt, dass er den Anforderungen an den Einsatz in Ladeanwendungen gerecht werden und eine sinnvolle Lösung sein kann.

Es ergeben sich am Ende der Arbeit diverse Anknüpfungspunkte für weitere Forschungsfragestellungen und weiterführende Betrachtungen.

Die erste Fragestellung ergibt sich aus Kapitel 4. Die Beschreibung des Resonanzwandlers wurde für zwei Arten der Kompensation durchgeführt. Für eine Kompensation ausschließlich auf der ersten oder auf der zweiten Wicklungsseite. Jedoch kann es aus Gründen der funktionalen Sicherheit sinnvoll sein, eine Verteilung der Kondensatoren auf beiden Wicklungsseiten vorzunehmen. Außerdem erlaubt es eine beliebige Wahl des Makrotastgrades in beiden Vollbrücken. Um diese Fragestellung zu beantworten muss:

- Die Differenzialgleichung des Systems gelöst werden.
- Der eingeschwungene Zustand in Abhängigkeit aller Betriebsparameter gefunden werden.
- Die Koeffizienten der Differentialgleichung bestimmt werden.

Liegt die Lösung vor, müssen die Fragestellungen dieser Arbeit ebenfalls für diesen Schaltungsaufbau bestimmt werden. Insbesondere die Fragestellung der Transformatoraussteuerung und die Bereitstellung des Magnetisierungsstroms ist entscheidend. Damit wird festgelegt, ob sich die Schaltentlastungsstrategie auf Basis von reaktiven Stromkomponenten ebenfalls auf diesen Schaltungsansatz übertragen lässt.

Die Applikation wurde in dieser Arbeit fast ausschließlich im Betrieb bei Resonanzfrequenz betrachtet. Jedoch wurde in Kapitel 6 eine Frequenzvariation zum Erreichen der Schaltentlastung eingesetzt und argumentiert, dass bei geringer Variation eine Wechselwirkung mit dem Übertragungsverhalten vernachlässigt werden kann. Um die Folgen der Frequenzvariation besser verstehen zu können, muss das Übertragungsverhalten genauer analysiert werden. Mit dem Ziel, die Variabilität der Frequenz zu erhöhen, kann der Schaltentlastungsbereich erweitert werden. Hier existieren zwei mögliche Ansätze:

- Es kann das System unter Vernachlässigung der Totzeit analysiert werden. Dafür müssen für die vorliegenden Schaltungsaufbauten lediglich der eingeschwungene Zustand bei variabler Frequenz gefunden werden. Die resultierenden Ergebnisse können dann für die bestehende Schaltentlastungsbetrachtung aus Kapitel 6 verwendet werden.
- Alternativ kann ähnlich zu der Betrachtung aus Kapitel 7 eine geschlossene Betrachtung des Verhaltens angestrebt werden. Dabei werden effektive Schwingzeit und Totzeit mathematisch beschrieben und der eingeschwungene Zustand gesucht. Dieser Ansatz ist zu bevorzugen, da er ein vollständiges Verständnis der Wachstumsgesetze der Kurvenformen liefert. Eine analytische Lösung für diese Fragestellung ist wie in Kapitel 7 nicht zu erwarten.

Eine Analyse der Auswirkungen von Frequenzvariation unter Verwendung des Schaltentlastungsansatzes auf Basis von reaktiven Stromkomponenten kann auch sinnvoll sein. Die Fragestellung ist hier, inwiefern das Übertragungsverhalten durch Frequenzvariation beeinflusst und gleichzeitig Schaltentlastung sichergestellt werden kann. Diese Funktion kann bei der Einsparung von Zwischenkreiskapazität oder zur Realisierung einer Parallelisierung von großer Bedeutung sein.

Die dringendste Fragestellung zum aktuellen Zeitpunkt liegt in der Bestimmung der Größen  $L_{\sigma 1}$ ,  $L'_{\sigma 2}$ ,  $L_M$ ,  $C_{oss,eq,1}$  und  $C'_{oss,eq,2}$ . Diese bilden die Grundlage für die Auslegung des Wandlers und der Betrachtung der Schaltentlastung. Dabei hat die Bestimmung von  $C_{oss,eq,1}$  und damit  $C_{oss}$  Priorität. Die im Datenblatt der Halbleiter gegebenen Auskünfte sind nicht verwendbar für die Auslegung. Es muss ein standardisiertes Verfahren gefunden werden, um das Bauteilverhalten beschreiben und vergleichbar erfassen zu können. Sind die Bauteilwerte bekannt, kann das Modell der Schaltentlastung auf Basis von reaktiven Stromkomponenten verfeinert werden. Hierfür muss die Wechselwirkung zwischen den Umladevorgängen mathematisch beschrieben werden, um ein vollständiges Verständnis der Kurvenformen zu erhalten. Dies ist möglich durch eine Aufteilung der Totzeit in vier definierte Abschnitte, welche den Umladevorgang beider Vollbrücken gleichzeitig beschreibt. Liegt diese Beschreibung in Form der gelösten Differentialgleichungen für den jeweiligen Zeitabschnitt vor, müssen über Stetigkeitsbedingungen und die Forderung des eingeschwungenen Zustands die Koeffizienten bestimmt werden. Liegen diese vor, ist das System vollständig verstanden und eine optimierte Auslegung möglich. Liegt die optimierte Auslegung vor, lässt sich die Fragestellung beantworten in welchem Leistungsbereich ist Schaltentlastung bei einem gegebenen Parametersatz gewährleistet ist.

# Abkürzungsverzeichnis

---

<b>SRC LC-Type</b>	Serienresonanzwandlers	2
<b>MCS</b>	Minimum Current Switching	55
<b>QC-Converter</b>	Quantum Control Converter	1
<b>a</b>	Tastgrad	10
<b>DAB</b>	Dual Active Bridge	8
<b>IGBT</b>	Insulated-Gate Bipolar Transistors	8
<b>MOSFET</b>	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors	8
<b>HEMT</b>	High Electron Mobility Transistors	8
<b>DC/DC-Wandler</b>	Direct Current to Direct Current-Wandler	1
<b>AC/DC-Wandler</b>	Alternating Current to Direct Current-Wandler	2
<b>ZVS</b>	Zero Voltage Switching	57

# Abbildungsverzeichnis

---

1.1	Grafische Darstellung der Einordnung des QC-Converters	1
1.2	Blockschaltbild eines dreistufigen DC-Ladesystems	2
1.3	Blockschaltbild eines Zweistufigen DC-Ladesystems mit parallel und batterieseitig seriell vorgeschalteter DC-Stufe.	3
1.4	Blockschaltbild eines Zweistufigen DC-Ladesystems	4
1.5	Weiteres Blockschaltbild eines Zweistufigen DC-Ladesystems	5
2.1	DAB dargestellt mit Mittelpunktsspannungen	8
2.2	Spannungsformen als Funktion der Modulationsvektoren	10
2.3	Zeitliche Organisation der Schaltsignale von VB1 und VB2	11
2.4	T-Ersatzschaltbild eines Verlustfreien Transformators	12
2.5	T'-Ersatzschaltbild eines Verlustfreien Transformators	12
2.6	L-Ersatzschaltbild eines Verlustfreien Transformators	13
2.7	Aufbau des Serienresonanzwandlers	14
2.8	Aufbau des Serienresonanzwandlers für $L_M \gg L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2}$	14
2.9	Spannungs- und Stromformen in der Grundschwingungsanalyse	15
2.10	Ersatzschaltbild der Grundschwingungsanalyse	15
2.11	Spannungsformen als Funktion der Modulationsvektoren	18
3.1	Vereinfachte Ersatzschaltbild des Resonanzkreises	20
3.2	$u_C$ und $i_1$ bei konstantem $\Delta u$	22
3.3	$u_{C,i}$ $i_{1,i}$ und $i_{1,rec,i}$ bei konstantem $\Delta u$	25
3.4	$u_{C,i}$ $i_{1,i}$ bei $U_{C,0} = 60$ V	26
3.5	Betrieb bei $D_M = 3/5$ und $P_1 = 153,9$ W	30
3.6	Betrieb bei $D_M = 3/5$ und $P_1 = -139,5$ W	31
3.7	Betrieb bei $D_M = 3/5$ und $P_1 = 154,2$ W	31
3.8	Betrieb bei $D_M = 3/2$ und $P_1 = 135,94$ W	33
3.9	Betrieb bei $D_M = 3/2$ und $P_1 = 0$ W	34
3.10	Übertragungsverhalten bei verschiedenen Impedanzen des Resonanzkreises	36
3.11	Vereinfachte verlustbehaftete Ersatzschaltbild des Resonanzkreises	36
3.12	Mögliche Spannungsübersetzungsverhältnisse als Funktion der maximalen Makroperiodenlänge exemplarisch für $M' \leq 1$	39
4.1	Gegenüberstellung der Ersatzschaltbilder	42
4.2	Physikalischer Aufbau des Konverters bei verschiedenen Kompensationsarten	43
4.3	T-Ersatzschaltbild kompensiert auf Wicklungsseite 1	43
4.4	T-Ersatzschaltbild kompensiert auf Wicklungsseite 2	46
4.5	...	48
4.6	Einfluss der Dämpfung des Systems auf $i_{LM}$	48
4.7	Symmetrierungsvorgang von $i_{LM}$ in der Anwendung	49
4.8	Amplitude von $i_{LM}$ bei unterschiedlichen $M'$	52
4.9	Einfluss der Gestaltung der Steuerungsvektoren auf die Amplitude von $i_{LM}$	52
4.10	Entwicklung von $i_{LM}$ im Einschaltmoment	53

4.11 Einfluss von unipolarer Anregung auf $i_{LM}$ im Einschaltmoment . . . . .	53
5.1 Wirkungsgrad im Betrieb bei MCS . . . . .	55
5.2 Schaltverluste in Halbleitern . . . . .	56
5.3 Vereinfachte Ersatzschaltbild eines MOSFET . . . . .	56
5.4 Schaltentlasteter Schaltvorgang des MOSFETs . . . . .	57
5.5 Erweiterte Ersatzschaltbild der Vollbrücke . . . . .	57
5.6 Vereinfachter Umladevorgang einer Vollbrücke . . . . .	58
5.7 Resultierende Kapazität $C_{oss,eq,1}$ für alle Umladevorgänge . . . . .	59
6.1 Qualitative Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke	61
6.2 Ersatzschaltbild zur Beschreibung des Umladevorgangs der ersten Vollbrücke . . . . .	62
6.3 Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke . . . . .	64
6.4 Qualitative Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke . . . . .	65
6.5 Ersatzschaltbild zur Beschreibung des Umladevorgangs der zweiten Vollbrücke . . . . .	65
6.6 Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke . . . . .	68
6.7 Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb . . . . .	69
6.8 Qualitative Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke . . . . .	69
6.9 Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der zweiten Vollbrücke . . . . .	71
6.10 Qualitative Spannungs- und Stromformen beim Schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke	71
6.11 Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke . . . . .	72
6.12 Messung der Spannungs- und Stromformen beim schaltentlasteten Betrieb der ersten Vollbrücke . . . . .	73
6.13 Darstellung der Strom und Spannungsformen im Betrieb ohne Leistungstransfer . . . . .	73
6.14 Betrieb des Wandlers unter Verwendung von MCS bei $D = 2/3$ . . . . .	74
6.15 Betrieb des Wandlers unter Verwendung der Schaltentlastungsstrategie bei $D = 2/3$ . . . . .	75
6.16 Wirkungsgradkurven des Schaltentlastungsansatzes ZVS <sub>active</sub> auf Basis von aktiven Stromkomponenten im Vergleich zum Betrieb unter Anwendung von MCS . . . . .	76
6.17 Einfluss der Schaltentlastungsstrategie auf das Spannungsübersetzungsverhältnis bei $M' = 1$	77
7.1 Stromkomponenten im T-Ersatzschaltbild . . . . .	80
7.2 Einfluss von $\Phi_{outer}$ auf den Strom $i_{1,cos}$ . . . . .	82
7.3 Entwicklung von $i_{1,cos}$ bei unvollständiger Schaltentlastung . . . . .	83
7.4 Entwicklung von $i_{1,cos}$ bei vorzeitiger Schaltentlastung . . . . .	84
7.5 Entwicklung von $i_{1,cos}$ bei Schaltentlastung . . . . .	84
7.6 Verhalten von $i_{1,cos}$ bei begrenzter Steilheit von $u'_2$ . . . . .	85
7.7 Entwicklung von $i_{1,cos}$ bei Schaltentlastung und halbierter Totzeit . . . . .	85
7.8 Systembeschreibung während $t_{z,1}$ . . . . .	86
7.9 Theorie- und Praxisabgleich der Strom und Spannungsformen während $t_{z,1}$ . . . . .	88
7.10 $i_{1,on}$ und $i_{1,off}$ im eingeschwungenen Zustand . . . . .	89
7.11 Theorie- und Praxisabgleich $i_{1,off}$ als Funktion der Betriebsparameter . . . . .	90
7.12 Untersuchung des Schaltverhaltens bei $t_{z,11} = 100$ ns, $t_{z,12} = 100$ ns . . . . .	91
7.13 Untersuchung des Schaltverhaltens bei $t_{z,11} = 50$ ns, $t_{z,12} = 50$ ns . . . . .	92

7.14 Untersuchung des Schaltverhaltens bei $t_{z,11} = 75$ ns, $t_{z,12} = 100$ ns . . . . .	93
7.15 Strom- und Spannungsformen während $t_{z,1}$ bei $t_{z,11} = 75$ ns, $t_{z,12} = 100$ ns und verschiedenen Leistungen . . . . .	94
7.16 Abbildung der Randbedingungen unter Verwendung von Steuerungsvektoren für den beispielhaften Arbeitspunkt bei 0 W . . . . .	95
7.17 Theorie- und Praxisabgleich der Strom und Spannungsformen für den beispielhaften Arbeitspunkt bei 0 W . . . . .	96
7.18 T-Ersatzschaltbild während der Totzeit $t_{z,2}$ und korrespondiere Spannungsformen . . . . .	97
7.19 Strom- und Spannungsformen während $t_{z,2}$ bei verschiedenen Leistungen und angepassten Betriebsparametern . . . . .	99
7.20 Bestimmung der Kosinuskomponente bei maximaler Leistung $P_1$ . . . . .	100
7.21 Bestimmung der Kosinuskomponente bei maximaler Leistung $P_1$ . . . . .	100
7.22 Strom- und Spannungsformen bei nicht vorliegender Kosinuskomponente . . . . .	101
7.23 Schaltentlasteter Betrieb bei $P_1 = 10$ kW . . . . .	101
7.24 Schaltentlasteter Betrieb bei $P_1 = 0$ kW . . . . .	102
7.25 Schaltentlasteter Betrieb bei $P_1 = -10$ kW . . . . .	102
7.26 Schaltentlasteter Betrieb bei $P_1 = 0$ kW . . . . .	103
7.27 Vollständig schaltentlasteter Betrieb bei $D = 2/3$ und $P_1 = 10$ kW . . . . .	103
7.28 Wirkungsgrade MCS und $ZVS_{active}$ im Vergleich zur Schaltentlastung auf Basis von reaktiven Stromkomponenten $ZVS_{reactive}$ . . . . .	105
8.1 50 kW Schnellladesystem . . . . .	107
8.2 22 kW DC/DC-Stufe einer Wallbox . . . . .	108

# Glossar

---

Bezeichnung	Beschreibung
Gewöhnliche Anregung	Abwechselnde positive und negative Polarität der Polaritätsvektoren
kontinuierliche Anregung	Der Modulationsvektor enthält ausschließlich Einsen

# Literatur

---

- [1] „Der Transformator“. In: *Elektrotechnik für Ingenieure 2: Wechselstromtechnik, Ortskurven, Transformator, Mehrphasensysteme Ein Lehr- und Arbeitsbuch für das Grundstudium*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2009, S. 218–248. ISBN: 978-3-8348-9271-3. DOI: 10.1007/978-3-8348-9271-3\_3. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-8348-9271-3\\_3](https://doi.org/10.1007/978-3-8348-9271-3_3).
- [2] Manfred Albach. *Induktivitäten in der Leistungselektronik*. Jan. 2017. ISBN: 978-3-658-15080-8. DOI: 10.1007/978-3-658-15081-5.
- [3] A. Mattsson u. a. „Implementation design of the converter-based galvanic isolation for low voltage DC distribution“. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. 2014, S. 587–594. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869645.
- [4] Marinela Yordanova. „Requirements for the Power Supply of Medical Equipment and the Application of Technical Protective Measures“. In: *2021 13th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF)*. 2021, S. 1–4. DOI: 10.1109/BulEF53491.2021.9690793.
- [5] B. Hug und R. Haag. „Hochfrequenzchirurgie – Geräte und Methoden“. In: *Medizintechnik: Verfahren - Systeme - Informationsverarbeitung*. Hrsg. von Rüdiger Kramme. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2016, S. 1–25. ISBN: 978-3-662-45538-8. DOI: 10.1007/978-3-662-45538-8\_31-1. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-662-45538-8\\_31-1](https://doi.org/10.1007/978-3-662-45538-8_31-1).
- [6] „IEEE Standard for the Electrical Protection of Communication Facilities Serving Electric Supply Locations Through the Use of Isolation Transformers“. In: *IEEE Std 487.5-2013* (2013), S. 1–28. DOI: 10.1109/IEEESTD.2013.6512517.
- [7] M. Eppler u. a. „Letaler Stromunfall in der Badewanne durch ein zum Laden angeschlossenes Smartphone“. In: *Rechtsmedizin* 32.3 (2022), S. 207–211. ISSN: 1434-5196. DOI: 10.1007/s00194-021-00526-0.
- [8] „Schaltungsübersicht und Stromübergang zwischen Ventilzweigen“. In: *Leistungselektronik: Einführung in Schaltungen und deren Verhalten*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2008, S. 71–102. ISBN: 978-3-540-75611-8. DOI: 10.1007/978-3-540-75611-8\_4. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-540-75611-8\\_4](https://doi.org/10.1007/978-3-540-75611-8_4).
- [9] Dietrich Oeding und Bernd R. Oswald. „Transformatoren“. In: *Elektrische Kraftwerke und Netze*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2004, S. 217–256. ISBN: 978-3-662-06960-8. DOI: 10.1007/978-3-662-06960-8\_8. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-662-06960-8\\_8](https://doi.org/10.1007/978-3-662-06960-8_8).

- [10] „IEEE Standard for General Requirements for Dry-Type Distribution and Power Transformers“. In: *IEEE Std C57.12.01-2020 (Revision of IEEE Std C57.12.01-2015)* (2020), S. 1–49. DOI: 10.1109/IEEESTD.2020.9269795.
- [11] Alfredo Medina-Garcia u. a. „A High-Efficiency Isolated Wide Voltage Range DC-DC Converter Using WBG Devices“. In: *IEEE Access* 10 (2022), S. 84818–84825. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3197644.
- [12] Hua Zhang u. a. „A Four-Plate Compact Capacitive Coupler Design and LCL-Compensated Topology for Capacitive Power Transfer in Electric Vehicle Charging Application“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.12 (2016), S. 8541–8551. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2520963.
- [13] Xiaogang Wu u. a. „A Novel High-Gain DC-DC Converter Applied in Fuel Cell Vehicles“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 69.11 (2020), S. 12763–12774. DOI: 10.1109/TVT.2020.3023545.
- [14] Otto Kreutzer u. a. „Non-isolating DC/DC converter for a fuel cell powered aircraft“. In: *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles and International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*. 2016, S. 1–6. DOI: 10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841372.
- [15] Pablo Henrique Costa da Silva Bernardo Loureiro u. a. „Generation and Comparative Analysis of High-Voltage Gain Nonisolated DC-DC Converters With Ladder Switched Capacitor and Coupled Inductor“. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 10.6 (2022), S. 6742–6753. DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3138053.
- [16] Pandav Kiran Maroti u. a. „A New Structure of High Voltage Gain SEPIC Converter for Renewable Energy Applications“. In: *IEEE Access* 7 (2019), S. 89857–89868. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2925564.
- [17] Jong-Won Lim u. a. „Highly Reliable Push–Pull Resonant DC/DC Converter for Medium-Power Applications“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 70.2 (2023), S. 1342–1355. DOI: 10.1109/TIE.2022.3163505.
- [18] Liangbin Yao u. a. „Zero-voltage-switching buck-flyback isolated DC-DC converter with synchronous rectification“. In: *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*. 2006, 6 pp.-. DOI: 10.1109/APEC.2006.1620592.
- [19] Dierk Schröder. „Gleichspannungswandler (Gleichstromsteller)“. In: *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012, S. 444–602. ISBN: 978-3-642-30104-9. DOI: 10.1007/978-3-642-30104-9\_7. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-642-30104-9\\_7](https://doi.org/10.1007/978-3-642-30104-9_7).

- [20] Reza Montazerolghaem u. a. „Zero-Voltage-Switching High-Step-Down Buck Converter With Continuous Output Current“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 38.10 (2023), S. 12886–12894. DOI: 10.1109/TPEL.2023.3294492.
- [21] Guobing Pan u. a. „A Variable-Mode Bidirectional Isolated Power Converter for Wide Voltage-Transfer Ratio Applications“. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 11.3 (2023), S. 3152–3162. DOI: 10.1109/JESTPE.2023.3265991.
- [22] Haoran Li u. a. „A 300-kHz 6.6-kW SiC Bidirectional LLC Onboard Charger“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.2 (2020), S. 1435–1445. DOI: 10.1109/TIE.2019.2910048.
- [23] Hao-Tang Chang, Tsorng-Juu Liang und Wei-Chin Yang. „Design and Implementation of Bidirectional DC-DC CLLLC Resonant Converter“. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2018, S. 2712–2719. DOI: 10.1109/ECCE.2018.8557697.
- [24] Nasir Coruh, Satilmis Urgun und Tarik Erfidan. „Design and implementation of flyback converters“. In: *2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. 2010, S. 1189–1193. DOI: 10.1109/ICIEA.2010.5515894.
- [25] Parimita Mohanty und Yash Kotak. „11 - Electric vehicles: Status and roadmap for India“. In: *Electric Vehicles: Prospects and Challenges*. Hrsg. von Tariq Muneer, Mohan Lal Kolhe und Aisling Doyle. Elsevier, 2017, S. 387–414. ISBN: 978-0-12-803021-9. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-803021-9.00011-2>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128030219000112>.
- [26] B. Lunz und D.U. Sauer. „17 - Electric road vehicle battery charging systems and infrastructure“. In: *Advances in Battery Technologies for Electric Vehicles*. Hrsg. von Bruno Scrosati, Jürgen Garche und Werner Tillmetz. Woodhead Publishing Series in Energy. Woodhead Publishing, 2015, S. 445–467. ISBN: 978-1-78242-377-5. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-1-78242-377-5.00017-0>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9781782423775000170>.
- [27] *Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*. Norm. Nov. 2020.
- [28] *The Power Classes for DC Bidirectional Charging provides a classification for reverse power transfer from the vehicle to the grid/home/building. Furthermore also the efficiency for the system is considered as well to ensure an efficient operation for the customer*. Whitepaper. Juni 2023.
- [29] B.S. Nathan und V. Ramanarayanan. „Analysis, simulation and design of series resonant converter for high voltage applications“. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology 2000 (IEEE Cat. No.00TH8482)*. Bd. 1. 2000, 688–693 vol.2. DOI: 10.1109/ICIT.2000.854252.

- [30] Hongjie Wang, Tarak Saha und Regan Zane. „Analysis and design of a series resonant converter with constant current input and regulated output current“. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2017, S. 1741–1747. DOI: [10.1109/APEC.2017.7930934](https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7930934).
- [31] Apurv Kumar Yadav, Arun Sankar und Alireza Khaligh. „A Three Stage Architecture for a High Voltage Step-Down Wireless Charging System“. In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2020, S. 1002–1007. DOI: [10.1109/ECCE44975.2020.9235935](https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9235935).
- [32] Fernando Gonzalez-Hernando u. a. „Z3 class 50 kW Bidirectional IPT charger for EV“. In: *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2022, S. 1–7. DOI: [10.1109/ECCE50734.2022.9947795](https://doi.org/10.1109/ECCE50734.2022.9947795).
- [33] Matthias J. Kasper u. a. „Next Generation GaN-based Architectures: From 240W USB-C Adapters to 11kW EV On-Board Chargers with Ultra-high Power Density and Wide Output Voltage Range“. In: *PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2022, S. 1–10. DOI: [10.30420/565822004](https://doi.org/10.30420/565822004).
- [34] G.B. Joung, C.T. Rim und G.H. Cho. „An integral cycle mode control of series resonant converter“. In: *PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1988, 575–582 vol.2. DOI: [10.1109/PESC.1988.18183](https://doi.org/10.1109/PESC.1988.18183).
- [35] H. Calleja und J. Pacheco. „Power distribution in pulse-density modulated waveforms“. In: *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*. Bd. 3. 2000, 1457–1462 vol.3. DOI: [10.1109/PESC.2000.880522](https://doi.org/10.1109/PESC.2000.880522).
- [36] Francisc C. Schwarz. „An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation* IECI-23.2 (1976), S. 133–141. DOI: [10.1109/TIECI.1976.351365](https://doi.org/10.1109/TIECI.1976.351365).
- [37] V. Vorperian und Slobodan Cuk. „A complete DC analysis of the series resonant converter“. In: *1982 IEEE Power Electronics Specialists conference*. 1982, S. 85–100. DOI: [10.1109/PESC.1982.7072398](https://doi.org/10.1109/PESC.1982.7072398).
- [38] Byeong-Rim Jo u. a. „Decoupled output voltage control of quantum series resonant converter for improved buck-boost operation“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 11.1 (1996), S. 147–161. DOI: [10.1109/63.484428](https://doi.org/10.1109/63.484428).
- [39] M.C. Fernandez, L.G. de Vicuna und J.O. Ripoll. „An averaged continuous model for the quantum-series resonant converter“. In: *1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. Bd. 1. 1996, 601–604 vol.1. DOI: [10.1109/ISCAS.1996.540019](https://doi.org/10.1109/ISCAS.1996.540019).

- [40] Manyi Fan u. a. „A novel pulse density modulation with semi-bridgeless active rectifier in inductive power transfer system for rail vehicle“. In: *CES Transactions on Electrical Machines and Systems* 1.4 (2017), S. 397–404. DOI: 10.23919/TEMS.2017.8241361.
- [41] Fredrik F. A. Van der Pijl, Miguel Castilla und Pavol Bauer. „Implementation of an adaptive sliding-mode control for a quantum series-resonant converter“. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. 2009, S. 1–10.
- [42] Miguel Castilla u. a. „Sliding-mode control of quantum series-parallel resonant converters via input-output linearization“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52.2 (2005), S. 566–575. DOI: 10.1109/TIE.2005.844256.
- [43] Veli Yenil und Sevilay Cetin. „An Improved Pulse Density Modulation Control for A Semi Active Rectifier in Wireless Power Transfer with LC/S Compensation“. In: *2022 International Conference on Applied Electronics (AE)*. 2022, S. 1–4. DOI: 10.1109/AE54730.2022.9920024.
- [44] Hongchang Li u. a. „A Low-Subharmonic, Full-Range, and Rapid Pulse Density Modulation Strategy for ZVS Full-Bridge Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.9 (2019), S. 8871–8881. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2889116.
- [45] Ruimin Dai u. a. „Pulse Density Modulation Based Mutual Inductance and Load Resistance Identification Method for Wireless Power Transfer System“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 37.8 (2022), S. 9933–9943. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3153657.
- [46] Hongchang Li u. a. „A pulse density modulation method for ZVS full-bridge converters in wireless power transfer systems“. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2018, S. 3143–3148. DOI: 10.1109/APEC.2018.8341550.
- [47] Shenli Zou u. a. „Bi-Directional CLLC Converter With Synchronous Rectification for Plug-In Electric Vehicles“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.2 (2018), S. 998–1005. DOI: 10.1109/TIA.2017.2773430.
- [48] Rimon Gadelrab u. a. „High-Frequency High-Density Bidirectional EV Charger“. In: *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. 2018, S. 687–694. DOI: 10.1109/ITEC.2018.8450117.
- [49] Leonhard Stiny. „Transformatoren (Übertrager)“. In: *Grundwissen Elektrotechnik und Elektronik: Eine leicht verständliche Einführung*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2018, S. 365–380. ISBN: 978-3-658-18319-6. DOI: 10.1007/978-3-658-18319-6\_14. URL: [https://doi.org/10.1007/978-3-658-18319-6\\_14](https://doi.org/10.1007/978-3-658-18319-6_14).
- [50] Christian Peter Dick. „Multi-resonant converters as photovoltaic module integrated maximum power point tracker“. Zsfassung in dt. Sprache; Aachen, Techn. Hochsch., Diss., 2010. Diss. Aachen, 2010, IV, 182 S. : Ill., graph. Darst. URL: <https://publications.rwth-aachen.de/record/51785>.

- [51] Arun Sankar, Ayan Mallik und Alireza Khaligh. „Extended Harmonics Based Phase Tracking for Synchronous Rectification in CLLC Converters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.8 (2019), S. 6592–6603. DOI: 10.1109/TIE.2018.2874348.
- [52] R. D. Middlebrook und Slobodan Cuk. „A general unified approach to modelling switching-converter power stages“. In: *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1976, S. 18–34. DOI: 10.1109/PESC.1976.7072895.
- [53] M Niessen. „Analytische Beschreibung und experimentelle Untersuchung einer Modulationsstrategie für serienresonante Wandler mit variablem Spannungsübersetzungsvorhältnis“. In: *Masterarbeit, TH Köln, Labor für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe* (2018), S. 24.
- [54] Min-Jun Kwon und Woo-Cheol Lee. „No-Load Control Method of LLC Resonant Converter for Plasma Sputtering Process Using Full-Bridge Structure“. In: *Journal of Electrical Engineering & Technology* 14.2 (2019), S. 795–803. ISSN: 2093-7423. DOI: 10.1007/s42835-019-00088-y.
- [55] P. Kowstubha, K. Krishnaveni und K. Ramesh Reddy. „Review on different control strategies of LLC series resonant converters“. In: *2014 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*. 2014, S. 1–4. DOI: 10.1109/ICAEE.2014.6838481.
- [56] Long Pei u. a. „A Time-Domain-Model-Based Digital Synchronous Rectification Algorithm for CLLC Resonant Converters Utilizing a Hybrid Modulation“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 37.3 (2022), S. 2815–2829. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3116211.
- [57] Katarina B. Obradović, Jovana J. Plavšić und Aleksandar R. Milić. „Design Procedure for High-Frequency Transformer in LLC Resonant Topology“. In: *2021 21st International Symposium on Power Electronics (Ee)*. 2021, S. 1–6. DOI: 10.1109/Ee53374.2021.9628384.
- [58] Yu Yan, Handong Gui und Hua Bai. „Complete ZVS Analysis in Dual Active Bridge“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 36.2 (2021), S. 1247–1252. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3011470.
- [59] Jinrong Qian und I. Batarseh. „Comparison of PWM zero-voltage-switching (ZVS) DC-DC converters with output isolation“. In: *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. Bd. 3. 1995, 2589–2596 vol.3. DOI: 10.1109/IAS.1995.530632.
- [60] R.W. De Doncker und J.P. Lyons. „The auxiliary resonant commutated pole converter“. In: *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. 1990, 1228–1235 vol.2. DOI: 10.1109/IAS.1990.152341.

- 
- [61] Martin Niessen, Georg Joentgen und Christian P. Dick. „Precision Gate Drive Featuring High Dead-Time Resolution for Soft Switched Converters“. In: *PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2022, S. 1–7. DOI: 10.30420/565822226.
  - [62] Masataka Miyake, Kai Matsuura und Akifumi Ueno. „Compact modeling of the diode reverse recovery effect for leading developments of power electronic applications“. In: *2013 IEEE 10th International Conference on ASIC*. 2013, S. 1–4. DOI: 10.1109/ASICON.2013.6811933.
  - [63] *1200 V Nch SiC Trench MOSFET im 4-Pin-Gehäuse*. SCT3080KRC15. Rev.003. Rohm Semiconductor. Sep. 2022.
  - [64] *CoolSiC 1200V SiC Trench MOSFET*. IMZ120R090M1H. Rev 2.2. Infineon. Dez. 2020.
  - [65] *1200V AUTOMOTIVE SIC 75MOHM FET*. E3M0075120K. Rev 2. Wolfspeed, Inc. März 2021.
  - [66] Henning Dathe. *Die Halbwinkelsubstitution und ihre Anwendungen*. Göttingen: Universitätsverlag Göttingen, 2015. DOI: 10.17875/gup2015-818.
  - [67] Martin Niessen u. a. „Two-Staged 50kW DC-Charger with Output Voltage Range from 200V to 940V“. In: *PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2020, S. 1–8.
  - [68] Fabian Denk u. a. „25 kW high power resonant inverter operating at 2.5 MHz based on SiC SMD phase-leg modules“. Englisch. In: *PCIM Europe: International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nürnberg, 5.-7. Juni 2018*. VDE Verlag, 2018, S. 714–720. ISBN: 978-3-8007-4646-0.
  - [69] Tim Rieger u. a. „Frequency Controlled Series-Resonant Converter for Optimum ZVS and Near ZCS Operation“. In: *PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2020, S. 1–8.
  - [70] Xuan Li u. a. „Understanding switching losses in SiC MOSFET: Toward lossless switching“. In: *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*. 2015, S. 257–262. DOI: 10.1109/WiPDA.2015.7369295.
  - [71] Martin Niessen u. a. „A 50 kW fast charger based on a series-resonant converter with variable input-to-output voltage conversion ratio“. In: *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2019, S. 1–7.

- [72] Martin Niessen u. a. „Resonant, Bidirectional 22 kW DC-Stage for Chargers Using Quantum Control Featuring Load Independent ZVS Achieving 99.2 eff. at 5.7 kW/L“. In: *PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2023, S. 1–10. DOI: [10.30420/566091101](https://doi.org/10.30420/566091101).

# 9 Anhang

---

## 9.1 Definition der Schaltzustände der zweiten Vollbrücke

$u_{MP3} = U_2$	für $T5 = 1, T6 = 0$
$u_{MP3} = 0 \text{ V}$	für $T5 = 0, T6 = 1$
$u_{MP4} = U_2$	für $T7 = 1, T8 = 0$
$u_{MP4} = 0 \text{ V}$	für $T7 = 0, T8 = 1$
$u_2 = U_2$	für $u_{MP3} = u_2, u_{MP4} = 0 \text{ V}$
$u_2 = -U_2$	für $u_{MP3} = 0 \text{ V}, u_{MP4} = U_2$
$u_2 = 0 \text{ V}$	für $u_{MP3} = U_2, u_{MP4} = U_2$
$u_2 = 0 \text{ V}$	für $u_{MP3} = 0 \text{ V}, u_{MP4} = 0 \text{ V}$
$i_{2,rec} = i_2$	für $u_2 = U_2$
$i_{2,rec} = -i_2$	für $u_2 = -U_2$
$i_{2,rec} = 0 \text{ A}$	für $u_2 = 0 \text{ V}$

(9.1)

## 9.2 Lösung einer lineare Differentialgleichungen 2. Ordnung mit konstanten Koeffizienten

Das Ziel ist die Lösung der Differentialgleichung:

$$\ddot{y} + \dot{y} \cdot B + y \cdot C = A$$

Die Lösung der Differentialgleichung wird nach dem Vorgehen beschrieben in [Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 2, v12, Seite 407, Lothar Papula, 2009] vorgenommen.

Die Differentialgleichung ist vom Typ:

$$\ddot{y} + a \cdot \dot{y} + b \cdot y = g(x)$$

Im ersten Schritt wird die allgemeine Lösung der zu gehörigen homogenen Differentialgleichung bestimmt:

$$\ddot{y} + a \cdot \dot{y} + b \cdot y = 0$$

Angewendet auf die Fragestellung soll die allgemeine Lösung folgender Gleichung gefunden werden:

$$\ddot{y} + \dot{y} \cdot B + y \cdot C = 0$$

Die Lösung wird entsprechend des Vorgehens aus [Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 2, v12, Seite 405, Lothar Papula, 2009] vorgenommen. Ausgangspunkt bilden die Basislösungen der

zugehörigen charakteristischen Gleichung:

$$a^2 + a \cdot B + C = 0$$

$$a_{1,2} = -\frac{B}{2} \pm j\sqrt{C - \frac{B^2}{4}}$$

Als Lösungen sind ausschließlich konjugiert komplexe Ergebnisse zulässig. Dies leitet sich aus der Praxis ab, da ausschließlich schwingfähige Systeme betrachtet werden. Als allgemeine Lösung für die homogene Differentialgleichung ergibt sich somit:

$$y_0(x) = c_1 \cdot e^{-\frac{B}{2} \cdot x} \cdot \cos\left(\sqrt{C - \frac{B^2}{4}} \cdot x\right) + c_2 \cdot e^{-\frac{B}{2} \cdot x} \cdot \sin\left(\sqrt{C - \frac{B^2}{4}} \cdot x\right)$$

Im nächsten Schritt muss eine partikuläre Lösung der inhomogenen Differentialgleichung gefunden werden. Die Störfunktion  $g(x)$  entspricht in diesem Fall der Konstanten A. Somit ergibt sich der Ansatz nach Tabelle [Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 2, v12, Seite 381, Lothar Papula, 2009]  $y_p(x) = c_0$ .  $y_p(x) = c_0$  wird nun in die Gleichung  $\ddot{y} + \dot{y} \cdot B + y \cdot C = A$  eingesetzt und die Lösung für  $c_0$  und folglich auf für  $y_p$  ermittelt.

$$\begin{aligned} \ddot{y}_p + \dot{y}_p \cdot B + y_p \cdot C &= A \\ \ddot{c}_0 + \dot{c}_0 \cdot B + c_0 \cdot C &= A \\ 0 + 0 \cdot B + c_0 \cdot C &= A \\ 0 + 0 \cdot B + c_0 &= \frac{A}{C} \\ y_p(x) &= \frac{A}{C} \end{aligned}$$

Wird die Summe aus allgemeiner Lösung der homogenen Differentialgleichung  $y_0(x)$  und die beliebige partikuläre Lösung der Differentialgleichung  $y_p(x)$  addiert, erhält man die allgemeine Lösung der inhomogenen Differentialgleichung:

$$\begin{aligned} y(x) &= y_p(x) + y_0(x) \\ y(x) &= \frac{A}{C} + c_1 \cdot e^{-\frac{B}{2} \cdot x} \cdot \cos\left(\sqrt{C - \frac{B^2}{4}} \cdot x\right) + c_2 \cdot e^{-\frac{B}{2} \cdot x} \cdot \sin\left(\sqrt{C - \frac{B^2}{4}} \cdot x\right) \end{aligned}$$

### 9.3 Bestimmung der Differentialgleichung: T-ESB, Kompensation auf Wicklungsseite 1 durch $C_1$

$$\begin{aligned}
 1. \quad u_{L\sigma 1} &= L_{\sigma 1} \cdot \frac{di_1}{dt} & 5. \quad 0 \text{ V} &= -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} - u_{L'\sigma 2} + u'_2 \\
 2. \quad u_{L'\sigma 2} &= L'_{\sigma 2} \cdot \frac{di'_2}{dt} & 6. \quad 0 \text{ V} &= -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} + u_{Lm} \\
 3. \quad u_{Lm} &= L_M \cdot \frac{di_{LM}}{dt} & 7. \quad 0 \text{ V} &= -u'_2 + u_{L'\sigma 2} + u_{Lm} \\
 4. \quad i_1 &= C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} & 8. \quad 0 \text{ A} &= i_1 + i'_2 - i_{LM}
 \end{aligned} \tag{9.2}$$

$$\begin{aligned}
 8: \quad 0 \text{ A} &= i_1 + i'_2 - i_{LM} \\
 \text{8 mit 4,2,3:} \quad 0 &= C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \int u_{L'\sigma 2}(t) dt - \frac{1}{L_M} \int u_{Lm}(t) dt \\
 8.1: \quad 0 \text{ A} &= C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \int u_{L'\sigma 2}(t) dt - \frac{1}{L_M} \int u_{Lm}(t) dt \\
 \text{8.1 mit 7:} \quad 0 \text{ A} &= C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \int (u'_2(t) - u_{Lm}(t)) dt - \frac{1}{L_M} \int u_{Lm}(t) dt \\
 &0 \text{ A} = C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \cdot \int u'_2(t) dt - \left( \frac{1}{L'_{\sigma 2}} + \frac{1}{L_M} \right) \cdot \int u_{Lm}(t) dt \\
 &0 \text{ A} = C_1 \cdot \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2(t) - \left( \frac{1}{L'_{\sigma 2}} + \frac{1}{L_M} \right) \cdot u_{Lm}(t) \\
 &0 \text{ A} = L'_{\sigma 2} \cdot C_1 \cdot \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + u'_2(t) - \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L'_{\sigma 2}} + \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M} \right) \cdot u_{Lm}(t) \\
 8.2: \quad u_{Lm} &= \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot L'_{\sigma 2} \cdot C_1 \cdot \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2(t) \\
 6 \text{ mit 8.2:} \quad 0 \text{ V} &= -u_1(t) + u_{L\sigma 1}(t) + u_{C1}(t) + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot L'_{\sigma 2} \cdot C_1 \cdot \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2(t) \\
 &u_1(t) - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2(t) = u_{L\sigma 1}(t) + u_{C1}(t) + \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot L'_{\sigma 2} \cdot C_1 \cdot \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} \\
 &u_1(t) - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2(t) = \left( C_1 \cdot L_{\sigma 1} + C_1 \cdot \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \right) \cdot \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + u_{C1}(t) \\
 &\frac{u_1(t) - \frac{L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2(t)}{C_1 \cdot L_{\sigma 1} + C_1 \cdot \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}}} = \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + u_{C1}(t) \frac{1}{C_1 \cdot L_{\sigma 1} + C_1 \cdot \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L_M + L'_{\sigma 2}}}
 \end{aligned} \tag{9.3}$$

## 9.4 Bestimmung der Differentialgleichung: T-ESB, Kompensation auf Wicklungsseite 1 durch $C_{\text{OSS}}$

$$\begin{array}{ll}
 1. \quad u_{L\sigma 1} = L_{\sigma 1} \cdot \frac{di_1}{dt} & 5. \quad 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} - u_{L'\sigma 2} + u'_2 \\
 2. \quad u_{L'\sigma 2} = L'_{\sigma 2} \cdot \frac{di'_2}{dt} & 6. \quad 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} + u_{Lm} \\
 3. \quad u_{Lm} = L_M \cdot \frac{di_{LM}}{dt} & 7. \quad 0 \text{ V} = -u'_2 + u_{L'\sigma 2} + u_{Lm} \\
 4. \quad i_1 = -C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{du_1}{dt} & 8. \quad 0 \text{ A} = i_1 + i'_2 - i_{LM}
 \end{array}$$

$$\begin{aligned}
 8: \quad & 0 \text{ A} = i_1 + i'_2 - i_{LM} \\
 8 \text{ mit 4,2,3:} \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \cdot \int u_{L'\sigma 2} \cdot dt - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{du_1}{dt} - \frac{1}{L_M} \cdot \int u_{Lm} \cdot dt \\
 8.1: \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \cdot \int u_{L'\sigma 2} \cdot dt - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{du_1}{dt} - \frac{1}{L_M} \cdot \int u_{Lm} \cdot dt \\
 8.1 \text{ mit 7:} \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \cdot \int (u'_2 - u_{Lm}) \cdot dt - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{du_1}{dt} - \frac{1}{L_M} \cdot \int u_{Lm} \cdot dt \\
 \Leftrightarrow \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \cdot \int u'_2 \cdot dt - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{du_1}{dt} - \left( \frac{1}{L_M} + \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \right) \cdot \int u_{Lm} \cdot dt \\
 \Leftrightarrow \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \cdot u'_2 - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{d^2 u_1}{dt^2} - \left( \frac{1}{L_M} + \frac{1}{L'_{\sigma 2}} \right) \cdot u_{Lm} \\
 \Leftrightarrow \quad & 0 \text{ A} = u'_2 - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot L'_{\sigma 2} \cdot \frac{d^2 u_1}{dt^2} - \left( \frac{L'_{\sigma 2}}{L_M} + \frac{L'_{\sigma 2}}{L'_{\sigma 2}} \right) \cdot u_{Lm} \\
 8.2: \quad & u_{Lm} = \frac{L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot u'_2 - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot \frac{d^2 u_1}{dt^2} \\
 6 \text{ mit 8.2:} \quad & 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} + \frac{L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot u'_2 - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot \frac{d^2 u_1}{dt^2} \\
 \Leftrightarrow \quad & - \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot u'_2 \right) = -u_1 + u_{L\sigma 1} - C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot \frac{d^2 u_1}{dt^2} \\
 \Leftrightarrow \quad & \left( u_{C1} + \frac{L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot u'_2 \right) = C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \right) \cdot \frac{d^2 u_1}{dt^2} + u_1 \\
 \Leftrightarrow \quad & \frac{u_{C1} + \frac{L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \cdot u'_2}{C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \right)} = \frac{d^2 u_1}{dt^2} + u_1 \cdot \frac{1}{C_{\text{OSS,eq},1} \cdot \left( L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_M}{L'_{\sigma 2} + L_M} \right)}
 \end{aligned}$$

## 9.5 Bestimmung der Differentialgleichung: T-ESB, Kompensation auf Wicklungsseite 1 durch $C_{\text{OSS}}$

$$\begin{array}{ll}
 1. \quad u_{L\sigma 1} = L_{\sigma 1} \cdot \frac{di_1}{dt} & 5. \quad 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} - u_{L'\sigma 2} + u'_2 \\
 2. \quad u_{L'\sigma 2} = L'_{\sigma 2} \cdot \frac{di'_2}{dt} & 6. \quad 0 \text{ V} = -u_1 + u_{L\sigma 1} + u_{C1} + u_{Lm} \\
 3. \quad u_{Lm} = L_M \cdot \frac{di_{LM}}{dt} & 7. \quad 0 \text{ V} = -u'_2 + u_{L'\sigma 2} + u_{Lm} \\
 4. \quad i'_2 = -C'_{\text{OSS,eq},2} \cdot \frac{du'_2}{dt} & 8. \quad 0 \text{ A} = i_1 + i'_2 - i_{LM}
 \end{array}$$

$$\begin{aligned}
8: \quad & 0 \text{ A} = i_1 + i'_2 - i_{\text{LM}} \\
8 \text{ mit 4,2,3:} \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L_{\sigma 1}} \cdot \int u_{\text{L}\sigma 1} \cdot dt - C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \frac{du'_2}{dt} - \frac{1}{L_{\text{M}}} \cdot \int u_{\text{Lm}} \cdot dt \\
8.1: \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L_{\sigma 1}} \cdot \int u_{\text{L}\sigma 1} \cdot dt - C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \frac{du'_2}{dt} - \frac{1}{L_{\text{M}}} \cdot \int u_{\text{Lm}} \cdot dt \\
8.1 \text{ mit 6:} \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L_{\sigma 1}} \cdot \int (u_1 - u_{\text{C}1} - u_{\text{Lm}}) \cdot dt - C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \frac{du'_2}{dt} - \frac{1}{L_{\text{M}}} \cdot \int u_{\text{Lm}} \cdot dt \\
\Leftrightarrow \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L_{\sigma 1}} \cdot \int (u_1 - u_{\text{C}1}) \cdot dt - C_{\text{oss,eq},1} \cdot \frac{du'_2}{dt} - \left( \frac{1}{L_{\text{M}}} + \frac{1}{L_{\sigma 1}} \right) \cdot \int u_{\text{Lm}} \cdot dt \\
\Leftrightarrow \quad & 0 \text{ A} = \frac{1}{L_{\sigma 1}} \cdot (u_1 - u_{\text{C}1}) - C_{\text{oss,eq},1} \cdot \frac{d^2 u'_2}{dt^2} - \left( \frac{1}{L_{\text{M}}} + \frac{1}{L_{\sigma 1}} \right) \cdot u_{\text{Lm}} \\
8.2 \quad & 0 \text{ V} = u_1 - u_{\text{C}1} - L_{\sigma 1} \cdot C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \frac{d^2 u'_2}{dt^2} - \left( \frac{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}}{L_{\text{M}}} \right) \cdot u_{\text{Lm}} \\
8.2 \text{ mit 7:} \quad & 0 \text{ V} = u_1 - u_{\text{C}1} - L_{\sigma 1} \cdot C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \frac{d^2 u'_2}{dt^2} - \left( \frac{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}}{L_{\text{M}}} \right) \cdot (u'_2 - u_{\text{L}'\sigma 2}) \\
\Leftrightarrow \quad & 0 \text{ V} = u_1 - u_{\text{C}1} - L_{\sigma 1} \cdot C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \frac{d^2 u'_2}{dt^2} - \left( \frac{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}}{L_{\text{M}}} \right) \cdot (u'_2 - u_{\text{L}'\sigma 2}) \\
\Leftrightarrow (u_1 - u_{\text{C}1}) \cdot \frac{L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}} &= \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}} \cdot C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \frac{d^2 u'_2}{dt^2} + L'_{\sigma 2} \cdot C'_{\text{oss,eq},2} \frac{d^2 u_1}{dt^2} + u'_2 \\
\Leftrightarrow (u_1 - u_{\text{C}1}) \cdot \frac{L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}} &= C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}} \right) \cdot \frac{d^2 u'_2}{dt^2} + u'_2 \\
\Leftrightarrow \frac{(u_1 - u_{\text{C}1}) \cdot \frac{L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}}}{C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}} \right)} &= \frac{d^2 u'_2}{dt^2} + u'_2 \\
\Leftrightarrow \frac{(u_1 - u_{\text{C}1}) \cdot \frac{L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}}}{C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}} \right)} &= \frac{d^2 u'_2}{dt^2} + u'_2 \cdot \frac{1}{C'_{\text{oss,eq},2} \cdot \left( L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_{\text{M}}}{L_{\sigma 1} + L_{\text{M}}} \right)}
\end{aligned}$$





