

**Übertrager und Leistungselektronik
in induktiven Energieübertragungssystemen
zur Ladung von Elektrofahrzeugen**

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)
der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel
vorgelegt von

Dipl. Wirtsch.-Ing. Marinus Petersen

Kiel
2016

Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die Dissertation zum Thema

*Übertrager und Leistungselektronik in induktiven Energieübertragungssystemen zur
Ladung von Elektrofahrzeugen*

abgesehen von der Betreuung durch Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs selbstständig und ohne Hilfe angefertigt habe und bisher weder ganz noch zum Teil an einer anderen Stelle im Rahmen eines Prüfungsverfahrens vorgelegt, veröffentlicht oder zur Veröffentlichung eingereicht habe. Weiterhin versichere ich hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit unter Einhaltung der Regeln guter wissenschaftlicher Praxis der deutschen Forschungsgemeinschaft angefertigt habe und alle von anderen Autoren wörtlich übernommenen Stellen wie auch die sich an die Gedankengänge anderer Autoren eng anlehnenden Ausführungen meiner Arbeit besonders gekennzeichnet und die entsprechenden Quellen angegeben sind.

Kiel, den 1. Dezember 2016

Marinus Petersen

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann

Datum der mündlichen Prüfung: 23.11.2016

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel. Die Forschungsarbeiten wurden mit Mitteln der Gesellschaft für Energie- und Klimaschutz Schleswig-Holstein (EKSH) und im Lande ansässiger Industrieunternehmen gefördert.

Mein Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs, der mir die Promotion auf dem Gebiet der Leistungselektronik nahe gelegt und ermöglicht hat. Ich möchte mich für die intensive Betreuung und die angenehme Zusammenarbeit seit dem Beginn meiner wissenschaftlichen Tätigkeit im März 2012 bedanken. Ich danke auch Herrn Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre, der die Nachfolge am Lehrstuhl angetreten und eine unkomplizierte Fortführung der Arbeiten möglich gemacht hat. Ebenfalls danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann für die Übernahme des Koreferates und die hilfreichen Kommentare zur Arbeit. Bei den Firmen Jungheinrich, ESW und Kristronics bedanke ich mich für die gute Zusammenarbeit und die zahlreichen Anregungen im Rahmen der Durchführung des gemeinsamen Industrieprojektes.

Weiter gilt mein Dank allen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen für die hervorragende Arbeitsatmosphäre und die vielen spannenden Diskussionen. Insbesondere danke ich Kristina Buchert, Stephan Brüske und Bertold Benkendorff als längste Wegbegleiter nicht nur während der Zeit als wissenschaftliche Mitarbeiter am Lehrstuhl, sondern seit Beginn des gemeinsamen Studiums im Herbst 2006. Ich bedanke mich bei Petra Bekendorf und Margit Marter für ihre administrative Unterstützung am Lehrstuhl und bei Bernd Doneit für die Unterstützung im Labor. Den Studenten, die bei mir ihre Abschlussarbeit geschrieben haben, danke ich für die Unterstützung und die aus ihren Arbeiten resultierenden Anregungen.

Ein besonderer Dank gilt schließlich meiner Familie und meiner Freundin Maike für die Unterstützung während der Promotionszeit.

Kurzfassung

Induktive Energieübertragungssysteme zur Ladung von Elektrofahrzeugen werden seit vielen Jahren intensiv erforscht. Sie weisen gegenüber konventionellen kabelgebundenen Ladesystemen Vorteile hinsichtlich Komfort, Sicherheit und Zuverlässigkeit auf. Nachteilig ist hingegen der größere Bauteilaufwand sowie die geringere Effizienz des Gesamtsystems.

Die Zielstellung dieser Arbeit ist, unter Anwendung aktueller wissenschaftlicher Methoden, Möglichkeiten zur Steigerung der Energieeffizienz induktiver Ladesysteme für Elektrofahrzeuge zu untersuchen. Des Weiteren sollen allgemeingültige Konzepte und Maßnahmen zur Auslegung induktiver Ladesysteme erarbeitet werden. Im Fokus der Betrachtung stehen der Übertrager und die Leistungselektronik. Die Verifizierung der vorgeschlagenen Konzepte und analytischen Ergebnisse erfolgt exemplarisch anhand eines induktiven Ladesystems mit einer Nennleistung von 6 kW, das für ein Flurförderfahrzeug mit einer Niedervoltbatterie (24 V / 48 V) ausgelegt und experimentell im Labor untersucht wird.

In einem ersten Schritt erfolgt in der vorliegenden Arbeit eine Betrachtung des physischen Aufbaus und der magnetischen Eigenschaften verschiedener Übertragertopologien nach dem aktuellen Stand der Technik. Es wird das Konzept einer analytischen Untersuchung im magnetisch äquivalenten Kreis zur Untersuchung der flach gewickelten Übertragertopologie vorgeschlagen und beschrieben. Darüber hinaus erfolgt die Auslegung eines konkreten Übertragers für den Einsatz in dem oben genannten Flurförderfahrzeug.

Des Weiteren erfolgt eine Charakterisierung seriell-seriell kompensierter Übertrager anhand des elektrischen Ersatzschaltbildes, insbesondere hinsichtlich der übertragbaren Leistung und des Wirkungsgrades. Es werden allgemeingültige Kriterien zur optimalen Auslegung bei primär- und sekundärseitiger Leistungsregelung hergeleitet. Zudem wird das Konzept des Multi-Tap-Transformators vorgestellt. Mit diesem Konzept kann die Positionierungstoleranz des Systems erhöht und eine Steigerung des Wirkungsgrads erreicht werden.

Zuletzt werden geeignete leistungselektronische Topologien und Komponenten sowie verschiedene Methoden der Leistungsregelung analysiert. Es zeigt sich, dass eine Topologie bestehend aus Wechselrichter und Gleichrichter, bei der eine Leistungsregelung über den Wechselrichter erfolgt, eine geringere Leistungshalbleiter-Bauleistung erfordert als Topologien mit primär- oder sekundärseitigem Tiefsetzsteller. Zudem ist die Topologie hinsichtlich des Wirkungsgrads überlegen, sofern das Verfahren „Asymmetric-Voltage-Cancellation“ zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter im Wechselrichter zur Anwendung kommt. In experimentellen Untersuchungen im Labor kann in Abhängigkeit der Kopplung bei Nennleistung ein Wirkungsgrad zwischen 92,8 % und 95,5 % (isolierter Übertrager) bzw. zwischen 89,6 % und 93,5 % (am Flurförderfahrzeug montierter Übertrager) vom Eingangszwischenkreis zur Traktionsbatterie des Fahrzeugs nachgewiesen werden.

Englische Kurzfassung (Abstract)

Inductive charging systems for electric vehicles are a major topic of research since many years. Compared to conventional charging systems with a wired connection they offer advantages in terms of comfort, safety and reliability. However the higher component count and volume as well as the lower efficiency represent some fundamental disadvantages.

The objective of this work is to investigate in possibilities to increase the energy efficiency of inductive charging systems for electric vehicles applying latest scientific methods. Moreover the goal is to derive ways and concepts for the design of inductive charging systems which are of general validity. The focus of the investigation is on the transformer and the power electronics. The verification of the proposed concepts and the analytic results is done exemplarily by means of an inductive charging system with a nominal power of 6 kW which is analyzed in the laboratory. This system is designed for a forklift truck with a low-voltage battery (24 V / 48 V).

First of all the physical structure and the magnetic characteristics of different state-of-the-art transformer topologies are regarded. The concept of an analytic investigation in the magnetic equivalent circuit is proposed to analyze the single-sided winding transformer topology. This concept is described in detail. Furthermore a specific transformer design for the above mentioned forklift truck is found and analyzed.

In further studies transformers with serial-serial compensation topology are discussed and characterized by means of the electric equivalent circuit with respect to different parameters, i.e. the transfer power and the efficiency. For the optimal design of the system general criterias are derived considering a primary and also a secondary power control. In addition to that the concept of a multi-tap-transformer is introduced. This concept can lead to an improvement of the positioning tolerance of the system. Furthermore the efficiency can be increased.

In the last part different power electronic topologies and components as well as power control techniques are analyzed. It can be shown that a topology consisting of a DC/AC inverter, a transformer and a passive rectifier with the transfer power controlled by the DC/AC inverter requires a lower rated semiconductor power than a topology with primary or secondary DC/DC conversion. Furthermore the topology without DC/DC conversion is superior in terms of efficiency if asymmetric voltage cancellation control is applied to generate the gate signals of the power semiconductors in the DC/AC inverter. By experimental analyses an efficiency between 92.8 % and 95.5 % can be realized for the inductive charging system, that is built up in the laboratory. These values are measured for nominal power, only depending on the coupling. For a system with the transformer mounted to the underfloor of the forklift truck the efficiency is between 89.6 % and 93.5 %, measured from the input DC link to the traction battery of the electric vehicle.

Inhaltsverzeichnis

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen	IV
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Abgrenzung und Stand der Technik	2
1.3 Inhaltsübersicht	4
2 Randbedingungen und Anforderungen des Ladesystems	5
3 Theoretische Grundlagen	8
3.1 Konventionelle Transformatoren	8
3.2 Transformator-Ersatzschaltbild	11
3.3 Resonanzkreise	12
3.4 Allgemeines Batteriemodell	13
3.5 Äquivalenter Batteriewiderstand	15
3.6 Fourierreihen-Darstellung der blockförmigen Primärspannung	16
3.7 Tiefsetzsteller	17
4 Aufbau und magnetische Eigenschaften von Übertragern	19
4.1 Stand der Technik	19
4.2 Qualitativer Vergleich der Übertragertopologien	21
4.3 Analyse flach gewickelter Übertrager	23
4.3.1 Stand der Technik	23
4.3.2 Analytische Untersuchung der flach gewickelten Übertragertopologie im magnetisch äquivalenten Kreis	24
4.3.3 Simulative Untersuchung der flach gewickelten Übertragertopologie	27
4.4 Konkretisierung flach gewickelter Übertrager	30
4.4.1 Stand der Technik	31
4.4.2 Konfiguration des Übertragers für das Flurförderfahrzeug	32
4.4.3 Modellbildung des Übertragers für das Flurförderfahrzeug	33
4.4.4 Untersuchung der Kopplung in Abhängigkeit des Luftspalts und des Versatzes	34
4.4.5 Relevante Parameter für die elektrische Übertragerauslegung	37
4.5 Zusammenfassung	40
5 Seriell-seriell kompensierte Übertragung mit variabler Primär- und Sekundärspannung	42
5.1 Stand der Technik	42
5.2 Definitionen und Annahmen	44
5.2.1 Definition der Übertragerparameter	44
5.2.2 Annahmen zur Analyse des Übertragers	44
5.3 Analyse der Übertragungseigenschaften	45
5.3.1 Schaltbild und grundlegende Gleichungen	45

5.3.2	Untersuchung des Wirkungsgrads	48
5.3.3	Untersuchung der übertragbaren Leistung	51
5.4	Allgemeine Auslegung und Betriebsverhalten des Übertragers	54
5.4.1	Stand der Technik	54
5.4.2	Auslegung der Windungszahlkonstanten	55
5.4.3	Auslegung des Windungszahlverhältnisses	56
5.4.4	Betriebsverhalten	58
5.5	Erhöhung der Positionierungstoleranz durch einen Übertrager mit mehreren Abgriffen	62
5.5.1	Stand der Technik	62
5.5.2	Übertrager mit mehreren Abgriffen auf Primär- und Sekundärseite	63
5.5.3	Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite und einem Abgriff auf der Sekundärseite	69
5.6	Zusammenfassung	71
6	Leistungselektronische Topologien und Methoden der Leistungsregelung	73
6.1	Stand der Technik	74
6.2	Leistungsregelung durch den Wechselrichter	76
6.2.1	Anforderungen an die Leistungshalbleiter	78
6.3	Leistungsregelung durch einen primärseitigen Tiefsetzsteller	86
6.3.1	Anforderungen an die Leistungshalbleiter	87
6.3.2	Auslegung der Tiefsetzsteller-Induktivität	91
6.4	Leistungsregelung durch einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller	91
6.4.1	Anforderungen an die Leistungshalbleiter	93
6.4.2	Auslegung der Tiefsetzsteller-Induktivität	96
6.5	Analytischer Vergleich der Leistungshalbleiter-Bauleistung	96
6.6	Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite	98
6.7	Zusammenfassung	102
7	Systemauslegung, Realisierung und Wirkungsgradvergleich	103
7.1	Stand der Technik	103
7.2	Systemauslegung für die simulative Untersuchung	104
7.2.1	Konventioneller Übertrager	104
7.2.2	Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite	109
7.2.3	Virtuelle Leistungshalbleiter-Modelle	110
7.3	Vergleich der Bauleistung und der normierten Kosten	112
7.4	Simulativer Wirkungsgradvergleich auf Basis virtueller Leistungshalbleiter	116
7.4.1	Berechnungsgrundlagen der Verlustleistung	116
7.4.2	Konventionelle Leistungshalbleiter	118
7.4.3	Alternative Leistungshalbleiter	121
7.4.4	Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite	124
7.5	Systemauslegung für die experimentelle Untersuchung	126

7.6	Experimenteller Wirkungsgradvergleich	130
7.6.1	Leistungsregelung über den Wechselrichter	132
7.6.2	Leistungsregelung über den primärseitigen Tiefsetzsteller	137
7.6.3	Leistungsregelung über den sekundärseitigen Tiefsetzsteller	139
7.6.4	Vergleich eines konventionellen Übertragers mit einem Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite	141
7.7	Experimentelle Untersuchung mit dem Flurförderfahrzeug	143
7.8	Abschließender Topologievergleich	146
7.9	Zusammenfassung	149
8	Zusammenfassung, Fazit und Ausblick	151
8.1	Zusammenfassung	151
8.2	Fazit	152
8.3	Ausblick	153
9	Literaturverzeichnis	154
10	Anhang	166
10.1	Literaturüberblick über induktive Energieübertragungssysteme und Systeme zur kabelgebundenen Ladung	166
10.2	Herleitung der Stromeffektivwerte im Tiefsetzsteller	167
10.3	Parameter des Übertragers für das Flurförderfahrzeug	168
10.4	Simulative Bestimmung der Kopplung	169
10.4.1	Untersuchung der optimalen Wicklungsanordnung	169
10.4.2	Variation des Luftspaltes	169
10.4.3	Versatz in Fahrtrichtung	171
10.4.4	Lateraler Versatz	172
10.5	Zahlenmäßiger Nachweis zur Widerstandskonstanten	173
10.6	Analytisch bestimmte Anforderungen an die Leistungshalbleiter	173
10.6.1	Allgemeine Anforderungen	173
10.6.2	Konkrete Anforderungen für den betrachteten Übertrager	174
10.7	Leistungshalbleiter	175
10.7.1	Parameter der ausgewählten realen Leistungshalbleiter	175
10.7.2	Modellierung der virtuellen Leistungshalbleiter	177
10.8	Laboraufbau	180
10.8.1	Fotos der Komponenten	180
10.8.2	Parameter der Komponenten	182
10.9	Simulationsergebnisse zur Verlustleistung für ein System mit 48 V-Batterie	183
	Liste eigener Veröffentlichungen	184
	Lebenslauf	187

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

Allgemeine Schreibweisen

Allgemeine Variablendarstellung

$u, u(t)$	zeitlicher Momentanwert
\tilde{u}, U	Effektivwert
\hat{u}	Spitzenwert
\bar{u}	Mittelwert
Δu	Schwankungsbreite
1U	Grundschwingung
vU	v -te Oberschwingung
U'	auf die Primärseite bezogener Wert
U^*	Sollwert, Optimalwert
\underline{U}	komplexwertige Größe
\underline{U}^*	konjugiert komplexer Wert einer komplexwertigen Größe

Tiefgestellte Indizes

1	primärseitige Größe
2	sekundärseitige Größe
eff	effektiver Wert
ges	gesamter Wert
min	Minimalwert
max	Maximalwert
N	Nennwert
p	primärseitige Größe, auf primärseitige Regelung bezogene Größe
ref	Referenzwert
s	sekundärseitige Größe, auf sekundärseitige Regelung bezogene Größe

Abkürzungen

AC	Alternating Current (Wechselstrom)
ADC	Asymmetric Duty-cycle Control
AVC	Asymmetric Voltage Cancellation
AVC-PL	Part Load Asymmetric Voltage Cancellation
D	Diode
DC	Direct Current (Gleichstrom)
ESB	Ersatzschaltbild
GaN	Galliumnitrid
GR	Gleichrichter
H	high-side (oberer Leistungshalbleiter eines Zweiges)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LHL	Leistungshalbleiter
L	low-side (unterer Leistungshalbleiter eines Zweiges)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
P	parallel
PSC	Phase Shift Control
RC	Reverse Conducting
S	seriell
Si	Silizium
SiC	Siliziumkarbid
SJ	Super-Junction
T-ESB	Transformator-Ersatzschaltbild
TSS	Tiefsetzsteller
V	Ventil
WR	Wechselrichter
Z	Zeile
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

Spezielle Formelzeichen

a	Tastgrad
a_0, a_m	Koeffizient
a_{TSS}	Tiefsetzsteller-Tastgrad
a_{WR}	Wechselrichter-Tastgrad
A	Fläche
A_{Cu}	Querschnittsfläche einer Kupferwicklung
A_{Ft}	Querschnittsfläche eines Ferritkerns
A_{Kern}	Querschnittsfläche eines Kerns
A_{L}	A_{L} -Wert (Induktivitätskonstante)
A_{Sp}	Querschnittsfläche einer Spulenwicklung
A_{σ}	Querschnittsfläche der magnetischen Streupfade
b	Breite
b_m	Koeffizient
b_{Pl}	Breite der Spulenplatte
b_{Sp}	Breite der Spulenwicklung (seitliche Ausdehnung)
B	magnetische Flussdichte
c_{F}	Korrekturfaktor
C	Kapazität
C_1, C_2	primärseitige, sekundärseitige Kompensationskapazität
C_{Bat}	Batterie-Kapazität
C_{DC}	Zwischenkreis-Kapazität
d_{Cu}	Durchmesser einer Kupferwicklung
$d_{\text{Fzg,Rampe}}$	Abstand Fahrzeug zu Rampe (Bodenfreiheit des Fahrzeugs)
$E_{\text{on}}, E_{\text{off}}$	Einschaltenergie, Ausschaltenergie eines Leistungshalbleiters
f	Frequenz, Betriebsfrequenz des resonanten Übertragers
f_{r}	Resonanzfrequenz des resonanten Übertragers
f_{s}	Schaltfrequenz
$G_{\text{U}}, G_{\text{I}}$	Spannungsverstärkung, Stromverstärkung
h	Höhe
h_{Ft}	Höhe (Dicke) eines Ferritkerns
h_{Kern}	Höhe (Dicke) eines magnetischen Kerns
h_{Pl}	Höhe der Spulenplatte
H	magnetische Feldstärke
i, I	Strom
i	Zählvariable (ganzzahlig)
I_1	Primärstrom (Übertragereingangstrom)
I_2	Sekundärstrom (Übertragerausgangstrom)
I_{Bat}	Batteriestrom

I_D	Diodenstrom
I_{DC}	Zwischenkreisstrom
I_{DCin}	Eingangsgleichstrom
I_{DS}	Drain-Source-Strom (Durchlassstrom)
I_F	Vorwärtsstrom einer Diode
I_S	Strom im Reihenschwingkreis
I_V	Ventilstrom
j	Zählvariable (ganzzahlig)
k	Kopplung
k_{n0}	Kopplungswert, nach dem die Windungszahlkonstante ausgelegt wird
k_{PB}	Kostenfaktor
k_{ii}	Kopplungswert, nach dem das Windungszahlverhältnis ausgelegt wird
k_{SM}	Steinmetzparameter
K	Kosten eines Leistungshalbleiters (Marktpreis)
K_{PB}	über Bauleistung bewertete Kosten eines Leistungshalbleiters
l	Länge
l_{Ft}	Länge eines Ferritkerns (Ferritstab)
l_{Kern}	magnetische Weglänge in einem Kern
l_{Luft}	Länge des magnetischen Pfades in der Luft
l_{Pl}	Länge der Spulenplatte
$l_{Sp,Cu}$	Länge der Spulenwicklung
$l_{Sp,Zultg}$	Länge der Zuleitung einer Spule
l_{σ}	Streupfadlänge
L	Induktivität
L_1, L_2	primärseitige, sekundärseite Übertragerinduktivität
L_{1p}	primärseitige Übertragerinduktivität bei primärseitiger Regelung
L_{1s}	primärseitige Übertragerinduktivität bei sekundärseitiger Regelung
L_{2p}	sekundärseitige Übertragerinduktivität bei primärseitiger Regelung
L_{2s}	sekundärseitige Übertragerinduktivität bei sekundärseitiger Regelung
L_h	Hauptinduktivität eines Übertragers
L_{TSS}	Tiefsetzsteller-Induktivität
L_{σ}	Streuinduktivität
$L_{S,\sigma}$	Streuinduktivität des Source-Anschlusses eines Leistungshalbleiters
m	ganzzahliger Wert, Anzahl der Abgriffe eines Übertragers
M	Gegeninduktivität
n	ganzzahliger Wert
n_0	Windungszahlkonstante
n_1, n_2	primärseitige, sekundärseitige Windungszahl
n_{2p}	sekundärseitige Windungszahl bei primärseitiger Regelung
n_{2s}	sekundärseitige Windungszahl bei sekundärseitiger Regelung

p	ganzzahliger Wert
$p_{\Delta iL}$	prozentuale Stromschwankungsbreite in der Induktivität
P	Leistung
P_1, P_2	Eingangsleistung, Ausgangsleistung des Übertragers
P_B	Leistungshalbleiter-Bauleistung
P_B^*	erforderliche Leistungshalbleiter-Bauleistung
$P_{Bat}, P_{Bat,KS}$	Batterieladeleistung, Batteriekurzschlussleistung
P_{Fahr}	Leistung Fahrmotor
P_{Hub}	Leistung Hubmotor
P_{Kern}	Kernverluste (Hysteresese- und Wirbelstromverluste)
P_{leit}	Leitverluste eines Leistungshalbleiters
P_{on}	Einschaltverluste eines Leistungshalbleiters
P_{off}	Ausschaltverluste eines Leistungshalbleiters
$P_{V,C1}$	Verlustleistung in der primärseitigen Kompensationskapazität
$P_{V,C2}$	Verlustleistung in der sekundärseitigen Kompensationskapazität
$P_{V,L1}$	Verlustleistung in der primärseitigen Übertragerwicklung
$P_{V,L2}$	Verlustleistung in der sekundärseitigen Übertragerwicklung
$P_{V,L,TSS}$	Verlustleistung in der Wicklung der Tiefsetzstellerinduktivität
Q	Gütefaktor eines Schwingkreises
Q_B	Kondensator-Bauleistung
Q_{RR}	Reverse-Recovery-Ladung eines Leistungshalbleiters
r	Radius
r_d	differenzieller Diodenwiderstand
$r_{Ft,a}, r_{Ft,i}$	äußerer, innerer Ferritkernradius
$r_{Sp,a}, r_{Sp,i}$	äußerer, innerer Spulenradius
$r_{Kern,a}, r_{Kern,i}$	äußerer, innerer Radius eines magnetischen Kerns
R	Widerstand
R_0	Widerstandskonstante des Übertragers
R_1, R_2	Wicklungswiderstand der Primärspule, der Sekundärspule
$R_{Bat,CC}$	Äquivalenter Batteriewiderstand für konstanten Strom
$R_{Bat,CP}$	Äquivalenter Batteriewiderstand für konstante Leistung
$R_{Bat,CV}$	Äquivalenter Batteriewiderstand für konstante Spannung
R_{DC}	Drain-Source-Widerstand (Durchlasswiderstand) eines MOSEFTs
R_{Fe}	Eisenverlustwiderstand
R_G	Gate-Widerstand
R_i	Batterieinnenwiderstand
R_L	Wicklungswiderstand einer Induktivität
R_M	magnetischer Widerstand
$R_{M,Ft}$	magnetischer Widerstand des Ferritkerns
$R_{M,Luft}$	magnetischer Widerstand des Luftspaltes

$R_{M,x}$	magnetischer Widerstand des rückseitigen Streupfades
$R_{M,\sigma}$	magnetischer Widerstand des zentralen Streupfades
$R_{Sp}, R_{Sp,DC}$	Spulenwiderstand, Gleichstrom-Spulenwiderstand
R_Z	Innenwiderstand einer Batteriezelle
t	Zeit
t_{leit}	Leitdauer
t_{on}	Einschaltzeitpunkt, Beginn Leitzustand
t_{off}	Ausschaltzeitpunkt, Ende Leitzustand
t_r	Regler-Reaktionszeit
t_{ri}, t_{fi}	Stromanstiegszeit, Stromfallzeit
t_{ru}, t_{fu}	Spannungsanstiegszeit, Spannungsfallzeit
T	Periodendauer
T_C	Gehäuse-Temperatur eines Leistungshalbleiters
T_J	Sperrschicht-Temperatur eines Leistungshalbleiters
T_S	Periodendauer eines Tiefsetzstellers
u, U	Spannung
\dot{u}	Windungszahlverhältnis
$\dot{u}_{\eta_{max}}$	wirkungsgradmaximales Windungszahlverhältnis
\dot{u}_p	Windungszahlverhältnis bei primärseitiger Leistungsregelung
\dot{u}_s	Windungszahlverhältnis bei sekundärseitiger Leistungsregelung
U_1	Primärspannung (Übertragereingangsspannung)
U_2	Sekundärspannung (Übertragerausgangsspannung)
U_{Br}	Leistungshalbleiter-Sperrspannung
U_{D0}	Durchlassspannung einer Diode
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
U_{DCin}	Eingangsgleichspannung
U_{DS}	Drain-Source-Spannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{Netz}	Netzspannung
U_{Bat}	Batteriespannung
$U_{Bat,i}$	Batterie-Leerlaufspannung
U_P	Spannung im Parallelschwingkreis
U_Z	Spannung einer Batteriezelle
v	Zählvariable (ganzzahlig)
V_M	magnetische Spannung
w	Zählvariable (ganzzahlig)
y	allgemeine Zustandsgröße
z	Abstand der Übertragerplatten
z_N	Nennabstand der Übertragerplatten
Z	Impedanz

α	Steuerwinkel des Wechselrichters
α_{SM}	Steinmetzparameter
β	Kupferfüllfaktor
β_{SM}	Steinmetzparameter
$\tan \delta$	Kondensator-Verlustfaktor
Δx	Versatz in Fahrtrichtung
Δy	Versatz in lateraler Richtung
η	Wirkungsgrad des Übertragers
η_{DC-DC}	Wirkungsgrad vom primärseitigen Zwischenkreis zur Batterie
Θ	magnetische Durchflutung
λ	ganzzahliger Wert
μ_0	Permeabilitätskonstante
μ_r	relative Permeabilität
μ_{Ft}	relative Permeabilität eines Ferritkerns
ν	Schwingungsordnung (ganzzahlig)
φ	Phasenverschiebung
Φ	magnetischer Fluss
Ψ	verketteter magnetischer Fluss
Ψ_h	verketteter magnetischer Hauptfluss
Ψ_σ	verketteter magnetischer Streufluss
ω	Kreisfrequenz
ω_r	Resonanzkreisfrequenz

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die sich verknappenden Ölressourcen und der voranschreitende Klimawandel haben die Automobilhersteller dazu veranlasst, alternative Antriebskonzepte zu erforschen. Nach wie vor entfällt jedoch nur ein sehr geringer Anteil der PKW-Neuzulassungen auf Fahrzeuge mit alternativen Antriebsformen. Laut einer aktuellen Statistik des Kraftfahrt-Bundesamtes [1] waren dies 1,7 % im Jahr 2015, wobei Hybridfahrzeuge den Großteil ausmachten. Rein elektrisch betriebene Fahrzeuge kamen auf weniger als 1 % der Neuzulassungen.

Die Ursachen dafür sind insbesondere im hohen Anschaffungspreis und der vergleichsweise geringen Reichweite aktuell erhältlicher Elektrofahrzeuge zu sehen. Die Reichweitenproblematik resultiert aus der begrenzten Energiedichte heutiger Akkumulatoren. Die vorherrschenden Lithium-Ionen-Batterien weisen eine Energiedichte von etwa 140-180 Wh/kg auf [2–4]. Kleinwagen und Fahrzeuge der Kompaktklasse, die mit diesen Batterien ausgestattet sind, haben typischer Weise eine elektrische Reichweite von weniger als 200 km (VW e-up! und BMW i3: 160 km [4, 5]). Problematisch ist zudem die Ladedauer. Um den BMW i3 an einer konventionellen 230 V-Steckdose aufzuladen, sind 8 Stunden erforderlich, mittels Gleichstrom-Schnellladung (50 kW) beträgt die Ladezeit immer noch 30 Minuten [6] und damit ein Vielfaches des Tankvorgangs eines Benzin- oder Dieselfahrzeugs. Eine kurzfristige deutliche Steigerung der Leistungsfähigkeit von Lithium-Ionen-Batterien ist nicht zu erwarten [4]. Daher ist es notwendig, neue Konzepte für die Energieversorgung von Elektroautos zu entwickeln, die die verfügbare Batterietechnologie effektiver nutzen.

Eine Möglichkeit besteht in einem Austausch der entladenen gegen eine aufgeladene Batterie in sogenannten Batteriewechselstationen. Die Dauer des Austausches ist dabei ähnlich lang wie ein Tankvorgang bei einem konventionellen Fahrzeug. Das Problem der begrenzten Reichweite von Elektrofahrzeugen wird dadurch weitestgehend behoben. Aufgrund des kostenintensiven Aufbaus einer entsprechenden Infrastruktur und dem hohen erforderlichen Grad der Standardisierung wird dieses Konzept jedoch in Frage gestellt [7].

Der Nachteil der konventionellen kabelgebundenen Ladung liegt prinzipbedingt in der Notwendigkeit bei jedem Ladevorgang eine Kabelverbindung herstellen zu müssen. Diese Systeme bieten daher wenig Flexibilität für den Einsatz und sind mit einem hohen Aufwand für den Benutzer verbunden. Bei induktiven Ladeverfahren, die derzeit intensiv erforscht werden, wird die Energie über ein Magnetfeld berührungslos von einer Primärspule, die im Boden integriert ist, auf eine Sekundärspule, die sich im Fahrzeug befindet, übertragen. Ein großer Komfortgewinn kann dadurch erzielt werden, dass keine Kabelverbindung herzustellen ist und der Ladevorgang automatisch gestartet werden kann. Aufgrund der abgekapselten

Bauweise kann das Ladesystem unsichtbar unter der Asphaltdecke von Straßen und unter Parkplätzen untergebracht werden.

Mit der Technik der induktiven Ladung lässt sich die vorhandene Batteriekapazität besser nutzen, da selbst kurze Standzeiten zum Nachladen verwendet werden könnten (kurze Parkzeiten, Standzeiten an der Ampel, bei Bussen Standzeiten an der Haltestelle etc.). Auch eine Ladung während der Fahrt ist denkbar [8–10]. In jedem Fall ist zu erwarten, dass sich die effektive Reichweite eines Elektrofahrzeugs erheblich erhöhen lässt, wenn die genannten Möglichkeiten in Form eines ganzheitlichen Ladekonzeptes mit induktiven Ladepunkten und -strecken realisiert würden.

Abgesehen von dem Personenverkehr können sich auch für den industriellen Sektor Vorteile durch die induktive Ladung ergeben. Im Intralogistik-Bereich können beispielsweise Ladepunkte an häufig frequentierten Punkten in den Boden von Werks- und Lagerhallen eingelassen werden, um elektrisch betriebene Flurförderfahrzeuge regelmäßig nachzuladen. Je nach Häufigkeit und Leistung der Ladung lässt sich dadurch eine Erhöhung der Betriebsdauer der Fahrzeuge oder im Maximalfall eine komplette Substituierung der konventionellen Ladung erreichen.

Nachteilig an der induktiven Ladung ist der im Vergleich zu einer kabelgebundenen Ladung höhere Bauteilaufwand sowie der geringere Wirkungsgrad. Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, mit aktuellen Methoden der Wissenschaft Möglichkeiten zur Steigerung der Energieeffizienz induktiver Energieübertragungssysteme zu untersuchen und allgemeingültige Maßnahmen und Konzepte zur Auslegung induktiver Energieübertragungssysteme zu erarbeiten. Der Schwerpunkt der Untersuchungen liegt dabei ausgehend von dem aktuellen Stand der Technik auf dem Übertrager, der Leistungselektronik sowie geeigneten Methoden der Leistungsregelung.

1.2 Abgrenzung und Stand der Technik

Induktive Energieübertragungssysteme basieren auf dem Prinzip der magnetischen Kopplung leitfähiger Spulen im Nahfeld [11]. Der Leistungsbereich umfasst Systeme von einigen Milliwatt bis zu einigen hundert Kilowatt [11, 12]. Typische Anwendungen sind Roboter [13], Mobilfunkgeräte [13], Elektrokleingeräte [14], autonom fahrende Transportwagen [13], der öffentliche Verkehr [15], Elektroautos [16], Reinraumanwendungen [16] und Implantate in der Medizintechnik [17].

Eine Differenzierung induktiver Energieübertragungssysteme lässt sich zum einen hinsichtlich des Wirkungsbereichs vornehmen. In [11] wird unterschieden zwischen Systemen mit kleiner und mittlerer Reichweite („short-range“ und „mid-range“). Bei einem Verhältnis der Übertragungsdistanz zur Spulenabmessung von eins oder weniger wird das System der ersten Kategorie zugeordnet, bei einem Verhältnis größer als eins der zweiten Kategorie. Systemen

mit mittlerer Reichweite liegt das Theorem der maximalen Leistung, auch als Impedanzanpassung bezeichnet [11] zugrunde, während Systeme mit kurzer Reichweite auf dem Prinzip der Effizienzmaximierung basieren.

Darüber hinaus lässt sich eine Unterscheidung zwischen stationären und mobilen Systemen vornehmen [14]. Stationäre Systeme bestehen aus einem definierten Ladepunkt, von dem nur dann Energie übertragen wird, wenn der Empfänger ruht und sich innerhalb der Positionierungstoleranz befindet. Mobile Systeme wie in [8–10] ermöglichen dagegen eine Energieübertragung, während sich der Empfänger bewegt. Im Fokus dieser Arbeit stehen stationäre induktive Energieübertragungssysteme, deren Übertragungsdistanz kleiner ist als die Übertragerabmessungen entsprechend der Einordnung in Abb. 1.1.

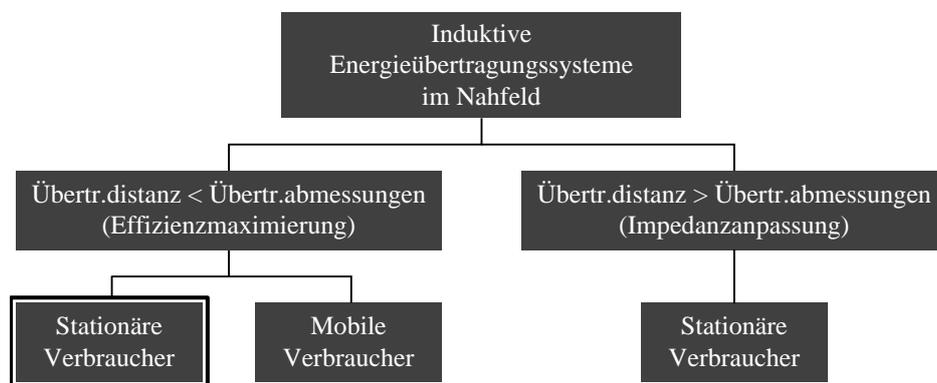


Abb. 1.1: Einordnung der in dieser Arbeit betrachteten induktiven Energieübertragungssysteme

In der Literatur sind zahlreiche Entwicklungen induktiver Energieübertragungssysteme für die stationäre Ladung von Elektrofahrzeugen für die Personenbeförderung beschrieben (Tab. 10.1 im Anhang). Diese Systeme weisen Nennleistungen im Bereich von 0,25 bis 22 kW auf. Zum Einsatz kommen zumeist Hochvolt-Traktionsbatterien mit Spannungen von 100 V oder mehr. Die wenigen Anwendungen wie in [18, 19], in denen Niedervoltbatterien mit Spannungen von weniger als 100 V zum Einsatz kommen, weisen sehr geringe Nennleistungen auf (≤ 1 kW).

In vielen Fahrzeugen mit kleinen bis mittleren Antriebsleistungen (z.B. Flurförderfahrzeuge im Intralogistik-Bereich) werden jedoch Niedervoltbatterien, zumeist Bleibatterien, eingesetzt. Typische Spannungslevel angebotener Fahrzeuge der Hersteller Jungheinrich, Hako, Still, Crown, Toyota und Mitsubishi mit Systemleistungen zwischen 1 kW und 70 kW liegen bei 12 V, 24 V, 36 V, 48 V und 80 V. Diese Batterien werden heutzutage praktisch ausschließlich kabelgebunden geladen. In dieser Arbeit sollen gezielt induktive Ladesysteme für Fahrzeuge mit Niedervoltbatterien betrachtet werden. Dies ist dadurch motiviert, dass Fahrzeuge mit Niedervoltbatterien für große Bereiche der Industrie und Logistik eine hohe Relevanz haben und bislang keine systematischen Untersuchungen zu dem Einsatz der induktiven Ladung bei diesen Fahrzeugen existieren.

Im experimentellen Teil dieser Arbeit wird dazu ein Ladesystem mit einer Nennleistung von 6 kW für ein Flurförderfahrzeug mit 24 V und 48 V Batteriespannung entwickelt und detailliert untersucht. Als Zielstellung soll ein Wirkungsgrad erreicht werden, der dem von kabelgebundenen Ladesystemen möglichst nahe kommt. Dieser liegt typischer Weise zwischen 89 und 96 % (Tab. 10.2 im Anhang), betrachtet vom Eingangszwischenkreis zur Batterie bzw. zur Last.

1.3 Inhaltsübersicht

In Kap. 2 werden zunächst die Randbedingungen für das induktive Energieübertragungssystem aus den Anforderungen des Flurförderfahrzeugs abgeleitet. Anschließend erfolgt in Kap. 3 die Beschreibung von theoretischen Grundlagen zur induktiven Energieübertragung.

In Kap. 4 dieser Arbeit werden der Aufbau und die magnetischen Eigenschaften verschiedener Übertragergeometrien betrachtet. Es erfolgt die Auslegung und Realisierung eines Übertragers für die Anforderungen eines Flurförderfahrzeugs auf Basis von 2D- und 3D-Magnetfeldsimulationen.

In Kap. 5 erfolgt die Untersuchung der seriell-seriell kompensierten resonanten Übertragung auf Basis des Transformator-Ersatzschaltbildes. Es werden allgemeingültige Gleichungen zum Wirkungsgrad und zur übertragbaren Leistung hergeleitet. Zudem wird explizit im Hinblick auf Niedervolt-Anwendungen der Einfluss des Windungszahlverhältnisses untersucht und allgemeine Auslegungskriterien hergeleitet. Es wird das Konzept des Übertragers mit mehreren Abgriffen vorgestellt, das eine deutliche Wirkungsgradsteigerung und eine Erhöhung der Positionierungstoleranz des Systems ermöglicht.

In Kap. 6 werden verschiedene leistungselektronische Topologien sowie unterschiedliche Methoden der Leistungsregelung (über den Wechselrichter bzw. einen primär- oder sekundärseitigen Tiefsetzsteller) beschrieben und untersucht. Es erfolgt ein analytischer Vergleich der Leistungshalbleiter-Bauleistung der vorgestellten Topologien.

In Kap. 7 erfolgt die Konkretisierung der Untersuchungen anhand der Auslegung eines Ladesystems für ein Flurförderfahrzeug mit Niedervoltbatterie. Ein umfangreicher simulativer Wirkungsgradvergleich verschiedener leistungselektronischer Topologien auf Basis virtueller Leistungshalbleiter sowie ein experimenteller Wirkungsgradvergleich im Labor werden durchgeführt. Eine experimentelle Untersuchung erfolgt zudem für das Konzept des Übertragers mit mehreren Abgriffen. Zuletzt wird eine Ladeeinrichtung für das betrachtete Flurförderfahrzeug realisiert und der Ladebetrieb unter realen Bedingungen untersucht.

Abschließend werden in Kap. 8 die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst. Es wird ein Fazit gegeben und weiterer Forschungsbedarf für die Zukunft aufgezeigt.

2 Randbedingungen und Anforderungen des Ladesystems

In diesem Kapitel werden die Randbedingungen für die Entwicklung eines induktiven Ladesystems für ein Flurförderfahrzeug mit Niedervoltbatterie definiert. Die Energieversorgung des Systems soll über einen konventionellen 3-phasigen Netzanschluss mit einer Spannung von 400 V möglich sein. Als Traktionsbatterien sollen Bleibatterien mit unterschiedlichen Leerlaufspannungen (24 V und 48 V) zum Einsatz kommen, die in Flurförderfahrzeugen weit verbreitet sind. In Tab. 2.1 sind die elektrischen Randbedingungen aufgelistet.

Parameter	Bezeichnung	Wert	Einheit
Netzspannung 3-phasig	U_{Netz}	400	V
Leerlaufspannung Batterie	$U_{\text{Bat},i}$	24 / 48	V
Batteriekapazität	C_{Bat}	465 / 840	Ah

Tab. 2.1: Elektrische Randbedingungen zum induktiven Ladesystem für ein Flurförderfahrzeug

In Abb. 2.1 ist die Skizze des Unterbodens eines Kommissionierfahrzeugs dargestellt, das exemplarisch in dieser Arbeit betrachtet wird. In Abb. 2.2 ist das Fahrzeug in der Seitenansicht gezeigt. In den Abbildungen ist veranschaulicht, wie die Montage der sekundärseitigen (mobilen) Überträgerplatte des Ladesystems am Fahrzeug erfolgen und wie die primärseitige (stationäre) Überträgerplatte installiert werden kann.

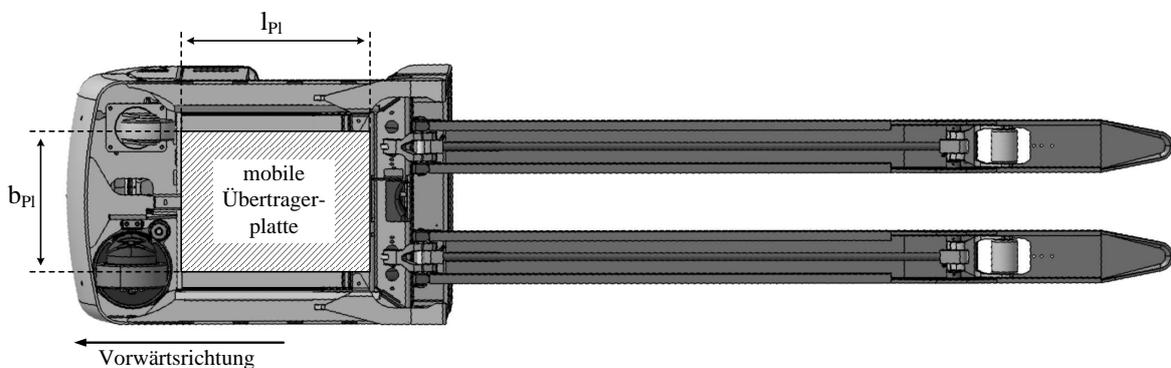


Abb. 2.1: Ansicht der Montageposition von sekundärseitiger Überträgerplatte am Fahrzeugunterboden des betrachteten Kommissionierfahrzeugs

Anhand des verfügbaren Bauraums am Fahrzeugunterboden (Abb. 2.1) können die Abmessungen l_{p1} und b_{p1} für die sekundärseitige Überträgerplatte abgeleitet werden. Aus Abb. 2.2 ist der prinzipielle Aufbau der Ladeeinrichtung ersichtlich. Es wird beabsichtigt, die primäre (stationäre) Spulenplatte in eine Laderampe zu integrieren. Eine Positionierhilfe auf der Laderampe begrenzt den maximal möglichen Versatz Δx des Fahrzeugs in Fahrtrichtung. Aus der Bodenfreiheit des Fahrzeugs $d_{\text{Fzg,Rampe}}$ und der Höhe der Laderampe h_{Rampe} abzüglich der Höhe der primärseitigen Überträgerplatte h_{p1} kann der Nennabstand z_N der primär- und

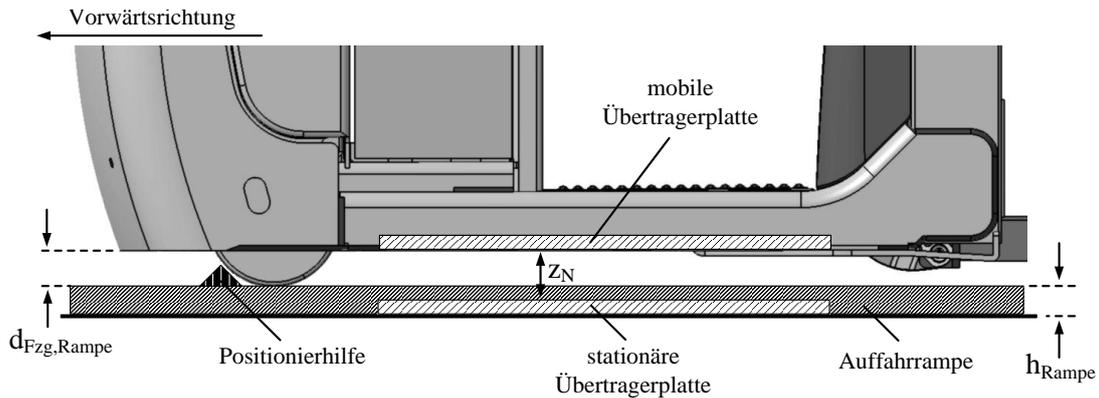


Abb. 2.2: Seitenansicht der Montagepositionen von primär- und sekundärseitiger Überträgerplatte am betrachteten Kommissionierfahrzeug mit Auffahrrampe

sekundärseitigen Spulenplatten voneinander bestimmt werden. In Tab. 2.2 sind die geometrischen Randbedingungen der Ladeeinrichtung und der Überträgerplatten aufgelistet.

Parameter	Bezeichnung	Wert	Einheit
Länge der Überträgerplatte	l_{Pl}	640	mm
Breite der Überträgerplatte	b_{Pl}	500	mm
Höhe der Überträgerplatte	h_{Pl}	20	mm
Versatz in Fahrtrichtung	Δx	0..50	mm
Versatz lateral	Δy	0..100	mm
Bodenfreiheit des Fahrzeugs	$d_{Fzg,Rampe}$	40	mm
Nennabstand der Überträgerplatten	z_N	60	mm

Tab. 2.2: Geometrische Randbedingungen des Ladesystems für das betrachtete Kommissionierfahrzeug

Neben den elektrischen und geometrischen Randbedingungen aus Tab. 2.1 und Tab. 2.2 sind in Tab. 2.3 die Anforderungen an das zu entwickelnde Ladesystem dargestellt. Es sind Vorgaben zum maximal tolerierten Versatz in Fahrtrichtung und in lateraler Richtung sowie zur Nennleistung und zum angestrebten Wirkungsgrad enthalten.

Parameter	Bezeichnung	Wert	Einheit
max. Versatz in Fahrtrichtung	Δx_{max}	50	mm
max. lateraler Versatz	Δy_{max}	100	mm
Systemnennleistung (= Nennladeleistung)	$P_{Bat,N}$	6	kW
Wirkungsgrad (Nennleistung, max. Kopplung)	$\eta_{DC-DC}(P_{Bat,N}, k_{max})$	≥ 93	%
Wirkungsgrad (Nennleistung, min. Kopplung)	$\eta_{DC-DC}(P_{Bat,N}, k_{min})$	≥ 88	%

Tab. 2.3: Anforderungen an das induktive Ladesystem für das betrachtete Kommissionierfahrzeug

Der maximal tolerierte Versatz in Fahrtrichtung wird mit 50 mm vergleichsweise klein gewählt, da durch die Positionierhilfe eine recht genaue Positionierung des Fahrzeugs möglich

ist. Die laterale Positionierung wird dagegen nur durch seitliche Markierungen auf der Rampe unterstützt und muss vom Fahrer durch Augenmaß vorgenommen werden. Folglich ist hier ein größerer Versatz zu akzeptieren. Bei Positionierungsversuchen mit dem Fahrzeug aus Abb. 2.1 stellte sich heraus, dass ein lateraler Versatz in Höhe von 100 mm als ausreichend angenommen werden kann. Für die Nennleistung des Ladesystems gilt die Vorgabe, dass diese ebenso hoch sein soll wie bei vergleichbaren kabelgebundenen Ladesystemen, die zur Ladung von Flurförderfahrzeugen eingesetzt werden. Um diese Bedingung zu erfüllen, erfolgt für die Nennleistung eine Vorgabe von 6 kW.

Wie Tab. 10.1 zu entnehmen ist, erreichen induktive Ladesysteme für Hochvoltbatterien mit Spannungen über 100 V zumeist Wirkungsgrade von mindestens 88 % bei minimaler Kopplung und mindestens 93 % bei maximaler Kopplung, betrachtet vom Eingangszwischenkreis zur Batterie. Zu induktiven Ladesystemen für Niedervoltbatterien existieren kaum Veröffentlichungen. Die wenigen Systeme, die in der Literatur [18, 19] beschrieben sind, erreichen Wirkungsgrade von weniger als 90 %. Es ist anzumerken, dass die teilweise sehr hohen angegebenen Wirkungsgrade bei den Systemen für Hochvoltbatterien von über 95 % in [20–22] für einen isolierten Übertrager angegeben sind, d.h. ohne Montage an einem Fahrzeugchassis, in dem Wirbelstromverluste anfallen können.

Insbesondere bei der vorliegenden Anwendung können die Wirbelstromverluste einen starken Einfluss auf den Wirkungsgrad ausüben, da der Unterboden des betrachteten Kommissionierfahrzeugs sehr massiv ist. Ein weiterer Faktor, der die Effizienz beeinträchtigen kann, ist die geringe Batteriespannung, die bei der angestrebten Leistung hohe Ladeströme bedingt. Für die Realisierung des induktiven Energieübertragungssystems zur Ladung des Flurförderfahrzeugs mit den oben genannten Spezifikationen wird dennoch angestrebt, Wirkungsgrade im Bereich der dargestellten induktiven Ladesysteme für Hochvoltbatterien zu erreichen. Als Orientierung soll ein Wirkungsgrad von 88 % bei Maximalversatz bzw. 93 % bei optimaler Positionierung des Fahrzeugs mit dem am Fahrzeug montierten Übertrager gelten.

3 Theoretische Grundlagen

3.1 Konventionelle Transformatoren

Transformatoren bezeichnen eine Anordnung aus mehreren Wicklungen, die elektrisch voneinander isoliert, aber magnetisch miteinander gekoppelt sind. In dieser Arbeit werden zum Großteil Übertrager mit zwei Wicklungen betrachtet. Diejenige Wicklung, die elektrisch mit der Energiequelle verbunden ist, wird als Primärwicklung bezeichnet und diejenige, die mit dem Verbraucher verbunden ist, als Sekundärwicklung.

Unter konventionellen Transformatoren werden in dieser Arbeit solche Transformatoren verstanden, die aus Wicklungen bestehen, die um einen gemeinsamen Kern gewickelt sind. Aus dieser Anordnung resultiert generell eine hohe magnetische Kopplung $k \approx 1$ zwischen der Primär- und Sekundärspule. Anwendung finden konventionelle Transformatoren z.B. in der Energietechnik, der Nachrichtentechnik und der Messtechnik [23].

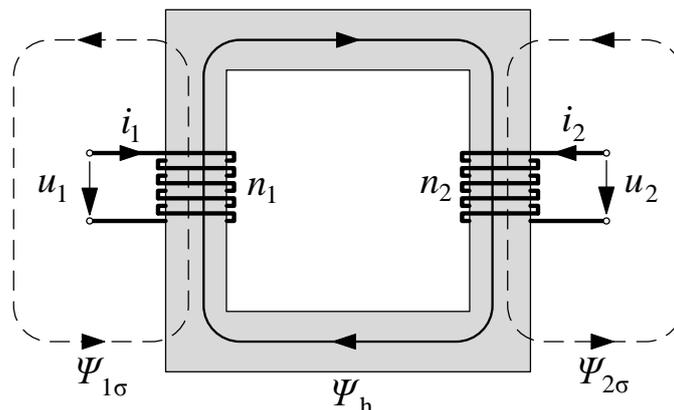


Abb. 3.1: Schematischer Aufbau eines konventionellen Transformators mit zwei Wicklungen

In [24] wird die physikalische Interpretation des Übertragers beschrieben. Der Aufbau eines Übertragers mit der Primärwindungszahl n_1 und der Sekundärwindungszahl n_2 ist in Abb. 3.1 dargestellt. Das Verhältnis aus primärer und sekundärer Windungszahl

$$\ddot{u} = \frac{n_1}{n_2} \quad (3.1)$$

wird als Übertragungsverhältnis oder Windungszahlverhältnis bezeichnet. Wird die Primärwicklung von dem Wechselstrom I_1 durchflossen, so wird nach dem Durchflutungsgesetz ein magnetisches Feld erzeugt. Der resultierende verkettete Fluss Ψ_1 lässt sich mit Hilfe des Flächenintegrals der magnetischen Flussdichte \vec{B} über die von der Wicklung umschlossene Querschnittsfläche A bestimmen. Der Anteil von Ψ_1 , der die Sekundärspule durchsetzt, wird

als primärer Hauptfluss Ψ_{1h} bezeichnet, der Anteil der sich außerhalb des Kerns schließt, als primärer Streufluss $\Psi_{1\sigma}$. Es gilt:

$$\Psi_1 = \Psi_{1h} + \Psi_{1\sigma}. \quad (3.2)$$

Um den von einer einzelnen Windung erzeugten magnetischen Fluss zu erhalten, ist der verkettete Fluss durch die Windungszahl zu dividieren:

$$\Phi_1 = \frac{\Psi_1}{n_1}. \quad (3.3)$$

Analog zur Primärspule ruft ein Wechselstrom I_2 in der Sekundärspule den magnetischen Fluss Ψ_2 hervor. Dieser lässt sich wie auf der Primärseite in Haupt- und Streufluss zerlegen:

$$\Psi_2 = \Psi_{2h} + \Psi_{2\sigma}. \quad (3.4)$$

Die Überlagerung der beiden Hauptflüsse im Kern ergibt den resultierenden Hauptfluss Ψ_h :

$$\Psi_h = \Psi_{1h} + \Psi_{2h}. \quad (3.5)$$

Die Werte der magnetischen Flüsse können mit dem magnetischen Ersatzschaltbild des magnetischen Kreises bestimmt werden. Maßgeblich dafür sind die magnetischen Widerstände der Übertragergeometrie. Für den in Abb. 3.1 dargestellten Übertrager lässt sich der geometrieabhängige magnetische Widerstand des magnetischen Kreises wie folgt bestimmen:

$$R_M = \frac{l_{\text{Kern}}}{\mu_0 \mu_r A_{\text{Kern}}}, \quad (3.6)$$

wobei A_{Kern} die Querschnittsfläche des Kerns und l_{Kern} die mittlere magnetische Weglänge im Kern darstellen. Der reziproke Wert

$$A_L = \frac{1}{R_M} \quad (3.7)$$

wird als A_L -Wert oder Induktivitätskonstante bezeichnet und ist für eine gegebene Anordnung konstant.

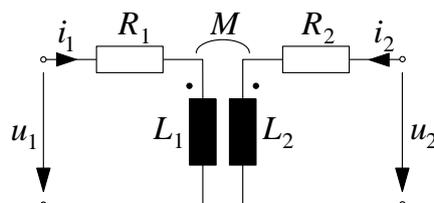


Abb. 3.2: Allgemeines Schaltbild des Übertragers mit Darstellung der elektrischen Größen

Das elektrische Verhalten des Übertragers kann anhand von Abb. 3.2 beschrieben werden. Es ergeben sich die folgenden Beziehungen zwischen den Strömen und Spannungen im Über-

trager:

$$u_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (3.8)$$

$$u_2 = R_2 i_2 + M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt}. \quad (3.9)$$

Die Widerstände R_1 und R_2 repräsentieren die ohmschen Widerstände der Primär- und Sekundärspule. L_1 und L_2 stellen die Eigeninduktivitäten der Primär- und Sekundärwicklung dar. Sie können bestimmt werden als das Verhältnis aus dem verketteten Fluss, der die jeweilige Wicklung durchsetzt, zu dem Stromfluss in derselben Wicklung:

$$L_1 = \left. \frac{\Psi_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{bzw.} \quad L_2 = \left. \frac{\Psi_2}{I_2} \right|_{I_1=0}. \quad (3.10)$$

Die Induktivitäten der Primär- und Sekundärwicklung sind von der Windungszahl sowie den Material- und Geometrieigenschaften des magnetischen Kreises, repräsentiert durch die Induktivitätskonstanten A_{L1} und A_{L2} , abhängig. Bei symmetrisch aufgebauten Übertragerkonfigurationen kann im Allgemeinen $A_{L1} = A_{L2}$ angenommen werden. Damit folgt:

$$L_1 = n_1^2 A_L \quad \text{bzw.} \quad L_2 = n_2^2 A_L. \quad (3.11)$$

Die Gegeninduktivität M in Abb. 3.2 drückt die vorhandene magnetische Kopplung zwischen der Primär- und Sekundärwicklung aus. M ist definiert als das Verhältnis aus dem verketteten Fluss, der eine der beiden Wicklungen durchsetzt (infolge eines Stromflusses in der jeweils anderen Wicklung) zum Stromfluss in der anderen Wicklung. Dabei haben zwei magnetisch gekoppelte Leitergebilde im linearen magnetischen Raum nur eine Gegeninduktivität [25]:

$$M = \left. \frac{\Psi_{1h}}{I_1} \right|_{I_2=0} = \left. \frac{\Psi_{2h}}{I_2} \right|_{I_1=0}. \quad (3.12)$$

In realen Anwendungen durchsetzt nur ein Teil des in einer Spule erzeugten Flusses die jeweils andere Spule. Es ist zweckmäßig, die Kopplungsfaktoren

$$k_1 = \frac{M}{L_1} \quad \text{bzw.} \quad k_2 = \frac{M}{L_2} \quad (3.13)$$

und

$$k = \sqrt{k_1 k_2} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.14)$$

zu definieren mit $0 \leq k \leq 1$. Für $k = 0$ herrscht völlige Entkopplung, für $k = 1$ perfekte Kopplung [25].

Werden Magnetfeldsimulationen zur Analyse von Übertragereigenschaften durchgeführt, liegen in erster Instanz zumeist nur die magnetischen Flüsse vor (Haupt- und Streuflüsse). Um die Kopplung direkt anhand der Flussaufteilung bestimmen zu können, ist Gl. 3.10 in

Gl. 3.12 einzusetzen. Es ergibt sich:

$$M = \frac{\Psi_{1h} L_1}{\Psi_1} \Big|_{I_2=0}. \quad (3.15)$$

Das Einsetzen von Gl. 3.15 in Gl. 3.14 mit Gl. 3.11 und Gl. 3.3 ergibt nach Umformen:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{\Psi_{1h} L_1}{\Psi_1 \sqrt{L_1 L_2}} = \frac{\Psi_{1h} \sqrt{L_1}}{\Psi_1 \sqrt{L_2}} = \frac{\Psi_{1h} n_1 \sqrt{A_L}}{\Psi_1 n_2 \sqrt{A_L}} = \frac{\Phi_{1h}}{\Phi_1}. \quad (3.16)$$

Für den Fall des symmetrischen Übertragers gilt folglich, dass der Kopplungsfaktor über das Verhältnis aus dem primären Hauptfluss zu dem gesamten in der Primärspule erzeugten Fluss berechnet werden kann.

3.2 Transformator-Ersatzschaltbild

Aus dem allgemeinen Schaltbild des Übertragers in Abb. 3.2 lässt sich durch die Umformungen von Gl. 3.17-3.19 das Transformator-Ersatzschaltbild (T-ESB) in Abb. 3.3 ableiten. Dabei ist es zweckmäßig für die Primärwicklung das Verbraucherzählpfeilsystem und für die Sekundärwicklung das Erzeugerzählpfeilsystem zu verwenden, da I_2 bei angeschlossener Last auf diese Weise die natürliche Stromrichtung beschreibt [25].

$$L_h = \ddot{u} M \quad (3.17)$$

$$L_{1\sigma} = L_1 - \ddot{u} M \quad (3.18)$$

$$L_{2\sigma} = L_2 - \frac{1}{\ddot{u}} M \quad (3.19)$$

Die Eisenverluste, die im Übertragerkern oder in umgebenden metallischen Objekten auftreten, werden durch den Eisenverlustwiderstand R_{Fe} parallel zur Hauptinduktivität repräsentiert.

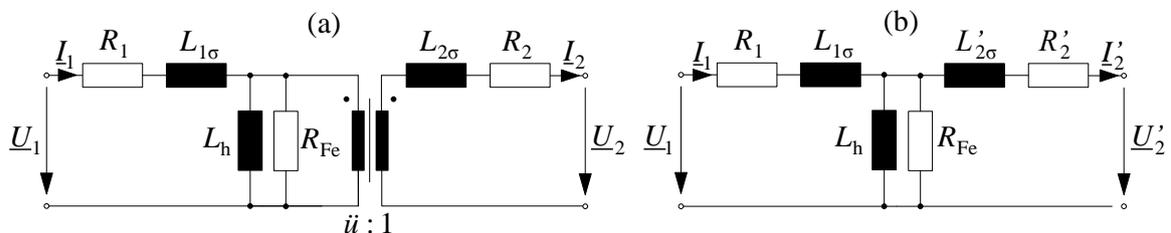


Abb. 3.3: Konventioneller Übertrager: (a) Transformator-Ersatzschaltbild, (b) auf die Primärseite bezogenes Transformator-Ersatzschaltbild

Unter Berücksichtigung des Windungszahlverhältnisses \ddot{u} lässt sich das T-ESB aus Abb. 3.3a in das auf die Primärseite bezogene T-ESB in Abb. 3.3b transformieren. Dessen Elemente

können wie folgt bestimmt werden:

$$U_2' = \ddot{u} U_2 \quad (3.20)$$

$$I_2' = \frac{1}{\ddot{u}} I_2 \quad (3.21)$$

$$L_{2\sigma}' = \ddot{u}^2 L_{2\sigma} \quad (3.22)$$

$$R_2' = \ddot{u}^2 R_2. \quad (3.23)$$

3.3 Resonanzkreise

Zur effizienten Energieübertragung werden in induktiven Ladesystemen Schwingkreise, auch als Resonanzkreise bezeichnet, eingesetzt. Eine Schwingung wird in [26] als eine Zustandsänderung definiert, bei der Energie zwischen zwei unterschiedlichen Energiespeichern periodisch ausgetauscht wird. Es handelt sich um eine harmonische Schwingung, wenn die Zustandsgröße $y(t)$ die Differentialgleichung

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \omega_r^2 y(t) = 0 \quad (3.24)$$

des Systems erfüllt mit ω_r als der Eigenkreisfrequenz. Besteht das System aus einem Kondensator mit der Kapazität C und einer Spule mit der Induktivität L , so wird von einem Resonanzkreis gesprochen. Die Eigenkreisfrequenz ergibt sich in diesem Fall zu

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.25)$$

mit f_r als der Resonanzfrequenz. Reale physikalische Systeme unterliegen generell einer Dämpfung und besitzen eine Erregergröße $x(t)$, die auf das System einwirkt. Sie können durch die Differentialgleichung

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \frac{\omega_r}{Q} \frac{dy}{dt} + \omega_r^2 y(t) = x(t) \quad (3.26)$$

beschrieben werden, wobei Q den Gütefaktor darstellt. Wird einem schwingungsfähigen System eine Erregung aufgezwungen z.B. durch Anlegen einer Sinusspannung, so entstehen erzwungene Schwingungen mit der Erregerfrequenz ω . Für den Fall $\omega = \omega_r$ tritt Resonanz auf [26].

In der Elektrotechnik ist zwischen einem Reihenschwingkreis (Abb. 3.4a) und einem Parallelschwingkreis (Abb. 3.4b) zu unterscheiden. Für die Impedanz des Reihenschwingkreises bzw. des Parallelschwingkreises ergibt sich:

$$\underline{Z}_S = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad \text{bzw.} \quad \underline{Z}_P = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}. \quad (3.27)$$

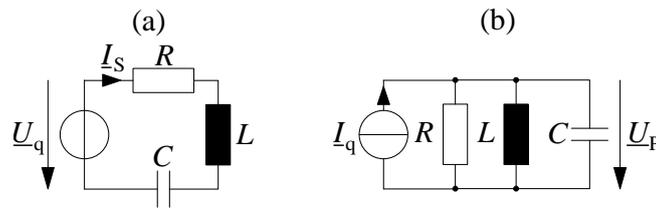


Abb. 3.4: Schwingkreise: (a) verlustbehafteter Reihenschwingkreis, (b) verlustbehafteter Parallelschwingkreis

Die Gütefaktoren für den Reihen- und Parallelschwingkreis können zu

$$Q_S = \frac{\omega_r L}{R} \quad \text{bzw.} \quad Q_P = \frac{R}{\omega_r L} \quad (3.28)$$

bestimmt werden.

Zur Analyse des Verhaltens von Strom und Spannung im Schwingkreis ist der Reihenschwingkreis mit einer Spannung \underline{U}_q bzw. der Parallelschwingkreis mit einem Strom \underline{I}_q zu speisen. Für den Strom \underline{I}_S im Reihenschwingkreis bzw. die Spannung \underline{U}_P im Parallelschwingkreis ergeben sich die folgenden Werte bei Resonanz:

$$\underline{I}_S = \frac{\underline{U}_q}{R} \Big|_{\omega=\omega_r} \quad \text{bzw.} \quad \underline{U}_P = R \underline{I}_q \Big|_{\omega=\omega_r}. \quad (3.29)$$

Ist der Widerstand R im Reihenschwingkreis sehr klein, so resultiert daraus ein hoher Strom \underline{I}_S . Wird dagegen der Widerstand R im Parallelschwingkreis groß, so resultiert daraus eine hohe Spannung \underline{U}_P . Die Effektivwerte der Spannungen im Reihenschwingkreis über L und C bzw. der Ströme im Parallelschwingkreis durch L und C sind bei einem Betrieb in der Resonanzfrequenz gegeben durch:

$$\underline{U}_L = \underline{U}_C = Q_S \underline{U}_q \Big|_{\omega=\omega_r} \quad \text{bzw.} \quad \underline{I}_L = \underline{I}_C = Q_P \underline{I}_q \Big|_{\omega=\omega_r}. \quad (3.30)$$

Bei hohen Gütefaktoren kann eine starke Belastung der Blindschaltetelemente im Hinblick auf die Spannungsfestigkeit bzw. die Stromtragfähigkeit auftreten. Dies ist bei der Auslegung der Schwingkreiskondensatoren und Übertragerspulen in induktiven Energieübertragungssystemen zu beachten.

3.4 Allgemeines Batteriemodell

In diesem Abschnitt soll ein allgemeines Batteriemodell beschrieben werden, das zur Modellierung der Traktionsbatterie des betrachteten Kommissionierfahrzeugs geeignet ist. Die Batterie soll dabei durch eine Spannungsquelle mit Innenwiderstand dargestellt werden. Kapazitive Elemente werden nicht mit einbezogen, da das dynamische Verhalten der Batterie bei den Untersuchungen zu induktiven Ladesystemen nicht von Bedeutung ist [27].

Für die Batterie wird angenommen, dass diese aus m Einzelzellen mit einer Zellenspannung U_Z und einem Zelleninnenwiderstand R_Z aufgebaut ist. Eine beliebige Batterieerlaufspannung $U_{\text{Bat},i}$ ergibt sich dadurch, dass die m Einzelzellen auf unterschiedliche Weise miteinander verschaltet werden. In Abb. 3.5 sind zwei unterschiedliche Konfigurationen dargestellt. Werden alle m Zellen parallel verschaltet (wie in Abb. 3.5a), so ergibt sich die kleinstmögliche Nennbatteriespannung $U_{\text{Bat},i} = U_Z$. Für den resultierenden Innenwiderstand ergibt sich: $R_i = \frac{R_Z}{m}$. Die an den Batterieklemmen anliegende Spannung U_{Bat} ergibt sich aus der Summe der Leerlaufspannung und der am Innenwiderstand abfallenden Spannung bei Stromfluss:

$$U_{\text{Bat}} = U_{\text{Bat},i} + R_i \cdot I_{\text{Bat}}. \quad (3.31)$$

Eine Batterie mit einer Nennspannung in Höhe von

$$U_{\text{Bat},i} = p \cdot U_Z \quad (3.32)$$

lässt sich realisieren, indem jeweils p Zellen zu einem Strang in Reihe und die resultierenden $\frac{m}{p}$ Stränge parallel geschaltet werden (Abb. 3.5b). Als Batterie-Innenwiderstand ergibt sich:

$$R_i = \frac{p^2}{m} \cdot R_Z. \quad (3.33)$$

Wie zu erkennen ist, erhöht sich dabei der Batterie-Innenwiderstand quadratisch mit der Anzahl der in Reihe geschalteten Zellen bzw. mit der Leerlaufspannung der Batterie, vorausgesetzt die gesamte Zellenanzahl ist gegeben. Für die theoretischen Analysen soll m so

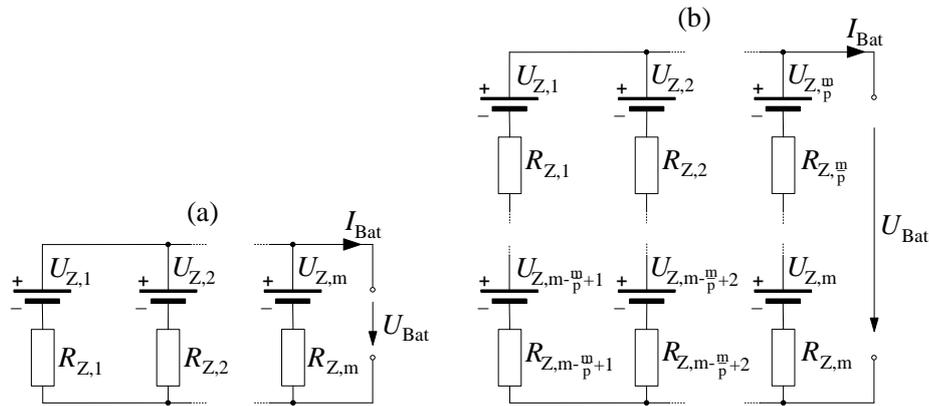


Abb. 3.5: Batteriekonfigurationen mit m Einzelzellen: (a) Parallelschaltung von m Zellen, (b) Reihenschaltung von p Zellen und Parallelschaltung von $\frac{m}{p}$ Strängen

groß und U_Z so klein angenommen werden, dass jede Batteriespannung realisierbar ist. Die Kurzschlussleistung der Batterie kann mit Gl. 3.32 und Gl. 3.33 wie folgt bestimmt werden:

$$P_{\text{Bat,KS}} = \frac{U_{\text{Bat},i}^2}{R_i} = \frac{(p \cdot U_Z)^2}{\frac{p^2}{m} R_Z} = m \frac{U_Z^2}{R_Z}. \quad (3.34)$$

Wie zu erkennen ist, ist die Kurzschlussleistung abhängig von der Anzahl der Einzelzellen und den Parametern U_Z und R_Z der Einzelzelle, nicht aber von der Art der Verschaltung. Für vorgegebene Werte von Batterienennspannung und Kurzschlussleistung kann der Innenwiderstand wie folgt bestimmt werden:

$$R_i = \frac{U_{\text{Bat},i}^2}{P_{\text{Bat,KS}}} . \quad (3.35)$$

3.5 Äquivalenter Batteriewiderstand

Wie im vorangegangenen Abschnitt beschrieben, lässt sich eine Batterie im stationären Fall durch den internen Batteriewiderstand R_i und die Leerlauf-Batteriespannung $U_{\text{Bat},i}$ modellieren (Abb. 3.6a).

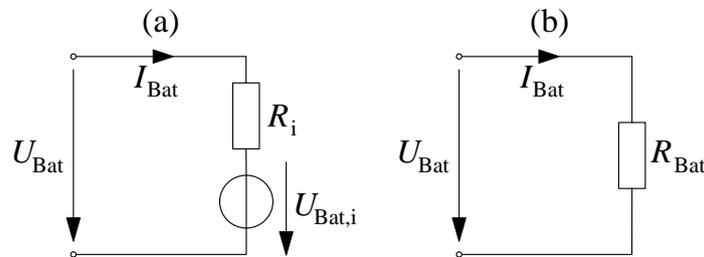


Abb. 3.6: Herleitung des äquivalenten Batteriewiderstands: (a) Schaltbild der Batterie, (b) Schaltbild mit äquivalentem Batteriewiderstand

Der Batteriestrom kann mit Hilfe der Maschenregel und durch Umformen wie folgt bestimmt werden:

$$I_{\text{Bat}} = \frac{U_{\text{Bat}} - U_{\text{Bat},i}}{R_i} . \quad (3.36)$$

Das Verhalten der Batterie kann alternativ arbeitspunktabhängig durch einen äquivalenten Batteriewiderstand R_{Bat} beschrieben werden (Abb. 3.6b). Wird die Batteriespannung U_{Bat} konstant gehalten, wie es zumeist zum Ende eines Ladevorgangs der Fall ist, so lässt sich der äquivalente Widerstand für konstante Spannung $R_{\text{Bat,CV}}$ wie folgt bestimmen:

$$R_{\text{Bat,CV}} = \frac{U_{\text{Bat}}}{I_{\text{Bat}}} = \frac{R_i}{1 - \frac{U_{\text{Bat},i}}{U_{\text{Bat}}}} . \quad (3.37)$$

Zu Beginn eines Ladevorgangs wird typischer Weise der Ladestrom konstant gehalten. Durch Umformung von Gl. 3.37 ergibt sich der äquivalente Batteriewiderstand für Konstantstromladen:

$$R_{\text{Bat,CC}} = R_i + \frac{U_{\text{Bat},i}}{I_{\text{Bat}}} . \quad (3.38)$$

Die Ladeleistung der Batterie kann mit Gl. 3.36 bestimmt werden:

$$P_{\text{Bat}} = U_{\text{Bat}} \cdot I_{\text{Bat}} = U_{\text{Bat}} \cdot \frac{U_{\text{Bat}} - U_{\text{Bat,i}}}{R_i}. \quad (3.39)$$

In der Praxis weisen Ladesysteme häufig Nennleistungen auf, die geringer sind als die zulässige Ladeleistung der Batterie. In diesem Fall kann die Ladeleistung der Batterie als konstant angenommen werden, da sie auf die Nennleistung des Systems begrenzt ist. Umformen von Gl. 3.39 nach U_{Bat} ergibt:

$$U_{\text{Bat}} = \frac{U_{\text{Bat,i}}}{2} + \sqrt{\left(\frac{U_{\text{Bat,i}}}{2}\right)^2 + P_{\text{Bat}} \cdot R_i}. \quad (3.40)$$

Durch Einsetzen von Gl. 3.40 in Gl. 3.37 kann der äquivalente Batteriewiderstand für konstante Ladeleistung erhalten werden:

$$R_{\text{Bat,CP}} = \frac{R_i}{1 - \frac{1}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{P_{\text{Bat}} R_i}{U_{\text{Bat,i}}^2}}}}. \quad (3.41)$$

Für die folgenden Untersuchungen wird angenommen, dass die Batterie so ausgelegt ist, dass die Nennkurzschlussleistung $P_{\text{Bat,KS}}$ signifikant größer ist als die Nennleistung des Fahrzeugs und die Nennladeleistung. Dies gewährleistet, dass der Spannungseinbruch bei Belastung bzw. die Spannungserhöhung bei Ladung mit Nennleistung klein ist gegenüber der Leerlaufspannung $U_{\text{Bat,i}}$ und die Verluste im Innenwiderstand klein sind. Zudem bedeutet dies, dass im Allgemeinen eine Ladung mit konstanter Leistung erfolgt (sofern die Ladespannung nicht zu begrenzen ist wie zum Ende eines Ladevorgangs) und der äquivalente Batteriewiderstand für konstante Ladeleistung zur Beschreibung des Batterieverhaltens herangezogen werden kann.

3.6 Fourierreihen-Darstellung der blockförmigen Primärspannung

Die Eingangsspannung U_1 eines resonanten Übertragers (Primärspannung) ergibt sich aus der Wechselrichtung der primärseitigen Zwischenkreisspannung U_{DC1} , die als konstant angenommen werden kann (siehe Abb. 6.3 mit $U_{\text{DCin}} = U_{\text{DC1}}$). Aufgrund der hohen Schaltfrequenzen in induktiven Energieübertragungssystemen wird auf eine Modulation eines Sinus (z.B. mittels Sinus-Dreieck-Vergleich oder Raumzeigermodulation) verzichtet, sodass für die Primärspannung von einem blockförmigen Verlauf auszugehen ist. Wird für die Realisierung des Wechselrichters eine Vollbrückentopologie gewählt, so ergibt sich für die periodische

Primärspannung folgende Beschreibung:

$$u_1(t) = \begin{cases} U_{\text{DC}1}, & \text{falls } t \in [nT, nT + \frac{T}{2}) \\ -U_{\text{DC}1}, & \text{falls } t \in [nT + \frac{T}{2}, (n+1)T) \end{cases} \quad (3.42)$$

mit $n \in \mathbb{Z}$ und T als der Periodendauer der Primärspannung. Auf die Berücksichtigung einer Phasenverschiebung kann ohne Beschränkung der Allgemeingültigkeit verzichtet werden. Über die Fourierreihendarstellung lässt sich $u_1(t)$ wie folgt schreiben:

$$u_1(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_m \cos(mt) + b_m \sin(mt)), \quad (3.43)$$

$$a_m = a_0 = 0 \quad (3.44)$$

$$b_m = \begin{cases} \frac{4}{m\pi} \cdot U_{\text{DC}1}, & \text{falls } m \text{ ungerade} \\ 0, & \text{falls } m \text{ gerade.} \end{cases} \quad (3.45)$$

Wie zu erkennen ist, setzt sich die Rechteckspannung aus der Grundschwingung und unendlich vielen ungeradzahigen Oberschwingungen (d.h. 3., 5., 7. Oberschwingung usw.) zusammen. In Abb. 3.7 sind die blockförmige Spannung $u_1(t)$ sowie die dazugehörige Grundschwingung $^1u_1(t)$, die 3. Oberschwingung $^3u_1(t)$, die 5. Oberschwingung $^5u_1(t)$ und die Überlagerung von Grundschwingung, 3. und 5. Oberschwingung dargestellt.

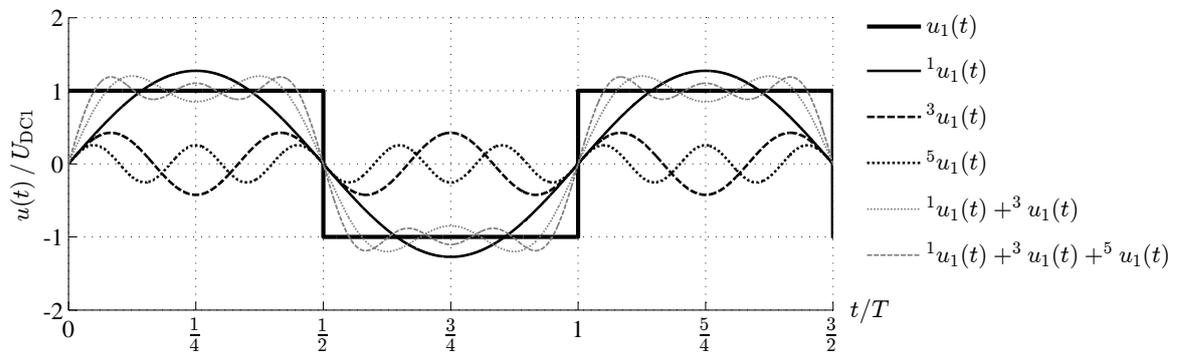


Abb. 3.7: Veranschaulichung der Zusammensetzung der blockförmigen Eingangsspannung $u_1(t)$ des Übertragers aus der Grundschwingung $^1u_1(t)$ und den ungeradzahigen Oberschwingungen (Darstellung bis zur Oberschwingung 5. Ordnung) mit $\Delta t = 0$

3.7 Tiefsetzsteller

Die Funktionsweise eines Tiefsetzstellers ist in der Grundlagenliteratur [28, 29] ausführlich beschrieben. Vertiefende Untersuchungen, unter anderem zu mehrphasigen Tiefsetzstellern mit Interleaved-Betrieb und synchronem Gleichrichten finden sich in [30–33].

Auf Basis der in [29] beschriebenen Zusammenhänge für den Tiefsetzsteller kann eine Glei-

chung für die Stromschwankungsbreite des Drosselstroms angegeben werden:

$$\Delta i_{L,TSS} = \frac{a_{TSS} (1 - a_{TSS}) T_s U_{DC}}{L_{TSS}}. \quad (3.46)$$

Dabei ist a_{TSS} der Tastgrad, T_s die Periodendauer und L_{TSS} die Induktivität des Tiefsetzstellers. U_{DC} repräsentiert die Zwischenkreisspannung am Eingang des Tiefsetzstellers. Der minimale und der maximale Drosselstrom lassen sich wie folgt bestimmen:

$$i_{L,TSS,\min} = \bar{i}_{L,TSS} - \frac{1}{2} \cdot \Delta i_{L,TSS} \quad (3.47)$$

$$i_{L,TSS,\max} = \bar{i}_{L,TSS} + \frac{1}{2} \cdot \Delta i_{L,TSS} \quad (3.48)$$

mit $\bar{i}_{L,TSS}$ als dem mittleren Drosselstrom. Der zeitliche Verlauf des Drosselstroms kann damit wie folgt angegeben werden:

$$i_{L,TSS}(t) = \begin{cases} i_{L,TSS,\min} + \frac{\Delta i_{L,TSS}}{a_{TSS} T_s} t, & \text{falls } 0 \leq t \leq a_{TSS} T_s \\ i_{L,TSS,\max} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{(1-a_{TSS}) T_s} t, & \text{falls } a_{TSS} T_s \leq t \leq T_s. \end{cases} \quad (3.49)$$

Für den Strom $i_{TSS,V}(t)$ durch das mit dem Tastgrad a_{TSS} angesteuerte Ventil gilt:

$$i_{TSS,V}(t) = \begin{cases} i_{L,TSS}(t), & \text{falls } 0 \leq t \leq a_{TSS} T_s \\ 0, & \text{falls } a_{TSS} T_s \leq t \leq T_s. \end{cases} \quad (3.50)$$

Für den Strom $i_{TSS,D}(t)$ durch die Diode im Freilaufpfad sind die Verhältnisse genau umgekehrt:

$$i_{TSS,D}(t) = \begin{cases} 0, & \text{falls } 0 \leq t \leq a_{TSS} T_s \\ i_{L,TSS}(t), & \text{falls } a_{TSS} T_s \leq t \leq T_s. \end{cases} \quad (3.51)$$

Unter Verwendung der Gleichungen 3.46 bis 3.51 können die Stromeffektivwerte des Ventils und der Freilaufdiode berechnet werden. Es ergibt sich:

$$I_{V,TSS} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{a_{TSS} \left(\Delta i_{L,TSS}^2 + 12 \bar{i}_{L,TSS}^2 \right)} \quad (3.52)$$

$$I_{D,TSS} = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{(1 - a_{TSS}) \left(\Delta i_{L,TSS}^2 + 12 \bar{i}_{L,TSS}^2 \right)}. \quad (3.53)$$

Die Berechnungsschritte im Einzelnen sind im Anhang (Kap. 10.2) nachzuvollziehen.

4 Aufbau und magnetische Eigenschaften von Übertragern

Der Übertrager stellt in induktiven Energieübertragungssystemen die Schnittstelle zwischen der stationären und der mobilen Seite dar. Der Aufbau besteht primär- wie auch sekundärseitig aus mindestens einer Wicklung, die so angeordnet ist, dass bei Positionierung der Sekundärspule innerhalb einer vorgegebenen Toleranz eine magnetische Kopplung zwischen der Primär- und Sekundärseite gegeben ist. Zur Führung des magnetischen Flusses und zur Erhöhung der magnetischen Kopplung kann ein ferromagnetischer Kern auf der Primär- und auf der Sekundärseite eingesetzt werden. Um den nach außen tretenden Streufluss zu minimieren, kann eine Abschirmung des Übertragers durch Metallplatten erfolgen. Dafür werden zumeist Aluminiumplatten verwendet [20, 34, 35], da Aluminium vergleichsweise leicht ist, eine hohe Leitfähigkeit aufweist und gleichzeitig nicht ferromagnetisch ist.

Der Übertrager bestimmt maßgeblich die maximale Positionierungstoleranz, die übertragbare Leistung, die Effizienz und die Kosten des Gesamtsystems [14]. Typische Anforderungen an einen Übertrager sind der Literatur [13] zu entnehmen:

- geringe Baugröße
- geringes Gewicht
- hohe magnetische Kopplung in Normalposition und bei Versatz (hohe Positionierungstoleranz).

Die genannten Anforderungen beinhalten einen Zielkonflikt, der die Problematik der Übertragerauslegung widerspiegelt: Die Kopplung und damit die Positionierungstoleranz verringern sich im Allgemeinen, wenn die Baugröße reduziert wird und umgekehrt [14]. Dieser Zusammenhang ist der Ausgangspunkt zahlreicher Untersuchungen in der Literatur [13, 34–39] mit dem Ziel, den Übertrageraufbau (Wicklungs- und Kerngeometrie) so zu optimieren, dass bei gegebenen Übertragerabmessungen die magnetische Kopplung in Normalposition und bei Versatz möglichst hoch ist. Als Hilfsmittel kommen umfangreiche 2D- und 3D-Magnetfeldsimulationen zum Einsatz.

4.1 Stand der Technik

Für induktive Energieübertragungssysteme im Nahfeld zur Ladung von Elektrofahrzeugen werden im Allgemeinen nur Übertrager eingesetzt, die einen ferromagnetischen Kern besitzen [14, 40].

Übertrager mit E- und Schalenkernen (Abb. 4.1a) besitzen primär- und sekundärseitig eine Wicklung, die den mittleren Schenkel umschließt. Sie sind aufgrund der relativ großen Bauhöhe und der geringen Toleranz gegenüber Positionierungsabweichungen jedoch nur für spezielle Anwendungen geeignet, in denen der Versatz minimal ist [41].

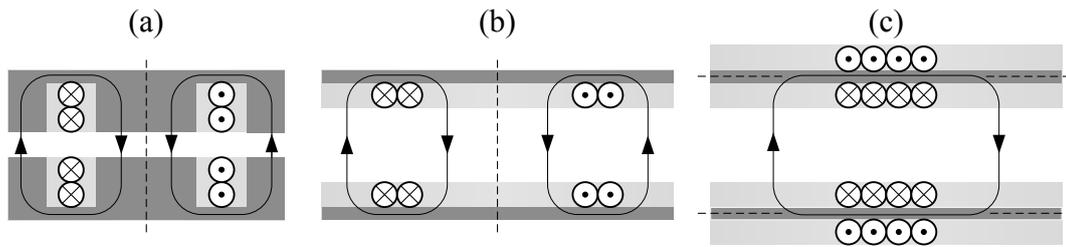


Abb. 4.1: Übertragertopologien in der Seitenansicht: (a) E-Kern bzw. Schalenkern mit vertikaler Spulenachse, (b) flacher, einseitig gewickelter Kern mit vertikaler Spulenachse, (c) doppelseitig gewickelter Kern mit horizontaler Spulenachse

Flach gewickelte Übertragertopologien (Abb. 4.1b) sind in ihrem Aufbau abgeleitet von E-Kernen bzw. Schalenkernen. Im Gegensatz zu den E-Kernen ist die Wicklung jedoch flach auf die Kerne aufgelegt mit Ausdehnung in radialer Richtung in Abhängigkeit der Windungszahl. Flach gewickelte Topologien werden in der Literatur detailliert untersucht und sind auch in der Praxis am weitesten verbreitet [35]. Entsprechende Realisierungen von induktiven Energieübertragungssystemen zur Ladung von Elektrofahrzeugen werden u.a. in [21, 42, 43] beschrieben. Es wird gezielt an der Optimierung einzelner Eigenschaften gearbeitet wie der optimalen Anordnung des ferromagnetischen Materials und der Positionierung der Wicklung [14, 16, 35].

Doppelseitig gewickelte Übertragertopologien (Abb. 4.1c) besitzen getrennte Spulenachsen, die in horizontaler Richtung verlaufen. Die Bauhöhe der Spulen ist höher als bei flach gewickelten Übertragertopologien, da die Wicklung den Kern beidseitig umschließt. Doppelseitig gewickelte Topologien stehen ebenso im Fokus der Forschung [13, 34, 44].

Neben flach und doppelseitig gewickelten Übertragertopologien gibt es weitere Topologien, die zumeist Kombinationen der beiden darstellen. Bei der Doppel-D-Topologie (DD-Topologie), die in [45] vorgestellt wird (Abb. 4.2), werden im Unterschied zur flach gewickelten Topologie aus Abb. 4.1b zwei Spulenwicklungen mit unterschiedlichem Wickleungssinn nebeneinander auf dem Kernmaterial platziert. Es entsteht eine geschlossene Kurve der Magnetfeldlinien, die beide Wicklungen durchdringt (Abb. 4.2a). Aufgrund des unterschiedlichen Wickleungssinns beider Wicklungen wird auch von einem bipolaren Übertrager gesprochen, während der Übertrager aus Abb. 4.1b unipolar ist.

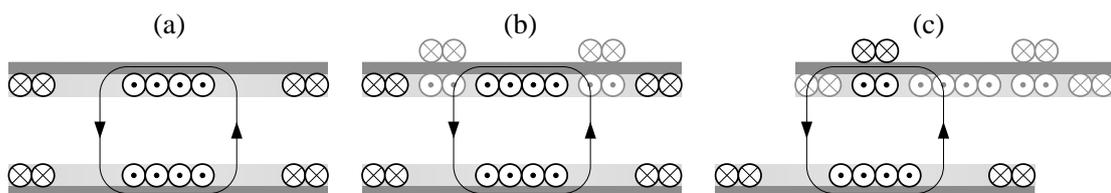


Abb. 4.2: Übertragertopologien in der Seitenansicht: (a) DD-Topologie, (b) DDQ-Topologie in Normalposition, (c) DDQ-Topologie bei horizontalem Versatz

Die Doppel-D-Quadratur-Topologie (DDQ-Topologie) nach [35] stellt eine Erweiterung der DD-Topologie dar. Sie besitzt auf der Sekundärseite zwei weitere Wicklungen, die wie bei der doppelseitig gewickelten Topologie um das Kernmaterial herumgewickelt sind und eine horizontale Spulenachse besitzen. In Normalposition wird die flach gewickelte Spule maßgeblich vom Hauptfluss durchsetzt (Abb. 4.2b), während bei einem deutlichen Versatz hauptsächlich die doppelseitig gewickelte Spule (Quadraturspule) durchsetzt wird (Abb. 4.2c). Durch die Kombination beider Spulenarten ist es möglich, hohe Kopplungen sowohl in Normalposition als auch bei großem Versatz zu erzielen.

Im Folgenden wird ein qualitativer Vergleich der beschriebenen Übertragertopologien durchgeführt. Auf Basis dieser Untersuchung erfolgt die Auslegung und Realisierung eines geeigneten Übertragers unter Berücksichtigung der Randbedingungen aus Kap. 2.

4.2 Qualitativer Vergleich der Übertragertopologien

Zum Vergleich der vorgestellten Topologien wird eine Bewertung hinsichtlich der zu Beginn dieses Kapitels beschriebenen Anforderungen vorgenommen. Zudem wird das Kriterium „Komplexität / Kosten“ mit einbezogen, das den Materialaufwand sowie die Komplexität des Übertragers und der Spulenwicklung berücksichtigt.

Für die Bewertung der Topologien wird eine Skala mit fünf Abstufungen gewählt: sehr gut (++) , gut (+) , mittelmäßig (o) , schlecht (-) , sehr schlecht (- -). Die Ergebnisse der Bewertung sind in Tab. 4.1 dargestellt.

Eigenschaft	E-Kern	flach gewickelt	doppelseitig gewickelt	DD	DDQ
Bauhöhe	--	++	o	++	o
Gewicht	--	o	+	o	-
Kopplung in Normalposition	++	+	o	+	+
Positionierungstoleranz	--	-	++	o	++
Komplexität / Kosten	o	+	o	o	-

Tab. 4.1: Bewertung der Übertragertopologien

Der E-Kern weist eine vergleichsweise große Bauhöhe auf. Des Weiteren wird viel Kernmaterial benötigt, was zu einem hohen Gewicht führt. Die Kopplung in Normalposition ist durch die gute Führung des Feldes ausgesprochen hoch, die Positioniertoleranz jedoch schwach. Komplexität und Kosten sind auf mittlerem Niveau.

Durch die einseitige Wicklung ist die Bauhöhe der flach gewickelten Topologie sehr gering. Aufgrund der Geometrie des Übertragers ist die Kopplung in Normalposition gut, bei größer werdendem Versatz nimmt sie jedoch recht schnell ab. Durch den einfachen Aufbau sind Kosten und Komplexität gering.

Die doppelseitig gewickelte Topologie weist eine deutlich größere Bauhöhe auf als die einseitige Variante jedoch eine geringe Bauhöhe als der E-Kern. Das Gewicht ist recht gering, da wenig Kernmaterial benötigt wird und die Wicklung kurz gehalten werden kann. Die Kopplung in Normalposition ist geringer als bei dem einseitigen Übertrager, dafür ist das Verhalten bei Versatz signifikant besser. Nachteilig hinsichtlich Komplexität und Kosten sind die zwangsläufig benötigte Aluminiumplatte zur Abschirmung des rückseitigen Flusses sowie eine eventuelle Kühlstruktur.

Der DD-Topologie zeigt ähnliche Ausprägungen wie der einseitige Übertrager mit dem Unterschied, dass eine etwas bessere Positioniertoleranz auf Kosten von einer leicht erhöhten Komplexität erreicht wird. Die DDQ-Topologie vereint die hohe Kopplung des einseitigen Übertragers in Normalposition mit der hohen Positioniertoleranz des doppelseitigen Übertragers. Nachteilig sind die recht große Bauhöhe aufgrund der Quadratur-Wicklung sowie die hohe Komplexität des Übertragers.

Bei der Bewertung zeigt sich, dass der E-Kern in den meisten Belangen unterlegen ist und sich nur für Anwendungen eignet, in denen der Versatz vernachlässigbar klein ist. Die Wahl zwischen flach und doppelseitig gewickelten Übertragern entscheidet sich maßgeblich nach der erforderlichen Positionierungstoleranz. In Anwendungen, in denen ein großer Versatz auftritt, sind doppelseitig gewickelte Kerne die bessere Alternative. Flach gewickelte Kerne weisen hingegen eine höhere Kopplung bei Nullversatz und kleinem Versatz auf. Nachteilig an doppelseitig gewickelten Kernen ist die höhere Komplexität des Aufbaus sowie die Tatsache, dass für den Kern ein Kühlelement erforderlich sein kann [37].

Für die DD- und DDQ-Topologie lässt sich sagen, dass diese Topologien insbesondere dann geeignet sind, wenn die Anforderungen hinsichtlich der Kopplung besonders hoch sind oder im Umkehrschluss dann, wenn der zur Verfügung stehende Bauraum stark begrenzt ist. Die Komplexität beider Topologien ist generell höher als die der flach gewickelten Topologie.

Die Auswahl einer geeigneten Übertragertopologie für das in Kap. 2 beschriebene Flurförderfahrzeug hat unter Berücksichtigung der in Tab. 2.2 und Tab. 2.3 gelisteten Bedingungen zu erfolgen. Hinsichtlich der Bauhöhe gelten hohe Anforderungen, da die Bodenfreiheit des betrachteten Flurförderfahrzeugs mit 40mm vergleichsweise gering ist. Das Gewicht des Übertragers ist bei einem Einsatz in einem Flurförderfahrzeug hingegen unkritisch. Aus Tab. 2.2 kann entnommen werden, dass der laterale Versatz mit maximal 100mm im Vergleich zu den in lateraler Richtung zur Verfügung stehenden Abmessungen von 500mm vergleichsweise gering ist (maximal 20%). Der erforderliche Versatz in Fahrtrichtung ist noch geringer, da eine Positionierhilfe eingesetzt werden kann. Folglich ist eine Topologie zu wählen, die in Normalposition und bei kleinem Versatz eine hohe Kopplung liefert. Zu Komplexität und Kosten existieren keine expliziten Anforderungen. Es gilt jedoch stets, dass die Topologie präferiert wird, die bei einer Erfüllung der Anforderungen niedrigere Kosten aufweist als eine andere Topologie.

Um eine Aussage über die Eignung der Topologien treffen zu können, wird die Ausprägung der Eigenschaften aus Tab. 4.1 mit den Anforderungen aus Tab. 4.2 verglichen. Eine geringe/mittlere/hohe Anforderung gilt dabei als erfüllt, wenn die Ausprägung mindestens -/o/+ ist und wird mit „J“ gekennzeichnet, andernfalls mit „N“. Die Ergebnisse sind ebenso in Tab. 4.2 dargestellt.

Eigenschaft	Anforderung Kommiss.fzg.	E-Kern	flach gewickelt	doppelseitig gewickelt	DD	DDQ
Bauhöhe	hoch	N	J	N	J	N
Gewicht	gering	N	J	J	J	J
Kopplung in Normalpos.	hoch	J	J	N	J	J
Positionierungstoleranz	gering	N	J	J	J	J
Komplexität / Kosten	keine Vorgabe	o	+	o	o	-

Tab. 4.2: Anforderungen des Kommissionierfahrzeugs an den Übertrager und Übersicht der Erfüllung (J) oder Nicht-Erfüllung (N) durch die verschiedenen Übertragertopologien

Bei der Auswertung von Tab. 4.2 wird ersichtlich, dass lediglich die flach gewickelte Topologie und die DD-Topologie alle Anforderungen erfüllen. Aufgrund des Vorteils bezüglich Komplexität und Kosten fällt die Entscheidung der Realisierung zu Gunsten der flach gewickelten Topologie. Diese wird im Folgenden detailliert betrachtet.

4.3 Analyse flach gewickelter Übertrager

Zur Charakterisierung flach gewickelter Übertrager sind die magnetischen Eigenschaften des Übertragers zu untersuchen. Wie bei konventionellen Transformatoren (vgl. Kap. 3.1) drücken sich die magnetischen Eigenschaften vor allem durch den A_L -Wert der Primär- bzw. Sekundärwicklung und die magnetische Kopplung zwischen der Primär- und Sekundärwicklung aus.

4.3.1 Stand der Technik

Eine Bestimmung des A_L -Wertes sowie der Kopplung ist bei Transformatoren für induktive Energieübertragungssysteme im Allgemeinen deutlich schwieriger als bei konventionellen Transformatoren, da die Streufelder nicht vernachlässigt werden können. In der Literatur sind daher zwei- und dreidimensionale simulative Untersuchungen der magnetischen Übertragungseigenschaften vorherrschend [13, 35, 36, 46, 47]. Problematisch an diesen Untersuchungen ist die teils hohe Komplexität der Modellierung, insbesondere im Dreidimensionalen. Eine analytische Betrachtung würde die Komplexität stark verringern, allerdings sind zu

diesem Ansatz kaum Veröffentlichungen zu finden. Lediglich in [12] erfolgt für einen Übertrager mit E-Kern eine Transformation des Übertrageraufbaus in einen magnetisch äquivalenten Kreis. Eine analytische Untersuchung wird jedoch nicht durchgeführt.

Im Folgenden soll gezeigt werden, dass eine allgemeine analytische Beschreibung des flach gewickelten Übertragers im magnetisch äquivalenten Kreis möglich ist. Sie führt zu belastbaren Ergebnissen und kann eine simulative Untersuchung unter bestimmten Bedingungen ersetzen. Anschließend erfolgt eine simulative Untersuchung für die zugrunde liegenden Randbedingungen von Tab. 2.2. Schlussendlich folgen der Aufbau und die praktische Untersuchung des Übertragers.

4.3.2 Analytische Untersuchung der flach gewickelten Übertragertopologie im magnetisch äquivalenten Kreis

Aus dem Aufbau des flach gewickelten Übertragers aus Abb. 4.1b lässt sich der in Abb. 4.3 dargestellte magnetisch äquivalente Kreis ableiten. Die magnetische Spannung V_M resultiert

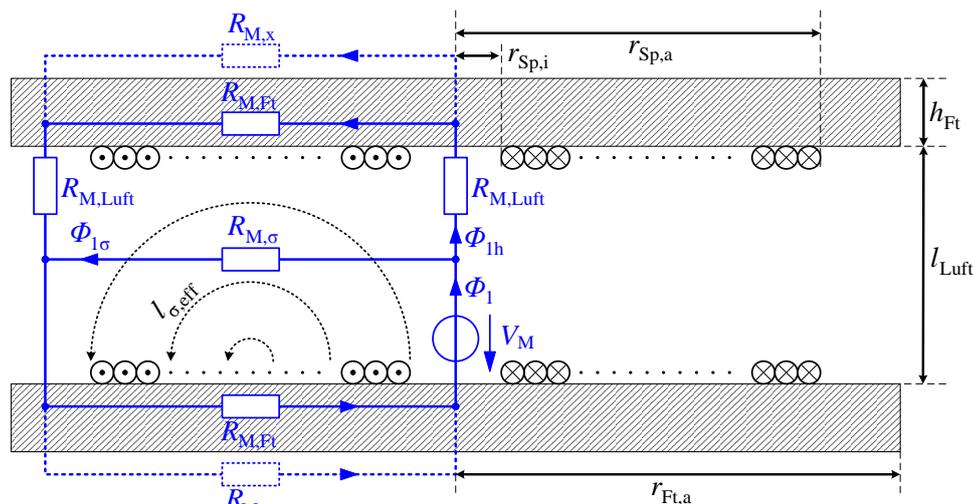


Abb. 4.3: Magnetisch äquivalenter Kreis des flach gewickelten Übertragers in Normalposition

aus der Wicklung der Primärspule mit n_1 Windungen, die von dem Strom I_1 durchflossen werden:

$$V_M = \Theta_1 = n_1 \cdot I_1. \quad (4.1)$$

Eine näherungsweise Bestimmung der magnetischen Widerstände des magnetisch äquivalenten Kreises kann aus den Materialparametern und den geometrischen Abmessungen des Übertragers mit Gl. 3.6 erfolgen. Zur Bestimmung des magnetischen Widerstands des Luftspaltes kann die magnetisch effektive Spulenfläche $A_{Sp,eff}$ über den mittleren Spulenradius approximiert werden. Durch eine Bestimmung der effektiven Luftspaltlänge $l_{Luft,eff}$ wird

berücksichtigt, dass der Pfad der Feldlinien im Mittel länger ist als die unmittelbare Luftspaltlänge l_{Luft} nach Abb. 4.3. Für die effektive Luftspaltlänge $l_{\text{Luft,eff}}$ kann näherungsweise geschrieben werden:

$$l_{\text{Luft,eff}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\pi}{2} \right) \cdot l_{\text{Luft}} \approx 1,285 \cdot l_{\text{Luft}}, \quad (4.2)$$

wobei der Faktor $\frac{1}{2} \left(1 + \frac{\pi}{2} \right) \approx 1,285$ den Mittelwert aus der direkten Verbindung zwischen primärem und sekundärem Ferritkern und einer Verbindung auf einem Halbkreisbogen beschreibt. Für den magnetischen Widerstand des Luftspaltes ergibt sich:

$$R_{\text{M,Luft}} = \frac{l_{\text{Luft,eff}}}{\mu_0 A_{\text{Sp,eff}}} \approx \frac{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{\pi}{2} \right) l_{\text{Luft}}}{\mu_0 \pi \left(\frac{r_{\text{Sp,i}} + r_{\text{Sp,a}}}{2} \right)^2}. \quad (4.3)$$

Der magnetische Widerstand des Ferritkerns $R_{\text{M,Ft}}$ lässt sich über die effektive Länge des Ferritkerns, die der Spulenbreite $r_{\text{Sp,a}} - r_{\text{Sp,i}}$ entspricht, sowie über den Querschnitt des Ferritkerns bestimmen, der als Produkt aus der Höhe des Ferritkerns h_{Ft} und des Kreisumfangs mit dem Spuleninnenradius $r_{\text{Sp,i}}$ approximiert werden kann:

$$R_{\text{M,Ft}} = \frac{l_{\text{Ft,eff}}}{\mu_0 \mu_{\text{Ft}} A_{\text{Ft}}} \approx \frac{r_{\text{Sp,a}} - r_{\text{Sp,i}}}{2 \pi \mu_0 \mu_{\text{Ft}} \frac{r_{\text{Sp,a}} - r_{\text{Sp,i}}}{2} h_{\text{Ft}}} = \frac{1}{\pi \mu_0 \mu_{\text{Ft}} h_{\text{Ft}}}. \quad (4.4)$$

Die magnetischen Feldlinien des Streufeldes können als Halbkreise mit unterschiedlichen Radien angenähert werden wie in Abb. 4.3 dargestellt. Der magnetische Widerstand eines Streupfades kann über Gl. 4.5 bestimmt werden mit $l_{\sigma,\text{eff}}$ als der effektiven Weglänge des Streupfades und $A_{\sigma,\text{eff}}$ als der zugehörigen Querschnittsfläche. Der Parameter $l_{\sigma,\text{eff}}$ kann als die Länge eines Halbkreisbogens mit dem Radius $\frac{r_{\text{Sp,a}} - r_{\text{Sp,i}}}{2}$ abgeschätzt werden. Für die Querschnittsfläche kann das Produkt aus dem mittleren Umfang der Spulenwicklung und dem mittleren Radius eines Streupfades angesetzt werden. Es ist anzumerken, dass Gl. 4.5 nur eine grobe Abschätzung für den magnetischen Widerstand des Streupfades darstellen kann, da die Streupfade individuell sehr unterschiedlich verlaufen.

$$R_{\text{M},\sigma} = \frac{l_{\sigma,\text{eff}}}{\mu_0 A_{\sigma,\text{eff}}} \approx \frac{\pi \frac{r_{\text{Sp,a}} - r_{\text{Sp,i}}}{2}}{\mu_0 2 \pi \frac{r_{\text{Sp,i}} + r_{\text{Sp,a}}}{2} \frac{l_{\text{Luft,eff}}}{2}} = \frac{r_{\text{Sp,a}} - r_{\text{Sp,i}}}{\mu_0 (r_{\text{Sp,i}} + r_{\text{Sp,a}}) l_{\text{Luft,eff}}} \quad (4.5)$$

Die primär- und sekundärseitigen Hauptflusspfade auf der Rückseite der Ferritkerne werden durch den magnetischen Widerstand $R_{\text{M},x}$ repräsentiert. Da das Verhältnis $R_{\text{M},x}/R_{\text{M,Fe}}$ üblicherweise sehr groß ist, kann $R_{\text{M},x}$ vernachlässigt werden, d.h. es wird $R_{\text{M},x} \rightarrow \infty$ angenommen.

Das Netzwerk der magnetischen Widerstände aus Abb. 4.3 lässt sich in dem äquivalenten

magnetischen Gesamtwiderstand R_M wie folgt zusammenfassen:

$$R_M = R_{M,Ft} + \frac{1}{\frac{1}{R_{M,\sigma}} + \frac{1}{2 \cdot R_{M,Luft} + R_{M,Ft}}} . \quad (4.6)$$

Der A_L -Wert des Übertragers ergibt sich nach Gl. 3.7 als der reziproke Wert des magnetischen Gesamtwiderstandes. Mit der magnetischen Spannung V_M lässt sich der Primärfluss Φ_1 bestimmen:

$$\Phi_1 = \frac{V_M}{R_M} . \quad (4.7)$$

Der Hauptfluss und der Streufluss bestimmen sich über die der Stromteilerregel äquivalente Flussteilerregel:

$$\Phi_{1h} = \frac{R_{M,\sigma}}{R_{M,\sigma} + 2 \cdot R_{M,Luft} + R_{M,Ft}} \Phi_1 \quad (4.8)$$

$$\Phi_{1\sigma} = \frac{2 \cdot R_{M,Luft} + R_{M,Ft}}{R_{M,\sigma} + 2 \cdot R_{M,Luft} + R_{M,Ft}} \Phi_1 . \quad (4.9)$$

Mithilfe von Gl. 3.16 und durch ein Einsetzen von Gl. 4.7 und 4.8 kann daraus die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspule bestimmt werden:

$$k = \frac{\Phi_{1h}}{\Phi_1} = \frac{R_{M,\sigma}}{R_{M,\sigma} + 2 \cdot R_{M,Luft} + R_{M,Ft}} . \quad (4.10)$$

Eine Variation des Luftspaltes l_{Luft} führt nach Gl. 4.3 zu einer proportionalen Änderung des magnetischen Widerstands des Luftspaltpfades und nach Gl. 4.5 zu einer umgekehrt proportionalen Änderung des magnetischen Widerstands des Streupfades. Nach Gl. 4.10 resultiert daraus eine sinkende Kopplung, falls die Luftspaltlänge größer wird. Hinsichtlich des A_L -Wertes lässt sich anhand von Gl. 4.6 keine direkte Aussage treffen, da sowohl $R_{M,\sigma}$ als auch $R_{M,Luft}$ in Gl. 4.6 von der Luftspaltlänge abhängig sind.

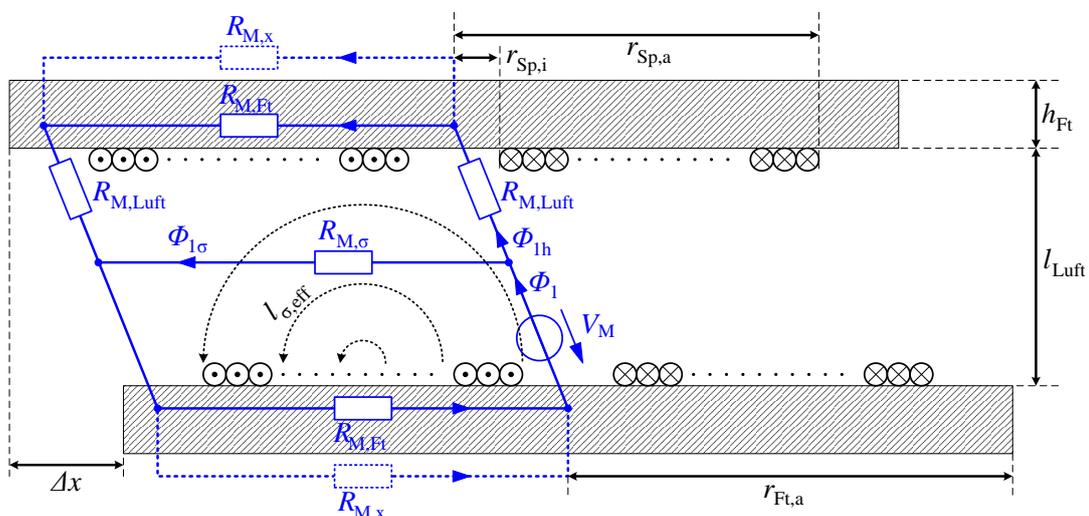


Abb. 4.4: Magnetisch äquivalenter Kreis des flach gewickelten Übertragers bei Versatz Δx

Bei einem Versatz Δx zwischen der Primär- und Sekundärspule, wie in Abb. 4.4 dargestellt, verlängert sich die effektive Luftspalllänge und kann mit dem Wert

$$l_{\text{Luft,eff}} \approx \sqrt{\left(\frac{1}{2} \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) l_{\text{Luft}}\right)^2 + (\Delta x)^2} \quad (4.11)$$

abgeschätzt werden. Nach Gl. 4.6 und Gl. 4.10 resultiert dies in einer Reduzierung der Kopplung.

4.3.3 Simulative Untersuchung der flach gewickelten Übertragertopologie

Die simulative Untersuchung der magnetischen Übertragungseigenschaften geschieht üblicherweise nach der Finite-Elemente-Methode (FEM), einem numerischen Verfahren zur Lösung partieller Differentialgleichungen. Bei flach gewickelten Topologien wird der Übertrager dabei als 2-dimensionales Problem mit Axialsymmetrie oder als 3-dimensionales Problem modelliert. Um die Komplexität der Berechnungen gering zu halten, kommt soweit möglich eine 2D-Simulation zum Einsatz. Diese unterliegt aufgrund der Axialsymmetrie des Modells jedoch den folgenden Einschränkungen:

- Untersuchung eines horizontalen Versatzes (lateral / Fahrtrichtung) nicht möglich
- Betrachtung ovaler / rechteckförmiger Geometrien nicht möglich (Annäherung durch Kreisform erforderlich)
- Untersuchung verschiedener Kernstrukturen z.B. einzelner Stäbe nicht möglich (Modellierung als massiver Ferritkern erforderlich)

Die 3D-Simulation unterliegt keinerlei Einschränkungen, jedoch sind üblicherweise vereinfachende Annahmen zu treffen, um den Rechenaufwand zu reduzieren wie z.B. die Annäherung durch eine Rechteckform bei ovalen Geometrien. Die Berechnung der Kopplung in der Simulationssoftware erfolgt entweder über das Verhältnis des Hauptflusses Φ_{1h} zu dem Gesamtfluss Φ_1 oder über das Verhältnis der in der Sekundärspule induzierten Spannung bei sekundärseitigem Leerlauf und der an der Primärspule anliegenden Spannung.

Auf Grundlage der Randbedingungen für das Flurförderfahrzeug wird ein Simulationsmodell eines flach gewickelten Übertragers mit den Randbedingungen aus Tab. 2.2 erstellt. In Abb. 4.5 ist das Ergebnis einer 2D-Magnetfeldsimulation mit einer von einem Strom durchflossenen Primärspule dargestellt. Die Sekundärspule befindet sich im Leerlauf. Anhand der magnetischen Feldlinien ist zu erkennen, dass sich das Feld hauptsächlich zwischen den beiden Ferritkernen konzentriert. Hier verlaufen die Feldlinien annähernd geradlinig. An den seitlichen Rändern des Übertragers verlaufen die Feldlinien dagegen auf Kreisbögen, deren Mittelpunkte sich mit größer werdendem Radius langsam nach außen verschieben. In diesem Bereich ist die Länge der Feldlinien damit deutlich größer als der Luftspalt. Unmittelbar über

der Primärwicklung lässt sich der Einfluss des Streufeldes beobachten. Hier verlaufen die Feldlinien annähernd halbkreisförmig um die Primärwicklung herum. Es kann festgehalten werden, dass diese Beobachtungen gut mit den Annahmen aus der analytischen Betrachtung des magnetisch äquivalenten Kreises in Kap. 4.3.2 übereinstimmen. Im Folgenden werden weitere Simulationen zur Untersuchung der Kopplung und des A_L -Wertes mit dem Simulationsmodell aus Abb. 4.5 durchgeführt. Die resultierenden Ergebnisse werden mit denen verglichen, die sich aus dem analytischen Ansatz über den magnetisch äquivalenten Kreis ergeben.

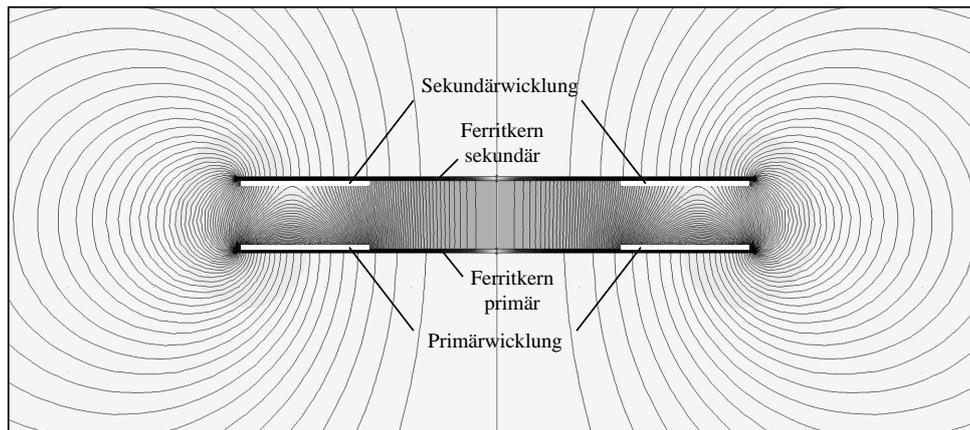


Abb. 4.5: Axialsymmetrische 2D-Magnetfeldsimulation des flach gewickelten Übertragers mit $r_{Sp,i} = 150$ mm, $r_{Sp,a} = 300$ mm, $l_{Luft} = 60$ mm, $d_{Ft} = 5$ mm, $\mu_{Ft} = 2300$, $n_1 = n_2 = 10$, $I_1 = 10$ A, $I_2 = 0$ A

Vertikaler Versatz

Für eine Variation der Luftspaltlänge sind die Ergebnisse der 2D-Simulationen mit dem Simulationsmodell aus Abb. 4.5 in Abb. 4.6 dargestellt. Zur Validierung der analytischen Ergebnisse des magnetisch äquivalenten Kreises aus Abb. 4.3 sind in Abb. 4.6 ebenfalls die berechneten Werte für die Kopplung nach Gl. 4.10 und für den A_L -Wert dargestellt.

Wie zu erkennen ist, zeigt der Kopplungsfaktor einen monoton fallenden Verlauf mit größer werdendem Luftspalt. Für den Fall, dass der äußere Spulenradius und die Luftspaltlänge gleich groß sind, ist ein Kopplungsfaktor von 0,15 zu erwarten. Hinsichtlich einer praktischen Realisierung mit dem Ziel einer hohen Effizienz der Übertragung, lässt sich erkennen, dass der äußere Spulenradius größer sein sollte als die Luftspaltlänge. Dies ist für die Randbedingungen aus Tab. 2.2 erfüllt. Generell ist zu erkennen, dass der berechnete Verlauf der Kopplung mit den Simulationsergebnissen sehr präzise übereinstimmt.

In Abb. 4.6b lässt sich anhand der Simulationsergebnisse erkennen, dass der A_L -Wert mit größer werdendem Luftspalt sinkt. Für eine Systemauslegung ist zu beachten, dass die Änderung des A_L -Wertes in Abhängigkeit des Luftspaltes bei kleinen Luftspaltlängen erheblich ist. Zu erklären ist dieses Verhalten damit, dass der magnetische Widerstand eines Pfades im

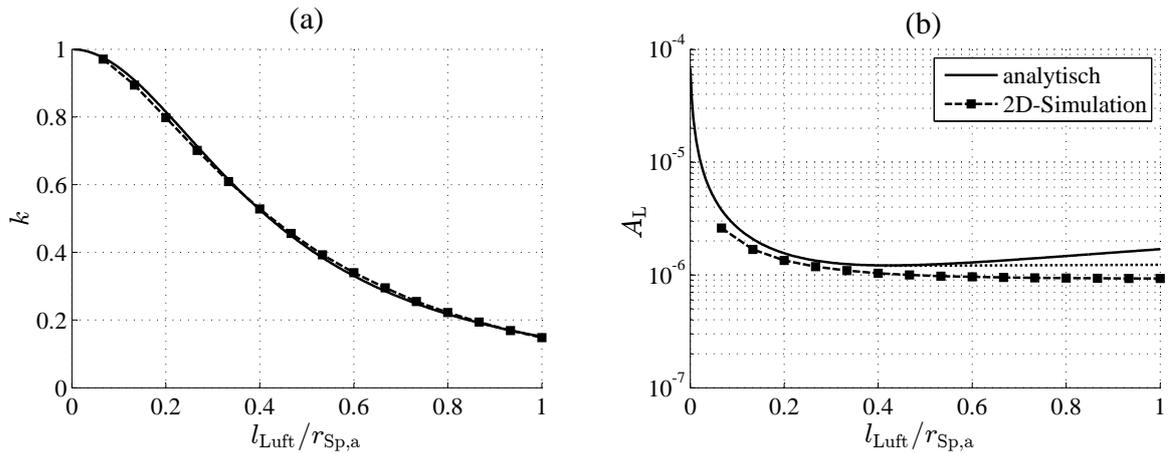


Abb. 4.6: Analytisch und simulativ ermittelte Werte des Übertragers als Funktion der normierten Luftspaltlänge mit $r_{\text{Sp,a}} = 2r_{\text{Sp,i}} = 300$ mm, $h_{\text{Ft}} = 5$ mm, $\mu_{\text{Ft}} = 2300$: (a) Kopplung, (b) A_L -Wert

Luftspalt je Längeneinheit um den Faktor $\mu_{\text{Ft}} = 2300$ größer ist als eines Pfades im Ferritkern und entscheidend den gesamten magnetischen Widerstand bestimmt. Dagegen nimmt der Einfluss bei größeren Luftspaltlängen ab und der A_L -Wert des gesamten Übertragers nähert sich dem A_L -Wert der isolierten Primärspule asymptotisch an.

Die analytischen Ergebnisse zeigen im Unterschied zu den simulativen Ergebnissen einen Anstieg des A_L -Wertes bei großen Luftspaltwerten, der auf die Vereinfachungen in der analytischen Darstellung zurückzuführen ist. Um den Fehler zu korrigieren, kann näherungsweise der Verlauf des A_L -Wertes als konstant angenommen werden, sobald er das berechnete Minimum erreicht hat, wie in Abb. 4.6b (gepunktete Gerade) angedeutet. Auf diese Weise liefert der magnetisch äquivalente Kreis auch für den A_L -Wert gute Ergebnisse.

Horizontaler Versatz

Für die Untersuchung der Kopplung und des A_L -Wertes bei horizontalem Versatz ist eine 3D-Simulation erforderlich. Dazu wird das 2D-Simulationsmodell aus Abb. 4.5 in den dreidimensionalen Raum übertragen. Die Ergebnisse der 3D-Simulation und vergleichend dazu die analytisch bestimmten Werte sind in Abb. 4.7 dargestellt.

Die Kopplung zeigt einen monoton fallenden Verlauf mit größer werdendem Versatz. Für den Fall eines kleinen Verhältnisses $l_{\text{Luft}}/r_{\text{Sp,a}}$ ist die Ausgangskopplung bei $\Delta x = 0$ höher als bei einem großen Verhältnis, allerdings nimmt die Kopplung bei größer werdendem Versatz deutlich schneller ab, sodass sich die Kurven $l_{\text{Luft}}/r_{\text{Sp,a}} = 0,2$ und $l_{\text{Luft}}/r_{\text{Sp,a}} = 0,5$ einander annähern.

Zwischen den berechneten und den simulierten Werten zeigt sich mit größer werdendem Versatz eine zunehmende Abweichung. Diese lässt sich darauf zurückführen, dass sich der Hauptfluss teilweise auslöscht und die Kopplung dadurch signifikant kleiner wird, wenn die

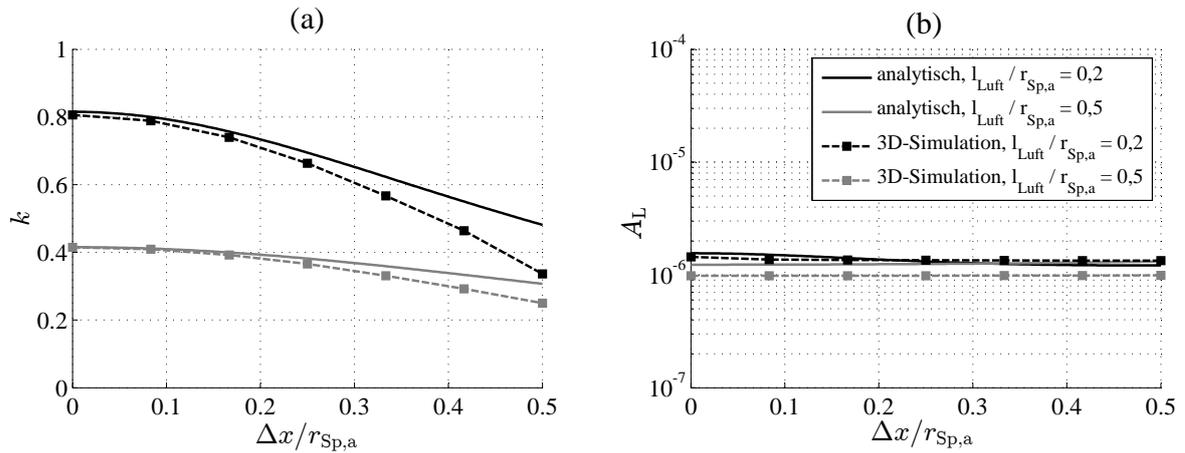


Abb. 4.7: Analytisch und simulativ ermittelte Werte des Übertragers als Funktion der normierten Luftspaltlänge mit $r_{Sp,a} = 2r_{Sp,i} = 300$ mm, $h_{Ft} = 5$ mm, $\mu_{Ft} = 2300$: (a) Kopplung, (b) A_L -Wert

Spulen gegeneinander verschoben sind [34]. Diese Auslöschungseffekte werden durch den magnetisch äquivalenten Kreis nicht abgebildet, woraus der Fehler resultiert. Der A_L -Wert verändert sich hingegen nur geringfügig, wenn der Versatz vergrößert wird. Hier stehen die analytischen und simulativen Ergebnisse in Einklang.

Als Ergebnis der vorliegenden Untersuchungen kann festgehalten werden, dass eine analytische Beschreibung des flach gewickelten Übertragers durch ein Modell des magnetisch äquivalenten Kreises möglich ist. Für den Fall eines variablen Luftspaltes kann sowohl die Kopplung als auch der A_L -Wert mit guter Genauigkeit bestimmt werden. Im Falle eines horizontalen Versatzes eignet sich das Modell des magnetisch äquivalenten Kreises gut zur Beschreibung des A_L -Wertes und bedingt zur Beschreibung der Kopplung (Bedingung: der Versatz ist deutlich kleiner als der äußere Spulendurchmesser). Es lässt sich festhalten, dass das vorgeschlagene Konzept einer Bestimmung der Übertragereigenschaften mit dem Modell des magnetisch äquivalenten Kreises eine simulative Untersuchung teilweise ersetzen kann. Dies ist insbesondere bei Anwendungen möglich, bei denen eine grobe Bestimmung der Übertragereigenschaften ausreicht und keine aufwendigen Magnetfeldsimulationen durchgeführt werden sollen.

4.4 Konkretisierung flach gewickelter Übertrager

Flach gewickelte Übertrager besitzen hinsichtlich ihres Aufbaus eine Reihe von Freiheitsgraden, die die Übertragereigenschaften beeinflussen:

- Ferritgröße (Breite, Länge, Dicke) und Ferritposition
- Spulendurchmesser und -position
- Art und Größe der Abschirmung.

Im Folgenden werden diese Parameter genauer betrachtet.

4.4.1 Stand der Technik

In der Literatur lassen sich sehr detaillierte Untersuchungen zu der Ferritkonfiguration von flach gewickelten Übertragern finden. Die Zielstellung ist im Allgemeinen eine Konfiguration zu finden, die unter Einsatz von möglichst wenig Ferritmaterial zu einer möglichst hohen magnetischen Kopplung des Übertragers führt. Die magnetische Kopplung gilt als ein entscheidendes Maß für die erzielbare Effizienz einer induktiven Energieübertragung [46]. Durch eine Erhöhung der Kopplung kann im Allgemeinen die Effizienz des Gesamtsystems erhöht werden [13], wobei sich der Wirkungsgrad nach [48] über eine Kopplung von etwa 0,6 hinaus nicht mehr spürbar erhöht.

In [14] werden mittels 3D-Simulationen Übertrager mit 600 mm Außenradius zur Übertragung einer Leistung von 5 kW hinsichtlich der Anordnung und Realisierung des ferromagnetischen Materials und der Wicklung untersucht (Abb. 4.8). Es kann gezeigt werden, dass

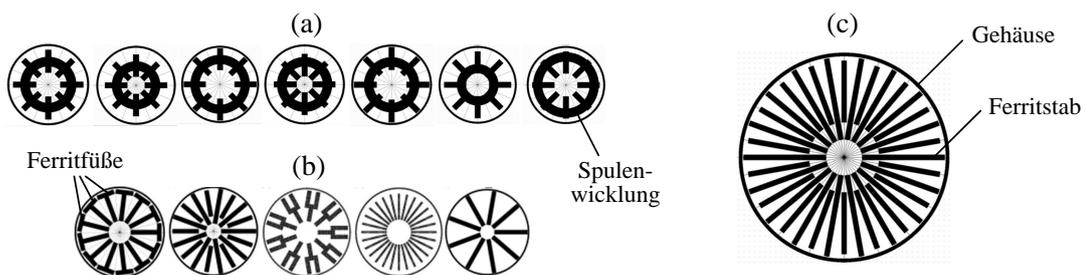


Abb. 4.8: Realisierungsmöglichkeiten flach gewickelter Übertrager in der Draufsicht nach [14]: (a) Variation von Ferrit- und Spulenposition, (b) Variation von Ferritstabanzahl und -geometrie, (c) optimale Übertragerstruktur

eine Realisierung mit Ferritstäben einer massiven Ferritscheibe vorzuziehen ist, da es möglich ist, das Ferritvolumen auf diese Weise signifikant zu verringern ohne große Einbußen bei der Kopplung hinnehmen zu müssen. Als vorteilhaft erweisen sich zudem lange Ferritstäbe, die nach außen bis an den Rand des Übertragers reichen. Weder eine Erhöhung der Ferritstabbreite oder -dicke noch das Hinzufügen von „Füßen“ an den Ende haben dagegen großen Einfluss auf die Kopplung. In [14] wird des Weiteren gezeigt, dass es sinnvoll ist, den inneren Kerndurchmesser auf etwa 12 % des gesamten Übertragerdurchmessers zu dimensionieren. Das optimale Layout ist in Abb. 4.8c dargestellt und zeichnet sich durch eine große Anzahl langer, schmaler Ferritstäbe aus.

Neben den Untersuchungen zum Ferritkern werden in [14] die optimale Spulenposition und -breite bestimmt. Der mittlere Spulendurchmesser sollte etwa 57 % des gesamten Übertragerdurchmessers und die Spulenbreite etwa 40 % der Ferritstablänge betragen. Als weiteres Ergebnis wird gezeigt, dass die Kopplung bei einem horizontalen Versatz der Sekundärspule

von etwa 40 % des Spulendurchmessers gleich null wird. Der Spulendurchmesser sollte daher deutlich größer als das 2,5-fache des maximal tolerierten Versatzes sein. Hinsichtlich der relativen Größe der Spulen wird in [49] gezeigt, dass für die Sekundärspule ein gleich großer oder geringfügig größerer Durchmesser verwendet werden sollte als für die Primärspule.

Unter Anwendung verschieden umfangreicher Optimierungsansätze erreichen die in der Literatur vorgestellten Energieübertragungssysteme (Tab. 10.1) zumeist Kopplungswerte, die zwischen 0,2 und 0,5 liegen. Damit lassen sich, wie in Tab. 10.1 zu erkennen, Gesamtsystemwirkungsgrade erzielen, die zumeist deutlich über 90 % liegen. Im Folgenden soll eine für die Randbedingungen des Flurförderfahrzeugs (Kap. 2) geeignete Überträgerkonfiguration gefunden werden, die in jedem Betriebspunkt eine Kopplung von mindestens 0,2 aufweist.

4.4.2 Konfiguration des Übertragers für das Flurförderfahrzeug

Für die praktische Realisierung des flach gewickelten Übertragers für das Flurförderfahrzeug wird die Verwendung von Ferritstäben zur Reduzierung des Ferritvolumens anstelle eines massiven Ferritkerns vorgesehen. Des Weiteren werden die Primär- und Sekundärspule gleich groß gewählt und es erfolgt eine Orientierung an der in [14] genannten optimalen Anordnung für die Spule und den Ferritkern. Aufgrund der Tatsache, dass bei dem Flurförderfahrzeug ein rechteckförmiger Bauraum für die Spulenplatten zur Verfügung steht, soll die Realisierung einer ovalen anstelle einer kreisförmigen Spule in Betracht gezogen werden, um den Bauraum möglichst gut auszunutzen.

Die maximalen äußeren Abmessungen der Überträgerplatten sind in Tab. 2.2 dargestellt. Unter Berücksichtigung eines 15 mm breiten Randes zur Montage des Übertragers ergeben sich die in Tab. 10.3 dargestellten nutzbaren Abmessungen (Länge und Breite) für die Spulenwicklung und den Ferritkern. Für den Durchmesser der Spulenwicklung und die Dicke des Ferritkerns stehen insgesamt 10 mm zur Verfügung, da oberhalb der Spulenwicklung und unterhalb des Ferritkerns jeweils 5 mm zur Abdeckung vorgesehen werden.

Nach den Ausführungen in [14] ist die Ferritkernbreite b_{Ft} möglichst groß zu wählen, wobei ein Innendurchmesser von 12 % des Außendurchmessers des Übertragers vorgesehen werden sollte. Dies entspräche einer Ferritkernbreite von 206,8 mm für die Querseite der Überträgerplatte und 268,4 mm für die Längsseite. Da die größtmöglichen Ferritstäbe, die erhältlich sind, die Abmessungen $l_{Ft} = 160$ mm, $b_{Ft} = 40$ mm und $d_{Ft} = 5$ mm besitzen, werden diese gewählt. Die Ferritstäbe werden soweit außen wie möglich angeordnet. Die Ferritstäbe werden gefertigt aus dem Material Typ „3C94“ von Ferroxcube, einem Ferritmaterial für Leistungsanwendungen bis 300 kHz. Die Permeabilität des Materials beträgt $\mu_r = 2300 \pm 20\%$, die Sättigungsflussdichte liegt zwischen 380 und 470 mT, abhängig von der Temperatur.

Die Breite der Spule b_{Sp} richtet sich nach der Anzahl der erforderlichen Windungen und ist auf den Wert b_{Ft} abzüglich eines Randes von 5 mm beschränkt. Für den maximalen Durch-

messer einer Windung werden 5 mm vorgesehen. Damit lässt sich ein effektiver Kupferquerschnitt einer Windung von etwa 10 mm^2 realisieren. In Abb. 4.9 ist der Übertrager im Querschnitt abgebildet, in Tab. 10.3 im Anhang sind alle Parameter nochmals aufgelistet.

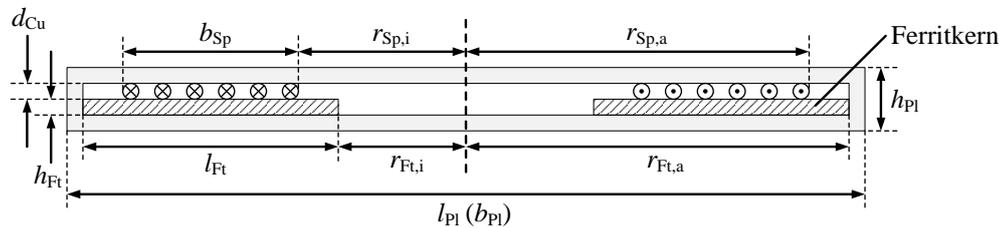


Abb. 4.9: Querschnitt des flach gewickelten Übertragers für das Flurförderfahrzeug mit den Randbedingungen aus Kap. 2

4.4.3 Modellbildung des Übertragers für das Flurförderfahrzeug

Als nächster Schritt wird eine simulative Untersuchung des Übertragers angestrebt, um die Kopplung und den A_L -Wert zu bestimmen. Zur Approximation der ovalen Form des Übertragers erfolgt eine Modellbildung mit zwei kreisförmigen Simulationsmodellen mit unterschiedlichen Durchmessern. Das erste Simulationsmodell „SM-I“ (Abb. 4.10a) wird mit dem Außenradius des Ferritkerns $r_{Ft,a}$ an die Breite des zur Verfügung stehenden Bauraums angepasst. Das zweite Simulationsmodell „SM-II“ (Abb. 4.10b) wird an die Länge des zur Verfügung stehenden Bauraums angepasst. Durch das erste Modell kann bei der Simulation eine untere Grenze für die Kopplung bestimmt werden, durch das zweite Modell eine obere Grenze. Die Kopplung der ovalen Geometrie liegt zwangsweise innerhalb der Grenzen.

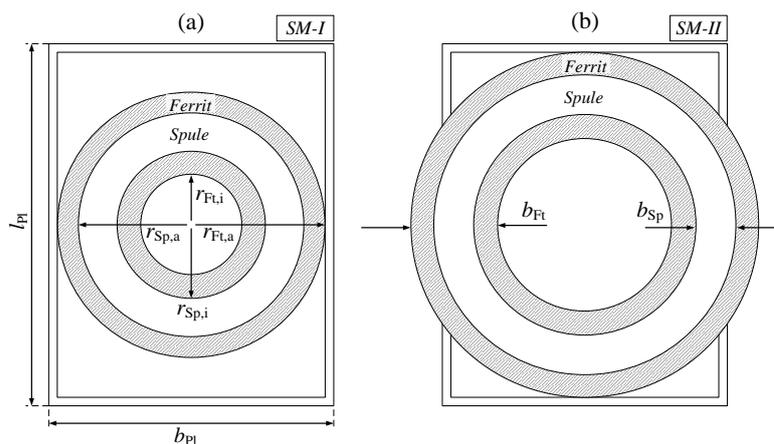


Abb. 4.10: Simulationsmodelle des kreisförmigen Übertragers in der Draufsicht: (a) SM-I: Anpassung des Außendurchmessers an die Breite des Übertragers, (b) SM-II: Anpassung des Außendurchmessers an die Länge des Übertragers

Die Bestimmung der optimalen Übertragerkonfiguration hinsichtlich einer maximalen Kopplung erfolgt für die beiden beschriebenen Simulationsmodelle einmal ohne Berücksichtigung

des umgebenden Fahrzeugs und einmal mit Berücksichtigung des Fahrzeugchassis und des Seitenschwellers, die in der Simulation als massive Eisenflächen modelliert werden.

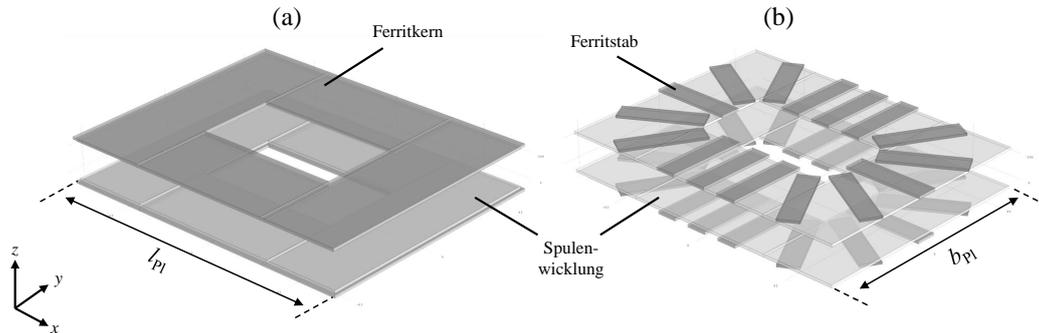


Abb. 4.11: 3D-Simulationsmodelle des Übertragers: (a) mit massivem Ferritkern, (b) mit 16 Ferritstäben à 160 x 40 x 5 mm pro Seite

Für die Modellbildung der 3D-Simulation wird die ovale Spulenform durch eine Rechteckform approximiert wie in Abb. 4.11a dargestellt. In Abb. 4.11b ist die Realisierung mit 16 Ferritstäben auf der Primär- und Sekundärseite veranschaulicht.

In einem ersten Schritt wird die optimale Positionierung der Wicklung untersucht (siehe Kap. 10.4.1 im Anhang). Es kann gezeigt werden, dass eine mittige Anordnung der Wicklung hinsichtlich der Kopplung optimal ist. Im Folgenden wird daher stets von einer mittigen Positionierung ausgegangen.

4.4.4 Untersuchung der Kopplung in Abhängigkeit des Luftspalts und des Versatzes

Bestimmung der Kopplung in Abhängigkeit des Luftspalts

Für die 2D-Modelle nach Abb. 4.10 und die 3D-Modelle nach Abb. 4.11 wird die Kopplung in Abhängigkeit des Abstands der Primär- und Sekundärspule bestimmt. Die Vorgehensweise ist im Anhang detailliert beschrieben (Kap. 10.4.2). Die Ergebnisse sind in Abb. 4.12 dargestellt. Für den Nennabstand $z_N = 60$ mm lässt sich bei Berücksichtigung des Fahrzeugchassis für eine ovale Geometrie eine Kopplung zwischen 0,515 und 0,556 erhalten.

Es erfolgt ein praktischer Aufbau des Übertragers (Abb. 10.5 im Anhang), um die Simulationsergebnisse zu verifizieren. Die Primärwicklung wird mit 10 Windungen ausgeführt (Abb. 10.5b im Anhang), die Sekundärwicklung zunächst ebenso mit 10 Windungen. In einer zweiten Messreihe („Messung 10/3 Wdg.“) wird n_2 auf 3 reduziert (Abb. 10.5c im Anhang), um zu untersuchen, wie sich die Kopplung bei einem Windungszahlverhältnis > 1 mit kleinen Windungszahlen auf der Sekundärseite verhält. Das Kupfervolumen wird dabei annähernd konstant gehalten, indem entsprechend viele parallele Wicklungen eingebracht werden. Die Ergebnisse der messtechnischen Untersuchung mit dem LCR-Meter Typ „ST2826A“ von Sourcetric sind in Abb. 4.12 veranschaulicht.

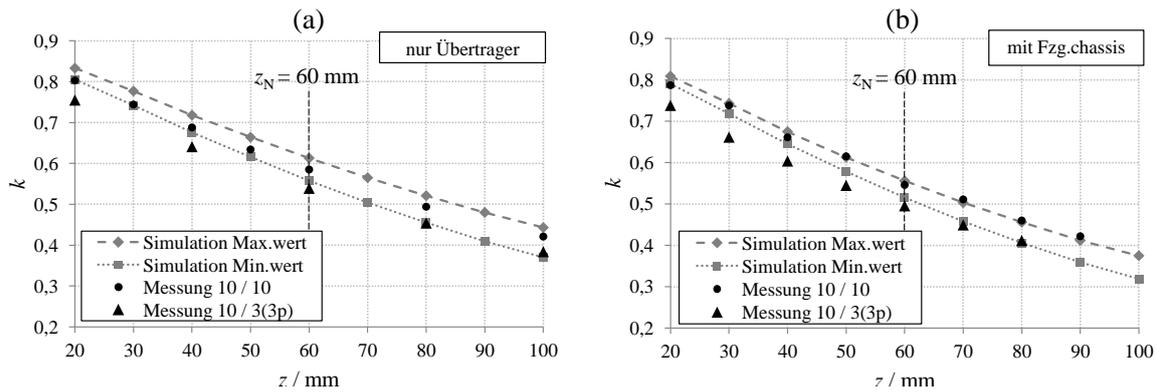


Abb. 4.12: Simulationsergebnisse (berechnete Minimal- und Maximalwerte) und Messwerte für den Kopplungsfaktor in Abhängigkeit des Spulenabstands z für die Wicklungspaare $n_1 = 10, n_2 = 10$ und $n_1 = 10, n_2 = 3(3p)$: (a) ohne Fahrzeugchassis, (b) mit Fahrzeugchassis; Werte in Klammern: Anzahl paralleler Wicklungen

Es lässt sich erkennen, dass die Messwerte für 10 Windungen auf der Primär- und Sekundärseite für jeden betrachteten Wert z zwischen dem simulativ bestimmten Minimal- und Maximalwert der Kopplung liegen. Eine Realisierung mit nur 3 Windungen auf der Sekundärseite führt zu einer Reduzierung der Kopplung um 0,03 - 0,06. Wie zu erkennen liegen die Messwerte damit zum Großteil außerhalb des simulativ bestimmten Minimal- und Maximalwerts der Kopplung. Die Abnahme der Kopplung bei kleineren Windungszahlen lässt sich dadurch erklären, dass die Spulenzuleitung, die eine konstante Streuinduktivität hervorruft, bei einer kleinen Windungszahl relativ zur Gesamtlänge der Spule gesehen einen größeren Anteil ausmacht. Des Weiteren sind zwangsweise einige der parallelen Wicklungen besser positioniert (hinsichtlich einer hohen Kopplung) als andere. Es kann erwartet werden, dass die ungünstigste Wicklung die resultierende Kopplung maßgeblich beeinflusst.

Aus den Ergebnissen lässt sich schließen, dass die Modellierung der Wicklung als homogenes Volumen ohne diskrete Windungen die Realität bei 10 Windungen auf der Primär- und Sekundärseite gut abbildet und die verwendeten Simulationsmodelle eine präzise Bestimmung der zu erwartenden Kopplung zulassen. Eine stark reduzierte Windungszahl auf der Sekundärseite führt dagegen zu Kopplungseinbußen. Um diesen Effekt in der Simulation zu berücksichtigen, wäre eine Modellbildung mit diskreten Windungen erforderlich, die wiederum eine sehr leistungsfähige Hardware erforderlich macht. Für die praktische Realisierung bedeutet die Feststellung, dass zum Zwecke einer hohen Kopplung eine Übertragerkonfiguration gewählt werden sollte, bei der sehr kleine Windungszahlen vermieden werden.

Bestimmung der Kopplung für Versatz in Fahrtrichtung

Die Berechnung der Kopplung im Falle eines Versatzes in Fahrtrichtung Δx hat auf Basis des 3D-Modells zu erfolgen, da im 2D-Modell kein Versatz in x - und y -Richtung dargestellt werden kann. Die Vorgehensweise ist im Anhang (Kap. 10.4.3) beschrieben. Die simulativen und experimentellen Ergebnisse ohne und mit Fahrzeug sind in Abb. 4.13 dargestellt.

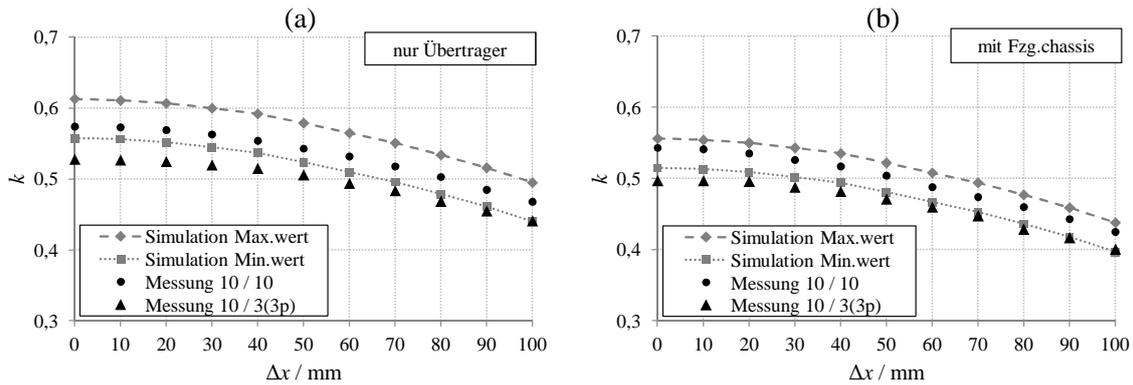


Abb. 4.13: Simulationsergebnisse (berechnete Minimal- und Maximalwerte) und Messwerte für den Kopplungsfaktor in Abhängigkeit des Versatzes in Vorwärtsrichtung Δx für die Wicklungspaare $n_1 = 10, n_2 = 10$ und $n_1 = 10, n_2 = 3(3p)$: (a) ohne Fahrzeugchassis, (b) mit Fahrzeugchassis; Werte in Klammern: Anzahl paralleler Wicklungen

Anhand der Ergebnisse ist zu erkennen, dass die Kopplung mit größer werdendem Versatz abnimmt. Die gemessenen Kopplungswerte für 10 Windungen auf der Primär- und Sekundärseite liegen auch hier im Bereich zwischen Minimal- und Maximalwert der Simulation. Bei einer Realisierung mit 3 Windungen auf der Sekundärseite liegen die Messwerte knapp unterhalb des Minimalwertes der Simulation. Als Fazit lässt sich festhalten, dass eine Positionierungsabweichung des Flurförderfahrzeugs in Vorwärtsrichtung bis zu einigen Zentimetern kaum Auswirkungen auf die Kopplung hat und für den Betrieb des Systems daher unkritisch ist.

Bestimmung der Kopplung für Versatz in lateraler Richtung

Analog zum Versatz in Fahrtrichtung erfolgt die Bestimmung der Kopplung für einen lateralen Versatz Δy auf Basis des 3D-Modells. Die Vorgehensweise ist im Anhang (Kap. 10.4.4) beschrieben. Die Ergebnisse der Simulation sind in Abb. 4.14a und Abb. 4.14b veranschaulicht, ebenso wie die Messergebnisse der Laboruntersuchung.

Es ist zu erkennen, dass die Messwerte für einen Übertrager mit $n_1 = n_2 = 10$ mit den Simulationsergebnissen in Einklang stehen, während die Kopplung für den Fall $n_1 = 10$ und $n_2 = 3$ wiederum niedriger liegt. Im Gegensatz zu einem Versatz in Fahrtrichtung lässt sich bei einem lateralen Versatz eine stärkere Abhängigkeit von dem Versatz feststellen. Aufgrund der ovalen Spulenform nimmt die flächenmäßige Überlappung der Primär- und Sekundärspule mit größer werdendem Versatz in lateraler Richtung deutlich schneller ab als in Fahrtrichtung.

Für die praktische Realisierung kann als wichtiges Fazit festgehalten werden, dass ein Versatz in lateraler Richtung generell kritischer ist als in Fahrtrichtung. Mit einer minimalen Kopplung von 0,374 ohne Fahrzeugchassis bzw. 0,351 bei Berücksichtigung des Fahrzeug-

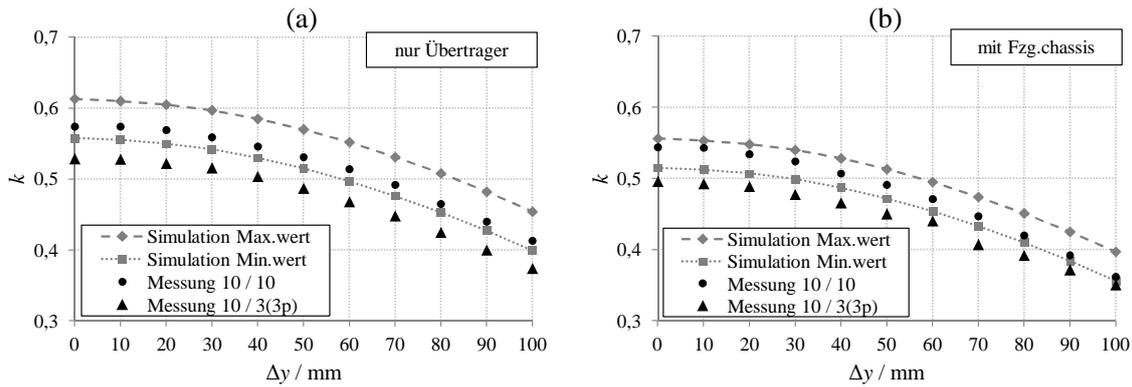


Abb. 4.14: Simulationsergebnisse (berechnete Minimal- und Maximalwerte) und Messwerte für den Kopplungsfaktor in Abhängigkeit des lateralen Versatzes Δy für die Wicklungspaare $n_1 = 10, n_2 = 10$ und $n_1 = 10, n_2 = 3(3p)$: (a) ohne Fahrzeugchassis, (b) mit Fahrzeugchassis; Werte in Klammern: Anzahl paralleler Wicklungen

chassis sind die Werte im Vergleich zu verschiedenen in der Literatur beschriebenen Übertragungssystemen (Tab. 10.1) jedoch als ausreichend hoch einzuschätzen.

4.4.5 Relevante Parameter für die elektrische Übertragerauslegung

Für die Auslegung des Übertragungssystems sind die Grenzen zu bestimmen, in denen sich die Übertragerparameter während des Betriebs bewegen können. Zu diesem Zwecke sind die Minimal- und Maximalwerte der Kopplung und des A_L -Wertes zu bestimmen.

Kopplungsfaktor k

Aus den vorangegangenen Untersuchungen ist bekannt, dass das Maximum der Kopplung k_{\max} bei optimaler Positionierung auftritt und das Minimum k_{\min} bei dem größtmöglichen Versatz ($\Delta x_{\max} = 50 \text{ mm}$, $\Delta y_{\max} = 100 \text{ mm}$). Der Abstand der Übertragerplatten wird für das gegebene System mit einem Wert von 60 mm nach Tab. 2.2 als konstant angenommen.

Die Werte der Kopplung für Nullversatz können Tab. 10.6 entnommen werden. Für den maximalen Versatz werden weitere Simulationen bzw. Messungen mit den Wicklungspaaren $n_1 = 10, n_2 = 10$ und $n_1 = 10, n_2 = 3(3p)$ bei Montage des Übertragers am Flurförderfahrzeug durchgeführt (der Wert in Klammern gibt die Anzahl paralleler Wicklungen an). Darüber hinaus wird ein weiteres Wicklungspaar mit der Konfiguration $n_1 = 8, n_2 = 2(5p)$ vermessen. Die Ergebnisse sind in Tab. 4.3 dargestellt.

Wie zu erkennen, liegt der Kopplungsfaktor für $n_1 = n_2 = 10$ zwischen 0,316 und 0,543 und damit im simulativ ermittelten Bereich. Die Kopplung reduziert sich auf 0,297 bzw. 0,497, falls die Windungszahl der Sekundärspule auf $n_2 = 3$ verringert wird. Bei der Konfiguration $n_1 = 8, n_2 = 2(5p)$ kann nochmals eine geringfügige Reduzierung der Kopplung festgestellt

$\Delta x / \text{mm}$	$\Delta y / \text{mm}$	Simulation		Messung Kopplung k		
		k_{\min}	k_{\max}	$n_1=10, n_2=10$	$n_1=10, n_2=3(3p)$	$n_1=8, n_2=2(5p)$
0	0	0,515	0,556	0,543	0,497	0,467
50	100	0,315	0,356	0,316	0,297	0,284

Tab. 4.3: Kopplungsfaktoren für die relevanten Szenarien der Systemauslegung mit Fahrzeug für einen Luftspalt von 60mm: Simulationsergebnisse und Labormesswerte

werden. Mit einem Minimalwert von 0,284 liegt die Kopplung dennoch deutlich über dem in Abschnitt 4.4.1 spezifizierten Minimalwert von 0,2.

Für die elektrische Auslegung des Übertragers ist anzumerken, dass eine gewisse Toleranz (z.B. $\pm 10\%$) des Kopplungsfaktors nach oben sowie nach unten berücksichtigt werden sollte, um Ungenauigkeiten bei der Montage der Übertragerplatten und Abweichungen von dem Nenn-Spulenabstand z.B. durch Verschleiß der Räder und weitere Faktoren, durch die sich die Kopplung geringfügig ändern kann, zu berücksichtigen.

Induktivitätskonstante A_L

Ebenso wie die Kopplung erreicht der A_L -Wert sein Maximum bei Nullversatz und sein Minimum bei Maximalversatz. Analog zur Kopplung wird der A_L -Wert simulativ und messtechnisch bestimmt. Die Ergebnisse für die betrachteten Wicklungspaare $n_1 = 10, n_2 = 10$ und $n_1 = 10, n_2 = 3(3p)$ sowie $n_1 = 8, n_2 = 2(5p)$ sind in Tab. 4.4 dargestellt.

	$\Delta x / \text{mm}$	$\Delta y / \text{mm}$	Simulation		Messung A_L -Wert		
			$A_{L,\min}$	$A_{L,\max}$	$n_1=10, n_2=10$	$n_1=10, n_2=3(3p)$	$n_1=8, n_2=2(5p)$
Primärseite	0	0	0,553	1,005	0,936	0,936	0,889
	50	100	0,513	0,933	0,837	0,837	0,836
Sekundärseite	0	0	0,540	0,879	0,921	1,098	1,175
	50	100	0,497	0,809	0,824	1,033	1,075

Tab. 4.4: Induktivitätskonstante $A_L / \mu\text{H}$ für die relevanten Szenarien der Systemauslegung mit Fahrzeug für einen Luftspalt von 60mm: Simulationsergebnisse und Labormesswerte

Wie zu erkennen ist, liegen die Werte für die Primärspule zum Großteil im simulativ bestimmten Bereich. Wird die primärseitige Windungszahl von 10 auf 8 reduziert, so verringert sich der A_L -Wert geringfügig. Es ist zu vermuten, dass dies auf die leichte Änderung der Wicklungsanordnung zurückzuführen ist.

Die Sekundärspule weist im Falle einer Windungszahl $n_2 = 10$ einen geringfügig kleineren A_L -Wert auf als die Primärspule mit derselben Windungszahl. Dies steht in Einklang mit den Simulationsergebnissen und lässt sich durch den Einfluss des Fahrzeugchassis begründen, das den rückseitigen magnetischen Fluss auslöscht. Wird die Windungszahl auf $n_2 = 3$ bzw.

$n_2 = 2$ reduziert, so erhöht sich der A_L -Wert. Die Ursache liegt bei einer kleineren Windungszahl an der zur Gesamtlänge der Spule relativ gesehen längeren Zuleitung, die als konstante Streuinduktivität in die gesamte Spuleninduktivität L_1 eingeht.

Insgesamt lässt sich feststellen, dass die Variation des A_L -Wertes deutlich geringer ausfällt als die Variation der Kopplung. Folglich ist zwar eine Toleranz hinsichtlich der Systemauslegung zu berücksichtigen, diese kann jedoch kleiner gewählt werden als bei der Kopplung (z.B. $\pm 5\%$). Auf Basis von Tab. 4.4 wird für die folgenden Untersuchungen ein A_L -Wert von $1\ \mu\text{H}$ zugrunde gelegt.

Widerstandskonstante R_0

Der Spulenwiderstand ist ein weiterer wichtiger Parameter für die Effizienz des Übertragungssystems. Er ergibt sich aus dem Gleichstromwiderstand des verwendeten Leiters und den Widerstandserhöhungen bedingt durch den Skin- und Proximityeffekt. Aufgrund des hochfrequenten resonanten Stroms ist es üblich, Hochfrequenzlitze anstelle konventioneller Kupferleitungen für die Spulenwicklungen einzusetzen, um die Skin- und Proximityverluste gering zu halten [50–52]. Eine Verwendung von Hochfrequenzlitze erfolgt ebenso bei den vorliegenden Untersuchungen.

Die Berechnung des Gleichstromwiderstandes der Spulenwicklung $R_{\text{Sp,DC}}$ ist auf einfache Weise möglich. Dazu wird auf Basis von Tab. 10.3 eine Referenzspule mit einer Windungszahl $n_{\text{ref}} = 12$, der mittleren Länge einer Windung $l_{\text{Wdg}} = 1,4\ \text{m}$ und einem Kupferquerschnitt der HF-Litze von $A_{\text{Cu}} = 10,46\ \text{mm}^2$ definiert. Mit dem spezifischen Widerstand von Kupfer ($\rho_{\text{Cu}} = 0,01721\ \frac{\Omega\text{mm}^2}{\text{m}}$) ergibt sich:

$$R_{\text{Sp,DC}} = \rho_{\text{Cu}} \frac{n_{\text{ref}} l_{\text{Wdg}}}{A_{\text{Cu}}} = 30,27\ \text{m}\Omega. \quad (4.12)$$

Die analytische Bestimmung der Proximityverluste ist dagegen hoch komplex, da eine Abhängigkeit von den folgenden litzen- und systemspezifischen Parametern vorliegt:

- Einzeldrahtquerschnitt und Anzahl Einzeldrähte (Kupferfüllfaktor β)
- Lackdicke der Einzeldrähte
- Schlaglänge (erforderliche Einzeladerlänge für eine 360° Drehung)
- Abstand Spulenwindungen im Spulengehäuse
- Spulen- und Ferritgeometrie und daraus resultierende Flussdichteverteilung.

Da eine Berechnung der Skin- und Proximityverluste nicht Schwerpunkt der Arbeit sein soll, wird auf die Literatur verwiesen. In [50, 52] werden verschiedene Ansätze zur Berechnung planarer Spulensysteme beschrieben.

Stattdessen wird mit dem in Abb. 10.5 dargestellten Übertrager die Referenzspule ($n_{\text{ref}} = 12$, $l_{\text{Sp,Cu}} = 1,4\text{ m}$, $A_{\text{Cu}} = 10,46\text{ mm}^2$) aufgebaut und der Spulenwiderstand messtechnisch mit dem LCR-Meter Typ „ST2826A“ von Sourcetricon bestimmt. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.15 dargestellt.

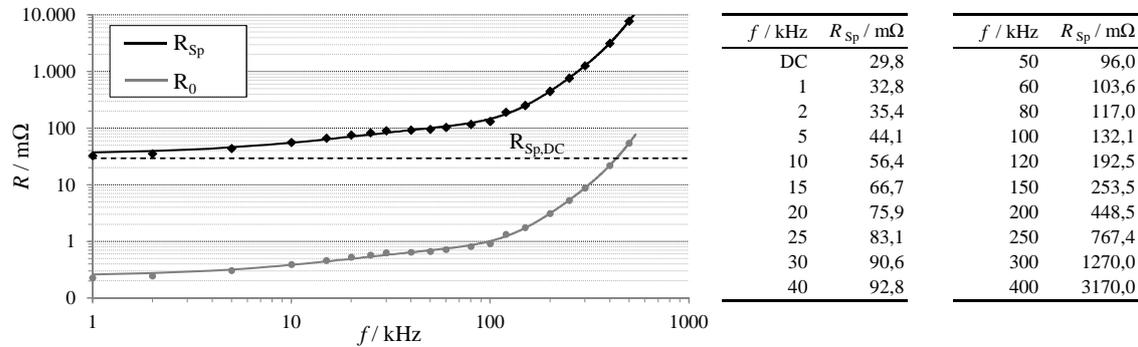


Abb. 4.15: Messergebnisse: Spulenwiderstand R_{Sp} und Widerstandskonstante R_0 der Referenzspule in Abhängigkeit der Frequenz mit dem Übertrager nach Abb. 10.5 und $n_{\text{ref}} = 12$, $A_{\text{Cu}} = 10,46\text{ mm}^2$ (bei 2720 Einzeladern mit 0,07 mm Einzeladerdurchmesser), $l_{\text{Sp,Cu}} \approx 1,4\text{ m}$, $l_{\text{Sp,Zultg}} \approx 1,6\text{ m}$

Wie zu erkennen, ist der Verlauf des Spulenwiderstands R_{Sp} der Referenzspule stark frequenzabhängig. Der gemessene Gleichstromwiderstand stimmt gut mit dem rechnerischen Wert (Gl. 4.12) überein. Bis zu einer Frequenz von etwa 100 kHz nimmt der Spulenwiderstand recht gleichmäßig zu. Bei 100 kHz wird ein Spulenwiderstand von 132,1 mΩ gemessen. Bei höheren Frequenzen beschleunigt sich die Zunahme des Widerstands aufgrund des Skin-Effekts, da sich die Eindringtiefe (Skin-Tiefe) dem Einzeldrahtdurchmesser annähert.

Des Weiteren ist in Abb. 4.15 die Widerstandskonstante R_0 dargestellt. Die Widerstandskonstante wird als der Widerstand derjenigen Spule verstanden, die ein identisches Kupfervolumen besitzt wie die Referenzspule (sodass ein fairer Vergleich gegeben ist), allerdings aus nur einer Windung besteht. Daraus resultiert für die Spule ein Kupferquerschnitt in Höhe des n_{ref} -fachen der Referenzspule und damit der Spulenwiderstand

$$R_0 = \frac{R_{\text{Sp}}}{n_{\text{ref}}^2}. \quad (4.13)$$

Die Widerstandskonstante R_0 liegt bei 100 kHz bei 0,917 mΩ. Für die folgenden Untersuchungen wird ein Wert von 1 mΩ zugrunde gelegt.

4.5 Zusammenfassung

In dem vorliegenden Kapitel erfolgt ein qualitativer Vergleich verschiedener Übertragertopologien. Auf Basis der Anforderungen des Flurförderfahrzeugs wird die flach gewickelte Topologie für die Realisierung des induktiven Energieübertragungssystems ausgewählt.

Im nächsten Abschnitt erfolgt eine detaillierte Analyse flach gewickelter Übertragertopologien. Zur Bestimmung der Kopplung und des A_L -Wertes wird das Konzept einer analytischen Untersuchung im magnetisch äquivalenten Kreis vorgeschlagen und ausführlich beschrieben. Dieser Ansatz erfordert im Vergleich zu konventionellen Magnetfeldsimulationen deutlich weniger Aufwand. Es kann gezeigt werden, dass eine Bestimmung der Kopplung und des A_L -Wertes mit dem präsentierten Konzept präzise Ergebnisse liefert und auf aufwendige Magnetfeldsimulationen teilweise verzichtet werden kann.

In einem letzten Abschnitt wird die Realisierung flach gewickelter Übertrager thematisiert. Es erfolgen Untersuchungen zur Kopplung in Abhängigkeit des Luftspaltes und des Versatzes der Spulen. Es wird eine Übertragerkonfiguration für das Flurförderfahrzeug gefunden, die die Anforderungen an die vorgegebene Kopplung erfüllt. Zuletzt werden der A_L -Wert und die Widerstandskonstante des entworfenen Übertragers bestimmt.

5 Seriell-seriell kompensierte Übertragung mit variabler Primär- und Sekundärspannung

In konventionellen Transformatoren mit einer hohen Kopplung zwischen der Primär- und Sekundärspule ist eine Kompensation der Spuleninduktivitäten nicht erforderlich, da die Streuinduktivitäten vernachlässigbar klein sind. Im Gegensatz dazu liegen die Streuinduktivitäten bei induktiven Energieübertragungssystemen in der Größenordnung der Hauptinduktivität [21] (siehe auch Tab. 10.1 im Anhang: $k \approx 0,2 \dots 0,5$). Der unkompensierte Übertrager weist daher an den Eingangsklemmen eine stark induktive Charakteristik auf, die mit einer erhöhten Blindleistungsaufnahme einhergeht. Eine hohe Effizienz der Übertragung kann in diesem Fall nicht erreicht werden [53]. Durch eine geeignete kapazitive Kompensation sowohl auf der Primär- als auch auf der Sekundärseite kann die induktive Charakteristik idealer Weise vollständig ausgeglichen werden, sodass der Übertrager eingangsseitig ein rein ohmsches Verhalten aufweist.

Generell ist es möglich, Kompensationskapazitäten seriell (S) oder parallel (P) mit der zu kompensierenden Übertragerspule auf der Primär- und Sekundärseite zu verschalten. Für den Übertrager als Ganzes ergeben sich daraus vier unterschiedliche Kompensationstopologien: SS, SP, PS und PP, wobei der erste Buchstabe die primärseitige und der zweite Buchstabe die sekundärseitige Kompensationsart beschreibt.

5.1 Stand der Technik

Umfangreiche Veröffentlichungen [15, 17, 27, 53–66] beschäftigen sich mit der Analyse und Optimierung resonanter Topologien, die in induktiven Energieübertragungssystemen zum Einsatz kommen. Insbesondere die primärseitig seriell kompensierten Topologien werden ausführlich beschrieben [15, 17, 27, 53–55, 57, 59, 61, 67]. Die beidseitig seriell kompensierte Topologie stellt dabei aus mehreren Gründen für stationäre Energieübertragungssysteme die bevorzugte Wahl dar. Zum Einen kann der SS-kompensierte Übertrager in Abhängigkeit der Betriebsart ausgangsseitig sowohl das Verhalten einer Konstantstromquelle als auch einer Konstantspannungsquelle annehmen [15] und eignet sich daher exzellent für den Batterieladebetrieb. Zudem ist die primärseitige Kapazität unabhängig von der Kopplung oder der Last [55]. Des Weiteren ist die sekundärseitige, auf die Primärseite reflektierte Impedanz, bei der Resonanzfrequenz rein reell [68].

Daneben gibt es Untersuchungen zu den primärseitig parallel kompensierten Topologien [15, 53, 55, 67]. Diese werden hauptsächlich in mobilen Systemen mit einem primärseitigen Linienleiter und mehreren Abnehmern eingesetzt, da diese Topologie in der Lage ist, einen konstanten Primärstrom zu stellen [55]. Jedoch erfordern die primärseitig parallel kompensierten Topologien als zusätzliche Komponente eine serielle Induktivität am Ausgang des

Wechselrichters, um den Stromfluss aus dem Wechselrichter in den Resonanzkreis zu begrenzen [54].

Neben den Untersuchungen zu den konventionellen Topologien existieren weitere Untersuchungen zu alternativen Konfigurationen mit speziellen, für die jeweilige Anwendung vorteilhaften Eigenschaften. In [69] wird eine sogenannte multiresonante Topologie vorgestellt, die eine LCLC-Konfiguration besitzt. Dadurch ergeben sich mehrere Resonanzfrequenzen, in denen das System betrieben werden kann. In [60] wird eine S/SP-Konfiguration vorgeschlagen, die primärseitig eine serielle Kapazität besitzt und sekundärseitig eine Kapazität seriell zur Übertragerinduktivität und eine Kapazität parallel zur resultierenden Reihenschaltung. Als Vorteile ergeben sich eine konstante Spannungsverstärkung bei der Resonanzfrequenz, die unabhängig ist von der Last und der Kopplung.

In der vorliegenden Arbeit wird ausschließlich die beidseitig serielle Kompensation betrachtet, da diese wie beschrieben besondere Vorteile für den Betrieb eines stationären Energieübertragungssystems zur Batterieladung aufweist.

Die Analyse des SS-kompensierten Übertragers geschieht üblicherweise im Frequenzbereich und umfasst nur eine Grundswingungsbetrachtung [17, 59, 61, 70]. In [54, 67] wird eine umfassende Untersuchung des Übertragungsverhaltens durchgeführt. Dabei werden u.a. die Spannungs- und Stromverstärkung sowie die Effizienz beschrieben. In [17, 59] erfolgt eine Untersuchung des Übertragungsverhaltens bei beidseitig serieller Kompensation mit dem Fokus auf der Analyse von Betriebspunkten, in denen eine Lastunabhängigkeit der Übertragungseigenschaften vorliegt. In [61] wird gezeigt, dass es sich bei der Lastabhängigkeit und der Effizienz der Übertragung um konfliktäre Ziele handelt. Durch eine gezielte Anpassung der sekundärseitigen Kompensationskapazität wird versucht einen Kompromiss herbeizuführen, der beiden Zielen genügt.

Allen genannten Untersuchungen gemein ist die Modellierung der Last als ohmscher Widerstand. In Anwendungen, bei denen eine Batterie geladen wird [27, 71], wird aus den Batterieparametern dazu ein äquivalenter Batteriewiderstand bestimmt. In [27] wird darauf hingewiesen, dass diese Transformation gültig ist, sofern der äquivalente Batteriewiderstand konstant ist. Anhand von Gl. 3.41 ist zu erkennen, dass der äquivalente Widerstand von der Ladeleistung abhängig ist. So kann sich im Teillastbetrieb ein deutlicher Unterschied des äquivalenten Widerstands im Vergleich zum Nennbetrieb ergeben.

In der vorliegenden Arbeit soll das Übertragungsverhalten allgemein in Abhängigkeit der Primär- und Sekundärspannung beschrieben werden. Durch dieses Vorgehen können sowohl der Teillast- als auch der Vollastbetrieb ohne Einschränkungen abgebildet werden. Zudem erlaubt dies die Betrachtung einer Konfiguration, bei der die Sekundärspannung beispielsweise durch eine Komponente, die eine Spannungstransformation erlaubt (z.B. einen Gleichstromsteller), von der Batteriespannung entkoppelt ist.

5.2 Definitionen und Annahmen

5.2.1 Definition der Übertragerparameter

Aus den in Kapitel 4.4.5 abgeleiteten übertragerspezifischen Parametern (Kopplung, Induktivitätskonstante und Widerstandskonstante) lassen sich die elektrischen Größen zur Beschreibung des Transformator-Ersatzschaltbildes (T-ESB) nach Kap. 3.2 bestimmen. Die Übertragerinduktivitäten L_1 und L_2 ergeben sich aus Gl. 3.11. Für die Wicklungswiderstände gilt unter der Annahme eines konstanten Kupfervolumens nach Kap. 4.4.5:

$$R_1 = n_1^2 R_0 \quad \text{bzw.} \quad R_2 = n_2^2 R_0. \quad (5.1)$$

Das Windungszahlverhältnis ist in Gl. 3.1 definiert. Als eine weitere Größe zur Beschreibung des Übertragers wird die Variable n_0 mit

$$n_0 = \frac{n_1}{\sqrt{ü}} = n_2 \sqrt{ü} \quad (5.2)$$

eingeführt, die im Folgenden als Windungszahlkonstante bezeichnet wird.

5.2.2 Annahmen zur Analyse des Übertragers

Für die Analyse des kompensierten Übertragers sind einige grundlegende Annahmen zu treffen. Die Annahmen dienen der Vereinfachung der Beschreibung des Übertragungsverhaltens durch den Ausschluss von Fällen, die für die Praxis nicht relevant sind. Die Allgemeingültigkeit der Aussagen wird nicht eingeschränkt.

Die über dem Wicklungswiderstand R_1 abfallende Spannung U_{R1} wird als klein gegenüber der Eingangsspannung U_1 angenommen (siehe Abb. 5.1a zur Veranschaulichung). Analog dazu wird die über dem Wicklungswiderstand R_2 abfallende Spannung U_{R2} als klein gegenüber der Ausgangsspannung U_2 angenommen. Für die Praxis bedeutet diese Annahme aufgrund der primär- und sekundärseitigen Reihenschwingkreise, dass die Verlustleistung in den Spulenwicklungen klein ist gegenüber der Ein- und Ausgangsleistung des Übertragungssystems. Mit

$$U_{R1} \ll U_1 \quad \text{bzw.} \quad U_{R2} \ll U_2 \quad (5.3)$$

folgt:

$$\begin{aligned}
 \frac{U_{R1}}{I_1} &\ll \frac{U_1}{I_1} & \text{bzw.} & \frac{U_{R2}}{I_2} \ll \frac{U_2}{I_2} \\
 R_1 &\ll \frac{U_1}{I_1} & \text{bzw.} & R_2 \ll \frac{U_2}{I_2} \\
 n_1^2 R_0 &\ll \frac{U_1}{I_1} & \text{bzw.} & n_2^2 R_0 \ll \frac{U_2}{I_2}.
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Des Weiteren soll angenommen werden, dass die Wicklungswiderstände R_1 und R_2 klein gegenüber der Impedanz der Hauptinduktivität L_h sind: $R_1, R_2 \ll \omega L_h$. Mit L_h nach Gl. 3.17 unter Verwendung von Gl. 3.14 mit Gl. 5.1 und unter der Annahme von $n_1 \approx n_2$ folgt:

$$\begin{aligned}
 R_1 &\ll k \omega \sqrt{L_1 L_2} \\
 n_1^2 R_0 &\ll k \omega \sqrt{n_1^2 n_2^2 A_L^2} \\
 n_1^2 R_0 &\ll k \omega n_1 n_2 A_L \\
 n_1^2 R_0 &\ll k \omega n_1^2 A_L \\
 R_0 &\ll k \omega A_L.
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

Auf Grundlage der in Kap. 4.4.5 bestimmten Werte von R_0 , k und A_L und unter Annahme einer gängigen Übertragungsfrequenz von 100 kHz lässt sich die Gültigkeit der Bedingung in Gl. 5.5 zahlenmäßig nachprüfen (siehe Kap. 10.5 im Anhang). Dabei wird deutlich, dass Gl. 5.5 selbst dann noch erfüllt ist, wenn die primärseitige Windungszahl um ein Mehrfaches größer ist als die sekundärseitige Windungszahl.

5.3 Analyse der Übertragungseigenschaften

5.3.1 Schaltbild und grundlegende Gleichungen

Die SS-kompensierte Übertragung lässt sich realisieren, indem auf der Primär- und Sekundärseite wie in Abb. 5.1 dargestellt die Kompensationskapazitäten

$$C_1 = \frac{1}{\omega_r^2 L_1} \quad \text{bzw.} \quad C_2 = \frac{1}{\omega_r^2 L_2} \tag{5.6}$$

mit ω_r als der Resonanzfrequenz zu den Übertragerspulen in Reihe geschaltet werden. Dabei wird für die Wahl der Kompensationskapazitäten der LL-Abgleich nach [67] herangezogen, bei dem die primär- und sekundärseitigen Eigeninduktivitäten kompensiert werden.

Die Sekundärseite des Übertragers ist mit einem Gleichrichter verbunden, der die Sekundärspannung U_2 gleichrichtet wie in Abb. 5.1a dargestellt. Es ergibt sich die Ausgangs- bzw.

Zwischenkreisspannung U_{DC2} . Diese entspricht im Falle einer angeschlossenen Batterie der Batteriespannung $U_{Bat} = U_{Bat,i} + R_i \cdot I_{Bat}$.

In Abb. 5.1b ist die vereinfachte Schaltung ohne Gleichrichter dargestellt. Diese vereinfachte Schaltung lässt sich durch Gl. 3.17 und die Transformationen

$$L_{1\sigma} = L_1 - L_h \quad (5.7)$$

$$L'_{2\sigma} = \ddot{u}^2 \cdot L_2 - L_h \quad (5.8)$$

$$C'_2 = \frac{1}{\ddot{u}^2} \cdot C_2 \quad (5.9)$$

$$R'_2 = \ddot{u}^2 \cdot R_2 \quad (5.10)$$

$$U'_2 = \ddot{u} \cdot U_2 \quad (5.11)$$

$$I'_2 = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot I_2 \quad (5.12)$$

in das auf die Primärseite bezogene T-ESB (Abb. 5.1c) übertragen.

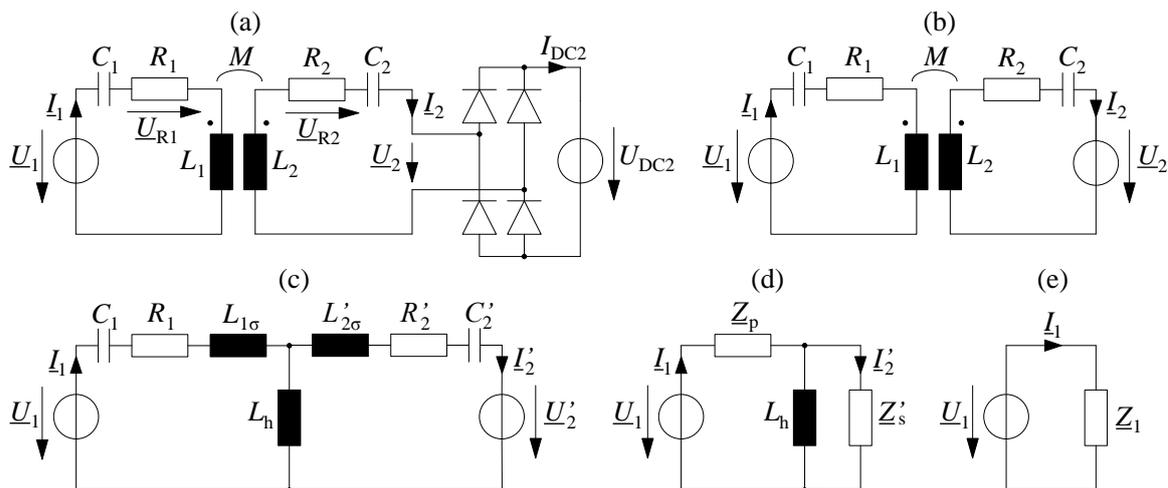


Abb. 5.1: Darstellung des SS-kompensierten Übertragers: (a) Schaltbild mit Gleichrichter, (b) reduziertes Schaltbild mit Sekundärspannung U_2 , (c) auf die Primärseite bezogenes T-ESB, (d) vereinfachtes Schaltbild, (e) vereinfachtes Schaltbild mit Eingangsimpedanz

Die Eingangsimpedanz Z_1 der SS-kompensierten Übertragung nach Abb. 5.1e kann damit wie folgt aufgestellt werden:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_{1\sigma} + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_h} + \frac{1}{j\omega L'_{2\sigma} + R'_2 + \frac{1}{j\omega C'_2} + \frac{U'_2}{I'_2}}}. \quad (5.13)$$

Dabei ist zu beachten, dass der Term U'_2/I'_2 rein reell sein muss, damit die vereinfachten Schaltungen aus Abb. 5.1b-e äquivalent sind zu einem realen System, bei dem eine Batterie auf der Sekundärseite befindlich ist (ausschließlich Wirkleistungsaufnahme durch die Batterie).

Wie in Kap. 3.5 beschrieben, erfolgt eine Batterieladung entweder mit konstanter Spannung oder konstantem Strom bzw. mit konstanter Leistung, wenn letztere die limitierende Größe des Ladesystems ist. Der äquivalente Batteriewiderstand ist bei den genannten Lademodi nach Gl. 3.37, 3.38 und 3.41 konstant. Die Verhältnisse U_{DC2}/I_{DC2} sowie $|\underline{U}_2/I_2| = U_2/I_2$ sind damit nur abhängig von der Kopplung k , angenommen die übrigen Parameter A_L , R_0 , \ddot{u} , n_0 , C_1 , C_2 und ω sind konstant. In dem Fall, dass ausgangsseitig eine Batterie direkt mit dem Gleichrichter verbunden ist, ist U_2/I_2 zusätzlich unabhängig von der Kopplung, da U_2 und I_2 unmittelbar mit den Batteriegrößen verknüpft sind.

Für die Netzwerkelemente \underline{Z}_p und \underline{Z}'_s aus Abb. 5.1d ergeben sich nach Einsetzen von Gl. 5.6 und nach Umformen Gl. 5.14 und Gl. 5.15.

$$\underline{Z}_p = R_1 + j\omega \left(\left(\frac{\omega_r^2}{\omega^2} - 1 \right) L_1(k-1) - \frac{\omega_r^2}{\omega^2} \ddot{u} k \sqrt{L_1 L_2} \right) \quad (5.14)$$

$$\underline{Z}'_s = \ddot{u}^2 \left(R_2 + \frac{U'_2}{I'_2} \right) + j \cdot \underbrace{\omega \left(\left(\frac{\omega_r^2}{\omega^2} - 1 \right) \ddot{u}^2 L_2(k-1) - \frac{\omega_r^2}{\omega^2} \ddot{u} k \sqrt{L_1 L_2} \right)}_{:=X_s} \quad (5.15)$$

Die Eingangsimpedanz lässt sich wie folgt bestimmen:

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_p + \frac{j\omega L_h \underline{Z}'_s}{j\omega L_h + \underline{Z}'_s} \quad (5.16)$$

Für einen Betrieb in der Resonanzfrequenz kann der Ausdruck vereinfacht werden und wird rein reell. Mit Gl. 3.11, Gl. 5.1 und Gl. 5.2 ergibt sich Gl. 5.17. Aufgrund der Komplexität der notwendigen Umformungen und Vereinfachungen werden diese computergestützt durchgeführt und auf eine Darstellung der Zwischenschritte verzichtet.

$$Z_1|_{\omega=\omega_r} = \ddot{u} n_0^2 R_0 + \frac{\ddot{u} n_0^4 (A_L k \omega_r)^2}{n_0^2 R_0 + \ddot{u} \frac{U_2}{I_2}} \quad (5.17)$$

Der Primärstrom lässt sich allgemein wie folgt berechnen:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1} \quad (5.18)$$

Unter Anwendung der Stromteilerregel und mit Gl. 5.12 und Gl. 5.15 folgt für den Sekundärstrom:

$$I_2 = \ddot{u} I_1 \frac{j\omega L_h}{j\omega L_h + \underline{Z}'_s} \quad (5.19)$$

Durch Einsetzen von Gl. 5.18 in Gl. 5.19 ist zu erkennen, dass der Sekundärstrom I_2 direkt proportional zur Primärspannung U_1 ist. Eine Laststromregelung ist demzufolge direkt über

die Primärspannung möglich. Es folgt im Einzelnen:

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \ddot{u} \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1} \frac{j\omega L_h}{j\omega L_h + \underline{Z}'_s} \\
 I_2 &= \ddot{u} \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_p + \frac{j\omega L_h \underline{Z}'_s}{j\omega L_h + \underline{Z}'_s}} \frac{j\omega L_h}{j\omega L_h + \underline{Z}'_s} \\
 I_2 &= \ddot{u} \frac{\underline{U}_1 j\omega L_h}{\underline{Z}_p (j\omega L_h + \underline{Z}'_s) + j\omega L_h \underline{Z}'_s} \\
 I_2 &= \ddot{u} \frac{\underline{U}_1 j\omega L_h}{\underline{Z}'_s (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + \underline{Z}_p j\omega L_h} \\
 \ddot{u} \underline{U}_1 j\omega L_h &= I_2 \cdot (\underline{Z}'_s (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + \underline{Z}_p j\omega L_h) \\
 \ddot{u} \underline{U}_1 j\omega L_h &= I_2 \cdot \left(\ddot{u}^2 R_2 + \ddot{u}^2 \frac{U'_2}{I'_2} + jX_s \right) \cdot (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + I_2 \cdot \underline{Z}_p j\omega L_h \quad // X_s \text{ nach Gl. 5.15} \\
 \ddot{u} \underline{U}_1 j\omega L_h &= I_2 \ddot{u}^2 R_2 (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + \underline{U}_2 (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + I_2 \cdot jX_s \cdot (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + I_2 \cdot \underline{Z}_p j\omega L_h \\
 \ddot{u} \underline{U}_1 j\omega L_h &= I_2 \cdot (\ddot{u}^2 R_2 (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + jX_s \cdot (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + \underline{Z}_p j\omega L_h) + \underline{U}_2 (\underline{Z}_p + j\omega L_h) \\
 I_2 &= \frac{\ddot{u} \underline{U}_1 j\omega L_h - \underline{U}_2 (\underline{Z}_p + j\omega L_h)}{\ddot{u}^2 R_2 (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + jX_s \cdot (\underline{Z}_p + j\omega L_h) + \underline{Z}_p j\omega L_h + \underline{U}_2 (\underline{Z}_p + j\omega L_h)}. \quad (5.20)
 \end{aligned}$$

Der Ausdruck 5.20 ist nur noch von der Primär- und Sekundärspannung sowie den Übertragergrößen abhängig. Wird Gl. 5.20 in Gl. 5.16 eingesetzt und der resultierende Ausdruck in Gl. 5.18, so kann ebenfalls für I_1 eine Gleichung erhalten werden, die nur von der Primär- und Sekundärspannung sowie den Übertragergrößen abhängig ist.

Zur Analyse des Übertragungsverhaltens kann eine Betrachtung der Strom- und Spannungsverstärkung des resonanten Übertragers

$$G_I = \frac{|I_2|}{|I_1|} \quad \text{bzw.} \quad G_U = \frac{|U_2|}{|U_1|} \quad (5.21)$$

bei Variation verschiedener Übertragerparameter in Abhängigkeit der Betriebsfrequenz erfolgen. Für entsprechende Untersuchungen wird an dieser Stelle jedoch auf die Literatur verwiesen [17, 54, 59, 67].

5.3.2 Untersuchung des Wirkungsgrads

Der resonante Übertrager ist verlustbehaftet, da in den Spulenwicklungen ohmsche Verluste anfallen, wenn diese von einem Strom durchflossen werden. Wird zur Führung des Magnetfeldes wie in Kap. 4 beschrieben ein Kernmaterial wie Ferrit eingesetzt, so entstehen in diesem Wirbelstrom- und Hystereseverluste, wenn das Material einer sich zeitlich verändernden Flussdichte ausgesetzt ist. Als weitere Verlustquellen sind die Verluste in den Kompensationskapazitäten sowie Wirbelstromverluste in umgebenden metallischen Körpern zu nennen,

in die die Feldlinien des Magnetfeldes eindringen.

In diesem Abschnitt sollen zunächst nur die ohmschen Verluste in den Spulenwicklungen betrachtet werden, da diese einen Großteil der gesamten Verluste des Übertragungssystems ausmachen [50] und analytisch beschrieben werden können. Der Wirkungsgrad des Übertragers ergibt sich aus dem Verhältnis der Ausgangsleistung zu der Eingangsleistung mit I_1 nach Gl. 5.18 und I_2 nach Gl. 5.19:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\operatorname{Re}\{\underline{U}_2 \underline{I}_2^*\}}{\operatorname{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\}} = \frac{U_2 I_2}{\operatorname{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\}}. \quad (5.22)$$

Durch Einsetzen und Umformen folgt aus Gl. 5.22 ein allgemeiner Ausdruck in Abhängigkeit der System- und Betriebsparameter:

$$\eta = \frac{\ddot{u} \frac{U_2}{I_2}}{\underbrace{R_0 n_0^2 + \ddot{u} \frac{U_2}{I_2}}_{:=R_A} + \underbrace{\frac{R_0 n_0^2}{k^2} \left(\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega^2} \right)^2}_{:=R_B} + \underbrace{\frac{R_0}{(A_L k \omega_r)^2} \left(R_0 + \frac{\ddot{u} U_2}{n_0^2 I_2} \right)^2}_{:=R_C}}. \quad (5.23)$$

Für den Fall, dass U_2/I_2 als konstant angenommen wird, lassen sich aus Gl. 5.23 einige allgemeine Richtlinien für die wirkungsgradmaximale Auslegung und den Betrieb des resonanten Übertragers ableiten.

Wahl von Resonanz- und Arbeitsfrequenz

Anhand von Gl. 5.23 ist zu erkennen, dass für eine vorgegebene Betriebsfrequenz $\omega^* = \omega$ der Wirkungsgrad maximal ist, falls $\omega_r = \omega^*$ gewählt wird, da dann $R_B = 0$ ist und der gesamte Bruch und damit der Wirkungsgrad maximal werden. Die Systemauslegung sollte also so erfolgen, dass die Resonanzfrequenz ω_r der gewünschten Betriebsfrequenz ω^* entspricht.

Für einen Betrieb in der Resonanzfrequenz gilt, dass der Wirkungsgrad umso größer ist, je größer $\omega_r = \omega^*$ ist, da ω_r im Nenner des Terms R_C steht und R_C Nenner des gesamten Ausdrucks ist. Für den Grenzfall $\omega_r = \omega^* \rightarrow \infty$ gilt:

$$\eta(\omega^* \rightarrow \infty)|_{\omega_r=\omega^*} = \left(\frac{R_0 n_0^2}{\ddot{u} \frac{U_2}{I_2}} + 1 \right)^{-1}. \quad (5.24)$$

Gl. 5.24 beschreibt den maximal erzielbaren Wirkungsgrad des Übertragungssystems. Hinsichtlich einer Systemauslegung kann festgehalten werden, dass die Betriebsfrequenz ω^* folglich so groß wie möglich gewählt werden sollte, sofern frequenzabhängige Verluste (z.B. Wirbelstromverluste) nicht betrachtet werden, und die resonante Übertragung auf diese Frequenz abgestimmt werden sollte.

Einfluss des A_L -Wertes

Anhand von Gl. 5.23 lässt sich erkennen, dass der Wirkungsgrad mit steigendem A_L -Wert größer wird, unabhängig davon, ob ein Betrieb in der Resonanzfrequenz oder jenseits davon erfolgt, da der A_L -Wert nur in R_C im Nenner eines Bruches vorkommt, der im Nenner des gesamten Ausdrucks steht. Das Ziel der Übertragerauslegung sollte also sein, einen möglichst hohen A_L -Wert zu erzielen. Dies kann maßgeblich durch die Verwendung einer größeren Menge an Kernmaterial erreicht werden. Eine Erhöhung des Spulenradius bewirkt zwar ebenso eine Erhöhung des A_L -Wertes, jedoch erhöht sich gleichermaßen die Länge der Spulenwicklung und damit der Spulenwiderstand.

Einfluss der Kopplung

Ebenso wie für den A_L -Wert lässt sich auch für die Kopplung ein einfacher Zusammenhang mit dem Wirkungsgrad feststellen. Aus Gl. 5.23 lässt sich erkennen, dass der Wirkungsgrad mit steigendem k größer wird, unabhängig davon, ob ein Betrieb in der Resonanzfrequenz oder jenseits davon erfolgt (k kommt nur im Nenner von Brüchen vor, die im Nenner des Gesamtbruches stehen). Erfolgt ein Betrieb in Resonanz, so steht k stets gemeinsam in einem Produkt mit A_L und ω_r .

Einfluss des Windungszahlverhältnisses

Auf Basis von Gl. 5.23 lassen sich ohne weitere Annahmen keine Aussagen zum Windungszahlverhältnis treffen. Im Folgenden wird von einem Betrieb in der Resonanzfrequenz ausgegangen, da der Wirkungsgrad dann maximal ist.

Wird I_2 nach Gl. 5.20 in Gl. 5.23 eingesetzt, so ergibt sich für den Wirkungsgrad ein Ausdruck in Abhängigkeit der Primär- und Sekundärspannung und der Übertragerparameter. Bei einem Betrieb in der Resonanzfrequenz ergibt sich durch umfangreiche computergestützte Vereinfachungen der folgende Ausdruck:

$$\eta(U_1, U_2)|_{\omega=\omega_r} = 1 - \frac{R_0(U_1^2 + \ddot{u}^2 U_2^2)}{U_1 (R_0 U_1 + \ddot{u} A_L k \omega_r U_2)}. \quad (5.25)$$

Durch eine Extremwertberechnung von Gl. 5.25 lässt sich das wirkungsgradmaximale Windungszahlverhältnis erhalten:

$$\ddot{u}_{\eta \max}|_{\omega=\omega_r} = \frac{U_1 \left(\sqrt{A_L^2 k^2 \omega_r^2 + R_0^2} - R_0 \right)}{A_L k \omega_r U_2} \quad (5.26)$$

$$\ddot{u}_{\eta \max}|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{G_U}. \quad (5.27)$$

Eine wirkungsgradoptimale Übertragerauslegung kann demnach bei Annahme von $R_0 \ll A_L k \omega_r$ (Gl. 5.5) erreicht werden, wenn das Windungszahlverhältnis entsprechend dem Ver-

hältnis aus der Primär- und Sekundärspannung der Übertragung gewählt wird. Durch Einsetzen des wirkungsgradmaximalen Windungszahlverhältnisses nach Gl. 5.27 für \ddot{u} in Gl. 5.25 ergibt sich der resultierende maximale Wirkungsgrad:

$$\eta(\ddot{u}_{\eta_{\max}})|_{\omega=\omega_r} = 1 - \frac{2R_0 \left(\sqrt{(A_L k \omega_r)^2 + R_0^2} - R_0 \right)}{(A_L k \omega_r)^2}. \quad (5.28)$$

Anhand von Gl. 5.28 ist zu erkennen, dass der maximale Wirkungsgrad umso größer ist, je kleiner R_0 ist, da der Ausdruck in der Klammer stets positiv ist. Außerdem ist der maximale Wirkungsgrad umso größer, je größer das Produkt aus A_L , k und ω_r ist (aufgrund des quadratischen Terms im Nenner).

5.3.3 Untersuchung der übertragbaren Leistung

Die Ausgangsleistung eines induktiven Energieübertragungssystems ist ein weiterer zentraler Parameter für die Systemauslegung. Die Ein- und Ausgangsleistung können allgemein wie folgt bestimmt werden:

$$P_1 = \operatorname{Re}\{\underline{U}_1 \underline{I}_1^*\} \quad (5.29)$$

$$P_2 = \operatorname{Re}\{\underline{U}_2 \underline{I}_2^*\} = U_2 I_2. \quad (5.30)$$

Für die Analyse der Ausgangsleistung ist es, anders als in den vorangegangenen Abschnitten, nicht möglich, einen Ladebetrieb mit konstanter Spannung, konstantem Strom oder konstanter Leistung vorauszusetzen, da die Ausgangsleistung als eine von den Übertragerparametern abhängige Variable zu betrachten ist. Zur Bestimmung der Ausgangsleistung in Abhängigkeit von U_1 und U_2 sowie der Übertragungsparameter ist Gl. 5.20 in Gl. 5.30 einzusetzen. Werden die Parameter des elektrischen Schaltbildes zurückgeführt auf die grundlegenden Übertragerparameter, so ergibt sich für die Ausgangsleistung ein Ausdruck der Form

$$P_2 = f(U_1, U_2, \ddot{u}, n_0, R_0, A_L, k, \omega, \omega_r). \quad (5.31)$$

Aufgrund der Komplexität des Ausdrucks ist nur eine grafische Darstellung sinnvoll. In Abb. 5.2 ist die normierte Ausgangsleistung dazu über der Frequenz beispielhaft für verschiedene Kopplungen dargestellt. Die Güte des Resonanzkreises ist dabei so gewählt, dass das Bifurcation-Phänomen (Verzweigungs-Phänomen) auftritt, bei dem sich je ein Maximum unterhalb und oberhalb der Resonanzfrequenz ausbildet. Detaillierte Beschreibungen dazu finden sich in [58, 59, 61].

Es kann beobachtet werden, dass in der Resonanzfrequenz die Ausgangsleistung umso größer ist, je kleiner die Kopplung ist. Die Ausgangsleistung in den Bifurcation-Frequenzen ist generell deutlich höher als in der Resonanzfrequenz. Für kleine Kopplungen liegen die

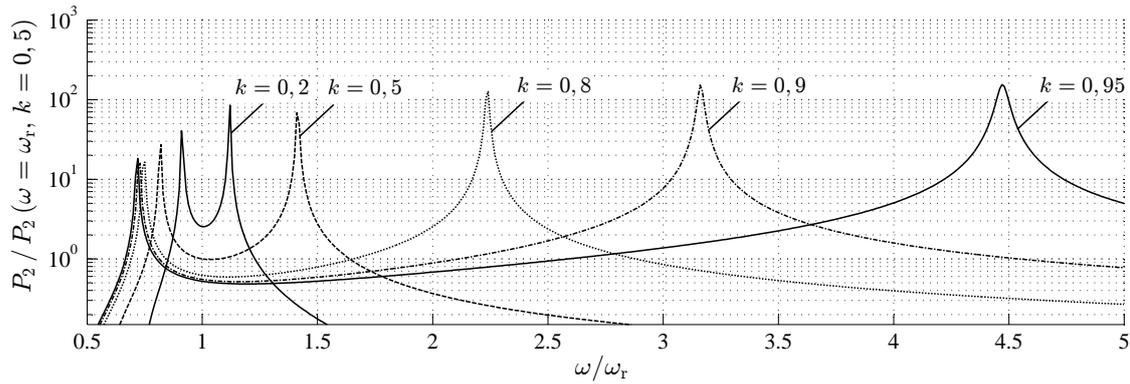


Abb. 5.2: Normierte Ausgangsleistung für verschiedene Kopplungen als Funktion der Frequenz bestimmt auf Basis von Gl. 5.31 mit $n_0 = 10$, $\ddot{u} = 1$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6} \text{ H}$, $R_0 = 1 \cdot 10^{-3} \Omega$, $f_r = 1 \cdot 10^5 \text{ Hz}$, $U_2 = 100 \text{ V}$

Ausgangsleistungsmaxima recht nah bei der Resonanzfrequenz, für hohe Kopplungen weit auseinander. Eine Erhöhung der Kopplung entspricht daher einer Entzerrung des Spektrums und eine Reduzierung der Kopplung einer Stauchung. Die Höhe der Maxima unterhalb der Resonanzfrequenz nimmt dabei mit steigender Kopplung deutlich ab, während die Höhe der Maxima oberhalb der Resonanzfrequenz sich weniger stark verändert.

Für einen Betrieb in der Resonanzfrequenz lassen sich aus Gl. 5.31 vereinfachte Ausdrücke für die Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Primär- und Sekundärspannung ableiten:

$$P_2(U_1, U_2)|_{\omega=\omega_r} = \frac{A_L k \omega_r U_1 U_2 - \ddot{u} R_0 U_2^2}{n_0^2 ((A_L k \omega_r)^2 + R_0^2)} \quad (5.32)$$

$$P_2(U_1, U_2)|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \frac{U_1 U_2}{n_0^2 A_L k \omega_r}. \quad (5.33)$$

Wie zu erkennen, ist die Ausgangsleistung bei Annahme von $R_0 \ll A_L k \omega_r$ umgekehrt proportional zu n_0^2 . Für die Übertragerauslegung bedeutet dies, dass n_0 und damit die Windungszahlen umso kleiner zu wählen sind, je größer die geforderte Nennleistung des Systems sein soll. Hinsichtlich des Windungszahlverhältnisses lässt sich an Gl. 5.32 erkennen, dass \ddot{u} lediglich in Termen mit R_0 vorkommt. Da R_0 typischer Weise sehr klein ist im Vergleich zu dem Produkt aus A_L , k und ω_r (vgl. Kap. 10.5), ist der Einfluss von \ddot{u} auf die Ausgangsleistung vernachlässigbar.

Als wichtiger Zusammenhang ist zu erkennen, dass eine Leistungsregelung sowohl über die Primär- als auch über die Sekundärspannung möglich ist. Bei Annahme von $R_0 \ll A_L k \omega_r$ kann der Zusammenhang zwischen der Ausgangsleistung und der Primär- bzw. Sekundärspannung auf einfache Weise durch eine Proportionalität beschrieben werden.

Leistungskomponenten der Oberschwingungen

Wie in Kap. 3.6 beschrieben, besitzt die Eingangsspannung des resonanten Übertragers im

realen System einen blockförmigen Verlauf und ist mit ungeradzahligem Oberschwingungen behaftet, die zur Leistungsübertragung beitragen. Die einzelnen Komponenten v können dabei nach dem Überlagerungsprinzip separat betrachtet werden. Die resultierende Ausgangsleistung ergibt sich aus der Summation der Wirkleistungen ${}^v P_2$ aller λ Einzelkomponenten.

In der Literatur [17, 59, 61, 70] wird auf eine Betrachtung der Oberschwingungen verzichtet, mit der Begründung, dass die resonante Übertragung in ausreichendem Maß als Tiefpassfilter wirke und die Harmonischen höherer Ordnung deshalb vernachlässigbar seien. Andererseits lassen sich in den Messergebnissen verschiedener Veröffentlichungen [42, 43, 64] Oberschwingungsanteile im Primärstrom erkennen, die das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter negativ beeinflussen können (höherer Schaltstrom im Schaltzeitpunkt). Diese Beobachtung wird zum Anlass genommen, auf das Oberschwingungsverhalten des SS-kompensierten Übertragers einzugehen.

Bereits in Abb. 5.2 lässt sich erkennen, dass höherfrequente Anteile in der Eingangsspannung (3., 5., v -te Oberschwingung), zu einem beträchtlichen Teil zur Ausgangsleistung beitragen können, wenn eine Kopplung vorliegt, bei der das oberhalb der Resonanzfrequenz befindliche Ausgangsleistungsmaximum bei einem ungeradzahligem Vielfachen der Resonanzfrequenz liegt.

Zur genaueren Betrachtung sind in Abb. 5.3 die auf die Grundschwingsleistung normierten Leistungskomponenten ${}^v P_2$ bis zur 7. Oberschwingung über der Kopplung für verschiedene Windungszahlverhältnisse dargestellt. Das Verhältnis U_2/I_2 wird dabei als konstant angenommen.

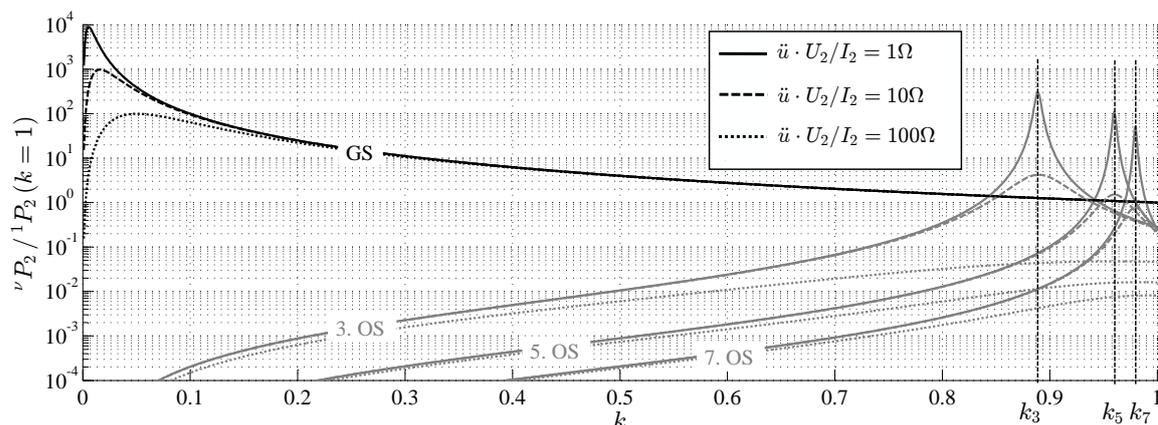


Abb. 5.3: Auf die Grundschwingsleistung bei $k = 1$ normierte Ausgangsleistung der Grundschwung (GS) und der Oberschwingungen (OS) 3., 5. und 7. Ordnung für verschiedene Produkte $\ddot{u} \cdot U_2/I_2$ mit $n_0 = 10$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6} H$, $R_0 = 1 \cdot 10^{-3} \Omega$, $f = f_r = 1 \cdot 10^5 Hz$, ${}^1 U_1 = 100V$

Es ist zu erkennen, dass der über die Grundschwung transportierte Anteil der Ausgangsleistung generell bis zu einem Kopplungsfaktor von $\approx 0,84$ überwiegt. Insbesondere bei geringen Kopplungen findet der Transport der Wirkleistung praktisch ausschließlich über die

Grundschiwingung statt. Bei hohen Kopplungen und Bifurcation bilden sich in den Oberschwingungen dagegen Ausgangsleistungsmaxima bei den charakteristischen Kopplungswerten k_v aus. Die Werte k_v stehen dabei in einem positiven Zusammenhang mit der Ordnung der Oberschwingung. Die Höhe des Maximums ${}^v P_2(k_v)$ nimmt dagegen mit der Ordnung ab.

In diesem Abschnitt werden die Oberschwingungen explizit in die Betrachtung einbezogen. Es lässt sich festhalten, dass die Leistung in einem SS-kompensierten induktiven Energieübertragungssystem bei kleinen Kopplungen praktisch ausschließlich über die Grundschiwingung übertragen wird. Die Oberschwingungen können unter gewissen Umständen jedoch erheblich zur Leistungsübertragung beitragen. Als kritisch sind insbesondere eine hohe Kopplung sowie Bifurcation zu beurteilen. Soll der Betrieb eines induktiven Ladesystems unter diesen kritischen Bedingungen möglich sein, sollten die Oberschwingungen in die Systemauslegung (Leistungselektronik, Filter etc.) mit einbezogen werden.

5.4 Allgemeine Auslegung und Betriebsverhalten des Übertragers

Die Auslegung des Übertragers erfolgt durch die Wahl der Windungszahlkonstanten n_0 und des Windungszahlverhältnisses \ddot{u} . Beide Parameter sind frei wählbar und bestimmen die charakteristischen Eigenschaften des Übertragungsverhaltens (Ausgangsleistung, Wirkungsgrad, etc.). Die Resonanzfrequenz zählt zwar ebenso zu den frei wählbaren Parametern, jedoch wurde in Kapitel 5.3.2 gezeigt, dass $\omega_r = \omega^*$ generell so groß wie möglich gewählt werden sollte (sofern Eisenverluste unberücksichtigt bleiben), um den Wirkungsgrad zu maximieren. Die Induktivitätskonstante des Übertragers A_L , die Kopplung k sowie die Widerstandskonstante R_0 werden nicht zu den frei wählbaren Parametern gezählt, da die Größen durch die Systemrandbedingungen und die Übertragertopologie (vgl. Kap. 4.2) vorgegeben sind.

5.4.1 Stand der Technik

In der Literatur sind zahlreiche Beiträge zu finden, die die Auslegung eines SS-kompensierten Übertragers beschreiben. Zur Bestimmung der Induktivitäten werden einerseits analytische Ansätze gewählt [20, 21] oder simulative bzw. experimentelle Ansätze [12, 40, 72]. Die maximale Strombelastbarkeit der Komponenten wird dabei in [20, 21] berücksichtigt.

In den meisten Veröffentlichungen [12, 21, 40, 72, 73] erfolgt die Auslegung für ein Windungszahlverhältnis von eins. Nur wenige Auslegungen, wie z.B. [15], wo ein beidseitig seriell kompensiertes Ladesystem mit einer Leistung von 100 W beschrieben wird, erfolgen mit einem Windungszahlverhältnis $\ddot{u} > 1$. In [67] wurde für die SP-Topologie gezeigt, dass sowohl die übertragbare Leistung als auch der Wirkungsgrad von der Sekundärwicklungszahl

abhängig ist. In [40] wird erwähnt, dass eine Untersuchung verschiedener Windungszahlverhältnisse sinnvoll erscheint, um die Spannungen anzupassen. Eine allgemeine Beschreibung erfolgt auch hier nicht. Generell sind in der Literatur keine systematischen Untersuchungen zum Windungszahlverhältnis beschrieben. Dies lässt sich dadurch begründen, dass bei konventionellen Systemen die Batteriespannung in der Größenordnung der Eingangszwischenkreisspannung liegt (Tab. 10.1) und daher keine Transformation über einen Übertrager mit einem Windungszahlverhältnis kleiner oder größer als eins erforderlich ist.

Das Spannungsniveau der Traktionsbatterie elektrisch betriebener Flurförderfahrzeuge ist typischer Weise um ein Vielfaches niedriger als die Spannung, die von dem Versorgungsnetz bereitgestellt wird. Für diese und ähnliche Anwendungen mit großen Differenzen zwischen der Eingangs- und Batteriespannung soll im Folgenden verallgemeinert eine Untersuchung zur optimalen Auslegung des Windungszahlverhältnisses vorgenommen werden. Des Weiteren werden die grundlegenden gleichungstechnischen Beziehungen für eine primärseitige Leistungsregelung über die Spannung U_1 sowie für eine sekundärseitige Leistungsregelung über die Spannung U_2 hergeleitet.

5.4.2 Auslegung der Windungszahlkonstanten

Für die Auslegung des Übertragers soll die Bedingung gelten, dass die vorgegebene Nennausgangsleistung $P_{2,N}$ in jedem Arbeitspunkt (repräsentiert durch k und U_1 bzw. U_2) durch eine primärseitige Regelung über U_1 bzw. eine sekundärseitige Regelung über U_2 eingestellt werden kann:

$$\forall k \in [k_{\min} .. k_{\max}] \wedge U_2 \in [U_{2,\min} .. U_{2,\max}] \exists U_1 \in [U_{1,\min} .. U_{1,N}] : P_2(U_1) = P_{2,N} \quad (5.34)$$

$$\forall k \in [k_{\min} .. k_{\max}] \wedge U_1 \in [U_{1,\min} .. U_{1,\max}] \exists U_2 \in [U_{2,\min} .. U_{2,N}] : P_2(U_2) = P_{2,N}. \quad (5.35)$$

Um diese Bedingungen zu erfüllen, ist die Windungszahlkonstante n_0 , die nach Gl. 5.33 die Ausgangsleistung maßgeblich bestimmt, geeignet auszulegen. Dies bedeutet physikalisch, dass die Windungszahlen n_1 und n_2 so gewählt werden müssen, dass die Spulenwicklungen die richtigen Impedanzen besitzen. Nur so ist es möglich, die gewünschte Leistung zu übertragen.

Durch ein Umformen von Gl. 5.32 bzw. Gl. 5.33 nach n_0 und Einsetzen von Gl. 5.34 oder 5.35 sowie von $U_{1,N}$ für U_1 und $U_{2,N}$ für U_2 ergibt sich:

$$n_0|_{\omega=\omega_r} = \sqrt{\frac{A_L k \omega_r U_{1,N} U_{2,N} - \ddot{u} R_0 U_{2,N}^2}{P_{2,N} (A_L^2 k^2 \omega_r^2 + R_0^2)}} \quad (5.36)$$

$$n_0|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \sqrt{\frac{U_{1,N} U_{2,N}}{P_{2,N} A_L k \omega_r}}. \quad (5.37)$$

Folglich sind die Windungszahlen umso kleiner zu wählen, je größer die geforderte Ausgangsleistung ist. Die Parameter A_L und ω_r werden im Betrieb als konstant angenommen. Die Kopplung k kann stark variieren. Um die Einhaltung der Bedingung in Gl. 5.34 bzw. Gl. 5.35 in jedem Betriebspunkt sicherzustellen, ist der Maximalwert k_{\max} für k in Gl. 5.36 bzw. Gl. 5.37 einzusetzen.

Wird Gl. 5.37 in Gl. 5.33 unter der Bedingung $R_0 \ll A_L k \omega_r$ eingesetzt, so lässt sich eine allgemeingültige Beziehung zwischen der Kopplung, der normierten Primär- und Sekundärspannung und der normierten Ausgangsleistung ableiten:

$$\frac{P_2}{P_{2,N}} = \frac{U_1}{U_{1,N}} \frac{U_2}{U_{2,N}} \frac{k_{\max}}{k}. \quad (5.38)$$

Als wichtiges Ergebnis ist zu erkennen, dass sich die Ausgangsleistung proportional zu der Primär- und Sekundärspannung verhält und umgekehrt proportional zu der Kopplung.

5.4.3 Auslegung des Windungszahlverhältnisses

In Kap. 5.3.2 wurde allgemein gezeigt, dass das Windungszahlverhältnis maßgeblich den Wirkungsgrad der Übertragung bestimmt. Das wirkungsgradmaximale Windungszahlverhältnis kann mit Gl. 5.26 bzw. Gl. 5.27 berechnet werden. Im Betrieb ergibt sich jedoch das Problem, dass die Parameter U_1 und U_2 nicht als konstant angenommen werden können. Bei einer primärseitigen Leistungsregelung (Index „p“) dient die Spannung U_1 als Stellgröße, um die Ausgangsleistung zu regeln, bei einer sekundärseitigen Leistungsregelung (Index „s“) die Spannung U_2 . Folglich ist das wirkungsgradmaximale Windungszahlverhältnis arbeitspunktabhängig:

$$\ddot{u}_{\eta_{\max,p}} = f(U_1) \quad \text{bzw.} \quad \ddot{u}_{\eta_{\max,s}} = f(U_2). \quad (5.39)$$

Ein Umformen von Gl. 5.33 nach U_1 bzw. U_2 und ein Einsetzen in Gl. 5.27 liefert für den Fall einer primärseitigen Leistungsregelung:

$$\ddot{u}_{\eta_{\max,p}} = \frac{n_0^2 A_L k \omega_r P_2}{U_2^2} \propto k \quad (5.40)$$

und für den Fall einer sekundärseitigen Leistungsregelung:

$$\ddot{u}_{\eta_{\max,s}} = \frac{U_1^2}{n_0^2 A_L k \omega_r P_2} \propto \frac{1}{k}. \quad (5.41)$$

Bei einem Betrieb mit variabler Primärspannung ist demzufolge das wirkungsgradmaximale Windungszahlverhältnis proportional zu der Kopplung, bei variabler Sekundärspannung umgekehrt proportional. In jedem Fall ist die Wahl des Windungszahlverhältnisses nur für eine

bestimmte Kopplung k_{ii} optimal, nach der die Auslegung des Systems erfolgt.

In Abb. 5.4 ist der Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Kopplung nach Gl. 5.25 für Auslegungen des Windungszahlverhältnisses nach Gl. 5.40 bzw. Gl. 5.41 mit verschiedenen Werten k_{ii} aufgetragen. Die Kurve „ $k_{ii} = k$ “ beschreibt das theoretische Wirkungsgradmaximum, d.h. den Fall, dass das Windungszahlverhältnis variabel mit k ist.

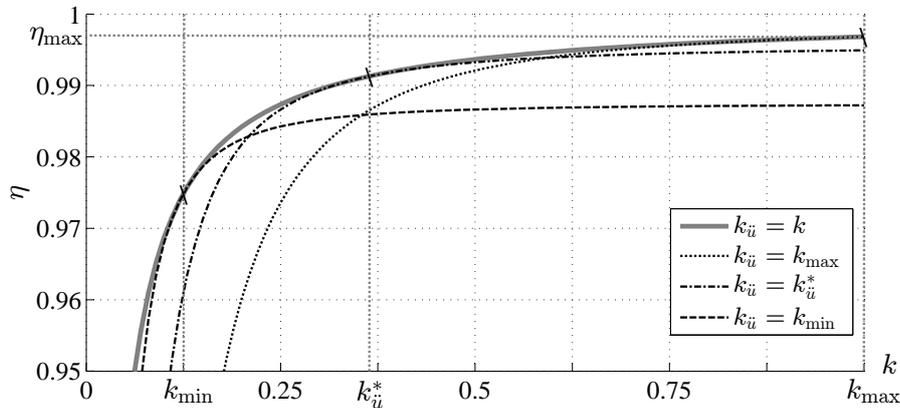


Abb. 5.4: Wirkungsgrad als Funktion der Kopplung für verschiedene Auslegungen des Windungszahlverhältnisses k_{ii} mit $k_{\min} = 0,125$, $k_{\max} = 1$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6} \text{H}$, $f = f_r = 1 \cdot 10^5 \text{Hz}$, $R_0 = 1 \cdot 10^{-3} \Omega$

Für eine Auslegung nach dem Kopplungsminimum $k_{ii} = k_{\min}$ entspricht der Wirkungsgrad bei $k = k_{\min}$ dem theoretischen Wirkungsgradmaximum $\eta(k_{ii} = k)$. Für große Kopplungen ist der Wirkungsgrad signifikant kleiner als das theoretische Maximum. Für die Auslegung nach der maximalen Kopplung $k_{ii} = k_{\max}$ entspricht der Wirkungsgrad für $k = k_{\max}$ dem Wirkungsgradmaximum η_{\max} . Für kleine Kopplungen ist der Wirkungsgrad in diesem Fall erheblich geringer als im Optimum. Erfolgt eine Auslegung nach dem geometrischen Mittel aus der minimalen und maximalen Kopplung

$$k_{ii}^* = \sqrt{k_{\min} k_{\max}} \quad (5.42)$$

so ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad im mittleren Kopplungsbereich im Punkt k_{ii}^* das Maximum erreicht und in den Randbereichen deutlich weniger stark vom Optimum abweicht wie die Auslegungen nach k_{\min} oder k_{\max} .

Es lässt sich festhalten, dass der Wirkungsgrad jeweils im Auslegungspunkt $k = k_{ii}$ gleich dem theoretischen Maximum ist. Eine Auslegung nach dem Kopplungsminimum führt zu der höchsten Effizienz bei Minimalkopplung. Eine Auslegung nach dem Wirkungsgradmaximum weist hingegen den höchsten Maximalwirkungsgrad auf, aber dafür die stärksten Einbußen bei kleinen Kopplungen. Eine Auslegung des Windungszahlverhältnisses nach der Kopplung k_{ii}^* kann als optimal angesehen werden, wenn eine Gleichverteilung der Kopplungswerte vorliegt, da sich über weite Bereiche ein hoher Wirkungsgrad realisieren lässt.

Durch Einsetzen von n_0 nach Gl. 5.37 und k_{ii}^* nach Gl. 5.42 für k in Gl. 5.40 bzw. in Gl. 5.41 ergibt sich mit $P_2 = P_{2,N}$ und $U_1 = U_{1,N}$ bzw. $U_2 = U_{2,N}$ für das optimale Windungszahlverhältnis bei primär- bzw. sekundärseitiger Leistungsregelung:

$$\dot{u}_p^* = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \frac{k_{ii}^*}{k_{\max}} = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \frac{\sqrt{k_{\min} k_{\max}}}{k_{\max}} = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \sqrt{\frac{k_{\min}}{k_{\max}}} \quad (5.43)$$

$$\dot{u}_s^* = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \frac{k_{\max}}{k_{ii}^*} = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \sqrt{\frac{k_{\max}}{k_{\min}}} \quad (5.44)$$

Für eine identische Wahl von $U_{1,N}$ in Gl. 5.43 und Gl. 5.44 und $U_{2,N}$ in Gl. 5.43 und Gl. 5.44 folgt aufgrund der Annahme $k_{\min} \leq k_{\max}$ für die optimalen Windungszahlverhältnisse: $\dot{u}_s^* \geq \dot{u}_p^*$.

5.4.4 Betriebsverhalten

Die im induktiven Übertragungssystem während des Betriebs auftretenden Ströme und Spannungen sind nicht konstant, sondern arbeitspunktabhängig. Die Spannung U_1 wird bei einer primärseitigen Leistungsregelung, die Spannung U_2 bei einer sekundärseitigen Leistungsregelung als Stellgröße eingesetzt, um die zu übertragene Leistung einzustellen. Des Weiteren werden durch eine Variation von U_1 und U_2 Parameterschwankungen ausgeglichen, die auf eine Änderung der Kopplung, des A_L -Wertes oder der Batteriespannung U_{Bat} infolge des Aufladevorgangs zurückgehen.

An dieser Stelle sollen die Primär- und Sekundärspannung, der Primär- und Sekundärstrom sowie der Wirkungsgrad während des Betriebs betrachtet werden, da die Kenntnis dieser Größen von Bedeutung für die Auslegung der Systemkomponenten (passive Komponenten und Leistungselektronik) ist. Die Betrachtung erfolgt ausschließlich in Abhängigkeit der übertragenen Leistung sowie der Kopplung. Parameterschwankungen bedingt durch Variationen des A_L -Wertes oder der Batteriespannung werden nicht betrachtet, da ihr Einfluss vergleichsweise gering ist.

Die Primärspannung und die Sekundärspannung lassen sich erhalten, indem Gl. 5.32 bzw. 5.33 nach U_1 bzw. U_2 aufgelöst werden. Es ergibt sich für eine primärseitige Leistungsregelung:

$$U_1|_{\omega=\omega_r} = \frac{n_0^2 P_2 (R_0^2 + A_L^2 k^2 \omega_r^2) + \ddot{u} R_0 U_2^2}{A_L k \omega_r U_2} \quad (5.45)$$

$$U_1|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \frac{n_0^2 A_L k \omega_r P_2}{U_2} \quad (5.46)$$

und für eine sekundärseitige Leistungsregelung:

$$U_2|_{\omega=\omega_r} = \frac{A_L k \omega_r U_1 - \sqrt{A_L^2 k^2 \omega_r^2 U_1^2 - 4 P_2 \ddot{u} R_0 n_0^2 (R_0^2 + A_L^2 k^2 \omega_r^2)}}{2 \ddot{u} R_0} \quad (5.47)$$

$$U_2|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \frac{n_0^2 A_L k \omega_r P_2}{U_1}. \quad (5.48)$$

Es bleibt anzumerken, dass im Falle einer primärseitigen Leistungsregelung die Sekundärspannung annähernd konstant ist, da diese über einen Gleichrichter an die Batteriespannung gekoppelt ist. Im Falle einer sekundärseitigen Leistungsregelung kann dagegen im Regelfall von einer konstanten Primärspannung ausgegangen werden, die sich aus der gleichgerichteten Netzspannung ergibt.

Für einen Betrieb in der Resonanzfrequenz lässt sich für den Primär- sowie den Sekundärstrom in Abhängigkeit der Ausgangsleistung und der Primär- bzw. Sekundärspannung allgemein schreiben:

$$I_1|_{\omega=\omega_r} = \frac{P_2}{\eta U_1} \quad (5.49)$$

$$I_2|_{\omega=\omega_r} = \frac{P_2}{U_2}. \quad (5.50)$$

Durch ein Einsetzen der Ausgangsleistung nach Gl. 5.32 bzw. Gl. 5.33 und des Wirkungsgrads nach Gl. 5.25 in Gl. 5.49 und Gl. 5.50 ergibt sich:

$$I_1|_{\omega=\omega_r} = \frac{R_0 U_1 + \ddot{u} A_L k \omega_r U_2}{\ddot{u} n_0^2 (R_0^2 + A_L^2 k^2 \omega_r^2)} \quad (5.51)$$

$$I_1|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \frac{U_2}{n_0^2 A_L k \omega_r} \quad (5.52)$$

$$I_2|_{\omega=\omega_r} = \frac{A_L k \omega_r U_1 - \ddot{u} R_0 U_2}{n_0^2 (R_0^2 + A_L^2 k^2 \omega_r^2)} \quad (5.53)$$

$$I_2|_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \frac{U_1}{n_0^2 A_L k \omega_r}. \quad (5.54)$$

Anhand von Gl. 5.52 ist zu erkennen, dass der Primärstrom nur von U_2 , nicht aber von U_1 , abhängig ist. Im Falle einer primärseitigen Leistungsregelung, bei der nur U_1 variiert wird, ist der Primärstrom folglich konstant, sofern R_0 vernachlässigbar klein ist. Entsprechend ist nach Gl. 5.54 der Sekundärstrom bei einer sekundärseitigen Leistungsregelung konstant. Diese Ergebnisse haben zur Folge, dass selbst bei geringen Leistungen bereits ein hoher Strom fließt, so dass Nachteile bei dem Wirkungsgrad zu erwarten sind.

Primärseitige Leistungsregelung

Die Verläufe der Primärspannung nach Gl. 5.45 sowie des Primärstroms nach Gl. 5.51 bei

einer primärseitigen Regelung sind in Abb. 5.5 dargestellt.

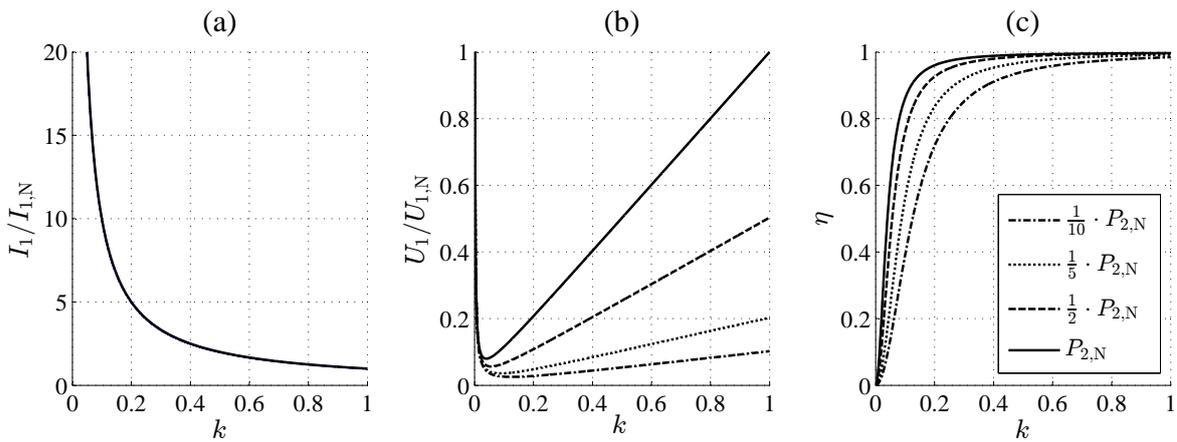


Abb. 5.5: Darstellung analytischer Zusammenhänge für verschiedene Werte der Ausgangsleistung als Funktion von k : (a) normierter Primärstrom mit $I_{1,N} = I_1|_{k=k_{\max}, P_2=P_{2,N}}$, (b) normierte Primärspannung mit $U_{1,N} = U_1|_{k=k_{\max}, P_2=P_{2,N}}$, (c) Wirkungsgrad; Randbedingungen: n_0 nach Gl. 5.37, $\ddot{u} = \ddot{u}_{\eta, \max}$ nach Gl. 5.27, $A_L = 1 \cdot 10^{-6} \text{H}$, $R_0 = 1 \cdot 10^{-3} \Omega$, $f = f_r = 1 \cdot 10^5 \text{Hz}$, $k_{\max} = 1$

Wie zu erkennen ist, steigt der Primärstrom mit fallender Kopplung stark an. Dieses Verhalten lässt sich physikalisch dadurch erklären, dass mit abnehmender Kopplung die Eingangsimpedanz der resonanten Übertragung kleiner wird (siehe Gl. 5.17). Das führt dazu, dass die Systemkomponenten (Spule, Kapazität, Wechselrichter) sehr groß ausgelegt werden müssen, wenn ein Betrieb des Systems über einen weiten Kopplungsbereich möglich sein soll, d.h. wenn $k_{\min}/k_{\max} \ll 1$ ist.

In Abb. 5.5b ist zu erkennen, dass die normierte Eingangsspannung für konstante Ausgangsleistung sowohl von der Kopplung als auch der Ausgangsleistung abhängig ist. Die Verläufe der normierten Eingangsspannung weisen jeweils ein Minimum bei sehr kleinen Kopplungen auf, wo die Spannungsverstärkung am größten ist. Für Kopplungswerte $0,1 \lesssim k \leq 1$ lässt sich ein annähernd linearer Zusammenhang zwischen k und der erforderlichen Primärspannung für konstante Ausgangsleistung feststellen. Die Ergebnisse sprechen für eine einfache Regelbarkeit der Ausgangsleistung durch die Primärspannung über einen großen Kopplungsbereich. Es ist anzumerken, dass die Verläufe des Primärstroms und der Primärspannung unabhängig von den absoluten Werten der Eingangsspannung, der Batteriespannung und der Nennausgangsleistung sind. Die Abbildungen 5.5a und 5.5b sind daher von allgemeiner Gültigkeit für die primärseitige Regelung von SS-kompensierten Energieübertragungssystemen.

Hinsichtlich des Wirkungsgrads (Abb. 5.5c) lässt sich feststellen, dass dieser mit steigender Kopplung größer wird. Es zeigen sich deutliche Unterschiede hinsichtlich eines Betriebs mit Nennleistung und verminderter Ausgangsleistung. Es lässt sich erkennen, dass der Wirkungsgrad umso höher ist, je größer die Ausgangsleistung ist.

Sekundärseitige Leistungsregelung

In Abb. 5.6 sind der normierte Sekundärstrom nach Gl. 5.53, die Sekundärspannung nach Gl. 5.47 sowie der Wirkungsgrad nach Gl. 5.25 über der Kopplung aufgetragen. Die Eingangsspannung wird als konstant angenommen.

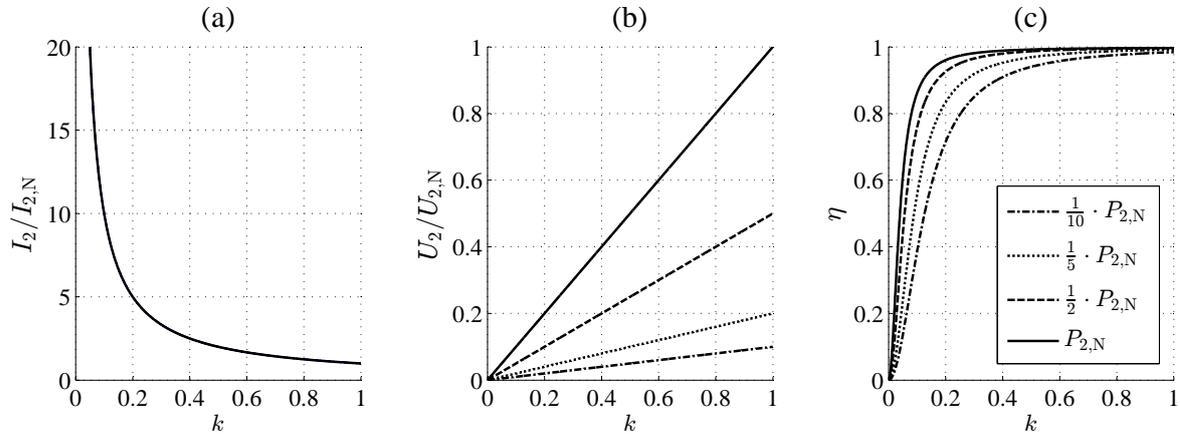


Abb. 5.6: Darstellung analytischer Zusammenhänge für verschiedene Werte der Ausgangsleistung als Funktion von k : (a) Normierter Sekundärstrom mit $I_{2,N} = I_2|_{k=k_{\max}, P_2=P_{2,N}}$, (b) normierte Sekundärspannung mit $U_{2,N} = U_2|_{k=k_{\max}, P_2=P_{2,N}}$, (c) Wirkungsgrad; Randbedingungen: mit n_0 nach Gl. 5.37, $\ddot{u} = \ddot{u}_{\eta, \max}$ nach Gl. 5.27, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}$ H, $R_0 = 1 \cdot 10^{-3}$ Ω , $f = f_r = 1 \cdot 10^5$ Hz, $k_{\max} = 1$

Der normierte Sekundärstrom (Abb. 5.6a) zeigt ein zum normierten Primärstrom im Falle einer primärseitigen Regelung äquivalentes Verhalten. Die Aussagen bezüglich der Dimensionierung der Systemkomponenten bei der Primärregelung gelten bei der Sekundärregelung entsprechend für die Sekundärseite (Spule, Kapazität, Gleichrichter).

Für die normierte Sekundärspannung in Abb. 5.6b lassen sich Ursprungsgeraden mit einer von der Ausgangsleistung abhängigen Steigung erkennen. Abgesehen von sehr kleinen Kopplungen gleicht das Verhalten dem der primärseitigen Regelung in Abb. 5.5b. Folglich lässt sich auch über die Sekundärspannung eine gute Regelbarkeit der Ausgangsleistung realisieren. Hinsichtlich des Wirkungsgrads (Abb. 5.6c) zeigt sich ein identischer Verlauf zu dem Fall der variablen Primärspannung.

Zusammenfassend kann für einen Betrieb mit Primär- und Sekundärregelung festgehalten werden, dass beide Betriebsmodi abgesehen von sehr kleinen Kopplungen äquivalent zueinander sind. Dies betrifft das Verhalten des Primär- und Sekundärstroms, der Primär- und Sekundärspannung sowie des Wirkungsgrads. Sowohl für die Primär- als auch für die Sekundärseite existiert ein einfaches Regelgesetz zwischen der Ausgangsleistung und der Primär- bzw. Sekundärspannung. Für eine Systemauslegung ist von besonderer Bedeutung, dass der Primär- bzw. Sekundärstrom bei geringer Kopplung deutlich größer werden kann als bei maximaler Kopplung. Das macht eine signifikant größere Auslegung der Systemkomponenten hinsichtlich der Stromtragfähigkeit erforderlich.

5.5 Erhöhung der Positionierungstoleranz durch einen Übertrager mit mehreren Abgriffen

Bei der in Kap. 5.4 beschriebenen Auslegung des Übertragers erfolgt die Dimensionierung der Windungszahlkonstanten n_0 für den Betriebspunkt mit maximaler Kopplung k_{\max} . Die Auslegung des Windungszahlverhältnisses \ddot{u} erfolgt zum Zwecke der Wirkungsgradmaximierung nach der mittleren Kopplung $k_{\ddot{u}}^*$.

Es wurde gezeigt, dass das Verhältnis k_{\min}/k_{\max} maßgeblich die Dimensionierung der Systemkomponenten beeinflusst. Je kleiner das Verhältnis k_{\min}/k_{\max} ist, desto größer ist der Maximalwert des Primär- bzw. Sekundärstroms $I_{1,\max}$ bzw. $I_{2,\max}$ und damit auch die erforderliche Dimensionierung der passiven Komponenten und der Umrichter. Um den Anforderungen an das Volumen und an die Kosten des Gesamtsystems gerecht zu werden, kann eine Begrenzung des tolerierten Kopplungsbereiches erforderlich sein. Diese Maßnahme schränkt jedoch allgemein den Einsatzbereich des Ladesystems ein, indem sie sich nachteilig auf die maximal mögliche Positionierungsabweichung des Fahrzeugs auswirkt, zu dessen Ladung das System eingesetzt wird.

5.5.1 Stand der Technik

Um die Versatztoleranz induktiver Ladesysteme zu erhöhen, werden in der Literatur verschiedene Ansätze präsentiert. Ein Großteil der Veröffentlichungen entfällt auf die Optimierung der Übertragergeometrie (Kern- und Spulenanordnung). In [14] werden einseitig gewickelte Übertrager hinsichtlich der Kopplung in Abhängigkeit des Versatzes verglichen und ein optimales Design abgeleitet. In [13] wird ein neuer Aufbau mit einer sogenannten „Flux Pipe“, einer Röhre für die Magnetfeldlinien, vorgeschlagen, die eine deutliche Verbesserung der Versatztoleranz versprechen soll. In [38] und [74] werden Anordnungen mit mehreren Spulen untersucht, die über eine größere Fläche verteilt sind. In [35] wird als eine polarisierte Übertrager-Topologie die Doppel-D-Quadratur analysiert, die eine deutlich größere Ladezone als die konventionelle einseitig gewickelte Topologie ermöglichen soll.

Abgesehen von einer Optimierung des Übertrageraufbaus kann die Kompensationstopologie variiert werden. In [57] wird eine SP/S-Topologie präsentiert, die eine deutlich höhere Positionierungstoleranz zulässt als die konventionelle SS-Topologie. Als eine weitere Möglichkeit wird in [60] eine S/SP-Topologie beschrieben, die den Vorteil einer Spannungsverstärkung mit sich bringt, die unabhängig von Laständerungen und von der Kopplung ist. In [75] wird das Konzept eines selbst abgleichenden Abnehmers vorgeschlagen, bei dem mittels Relais eine unterschiedliche Anzahl von Kapazitäten zu dem sekundärseitigen Resonanzkreis parallel geschaltet werden kann.

In dieser Arbeit erfolgt eine Untersuchung von Übertragern mit mehreren Abgriffen auf der Primär- und der Sekundärseite (im Folgenden auch als Multi-Tap-Transformatoren bezeichnet). Im Gegensatz zu den in [57, 60, 75] vorgeschlagenen Methoden ist keine alternative Kompensationstopologie erforderlich. Der präsentierte Ansatz ist kompatibel mit der konventionellen SS-Topologie, die eine geringe Komplexität aufweist und für die Praxis die größte Relevanz besitzt.

Untersuchungen zu Multi-Tap-Transformatoren für induktive Energieübertragungssysteme zur Ladung von Fahrzeugbatterien sind bisher nicht bekannt. Auch für andere Anwendungen existieren nur vereinzelte Untersuchungen. In [76] wird ein Energieübertragungssystem mit einer Sekundärspule mit mehreren Abgriffen zur Ladung von Super-Kondensatoren beschrieben. Die Anwendung beruht jedoch auf dem Prinzip der maximalen Leistungsübertragung (vgl. Impedanzanpassungsprinzip nach Kap. 1.2) und nicht auf dem Prinzip der Effizienzmaximierung. Zudem liegt die Systemnennleistung im mW-Bereich. Aufgrund dieser Einschränkungen lassen sich keine allgemeingültigen Aussagen für die Ladung von Batterien ableiten. Aus den genannten Gründen wird im Folgenden eine allgemeingültige Beschreibung von Multi-Tap-Transformatoren für induktive Energieübertragungssysteme zur Ladung von Batterien erarbeitet.

5.5.2 Übertrager mit mehreren Abgriffen auf Primär- und Sekundärseite

In diesem Abschnitt erfolgt die allgemeine Betrachtung eines Übertragers mit m Abgriffen auf der Primär- und der Sekundärseite wie in Abb. 5.7a dargestellt. Ein bestimmter Abgriff

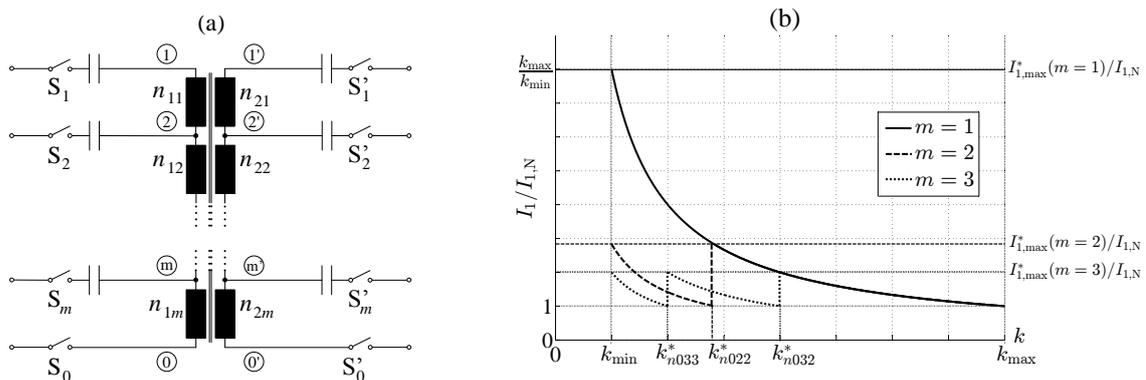


Abb. 5.7: Darstellungen zum Multi-Tap-Transformator: (a) Schaltbild eines resonanten Übertragers mit m schaltbaren Wicklungspaaren, (b) normierter Primärstrom als Funktion der Kopplung für optimale Übertragerauslegung (Minimierung des Maximalwertes des Primärstroms) mit $m \in [1, 2, 3]$, $f = f_r$

auf der Primär- oder der Sekundärseite kann durch die Schalter S_i bzw. S'_j mit $i, j \in [1, 2, \dots, m]$ ausgewählt werden. Auf diese Weise können die Primär- und Sekundärwindungszahl angepasst werden. In Abhängigkeit der getroffenen Annahmen ergibt dies eine bestimmte Ge-

samtanzahl an Kombinationen für die Konfiguration des Übertragers, dargestellt in Tab. 5.1.

Fall	Schalter S_0 & S'_0 geschlossen	prim. = sek. Abgriff ($i = j$)	Anzahl Kombinationen	geschlossene Schalter	
				Primärseite	Sekundärseite
I	ja	ja	m	S_i, S_0	S'_i, S'_0
II	ja	nein	$m(m-1)$	S_i, S_0	S'_j, S'_0
III	nein	ja	$(m-1)!$	S_i, S_v	S'_i, S'_v
IV	nein	nein	$(m-1)!(m-2)!$	S_i, S_v	S'_j, S'_w

Tab. 5.1: Anzahl der Kombinationsmöglichkeiten an Transformator Konfigurationen in Abhängigkeit der getroffenen Annahmen; $i, j, v, w \in [1, 2, \dots, m]$ mit $i \neq j \neq v \neq w$

Im Folgenden soll der Fall „I“ betrachtet werden, bei dem die Schalter S_0 und S'_0 stets geschlossen sind und $i = j$ gilt, d.h. die Position des primär- und sekundärseitigen Abgriffs ist identisch. Wie in Tab. 5.1 zu erkennen, ergeben sich bei dieser Konfiguration insgesamt m verschiedene Übertragerkonfigurationen, die gekennzeichnet sind durch m verschiedene primär- und sekundärseitige Windungszahlen sowie durch m Windungszahlkonstanten. Die i -te Konfiguration wird dabei durch die Windungszahlen n_{1mi} , n_{2mi} sowie durch die Windungszahlkonstante n_{0mi} beschrieben.

Allgemeine Auslegung

Mit dem Konzept des Multi-Tap-Transformators kann jede Windungszahlkonstante n_{0mi} auf eine unterschiedliche Kopplung ausgelegt werden, repräsentiert durch den Wert k_{n0mi} . Dabei muss einer der m Auslegungspunkte so gewählt werden, dass die Nennleistung in jedem Betriebspunkt übertragen werden kann. Dies erfordert den Ausführungen von Kap. 5.4 nach eine Auslegung nach dem Betriebspunkt mit maximaler Kopplung. Im weiteren Verlauf wird stets $k_{n0m1} = k_{\max}$ gewählt. Die verbleibenden $m-1$ Auslegungspunkte $k_{n0m2}, \dots, k_{n0mm}$ sind frei wählbar.

Im Folgenden soll der Primärstrom I_1 bei primärseitiger Leistungsregelung unter Verwendung eines Multi-Tap-Übertragers betrachtet werden. Zudem soll ein Vergleich mit einem konventionellen Übertrager erfolgen. Aufgrund der Tatsache, dass sich der primär- und sekundärseitige Strom bei primär- bzw. sekundärseitiger Leistungsregelung vollkommen äquivalent verhalten, sind die resultierenden Ergebnisse auf den Fall der sekundärseitigen Leistungsregelung übertragbar.

Der Primärstrom ist als Funktion der Kopplung bei einem konventionellen Übertrager für ein vorgegebenes Intervall $[k_{\min}, k_{\max}]$ in Abb. 5.7b anhand der Kurve „ $m = 1$ “ veranschaulicht. Wie zu erkennen, beträgt der Maximalwert des Primärstroms $I_{1,\max}$ ein Vielfaches des Nennwertes $I_{1,N} = I_1(k_{\max})$. Wird ein System mit zwei Auslegungen betrachtet ($m = 2$) so kann

die zweite Auslegung k_{n022} frei gewählt werden. Wird $k_{n022} = k_{n022}^*$ gewählt wie in Abb. 5.7b veranschaulicht, so ergibt sich:

$$I_1(k_{\min}) = I_1(k_{n022}) = I_{1,\max}^*(m = 2). \quad (5.55)$$

Es ist leicht zu sehen, dass diese Wahl hinsichtlich eines möglichst geringen Maximalwertes $I_{1,\max}(m = 2)$ optimal ist, denn für $k_{n022} > k_{n022}^*$ und $m = 2$ wäre $I_1(k_{\min}) > I_{1,\max}^*$ und für $k_{n022} < k_{n022}^*$ und $m = 2$ wäre $I_1(k_{n022}) > I_{1,\max}^*$.

In Abb. 5.7b ist ebenso der normierte Verlauf des Primärstroms für $m = 3$ dargestellt. Die Wahl der Auslegungswerte erfolgt mit $k_{n03i} = k_{n03i}^*$ so, dass $I_{1,\max}(m = 3)$ minimal ist. Es kann die Beobachtung gemacht werden, dass sich mit steigender Anzahl m der Auslegungen bei optimaler Wahl der Auslegungswerte der Maximalwert des Primärstroms $I_{1,\max}^*(m)$ stetig reduziert. Dies führt auf den Grenzwert:

$$\frac{I_{1,\max}^*(m \rightarrow \infty)}{I_{1,N}} = 1. \quad (5.56)$$

Eine allgemeine Bestimmung der optimalen Auslegungswerte k_{n0mi}^* kann über die Bedingung erfolgen, dass der Primärstrom I_{1mi} jeder der m Auslegungen im Maximum dem Wert $I_{1,\max}^*(m)$ entspricht:

$$I_{1mm}(k_{\min}) = I_{1mm-1}(k_{n0mm}) = \dots = I_{1m2}(k_{n0m3}) = I_{1m1}(k_{n0m2}) = I_{1,\max}^*(m). \quad (5.57)$$

Aufgrund des umgekehrt proportionalen Zusammenhangs zwischen der Kopplung und dem Primärstrom nach Gl. 5.52 kann für I_{1mi} geschrieben werden:

$$I_{1m1}(k_{n0m2}) = I_{1,N} \cdot \frac{k_{\max}}{k_{n0m2}} \quad (5.58)$$

$$I_{1m2}(k_{n0m3}) = I_{1,N} \cdot \frac{k_{n0m2}}{k_{n0m3}} \quad (5.59)$$

⋮

$$I_{1mm-1}(k_{n0mm}) = I_{1,N} \cdot \frac{k_{n0mm-1}}{k_{n0mm}} \quad (5.60)$$

$$I_{1mm}(k_{\min}) = I_{1,N} \cdot \frac{k_{n0mm}}{k_{\min}}. \quad (5.61)$$

Einsetzen von Gl. 5.58-5.61 in Gl. 5.57 ergibt:

$$\begin{aligned} I_{1,N} \cdot \frac{k_{n0mm}}{k_{\min}} = I_{1,N} \cdot \frac{k_{n0mm-1}}{k_{n0mm}} = \dots = I_{1,N} \cdot \frac{k_{n0m2}}{k_{n0m3}} = I_{1,N} \cdot \frac{k_{\max}}{k_{n0m2}} \\ \frac{k_{n0mm}}{k_{\min}} = \frac{k_{n0mm-1}}{k_{n0mm}} = \dots = \frac{k_{n0m2}}{k_{n0m3}} = \frac{k_{\max}}{k_{n0m2}}. \end{aligned} \quad (5.62)$$

Aus Gl. 5.62 lässt sich ein Gleichungssystem bestehend aus $m - 1$ Gleichungen aufstellen:

$$k_{n0m2}^2 = k_{n0m3} \cdot k_{\max} \quad (5.63)$$

⋮

$$k_{n0mm-1} \cdot k_{n0m2} = k_{n0mm} \cdot k_{\max} \quad (5.64)$$

$$k_{n0mm} \cdot k_{n0m2} = k_{\min} \cdot k_{\max} \cdot \quad (5.65)$$

Durch Umformen des Gleichungssystems kann die folgende Lösung für die optimale Wahl der Auslegungspunkte erhalten werden:

$$k_{n0mi}^* = k_{\min}^{\left(\frac{i-1}{m}\right)} \cdot k_{\max}^{\left(\frac{m-i+1}{m}\right)}. \quad (5.66)$$

Einsetzen von k_{n0mi}^* in Gl. 5.37 liefert die optimalen Werte der Windungszahlkonstanten:

$$n_{0mi}^* |_{\omega=\omega_r, R_0 \ll A_L k \omega_r} = \sqrt{\frac{U_{1,N} U_{2,N}}{P_{2,N} A_L k_{n0mi}^* \omega_r}}. \quad (5.67)$$

Der normierte Maximalwert des Primärstroms $I_{1,\max}^*(m)/I_{1,N}$ lässt sich allgemein über Gl. 5.58 mit Gl. 5.66 bestimmen:

$$\frac{I_{1,\max}^*(m)}{I_{1,N}} = \frac{I_{1m1}(k_{n0m2})}{I_{1,N}} = \frac{k_{\max}}{k_{n0m2}^*} = \left(\frac{k_{\max}}{k_{\min}}\right)^{\frac{1}{m}}. \quad (5.68)$$

Wie zu erkennen, kann der Maximalwert des Primärstroms signifikant reduziert werden, wenn die Anzahl der Abgriffe erhöht wird, da $\frac{1}{m}$ im Exponenten des Ausdrucks steht. Aufgrund der Äquivalenz zwischen der primär- und sekundärseitigen Leistungsregelung lässt sich der Zusammenhang aus Gl. 5.68 auf den Fall der sekundärseitigen Leistungsregelung übertragen, so dass gilt:

$$\frac{I_{2,\max}^*(m)}{I_{2,N}} = \left(\frac{k_{\max}}{k_{\min}}\right)^{\frac{1}{m}}. \quad (5.69)$$

Betrachtung des Wirkungsgrads

Für einen konventionellen Übertrager mit einem Abgriff wurde in Kap. 5.4 gezeigt, dass die Auslegung des Windungszahlverhältnisses nach der Kopplung $k_{ii}^* = \sqrt{k_{\min} k_{\max}}$ geeignet ist, um über einen weiten Bereich einen hohen Wirkungsgrad zu erzielen.

Für einen Multi-Tap-Transformator mit m Abgriffen auf beiden Seiten lässt sich diese Bedingung auf die m Intervalle $[k_{\min}, k_{n0mm}]$, $[k_{n0mm}, k_{n0mm-1}]$, ..., $[k_{n0m2}, k_{n0m1} = k_{\max}]$ übertragen, indem die Auslegungswerte k_{iimi} für das Windungszahlverhältnis jeweils innerhalb des Intervalls $[k_{n0mi+1}, k_{n0mi}]$ gewählt werden wie in Abb. 5.8b veranschaulicht.

Werden die Werte k_{iimi} so gewählt, dass das Verhältnis k_{n0mi}/k_{iimi} gleich dem Verhältnis

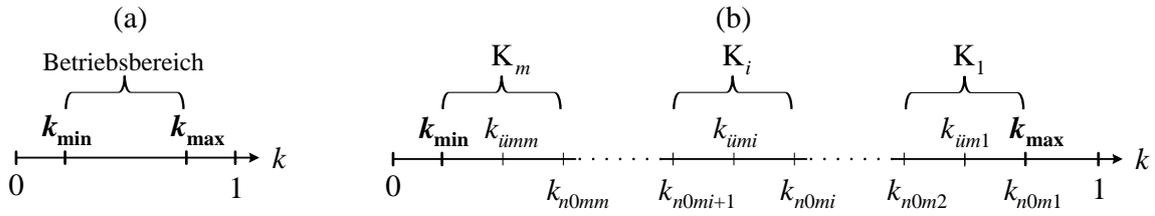


Abb. 5.8: Darstellung der Kopplung: (a) vorgegebene Randbedingungen (minimale und maximale Kopplung) und resultierender Betriebsbereich, (b) Parametrierung des Betriebsbereichs: Einteilung in m Intervalle $K_1 \dots K_m$ für die Auslegung der Windungszahlkonstante und des Windungszahlverhältnisses bei Verwendung eines Multi-Tap-Transformators

$k_{\ddot{u}mi}/k_{n0mi+1}$ ist, ergibt sich:

$$k_{\ddot{u}mi} = \sqrt{k_{n0mi} \cdot k_{n0mi+1}}. \quad (5.70)$$

Mit Gl. 5.66 lässt sich für das Verhältnis zweier Auslegungswerte der Windungszahlkonstanten schreiben:

$$\frac{k_{n0mi+1}}{k_{n0mi}} = \frac{k_{\min}^{(\frac{i}{m})} \cdot k_{\max}^{(\frac{m-i}{m})}}{k_{\min}^{(\frac{i-1}{m})} \cdot k_{\max}^{(\frac{m-i+1}{m})}} = \left(\frac{k_{\min}}{k_{\max}}\right)^{\frac{1}{m}} = \text{const.} \quad (5.71)$$

Durch ein Umstellen von Gl. 5.71 nach k_{n0mi+1} und Einsetzen in Gl. 5.70 mit $k_{n0mi} = k_{n0mi}^*$ nach Gl. 5.66 folgt:

$$k_{\ddot{u}mi} = k_{\ddot{u}mi}^* = k_{n0mi}^* \cdot \left(\frac{k_{\min}}{k_{\max}}\right)^{\frac{1}{2m}}. \quad (5.72)$$

Durch Einsetzen von n_{0mi}^* nach Gl. 5.67 und $k_{\ddot{u}mi}^*$ nach Gl. 5.72 in Gl. 5.40 folgt für das optimale Windungszahlverhältnis bei primärseitiger Leistungsregelung mit $U_2 = U_{2,N}$ und $P_2 = P_{2,N}$:

$$\ddot{u}_p^*(m) = \frac{n_{0mi}^{*2} A_L k_{\ddot{u}mi}^* \omega_r P_{2,N}}{U_{2,N}^2} = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \frac{k_{\ddot{u}mi}^*}{k_{n0mi}^*} = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \cdot \left(\frac{k_{\min}}{k_{\max}}\right)^{\frac{1}{2m}}. \quad (5.73)$$

Für den Fall einer sekundärseitigen Leistungsregelung ist in Gl. 5.41 einzusetzen. Es folgt:

$$\ddot{u}_s^*(m) = \frac{U_{1,N}^2}{n_{0mi}^{*2} A_L k_{\ddot{u}mi}^* \omega_r P_{2,N}} = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \frac{k_{n0mi}^*}{k_{\ddot{u}mi}^*} = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \left(\frac{k_{\min}}{k_{\max}}\right)^{-\frac{1}{2m}}. \quad (5.74)$$

Wie zu erkennen, ist das optimale Windungszahlverhältnis nur abhängig von den Nennspannungen und dem Minimal- bzw. Maximalwert der Kopplung und damit für alle Wicklungspaare identisch.

Werden alle Wicklungspaare mit identischem Windungszahlverhältnis ausgelegt, so bleibt der Wirkungsgrad im Betrieb beim Umschalten von Abgriff i zu Abgriff $i - 1$ im Punkt k_{n0mi}^* konstant. Dies lässt sich durch Gl. 5.25 begründen. Danach gilt, dass der Wirkungsgrad identisch ist, falls k und \ddot{u} identisch sind, unabhängig von n_0 .

Zur Veranschaulichung der Zusammenhänge ist in Abb. 5.9a der Wirkungsgrad über der Kopplung für verschiedene Werte m aufgetragen. Da die Kurven recht dicht beieinander liegen, ist in Abb. 5.9b zusätzlich die Differenz des Wirkungsgrades für $m = 1$ und $m = 2$ vom theoretischen Wirkungsgradmaximum bei vollkommen variabler Übertragerauslegung ($m \rightarrow \infty$) aufgetragen.

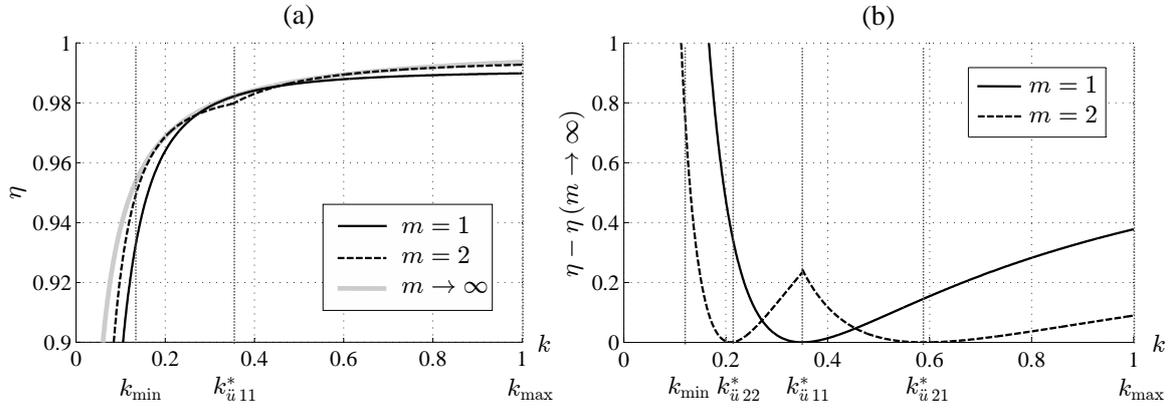


Abb. 5.9: Darstellungen zum Wirkungsgrad des Multi-Tap-Transformators als Funktion der Kopplung: (a) Wirkungsgrad, (b) Abweichung des Wirkungsgrades vom theoretischen Maximum; Auslegung von \dot{u} nach Gl. 5.73 bzw. 5.74 und von n_0 nach Gl. 5.67 für eine unterschiedliche Anzahl von Abgriffen m mit $k_{\min} = 0,125$, $k_{\max} = 1$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}$ H, $f = f_r = 1 \cdot 10^5$ Hz, $R_0 = 2 \cdot 10^{-3} \Omega$

Für den Fall des konventionellen Übertragers ($m = 1$) liegt der theoretisch maximal erzielbare Wirkungsgrad bei dem Auslegungspunkt $k_{\dot{u}11}^*$. Bei einem Übertrager mit zwei Abgriffen ergibt sich ein Wirkungsgradmaximum bei $k_{\dot{u}22}^*$ und ein weiteres bei $k_{\dot{u}21}^*$. Anhand des Verlaufs der Kurve für $m = 2$ ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad abgesehen von dem Bereich direkt um $k_{\dot{u}11}^*$ für $m = 2$ generell höher ist als für $m = 1$. Insbesondere bei Kopplungen nahe k_{\min} lässt sich bei derselben Kopplung ein deutlich höherer Wirkungsgrad erkennen, falls m größer ist.

Unter Kenntnis der optimalen Windungszahlkonstante n_{0mi}^* und des Windungszahlverhältnisses $\dot{u}_p^*(m)$ bzw. $\dot{u}_s^*(m)$ lassen sich die primär- und sekundärseitigen Induktivitäten nach Gl. 3.11 mit Gl. 5.2 für die Übertragerauslegung bestimmen. Mit Gl. 5.67 und Gl. 5.73 bzw. 5.74 folgt für die primärseitige Regelung:

$$L_{1p}^*(m, i) = n_{0mi}^*{}^2 \dot{u}_p^* A_L = \frac{U_{1,N}^2}{P_{2,N} \omega_r} k_{\min}^{-\frac{1}{m}(i-\frac{3}{2})} k_{\max}^{-\frac{1}{m}(m-i+\frac{3}{2})} \quad (5.75)$$

$$L_{2p}^*(m, i) = \frac{n_{0mi}^*{}^2}{\dot{u}_p^*} A_L = \frac{U_{2,N}^2}{P_{2,N} \omega_r} k_{\min}^{-\frac{1}{m}(i-\frac{1}{2})} k_{\max}^{-\frac{1}{m}(m-i+\frac{1}{2})} \quad (5.76)$$

und für die sekundärseitige Regelung:

$$L_{1s}^*(m, i) = n_{0mi}^* \dot{u}_s^* A_L = \frac{U_{1,N}^2}{P_{2,N} \omega_r} k_{\min}^{-\frac{1}{m}(i-\frac{1}{2})} k_{\max}^{-\frac{1}{m}(m-i+\frac{1}{2})} = \frac{U_{1,N}^2}{U_{2,N}^2} L_{2p}^*(m, i) \quad (5.77)$$

$$L_{2s}^*(m, i) = \frac{n_{0mi}^*{}^2}{\dot{u}_s^*} A_L = \frac{U_{2,N}^2}{P_{2,N} \omega_r} k_{\min}^{-\frac{1}{m}(i-\frac{3}{2})} k_{\max}^{-\frac{1}{m}(m-i+\frac{3}{2})} = \frac{U_{2,N}^2}{U_{1,N}^2} L_{1p}^*(m, i). \quad (5.78)$$

Wie zu erkennen, entspricht die primärseitige Induktivität bei sekundärseitiger Regelung $L_{1s}^*(m, i)$ bis auf das Verhältnis $U_{1,N}^2/U_{2,N}^2$ der sekundärseitigen Induktivität bei primärseitiger Regelung $L_{2p}^*(m, i)$. Ein entsprechender Zusammenhang existiert ebenso für $L_{2s}^*(m, i)$ und $L_{1p}^*(m, i)$.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass durch eine Übertragerauslegung mit mehreren Abgriffen auf der Primär- und Sekundärseite der Wirkungsgrad im Vergleich zu einem konventionellen Übertrager mit einem Abgriff teils deutlich erhöht werden kann. Zudem lässt sich der maximale Primärstrom stark reduzieren.

5.5.3 Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite und einem Abgriff auf der Sekundärseite

Im Gegensatz zum vorherigen Abschnitt wird an dieser Stelle ein Übertrager betrachtet, der lediglich auf der Primärseite mehrere Abgriffe besitzt, dargestellt in Abb. 5.10. Die Sekundärseite ist identisch zu der eines konventionellen Übertragers. Es wird angenommen, dass diese Konfiguration von besonderem Interesse für die Praxis ist, weil die Ansteuerung und die Hardware für die Umschaltung des Abgriffs in den primärseitigen Wechselrichter integriert werden können, sodass der zusätzliche Aufwand gering ist. Auf der Sekundärseite wird in unidirektionalen Ladesystemen dagegen zumeist eine Diodenbrücke eingesetzt, die keine Ansteuerung erfordert. Folglich kann der zusätzliche Aufwand auf der Sekundärseite als höher eingeschätzt werden.

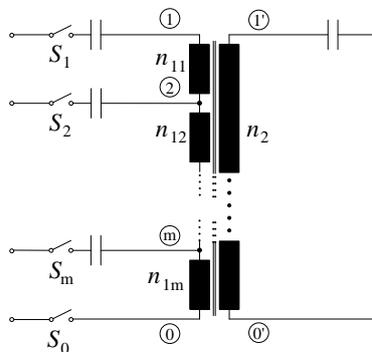


Abb. 5.10: Schaltbild eines resonanten Übertragers mit m schaltbaren Primärwicklungen und einer Sekundärwicklung

Für die Auslegung eines Übertragers mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite und einer festen Sekundärwindungszahl n_2 steht ein Freiheitsgrad weniger zur Verfügung als im Falle des Übertragers mit mehreren Abgriffen auf beiden Seiten. Wird n_{0mi}^* nach Gl. 5.67 bestimmt, ist damit aufgrund der konstanten Sekundärwindungszahl nach Gl. 5.2 das Windungszahlverhältnis \ddot{u}_{mi} festgelegt. Die Sekundärwindungszahl n_2 sollte daher so bestimmt werden, dass das Windungszahlverhältnis in einem geeigneten Betriebspunkt optimal ist, wie im Falle des konventionellen Übertragers mit $m = 1$. Aufgrund dieser Äquivalenz ist der Wirkungsgrad eines Übertragers mit mehreren Wicklungen auf der Primärseite zu dem eines konventionellen Übertragers identisch. Aus Gl. 5.70 folgt für den Auslegungspunkt der Kopplung:

$$k_{\ddot{u}}^* = k_{\ddot{u}11}^* = \sqrt{k_{\min} k_{\max}}. \quad (5.79)$$

Mit $\ddot{u}^* = \ddot{u}_{\eta_{\max,p}}$ nach Gl. 5.40 und $k_{\ddot{u}}^*$ nach Gl. 5.79 lässt sich die optimale sekundärseitige Windungszahl bei primärseitiger Regelung auf Basis von Gl. 5.2 bestimmen. Die Auslegung erfolgt für den Nennbetriebspunkt, d.h. $P_2 = P_{2,N}$ und $U_1 = U_{1,N}$:

$$\begin{aligned} n_{2,p}^* &= \frac{n_0}{\sqrt{\ddot{u}^*}} = \sqrt{\frac{U_{2,N}^2}{A_L \omega_r P_{2,N} k_{\ddot{u}}^*}} \\ &= \frac{U_{2,N}}{\sqrt{A_L \omega_r P_{2,N} k_{\min}^{\frac{1}{2}} k_{\max}^{\frac{1}{2}}}}. \end{aligned} \quad (5.80)$$

Die optimale sekundärseitige Windungszahl bei sekundärseitiger Regelung kann mit $\ddot{u}^* = \ddot{u}_{\eta_{\max,s}}$ nach Gl. 5.41 und $k_{\ddot{u}}^*$ nach Gl. 5.79 bestimmt werden. Zudem ist n_0 nach Gl. 5.37 einzusetzen. Bei Auslegung auf den Nennbetriebspunkt ($P_2 = P_{2,N}$, $U_1 = U_{1,N}$) folgt:

$$\begin{aligned} n_{2,s}^* &= \frac{n_0}{\sqrt{\ddot{u}^*}} = \frac{n_0^2 \sqrt{A_L k_{\ddot{u}}^* \omega_r P_{2,N}}}{U_{1,N}} \\ &= \frac{U_{2,N}}{\sqrt{A_L \omega_r P_{2,N} k_{\ddot{u}}^*}} \\ &= \frac{U_{2,N}}{\sqrt{A_L \omega_r P_{2,N} k_{\min}^{\frac{1}{2}} k_{\max}^{\frac{1}{2}}}} \\ &= n_{2,p}^* = n_2^*. \end{aligned} \quad (5.81)$$

Aus Gl. 5.81 geht hervor, dass die optimale Sekundärwindungszahl unabhängig davon ist, ob die Regelung über die Primär- oder Sekundärseite erfolgt.

Um das resultierende Windungszahlverhältnis zu erhalten, ist Gl. 5.2 nach \ddot{u} aufzulösen:

$$\ddot{u} = \frac{n_0^2}{n_2^2}. \quad (5.82)$$

Für das Windungszahlverhältnis des Abgriffs i folgt durch Einsetzen von $n_0 = n_{0mi}^*$ nach Gl.

5.67 und $n_2 = n_2^*$ nach Gl. 5.81 in Gl. 5.82:

$$\begin{aligned}
 \ddot{u}_{mi} &= \frac{n_{0mi}^{*2}}{n_2^{*2}} = \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \frac{k_{\min}^{\frac{1}{2}} k_{\max}^{\frac{1}{2}}}{k_{n_{0mi}}^*} \\
 &= \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} \frac{k_{\min}^{\frac{1}{2}} k_{\max}^{\frac{1}{2}}}{k_{\min}^{\frac{i-1}{m}} k_{\max}^{\frac{m-i+1}{m}}} \\
 &= \frac{U_{1,N}}{U_{2,N}} k_{\min}^{\frac{1}{2} - \frac{i-1}{m}} k_{\max}^{-\frac{1}{2} + \frac{i-1}{m}}. \tag{5.83}
 \end{aligned}$$

Die variable Primärwindungszahl in Abhängigkeit des Abgriffs ergibt sich durch Umformen von Gl. 5.2 nach n_1 mit $n_0 = n_{0mi}^*$ nach Gl. 5.67 und $\ddot{u} = \ddot{u}_{mi}$ nach Gl. 5.83. Da die Windungszahlkonstante identisch zu dem Übertrager mit mehreren Abgriffen auf beiden Seiten gewählt wird, gilt für den Primärstrom entsprechend Gl. 5.68. Folglich lässt sich der Maximalwert des Primärstroms durch eine Erhöhung der Anzahl an Abgriffen bei einem Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite ebenso reduzieren wie bei einem Übertrager mit mehreren Abgriffen beidseitig.

Aufgrund der in Kap. 5.4.4 und Kap. 5.5.2 beschriebenen Analogie zwischen dem Primärstrom bei primärseitiger Leistungsregelung und dem Sekundärstrom bei sekundärseitiger Leistungsregelung gelten die hergeleiteten Zusammenhänge entsprechend für den Sekundärstrom, falls eine sekundärseitige Leistungsregelung zum Einsatz kommt. In diesem Fall lässt sich der Maximalwert des Sekundärstroms signifikant reduzieren.

Es kann daraus geschlossen werden, dass durch eine primärseitig variable Übertragerauslegung der Maximalwert des Primärstroms ebenso reduziert werden kann wie bei einer beidseitig variablen Übertragerauslegung. Hinsichtlich des Wirkungsgrads ist ein System mit primärseitig variabler Übertragerauslegung gleichwertig zu einem konventionellen System.

5.6 Zusammenfassung

In dem vorliegenden Kapitel werden die wesentlichen Zusammenhänge zur Auslegung und zum Betrieb eines beidseitig seriell kompensierten Übertragers hergeleitet. Die Betrachtung erfolgt dabei nicht wie in der Literatur üblich in Abhängigkeit eines konstanten Lastwiderstandes, sondern allgemeingültig für eine variable Primär- und Sekundärspannung. Aus den erhaltenen Zusammenhängen werden anschließend die Grundlagen für eine primär- und sekundärseitige Leistungsregelung abgeleitet und die Äquivalenz beider Varianten wird herausgestellt. Aufgrund der hohen Relevanz für elektrisch betriebene Fahrzeuge mit Niedervoltbatterien wird im Verlauf der Analysen explizit auf die wirkungsgradoptimale Auslegung des Übertragers über das Windungszahlverhältnis eingegangen.

In diesem Kapitel wird darüber hinaus mit dem Multi-Tap-Transformator ein neues Übertragerkonzept vorgestellt, das in induktiven Energieübertragungssystemen zur Ladung von Traktionsbatterien in Elektrofahrzeugen eingesetzt werden kann. Es wird gezeigt, dass durch einen Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite der Primärstrom gegenüber einem konventionellen Übertrager erheblich reduziert werden kann, sodass die primärseitigen Komponenten (Leistungselektronik, Kapazitäten, Spulenwicklungen) kleiner dimensioniert werden können. Wird ein Übertrager mit mehreren Abgriffen auf beiden Seiten verwendet, ergeben sich zudem Vorteile hinsichtlich des Wirkungsgrads.

6 Leistungselektronische Topologien und Methoden der Leistungsregelung

In diesem Kapitel erfolgt die Untersuchung möglicher leistungselektronischer Topologien und Komponenten für induktive Ladesysteme mit konventionellen Übertragern und Multi-Tap-Übertragern. Darüber hinaus werden verschiedene Methoden der Leistungsregelung beschrieben und verglichen.

In Abb. 6.1 ist der prinzipielle Aufbau eines induktiven Energieübertragungssystems zur Ladung der Traktionsbatterie eines Fahrzeugs dargestellt. Es besteht aus einem Gleichrichter, über den aus dem dreiphasigen Netz der primäre Zwischenkreis mit der Zwischenkreisspannung U_{DCin} gespeist wird. Ein Überblick über geeignete Topologien wird in [77] gegeben. Dabei sind insbesondere Gleichrichter mit PFC-Schaltung von Bedeutung, da diese in der Lage sind, einen Leistungsfaktor nahe eins zu erzielen und die Netzanschlussregeln (u.a. hinsichtlich des THD-Wertes) zu erfüllen. Bei einer Netzspannung von 400 V (entsprechend den Randbedingungen aus Tab. 2.1) liegt die resultierende Zwischenkreisspannung bei einer hochsetzenden Topologie laut [77] typischerweise im Bereich zwischen 565 und 650 V und bei einer tiefsetzenden Topologie bei maximal 490 V. Typische Wirkungsgrade von Gleichrichtern mit PFC-Funktionalität liegen zwischen 96 und 99 % [77–79].

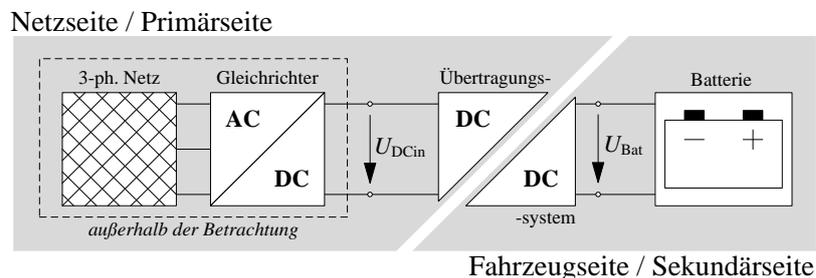


Abb. 6.1: Schematischer Aufbau induktiver Energieübertragungssysteme zur Ladung der Traktionsbatterie von Elektrofahrzeugen

Die Netzanbindung soll im Folgenden nicht weiter betrachtet werden, da sie für das induktive Energieübertragungssystem nicht charakteristisch ist. Stattdessen wird eingangsseitig eine konstante Spannungsquelle mit der Gleichspannung U_{DCin} angenommen. Das System wird vom primärseitigen Zwischenkreis gespeist und ist sekundärseitig mit der Fahrzeugbatterie verbunden. Es ist anzumerken, dass das System hier als unidirektional angenommen wird, d.h. der Energiefluss erfolgt vom Netz zur Batterie, ein Rückspeisebetrieb wird nicht betrachtet. Das System hat im Allgemeinen folgende Anforderungen zu erfüllen:

- Möglichkeit der Übertragung der Systemnennleistung von der Primär- zur Sekundärseite (in jedem relevanten Arbeitspunkt)
- Regelbarkeit der Ladeleistung gegen Einflüsse von Parameterschwankungen (z.B. Kopplung, Batterieladezustand)

Die Möglichkeit eines Betriebs mit reduzierter Leistung (Teillastbetrieb) ist zudem notwendig, wenn es möglich sein soll, die Batterie komplett zu laden (bis 100 % Ladezustand). Die Eigenschaft ist hingegen nicht zwingend erforderlich, falls das Ladesystem für begrenzte Nachladezyklen konzipiert ist, bei denen der Ladezustand stets unterhalb des Niveaus des Konstantspannungsladens bleibt.

Im Folgenden sollen geeignete leistungselektronische Topologien untersucht und bezüglich Funktionalität, Aufwand und Effizienz verglichen werden.

6.1 Stand der Technik

Bei den Topologien in Abb. 6.2a-d wird die primärseitige Zwischenkreisspannung U_{DC1} von dem Wechselrichter in eine hochfrequente Wechselspannung umgeformt, wodurch eine effektive Leistungsübertragung von der Primär- zur Sekundärseite möglich wird. Auf der Sekundärseite erfolgt eine Gleichrichtung des Wechselstroms und eine Glättung der Spannung.

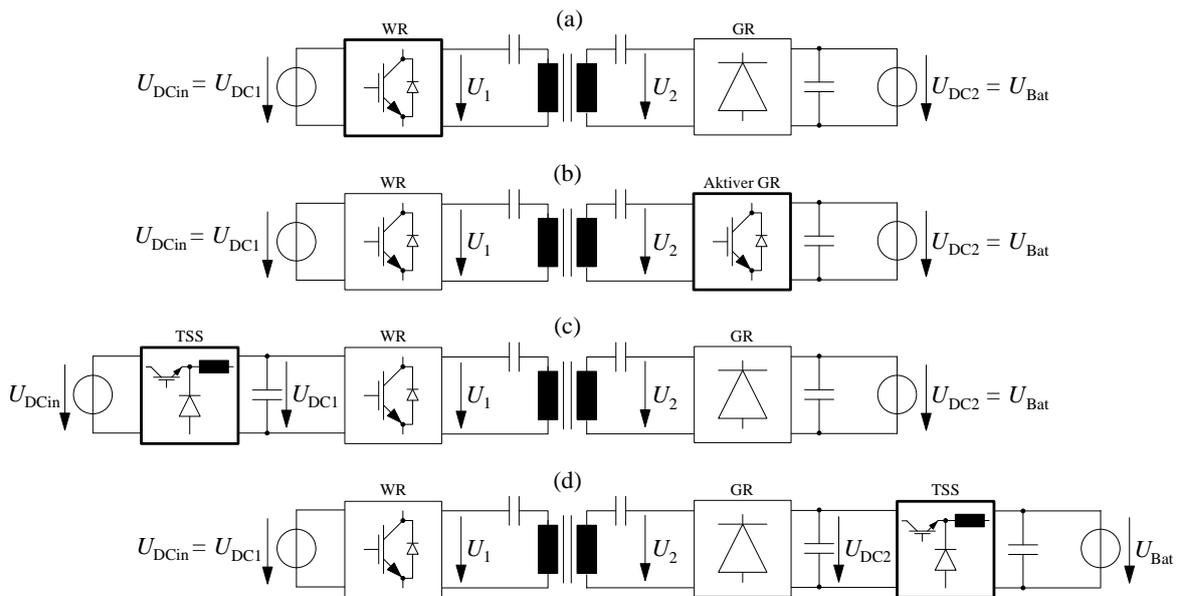


Abb. 6.2: Mögliche leistungselektronische Topologien eines induktiven Übertragungssystems: (a) Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung durch den Wechselrichter, (b) Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung durch einen aktiven Gleichrichter, (c) Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller, (d) Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller

In der Konfiguration von Abb. 6.2a kann eine Regelung der Ausgangsleistung einerseits über den Modulationsgrad des Wechselrichters wie in [80–82] beschrieben erfolgen, andererseits kann eine Frequenzregelung implementiert werden [66, 73, 83]. Beide Varianten besitzen den Nachteil, dass harte Schaltvorgänge im Wechselrichter auftreten, die zu erhöhten Schaltverlusten und zu erhöhter Störaussendung führen. In [80] wird gezeigt, dass die Schaltver-

luste bei einer Frequenzregelung beträchtlich sein können und den Systemwirkungsgrad erheblich reduzieren. Dagegen lässt sich mit einer Regelung über den Modulationsgrad trotz harter Schaltvorgänge ein hoher Wirkungsgrad erzielen.

In Abb. 6.2b ist eine weitere Topologie dargestellt, bei der anstelle der Diodenbrücke ein aktiver Gleichrichter auf der Sekundärseite verwendet wird. Anwendung findet diese Topologie hauptsächlich in bidirektionalen Übertragungssystemen wie in [20]. Auch bei dieser Variante treten harte Schaltvorgänge auf, da der aktive Gleichrichter mit vermindertem Modulationsgrad betrieben wird. Aufgrund des zusätzlichen Regelungs- und Ansteueraufwands im Vergleich zu einer Regelung über den Wechselrichter ist dieser Ansatz für unidirektionale Systeme nicht zweckmäßig und wird daher im Folgenden nicht weiter verfolgt.

Um einen weichschaltenden Betrieb des Wechselrichters zu ermöglichen, kann zur Leistungsregelung ein Tiefsetzsteller auf der Primärseite wie in [20] verwendet werden, der die Eingangsspannung U_{DCin} von der Zwischenkreisspannung U_{DC1} entkoppelt (Abb. 6.2c). Über den Tastgrad a_{TSS1} wird die Zwischenkreisspannung U_{DC1} und damit die übertragene Leistung geregelt. Bei diesem Konzept kann der Wechselrichter in jedem Arbeitspunkt mit maximalem Tastgrad betrieben werden.

Ein weichschaltender Betrieb des Wechselrichters lässt sich ebenso realisieren, wenn ein Tiefsetzsteller auf der Sekundärseite platziert wird [66, 72, 74, 84, 85]. Die Batteriespannung wird auf diese Weise von der sekundären Zwischenkreisspannung U_{DC2} entkoppelt. Über den Tastgrad des Tiefsetzstellers a_{TSS2} lässt sich U_{DC2} regeln und damit nach Gl. 5.33 auch die Ladeleistung.

Um eine fundierte Entscheidung hinsichtlich der Kosten und der Effizienz treffen zu können, ist eine detaillierte Analyse der genannten Topologien erforderlich. In der Literatur sind dazu nur wenige Veröffentlichungen [86, 87] bekannt. Zu unterschiedlichen Modulationsverfahren für resonante Wechselrichter im Allgemeinen existieren einige Untersuchungen und Vergleiche [81, 82, 88]. Diese gehen jedoch nicht speziell auf den Betrieb in induktiven Energieübertragungssystemen ein. Eine Betrachtung von Verfahren der Frequenzregelung erfolgt für die Anwendung des Induktionskochens in [83].

Hinsichtlich der verwendeten Leistungshalbleiter lassen sich in der Literatur viele Hinweise finden. Üblich sind danach insbesondere SJ- und SiC-MOSFETs im Wechselrichter [20, 21, 74, 89–92]. Systematische Vergleiche verschiedener Leistungshalbleiter-Typen, wie in [93], existieren nur sehr vereinzelt.

Ziel dieser Arbeit ist ein aussagekräftiger quantitativer Vergleich leistungselektronischer Topologien mit unterschiedlichen Methoden der Leistungsregelung (primär- und sekundärseitig) und unterschiedlichen Leistungshalbleitern hinsichtlich der Kriterien Aufwand / Kosten und Wirkungsgrad. Dazu werden die grundlegenden Zusammenhänge der Leistungsregelung dargelegt, die Anforderungen an die Leistungshalbleiter abgeleitet und ein Vergleich

der Leistungshalbleiter-Bauleistung durchgeführt. Eine Betrachtung des Wirkungsgrads erfolgt im nächsten Kapitel.

6.2 Leistungsregelung durch den Wechselrichter

Im Folgenden wird von einem Wechselrichter in Vollbrückenschaltung mit vier nicht rückwärts leitfähigen Ventilen V_{H1} , V_{L1} , V_{H2} und V_{L2} mit jeweils vier antiparallelen Dioden D_{H1} , D_{L1} , D_{H2} und D_{L2} ausgegangen (Abb. 6.3). Bei der Leistungsregelung werden die Einschaltdauern der Ventile über die Steuerwinkel $\alpha_1 \dots \alpha_3 \in [0 \dots \pi]$ variiert (Abb. 6.3) und damit der Grundschwingungseffektivwert der hochfrequenten, blockförmigen Primärspannung U_1 verändert.

Je nach Wahl von $\alpha_1 \dots \alpha_3$ lassen sich unterschiedliche Modulationsverfahren realisieren (Tab. 6.1, Abb. 6.4). Zwischen dem Steuerwinkel α und dem Modulationsgrad des Wechselrichters a_{WR} besteht dabei der folgende Zusammenhang:

$$\alpha = \pi (1 - a_{WR}), \quad \alpha \in [0 \dots \pi]. \tag{6.1}$$

Detaillierte Analysen der genannten Verfahren sind in [80–82, 88] zu finden. Daraus lassen sich der Grundschwingungseffektivwert sowie die Phasenverschiebung φ_{u1} der Primärspannung für die jeweiligen Verfahren ableiten (Tab. 6.1).

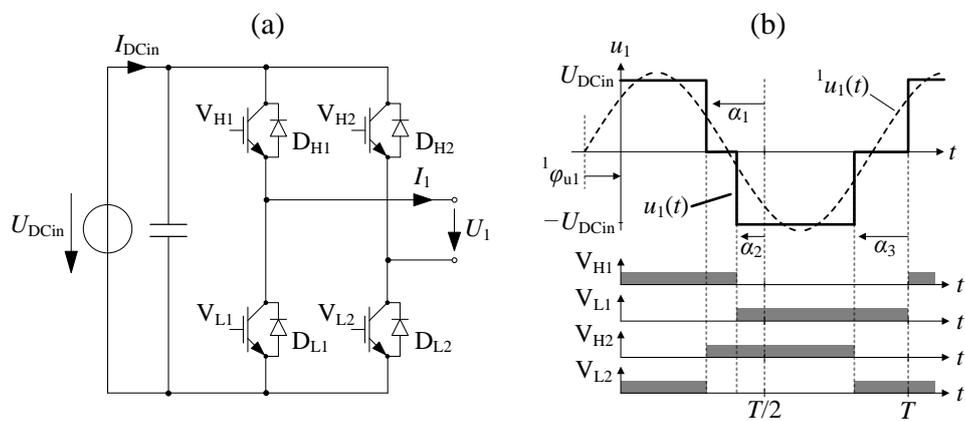


Abb. 6.3: Darstellungen zum Wechselrichter: (a) Schaltbild des Wechselrichters in Vollbrückenkonfiguration, (b) allgemeine Pulsmuster und resultierender Verlauf der Primärspannung in Anlehnung an [82]

Es ist zu erkennen, dass das ADC- und das PSC-Verfahren denselben Zusammenhang zwischen dem Steuerwinkel und der Ausgangsspannung sowie dem Phasenwinkel der Grundschwingung aufweisen. Der maximale Wert der Ausgangsspannung wird bei $\alpha = 0^\circ$ erreicht und beträgt $\frac{4}{\pi\sqrt{2}} U_{DCin}$. Bei dem AVC-PL-Verfahren werden jeweils nur zwei Leistungshalbleiter geschaltet. Auf diese Weise ergibt sich die Funktionalität eines Halbbrückenwechselrichters, mit dem lediglich eine Variation der Spannung U_1 zwischen 0 und $\frac{2}{\pi\sqrt{2}} U_{DCin}$

Verfahren	α_1	α_2	α_3	${}^1U_1/U_{\text{DCin}}$	${}^1\varphi_{u1}$
Asymmetric Duty-cycle Control (ADC)	α	α	0	$\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{\alpha}{2}$
Phase Shift Control (PSC)	α	0	α	$\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{\alpha}{2}$
Asymmetric Voltage Cancellation (AVC)	α	0	0	$\frac{\sqrt{10+6\cos(\alpha)}}{\pi\sqrt{2}}$	$\arctan\left(\frac{\sin(\alpha)}{3+\cos(\alpha)}\right)$
Part Load Asymmetric Voltage Cancellation (AVC-PL)	α	0	π	$\frac{2}{\pi\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$	$\frac{\alpha}{2}$

Tab. 6.1: Modulationsverfahren für einen Wechselrichter in Vollbrückenkonfiguration nach Abb. 6.2, Grundschiebungseffektivwert der Primärspannung und Phasenwinkel der Grundschiebung nach [81, 82]

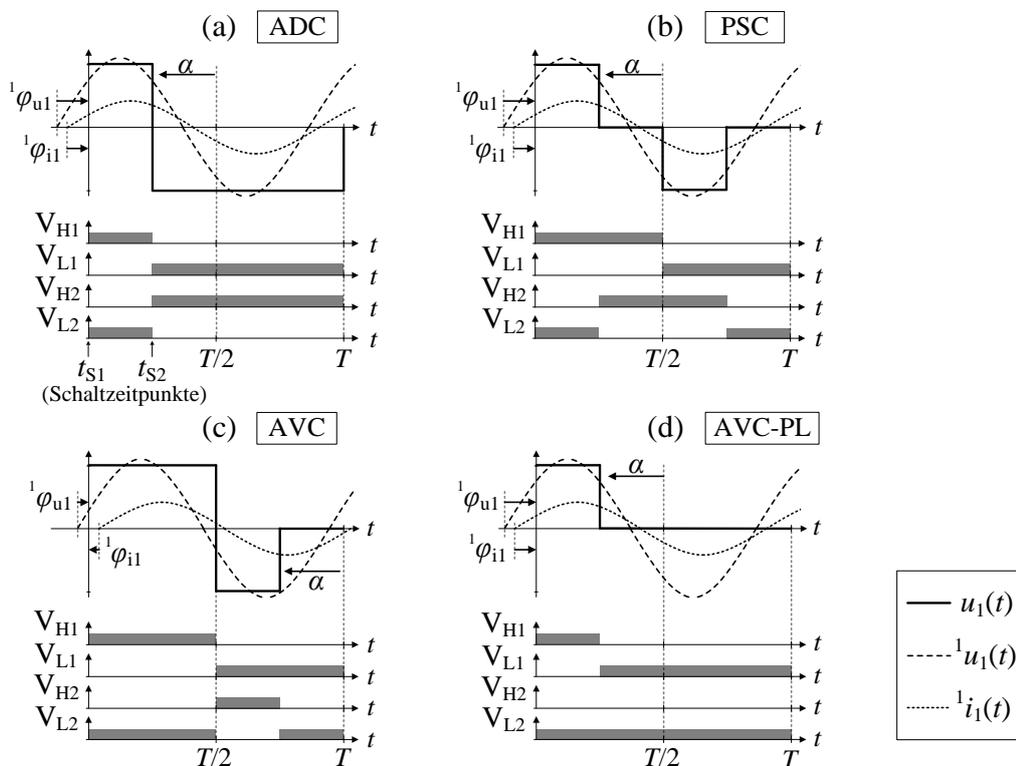


Abb. 6.4: Pulsmuster, resultierender Verlauf der rechteckförmigen Primärspannung, Grundschwingung der Primärspannung und des Primärstroms für die betrachteten Modulationsverfahren nach [81]: (a) ADC, (b) PSC, (c) AVC, (d) AVC-PL

möglich ist. Mit dem Verfahren AVC lässt sich die Ausgangsspannung zwischen $\frac{2}{\pi\sqrt{2}} U_{\text{DCin}}$ und $\frac{4}{\pi\sqrt{2}} U_{\text{DCin}}$ variieren. Werden das AVC- und AVC-PL-Verfahren kombiniert, ergibt sich die volle Steuerbarkeit der Ausgangsspannung.

Zur Bestimmung der Ausgangsleistung in Abhängigkeit des Steuerwinkels kann ${}^1U_1(\alpha)$ nach Tab. 6.1 in Gl. 5.38 mit $U_2 = U_{2,N}$ eingesetzt werden. Für die betrachteten Verfahren ergeben sich mit $P_{\text{Bat}} = P_2$ und $P_{\text{Bat},N} = P_{2,N}$ die allgemeinen Gleichungen der Leistungsregelung 6.2 bis 6.4:

$$\text{ADC, PSC: } \frac{P_{\text{Bat}}}{P_{\text{Bat,N}}} = \frac{k_{\text{max}}}{k} \frac{U_1}{U_{1,N}} = \frac{k_{\text{max}}}{k} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (6.2)$$

$$\text{AVC: } \frac{P_{\text{Bat}}}{P_{\text{Bat,N}}} = \frac{k_{\text{max}}}{k} \frac{\sqrt{10 + 6 \cos(\alpha)}}{4} \quad (6.3)$$

$$\text{AVC-PL: } \frac{P_{\text{Bat}}}{P_{\text{Bat,N}}} = \frac{k_{\text{max}}}{k} \frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{2}. \quad (6.4)$$

Es ist anzumerken, dass an dieser Stelle nur die über die Grundschwingung übertragene Leistung betrachtet wird. Unter bestimmten Umständen (z.B. sehr hohe Kopplung) können Oberschwingungen erheblich zur Leistungsübertragung beitragen (siehe Kap. 5.3.3). In diesem Fall beschreiben die Gl. 6.2 bis 6.4 das Gesamtsystem nur begrenzt.

Die Grundschwingung der Primärspannung ${}^1u_1(t)$ und des Primärstroms ${}^1i_1(t)$ sowie die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung werden wie folgt definiert:

$${}^1u_1(t) = {}^1\hat{u}_1 \sin(\omega t + {}^1\varphi_{u1}) = {}^1U_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + {}^1\varphi_{u1}) \quad (6.5)$$

$${}^1i_1(t) = {}^1\hat{i}_1 \sin(\omega t + {}^1\varphi_{i1}) = {}^1I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + {}^1\varphi_{i1}) \quad (6.6)$$

$$\Delta\varphi = {}^1\varphi_{u1} - {}^1\varphi_{i1}. \quad (6.7)$$

6.2.1 Anforderungen an die Leistungshalbleiter

Bei einer Leistungsregelung durch den Wechselrichter wird dieser unmittelbar von dem Eingangszwischenkreis mit der Spannung U_{DCin} gespeist. Folglich gilt als Anforderung an die Sperrspannung $U_{\text{Br,WR}}$ der Leistungshalbleiter im Wechselrichter bei idealer Betrachtung:

$$U_{\text{Br,WR}} = U_{\text{DCin}}. \quad (6.8)$$

Für den Primärstrom ergibt sich bei Vernachlässigung der Verluste im Wechselrichter nach der Leistungsäquivalenz mit Gl. 5.38:

$$I_1 = \frac{P_{\text{DCin}}}{U_1} = \frac{P_{\text{Bat}}}{\eta U_1} = \frac{1}{\eta} \frac{k_{\text{max}}}{k} \frac{P_{\text{Bat,N}}}{U_{1,N}}. \quad (6.9)$$

Wie zu erkennen, ist der Primärstrom unabhängig vom Steuerwinkel α , sofern der Wirkungsgrad η des Übertragers als konstant angenommen wird. Hinsichtlich der Kopplung liegt ein umgekehrt proportionaler Zusammenhang vor. Folglich ist die höchste Belastung der Leistungshalbleiter bei minimaler Kopplung zu erwarten.

Zur Analyse der Schalt- und Durchlasseigenschaften der Leistungshalbleiter bei den verschiedenen Modulationsverfahren werden in Abhängigkeit der Charakteristik der Impedanz

des resonanten Übertragers (induktiv / kapazitiv) die Schalt- und Leitzustände der Leistungshalbleiter anhand der Pulsmuster sowie der Verläufe ${}^1u_1(t)$ und ${}^1i_1(t)$ aus Abb. 6.4 bestimmt. Die Ergebnisse sind in Tab. 6.2 dargestellt.

Schaltverhalten des Wechselrichters

Für die Verfahren ADC, PSC und AVC lässt sich aus Tab. 6.2 erkennen, dass in denjenigen Bereichen des Betriebs, in denen eindeutig kapazitives Verhalten vorliegt, generell alle Leistungshalbleiter mit Zero-Current-Switching (ZCS) betrieben werden und in denjenigen Bereichen, in denen eindeutig induktives Verhalten vorliegt, mit Zero-Voltage-Switching (ZVS). Für die Praxis ist insbesondere der Fall von Bedeutung, bei dem $\Delta\varphi \approx 0$ ist, d.h. die Eingangsimpedanz reell oder nur leicht kapazitiv bzw. induktiv ist. Dies entspricht einem Betrieb in der Resonanzfrequenz oder nahe der Resonanzfrequenz. Hier unterscheiden sich die Verfahren erheblich. Bei dem ADC-Verfahren können die beiden Schalter V_{H2} und V_{L1} völlig verlustlos geschaltet werden, während die beiden übrigen Schalter hart ein- und ausgeschaltet werden. Bei dem PSC-Verfahren ist die Aufteilung gleichmäßiger, da jeweils zwei Schalter weich ein- und zwei Schalter weich ausgeschaltet werden. Bei dem AVC-Verfahren werden drei Schalter weich ausgeschaltet und V_{L2} weich eingeschaltet. Der verbleibende Schalter wird komplett hart ein- und ausgeschaltet. Das AVC-PL-Verfahren weist die Besonderheit auf, dass V_{H2} und V_{L2} nicht geschaltet werden. V_{H1} wird hart ein- und ausgeschaltet und V_{L1} weich ein- und ausgeschaltet.

Insgesamt lässt sich feststellen, dass die Verfahren ADC, PSC und AVC durch jeweils vier weiche und vier harte Schaltvorgänge gekennzeichnet sind. Dies lässt sich durch den sinusförmigen Stromverlauf erklären, der dazu führt, dass während eines Schaltvorgangs bei jeder Kommutierung des Stroms von V_i zu V_j entweder V_i verlustlos aus- oder V_j verlustlos eingeschaltet wird. Für geringe Ausgangsspannungen $U_1 \leq \frac{2}{\pi\sqrt{2}} U_{DCin}$ bietet das AVC-PL-Verfahren den Vorteil einer Halbierung der Anzahl harter Schaltvorgänge.

Zusätzlich zur qualitativen Betrachtung des Schaltverhaltens ist es sinnvoll, die Höhe der zu schaltenden Ströme in den harten Schaltvorgängen zu analysieren, um die Schaltverluste abschätzen zu können. Dazu wird zunächst der Steuerwinkel für die verschiedenen Verfahren als Funktion der auf die Nennspannung ${}^1U_{1,N} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} U_{DCin}$ normierten Primärspannung bestimmt. Für die betrachteten Verfahren ergibt sich auf Basis der Ausdrücke aus Tab. 6.1 nach Umformen:

$$\alpha_{ADC} = \alpha_{PSC} = 2 \arccos\left(\frac{{}^1U_1}{{}^1U_{1,N}}\right) \quad (6.10)$$

$$\alpha_{AVC} = \arccos\left(\frac{16}{6} \left(\frac{{}^1U_1}{{}^1U_{1,N}}\right)^2 - \frac{10}{6}\right) \quad (6.11)$$

$$\alpha_{AVC-PL} = 2 \arccos\left(2 \frac{{}^1U_1}{{}^1U_{1,N}}\right). \quad (6.12)$$

Verfahren	Bedingung für $\Delta\varphi$	Schaltzustand	$i_1(t)$	Leitzustand	V_{H1}	Schaltverhalten V_{H2}	V_{L1}	V_{L2}
Asymmetric	$-\frac{\pi}{2} \leq \Delta\varphi < -\frac{\alpha}{2}$ (kapazitiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZCS	ZCS	ZCS	ZCS
		V_{H2}, V_{L1}	< 0	D_{H1}, D_{L2}				
Dutycycle	$-\frac{\alpha}{2} < \Delta\varphi < \frac{\alpha}{2}$ (kapazitiv / induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	hartes Schalten	ZVS	ZVS	hartes Schalten
		V_{H2}, V_{L1}	< 0	D_{H2}, D_{L1}				
(ADC)	$\frac{\alpha}{2} < \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}$ (induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
		V_{H2}, V_{L1}	< 0	D_{H1}, D_{L2}				
Phase	$-\frac{\pi}{2} \leq \Delta\varphi < -\frac{\alpha}{2}$ (kapazitiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZCS	ZCS	ZCS	ZCS
		V_{H1}, V_{H2}	< 0	D_{H1}, V_{H2}				
		V_{H2}, V_{L1}	> 0	D_{H2}, D_{L1}				
		V_{L1}, V_{L2}	< 0	V_{H2}, V_{L1}				
Shift	$-\frac{\alpha}{2} < \Delta\varphi < \frac{\alpha}{2}$ (kapazitiv / induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZCS	ZVS	ZCS	ZVS
		V_{H1}, V_{H2}	< 0	D_{H1}, V_{H2}				
Control	$-\frac{\alpha}{2} < \Delta\varphi < \frac{\alpha}{2}$ (kapazitiv / induktiv)	V_{H2}, V_{L1}	> 0	V_{H2}, V_{L1}	ZCS	ZVS	ZCS	ZVS
		V_{L1}, V_{L2}	< 0	D_{L1}, V_{L2}				
(PSC)	$\frac{\alpha}{2} < \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}$ (induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
		V_{H1}, V_{H2}	< 0	D_{H1}, D_{L2}				
		V_{H2}, V_{L1}	> 0	V_{H1}, V_{H2}				
		V_{L1}, V_{L2}	< 0	D_{H2}, D_{L1}				
Asymmetric	$-\frac{\pi}{2} \leq \Delta\varphi < \tan^{-1}\left(\frac{\sin(\alpha)}{3+\cos(\alpha)}\right) - \alpha$ (kapazitiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZCS	ZCS	ZCS	ZCS
		V_{H2}, V_{L1}	< 0	D_{H1}, D_{L2}				
		V_{L1}, V_{L2}	> 0	D_{H2}, D_{L1}				
Voltage	$\tan^{-1}(a_x) - \alpha < \Delta\varphi < \tan^{-1}(a_x)$, $a_x = \frac{\sin(\alpha)}{3+\cos(\alpha)}$ (kapazitiv / induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZCS	hartes Schalten	ZCS	ZCS
		V_{H2}, V_{L1}	< 0	D_{H1}, D_{L2}				
Cancellation	$\tan^{-1}\left(\frac{\sin(\alpha)}{3+\cos(\alpha)}\right) < \Delta\varphi < \frac{\pi}{2}$ (induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
		V_{H2}, V_{L1}	< 0	D_{H2}, D_{L1}				
(AVC)	$\tan^{-1}\left(\frac{\sin(\alpha)}{3+\cos(\alpha)}\right) < \Delta\varphi < \frac{\pi}{2}$ (induktiv)	V_{L1}, V_{L2}	> 0	V_{L1}, V_{L2}	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
		V_{L1}, V_{L2}	< 0	D_{L1}, D_{L2}				
Part Load	$-\frac{\pi}{2} \leq \Delta\varphi < -\frac{\alpha}{2}$ (kapazitiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZCS	immer AUS	ZCS	immer EIN
		V_{L1}, V_{L2}	< 0	D_{H1}, D_{L2}				
Asymmetric	$-\frac{\alpha}{2} < \Delta\varphi < \frac{\alpha}{2}$ (kapazitiv / induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	hartes Schalten	immer AUS	ZCS	immer EIN
		V_{L1}, V_{L2}	< 0	D_{L1}, V_{L2}				
Cancellation	$-\frac{\alpha}{2} < \Delta\varphi < \frac{\alpha}{2}$ (kapazitiv / induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZVS	immer AUS	ZVS	immer EIN
		V_{L1}, V_{L2}	< 0	D_{L1}, D_{L2}				
(AVC-PL)	$\frac{\alpha}{2} < \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}$ (induktiv)	V_{H1}, V_{L2}	> 0	V_{H1}, V_{L2}	ZVS	immer AUS	ZVS	immer EIN
		V_{L1}, V_{L2}	< 0	D_{H1}, D_{L2}				

Tab. 6.2: Schalt- und Leiteigenschaften der betrachteten Modulationsverfahren

Aus Gl. 6.6 folgt mit Gl. 6.7 für den zu schaltenden Grundschwingungsstrom ${}^1i_1(t)$ im Schaltzeitpunkt t_s :

$${}^1i_1(t_s) = {}^1\hat{i}_1 \sin(\omega t_s + {}^1\varphi_{i1}) = {}^1\hat{i}_1 \sin(\omega t_s + {}^1\varphi_{u1}(\alpha) - \Delta\varphi). \quad (6.13)$$

Als Vergleichskriterium für die verschiedenen Verfahren wird das arithmetische Mittel der Ströme in den Schaltzeitpunkten

$$\overline{{}^1i_1(t_s)} = \frac{1}{n_s} \sum_{i=1}^{n_s} |{}^1i_1(t_{s,i})| \quad (6.14)$$

mit n_s als der Anzahl der Schaltvorgänge innerhalb einer Periode und mit ${}^1i_1(t_{s,i}) \neq 0$ und $t_{s,i}$ als den Schaltzeitpunkten der unterschiedlichen Verfahren definiert, wobei nur die Grundschwingung des Stroms betrachtet wird. Die Schaltzeitpunkte für das ADC-Verfahren sind beispielhaft in Abb. 6.4a veranschaulicht. Unter Berücksichtigung von Tab. 6.2 und mit $\varphi_{u1}(\alpha)$ nach Tab. 6.1 folgen für den normierten gemittelten Schaltstrom für die unterschiedlichen Verfahren Gl. 6.15 - 6.18 mit α_{ADC} , α_{PSC} , α_{AVC} und $\alpha_{\text{AVC-PL}}$ nach Gl. 6.10, 6.11 bzw. 6.12.

$$\text{ADC: } \frac{\overline{{}^1i_1(t_s)}}{{}^1\hat{i}_1} = \frac{1}{2} \left| \sin\left(\frac{\alpha_{\text{ADC}}}{2} - \Delta\varphi\right) \right| + \frac{1}{2} \left| \sin\left(\pi - \frac{\alpha_{\text{ADC}}}{2} - \Delta\varphi\right) \right| \quad (6.15)$$

$$\text{PSC: } \frac{\overline{{}^1i_1(t_s)}}{{}^1\hat{i}_1} = \frac{1}{4} \left| \sin\left(\frac{\alpha_{\text{PSC}}}{2} - \Delta\varphi\right) \right| + \frac{1}{4} \left| \sin\left(\pi - \frac{\alpha_{\text{PSC}}}{2} - \Delta\varphi\right) \right| + \frac{1}{4} \left| \sin\left(\pi + \frac{\alpha_{\text{PSC}}}{2} - \Delta\varphi\right) \right| + \frac{1}{4} \left| \sin\left(2\pi - \frac{\alpha_{\text{PSC}}}{2} - \Delta\varphi\right) \right| \quad (6.16)$$

$$\text{AVC: } \frac{\overline{{}^1i_1(t_s)}}{{}^1\hat{i}_1} = \frac{3}{4} \left| \sin\left(-\arctan\left(\frac{\sin(\alpha_{\text{AVC}})}{3 + \cos(\alpha_{\text{AVC}})}\right) - \Delta\varphi\right) \right| + \frac{1}{4} \left| \sin\left(-\arctan\left(\frac{\sin(\alpha_{\text{AVC}})}{3 + \cos(\alpha_{\text{AVC}})}\right) + \alpha_{\text{AVC}} - \Delta\varphi\right) \right| \quad (6.17)$$

$$\text{AVC-PL: } \frac{\overline{{}^1i_1(t_s)}}{{}^1\hat{i}_1} = \frac{1}{4} \left| \sin\left(\frac{\alpha_{\text{AVC-PL}}}{2} - \Delta\varphi\right) \right| + \frac{1}{4} \left| \sin\left(\pi - \frac{\alpha_{\text{AVC-PL}}}{2} - \Delta\varphi\right) \right| \quad (6.18)$$

In Abb. 6.5 sind die resultierenden Verläufe der normierten mittleren Schaltströme über der Primärspannung für die verschiedenen Verfahren aufgetragen. Für die Verfahren ADC, PSC und AVC lässt sich erkennen, dass bei einem Betrieb in der Resonanzfrequenz ($\Delta\varphi = 0$) der mittlere Schaltstrom im Nennbetriebspunkt, d.h. bei maximaler Spannung 1U_1 , null ist. Dies liegt daran, dass der Wechselrichter im Nennbetriebspunkt in Vollaussteuerung ($\alpha = 0^\circ$) betrieben wird und die Leistungshalbleiter im Nulldurchgang des Stroms geschaltet werden. Wird die Primärspannung reduziert, so steigt der Schaltstrom bei ADC und PSC kontinuierlich an, während er bei AVC sein Maximum bei ${}^1U_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} {}^1U_{1,N}$ erreicht und dann wieder sinkt.

Des Weiteren lässt sich beobachten, dass der mittlere Schaltstrom im Nennbetriebspunkt

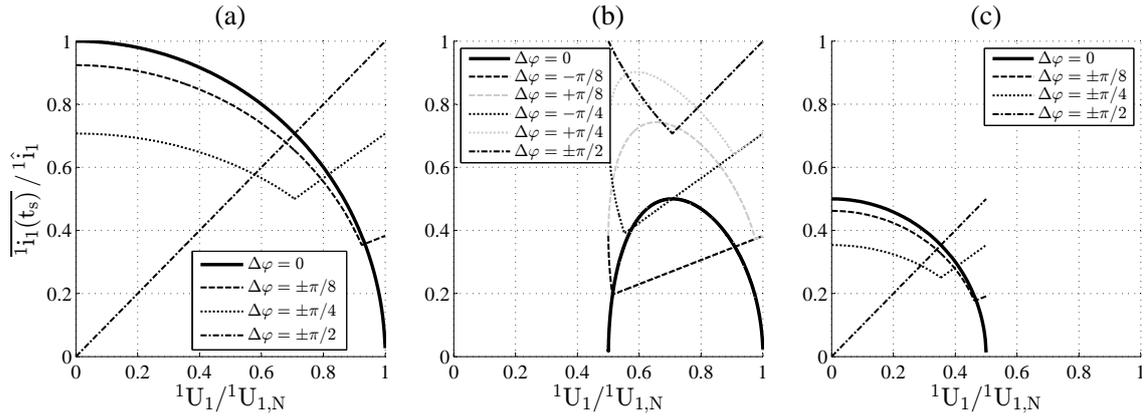


Abb. 6.5: Normierter gemittelter Wert des Stroms ${}^1i_1(t)$ zum Schaltzeitpunkt der Leistungshalbleiter V_{H1} , V_{H2} , V_{L1} und V_{L2} als Funktion des normierten Grundschwingungseffektivwertes der Primärspannung für verschiedene Phasenwinkel $\Delta\varphi$ zwischen Primärspannung und -strom: (a) ADC, PSC, (b) AVC, (c) AVC-PL

umso größer wird, je stärker induktiv oder kapazitiv das Verhalten des Übertragers wird. Dagegen lässt sich bei stark reduzierter Primärspannung bei ADC und PSC erkennen, dass der mittlere Schaltstrom umso kleiner ist, je größer die Phasendifferenz $\Delta\varphi$ wird. Es lässt sich festhalten, dass keine allgemeine, optimale Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ existiert, bei der der Schaltstrom immer am geringsten ist. Vielmehr ist der mittlere Schaltstrom entscheidend abhängig vom Modulationsgrad.

Bei dem AVC-Verfahren bleibt der normierte mittlere Schaltstrom ohne Phasenverschiebung mit einem Maximalwert von 0,5 deutlich unter dem Niveau des ADC- und PSC-Verfahrens. Insofern eignet sich das AVC-Verfahren insbesondere für einen Betrieb in oder nahe der Resonanzfrequenz. In diesem Fall kann der mittlere Schaltstrom gegenüber dem ADC- und PSC-Verfahren signifikant reduziert werden.

Bei Verwendung des AVC-PL-Verfahrens beträgt der Maximalwert des mittleren Schaltstroms ebenfalls 0,5. Dieser Wert wird erreicht, wenn die Phasendifferenz null beträgt und die Primärspannung minimal ist bzw. wenn ${}^1U_1/{}^1U_{1,N} = 0,5$ ist und die Phasenverschiebung $\Delta\varphi = \pm\frac{\pi}{2}$ beträgt. Folglich ist das AVC-PL-Verfahren dem ADC- und PSC-Verfahren im Teillastbetrieb generell vorzuziehen.

Insgesamt lässt sich für einen Betrieb in der Resonanzfrequenz festhalten, dass ein Einsatz des PSC-Verfahrens am vorteilhaftesten hinsichtlich der Aufteilung der Schaltverluste auf alle vier Leistungshalbleiter ist. Zudem ist durch die symmetrische Ansteuerung der geringste THD-Wert des Stroms zu erwarten. Dagegen lässt sich durch das AVC-Verfahren für den Bereich $0,5 \leq {}^1U_1/{}^1U_{1,N} \leq 1$ und durch das AVC-PL-Verfahren für den Bereich $0 \leq {}^1U_1/{}^1U_{1,N} \leq 0,5$ der geringste mittlere Schaltstrom erreichen, sodass bei einer Kombination dieser Verfahren die geringsten Schaltverluste zu erwarten sind.

Leitverhalten des Wechselrichters

Die Durchlassverluste in den Leistungshalbleitern werden maßgeblich durch die Leitzeiten der Ventile und antiparallelen Dioden bestimmt. Auf Basis der Pulsmuster der Modulationsverfahren aus Abb. 6.4 und der Leitzustände aus Tab. 6.2 lassen sich die Leitzeiten während einer Schaltperiode ermitteln (Tab. 6.3). Aufgrund der Komplexität wird an dieser Stelle nur der für die Praxis wichtige Fall betrachtet, bei dem ein Betrieb in der Resonanzfrequenz erfolgt, d.h. es gilt $\Delta\phi = 0$. In Abb. 6.6 sind die Leitzeiten als Funktion der normierten Grundschwingung der Primärspannung grafisch veranschaulicht, sodass ein direkter Vergleich zwischen den Verfahren möglich ist.

Verfahren	V _{H1}	D _{H1}	V _{H2}	D _{H2}	V _{L1}	D _{L1}	V _{L2}	D _{L2}
ADC	$\pi - \alpha$	0	π	α	π	α	$\pi - \alpha$	0
PSC	$\pi - \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$	$\pi - \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$	$\pi - \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$	$\pi - \frac{\alpha}{2}$	$\frac{\alpha}{2}$
AVC	$\pi - {}^1\varphi_{u1,AVC}$	${}^1\varphi_{u1,AVC}$	$\pi - \alpha$	0	$\pi - {}^1\varphi_{u1,AVC}$	${}^1\varphi_{u1,AVC}$	π	α
AVC-PL	$\pi - \alpha$	0	0	0	π	α	π	π

Tab. 6.3: Leitzeiten der Ventile und antiparallelen Dioden des Wechselrichters für die betrachteten Modulationsverfahren mit $\Delta\phi = 0$; ${}^1\varphi_{u1,AVC} = \arctan\left(\frac{\sin(\alpha_{AVC})}{3 + \cos(\alpha_{AVC})}\right)$ nach Tab. 6.1

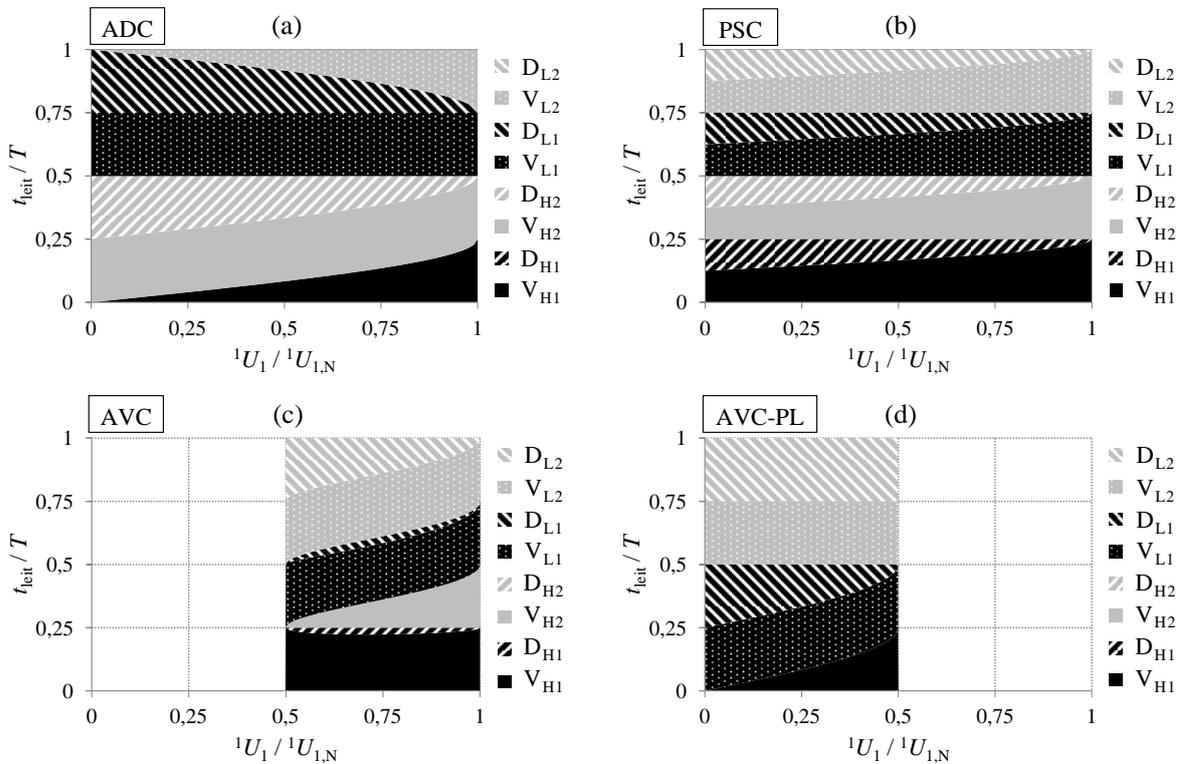


Abb. 6.6: Leitzeiten der Ventile und antiparallelen Dioden des Wechselrichters als Funktion der normierten Grundschwingung der Primärspannung für eine Phasendifferenz $\Delta\phi = 0$: (a) ADC, (b) PSC, (c) AVC, (d) AVC-PL

Für das ADC-Verfahren ist in Abb. 6.6a zu erkennen, dass die Leitzeiten im Nennbetriebs-

punkt gleichmäßig auf alle vier Leistungshalbleiter aufgeteilt sind. Wird die Primärspannung reduziert, steigen die Leitzeiten von D_{L1} und D_{H2} in gleichem Maße an wie sich die Leitzeiten von V_{H1} und V_{L2} reduzieren. Folglich konzentrieren sich die Durchlassverluste bei geringer Ausgangsspannung auf den unteren linken und den oberen rechten Leistungshalbleiter. Die antiparallelen Dioden D_{H1} und D_{L2} leiten zu keiner Zeit den Strom, wie auch aus Tab. 6.3 ersichtlich.

Bei Anwendung des PSC-Verfahrens lässt sich eine gleichmäßige Aufteilung der Leitzeiten auf die Ventile und antiparallelen Dioden beobachten. Mit einer Reduzierung der Ausgangsspannung gehen die Leitzeiten der Ventile kontinuierlich auf die jeweiligen antiparallelen Dioden über.

Das AVC-Verfahren führt ebenso wie das ADC-Verfahren zu einer ungleichmäßigeren Belastung der Dioden und Ventile als das PSC-Verfahren. Bei einer Reduzierung der Spannung 1U_1 nimmt die Leitzeit von V_{H2} zu Lasten von D_{L2} ab. Die antiparallelen Dioden D_{H1} und D_{L1} weisen nur sehr kurze Leitbereiche auf, D_{H2} leitet zu keiner Zeit.

Bei dem AVC-PL-Verfahren leiten sowohl V_{L2} als auch D_{L2} konstant für die Hälfte der Periodendauer. Bei einer Reduzierung der Primärspannung nimmt die Leitzeit von V_{H1} zu Lasten von D_{L1} ab, sodass bei geringer Primärspannung fast ausschließlich die unteren Leistungshalbleiter Strom führen. Bei einer kombinierten Betrachtung des AVC- und AVC-PL-Verfahrens fällt auf, dass V_{H2} bzw. D_{H2} wenig bzw. gar keine Leitzeiten aufweisen, während die Leitzeiten von V_{L2} bzw. D_{L2} überdurchschnittlich groß sind. Dies legt eine entsprechende Auslegung der Leistungshalbleiter nahe.

Zur Beurteilung der erforderlichen Stromtragfähigkeit der Leistungshalbleiter kann auf Basis der Pulsmuster aus Abb. 6.4 und der Leitzeiten aus Tab. 6.3 der Stromeffektivwert der Ventile und antiparallelen Dioden für die verschiedenen Modulationsverfahren bestimmt werden. Bei einem Betrieb in der Resonanzfrequenz lassen sich die Effektivwerte des Stroms durch ein Ventil sowie durch eine antiparallele Diode schreiben als

$$I_{V,WR}(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_{V,on}}^{t_{V,off}} \left({}^1I_1 \sqrt{2} \sin \left(\frac{2\pi}{T} t + {}^1\varphi_{u1}(\alpha) \right) \right)^2 dt} \quad (6.19)$$

$$I_{D,WR}(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_{D,on}}^{t_{D,off}} \left({}^1I_1 \sqrt{2} \sin \left(\frac{2\pi}{T} t + {}^1\varphi_{u1}(\alpha) \right) \right)^2 dt} \quad (6.20)$$

mit ${}^1\varphi_{u1}$ nach Tab. 6.1 und 1I_1 nach Gl. 6.9. Für einen Vergleich der Modulationsverfahren ist

es zweckmäßig, die Summe der Effektivwerte über alle Ventile und antiparallelen Dioden

$$\begin{aligned} \sum I_{V,WR}(\alpha) + \sum I_{D,WR}(\alpha) &= I_{VH1}(\alpha) + I_{DH1}(\alpha) + I_{VH2}(\alpha) + I_{DH2}(\alpha) \\ &+ I_{VL1}(\alpha) + I_{DL1}(\alpha) + I_{VL2}(\alpha) + I_{DL2}(\alpha) \end{aligned} \quad (6.21)$$

zu betrachten. Durch Einsetzen von α_{ADC} , α_{PSC} , α_{AVC} bzw. α_{AVC-PL} nach Gl. 6.10 bis 6.12 in Gl. 6.21 ergeben sich Ausdrücke für die Summe der Effektivwerte aller Ventile und antiparallelen Dioden als Funktion der Primärspannung, dargestellt in Abb. 6.7a. In Abb. 6.7b sind die maximal auftretenden Effektivwerte der Ströme (berechnet nach Gl. 6.22 und 6.23) durch die Ventile $I_{V,max}$ und durch die antiparallelen Dioden $I_{D,max}$, die als Grundlage für eine Dimensionierung der Bauteile dienen können, veranschaulicht.

$$I_{V,WR,max} = \max_{\alpha} (I_{V,WR}(\alpha)) = \max_{^1U_1/^1U_{1,N}} \left(I_{V,WR} \left(\frac{^1U_1}{^1U_{1,N}} \right) \right) \quad (6.22)$$

$$I_{D,WR,max} = \max_{\alpha} (I_{D,WR}(\alpha)) = \max_{^1U_1/^1U_{1,N}} \left(I_{D,WR} \left(\frac{^1U_1}{^1U_{1,N}} \right) \right) \quad (6.23)$$

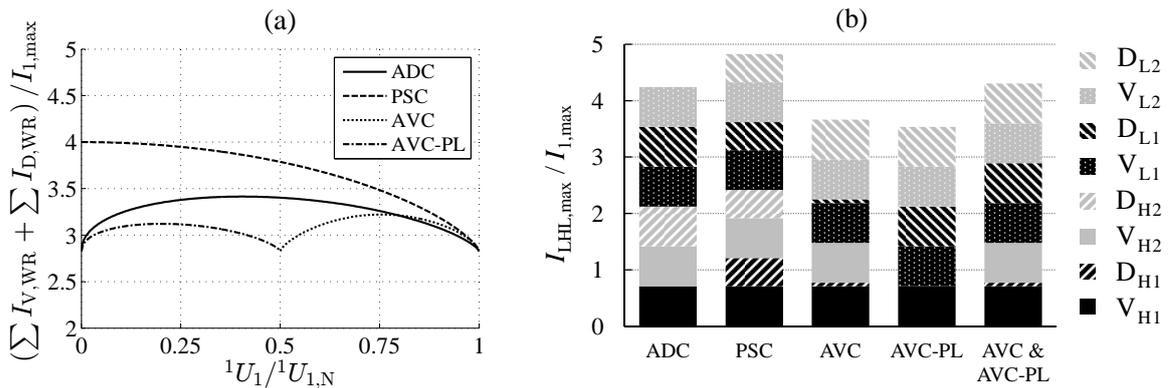


Abb. 6.7: Analyse der betrachteten Modulationsverfahren: (a) Summe der Stromeffektivwerte aller Ventile und antiparallelen Dioden als Funktion der Primärspannung, (b) Maximalwerte der Stromeffektivwerte für alle Ventile und antiparallelen Dioden; Normierung auf den maximalen Primärstrom $I_{1,max} = I_1(k = k_{min})$

Abb. 6.7a ist zu entnehmen, dass die Summe der Effektivwerte der Ströme für das PSC-Verfahren für jeden Wert der Primärspannung größer oder gleich ist als für die übrigen Verfahren. Dies lässt sich dadurch erklären, dass beim PSC-Verfahren, wie in Abb. 6.3 zu erkennen ist, alle Ventile und antiparallelen Dioden an der Stromführung beteiligt sind. Bei Verwendung des ADC-Verfahrens lässt sich die Summe der Stromeffektivwerte gegenüber dem PSC-Verfahren teils erheblich reduzieren, insbesondere bei kleiner Primärspannung. Für das AVC- und AVC-PL-Verfahren kann nochmals eine Reduzierung in den meisten Betriebspunkten erzielt werden, hier jedoch insbesondere im Bereich um $^1U_{1,N}/2$.

Aus Abb. 6.7b geht hervor, dass das PSC-Verfahren die insgesamt größte Stromtragfähigkeit der Leistungshalbleiter erfordert, gefolgt vom ADC-Verfahren. Die Verfahren AVC und

AVC-PL für sich erfordern die geringste Stromtragfähigkeit. Bei einer Kombination der beiden Verfahren ist die erforderliche Stromtragfähigkeit auf dem Niveau des ADC-Verfahrens. Aus den Betrachtungen lässt sich schließen, dass das PSC-Verfahren eine leicht höhere Leistungshalbleiter-Dimensionierung erfordert als das ADC-Verfahren und die Kombination aus AVC und AVC-PL. Es zeigt sich jedoch auch, dass die Unterschiede nicht allzu groß sind (etwa 15 % im Maximum).

Gleichrichter

Da der Gleichrichter unmittelbar mit der Batterie verbunden ist, gilt als Anforderung an die Sperrspannung der Leistungshalbleiter bei idealer Betrachtung:

$$U_{\text{Br,GR}} = U_{\text{Bat,max}}. \quad (6.24)$$

Für den Sekundärstrom gilt unabhängig vom eingesetzten Modulationsverfahren bei Vernachlässigung der Verluste im Gleichrichter und bei einem Betrieb in der Resonanzfrequenz:

$$I_2 = \frac{P_{\text{Bat}}}{U_2} = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} \frac{P_{\text{Bat}}}{U_{\text{Bat}}}. \quad (6.25)$$

Im Zeitbereich lässt sich für den Sekundärstrom schreiben:

$$i_2(t) = \hat{i}_2 \sin(\omega t + \varphi_{i2}) = I_2 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_{i2}). \quad (6.26)$$

Unter Vernachlässigung von Oberschwingungen im Sekundärstrom lässt sich der Stromeffektivwert einer Diode des Gleichrichters wie folgt bestimmen:

$$\begin{aligned} I_{\text{D,GR}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\varphi_{i2}}^{\frac{T}{2} + \varphi_{i2}} i_2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\varphi_{i2}}^{\frac{T}{2} + \varphi_{i2}} I_2 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_{i2}) dt} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_2. \end{aligned} \quad (6.27)$$

Der maximale Diodenstromeffektivwert $I_{\text{D,GR,max}}$ ergibt sich für $I_{2,\text{max}} = I_2(P_{\text{Bat,N}})$.

6.3 Leistungsregelung durch einen primärseitigen Tiefsetzsteller

Bei einer Leistungsregelung durch einen primärseitigen Tiefsetzsteller, wie in Abb. 6.2c dargestellt, wird die Eingangsgleichspannung U_{DCin} auf die Spannung U_{DC1} herabgesetzt, die den Wechselrichter speist. Mit dem Tastgrad a_{TSS1} des Tiefsetzstellers ergibt sich folgende Beziehung:

$$U_{\text{DC1}} = a_{\text{TSS1}} U_{\text{DCin}}. \quad (6.28)$$

Aus der Zwischenkreisspannung U_{DC1} lässt sich die Höhe der Grundschiwingung der blockförmigen Primärspannung 1U_1 bestimmen. Bei der Leistungsregelung über den Tiefsetzsteller wird der Wechselrichter in Vollaussteuerung betrieben. Dadurch ist der Grundschiwingungsgehalt von U_1 generell deutlich höher als bei einem Betrieb mit vermindertem Tastgrad (wie bei einer Leistungsregelung über den Wechselrichter). Aufgrund der Filtereigenschaft des resonanten Übertragers [70] kann daher vereinfachend von einem sinusförmigen Primärstrom $i_1(t)$ ausgegangen werden. Folglich können auch die Harmonischen in der Primärspannung vernachlässigt werden, sodass ${}^1U_1 = U_1$ gilt. Es ergibt sich aus Gl. 6.28:

$$U_1 = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} U_{\text{DC1}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} a_{\text{TSS1}} U_{\text{DCin}}. \quad (6.29)$$

Zur Bestimmung der Ausgangsleistung in Abhängigkeit des Tastgrads kann Gl. 6.29 in Gl. 5.38 eingesetzt werden. Es ist anzumerken, dass eine Systemauslegung nicht zwangsweise so erfolgen muss, dass bei Maximalkopplung die Nennleistung dann übertragen wird, wenn $a_{\text{TSS1}} = 1$ ist. Stattdessen ist es auch möglich, das System auf einen kleineren maximalen Tastgrad ($a_{\text{TSS1,max}} < 1$) auszulegen, bei dem die Nennleistung erreicht wird. Im Folgenden wird dieser verallgemeinerte Fall betrachtet. Dazu ist a_{TSS1} in Gl. 6.29 durch den Term $a_{\text{TSS1}}/a_{\text{TSS1,max}}$ zu ersetzen. Mit $U_2 = U_{2,N}$ folgt:

$$\frac{P_{\text{Bat}}}{P_{\text{Bat,N}}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{a_{\text{TSS1}}}{a_{\text{TSS1,max}}} \frac{k_{\text{max}}}{k} \frac{U_{\text{DCin}}}{U_{1,N}} = \frac{a_{\text{TSS1}}}{a_{\text{TSS1,max}}} \frac{k_{\text{max}}}{k}. \quad (6.30)$$

Bei der Leistungsgleichung (Gl. 6.30) handelt es sich um einen linearen Zusammenhang zwischen dem Tastgrad des Tiefsetzstellers und der Ausgangsleistung. Mit der Topologie des primärseitigen Tiefsetzstellers kann demzufolge die Ausgangsleistung theoretisch im gesamten Bereich von null bis zur Nennleistung für beliebige $k < k_{\text{max}}$ durch den Tastgrad a_{TSS1} eingestellt werden.

Wenn die Ausgangsleistung nach unten auf den Wert $P_{\text{Bat,min}} > 0$ begrenzt ist, kann ein minimaler Tastgrad $a_{\text{TSS1,min}} > 0$ bestimmt werden:

$$a_{\text{TSS1,min}} = \frac{P_{\text{Bat,min}}}{P_{\text{Bat,N}}} \frac{k_{\text{min}}}{k_{\text{max}}} a_{\text{TSS1,max}}. \quad (6.31)$$

6.3.1 Anforderungen an die Leistungshalbleiter

Tiefsetzsteller

Die maximale Sperrspannung der Ventile des Tiefsetzstellers entspricht im Idealfall der Spannung U_{DCin} , da der Tiefsetzsteller mit dem Eingangszwischenkreis verbunden ist. Für die Stromschwankungsbreite des Drosselstroms gilt nach Gl. 3.46 mit T_s als der Schaltperi-

ode und L_{TSS1} als der Induktivität des primärseitigen Tiefsetzstellers:

$$\Delta i_{L,TSS1} = \frac{a_{TSS1} (1 - a_{TSS1}) T_s U_{DCin}}{L_{TSS1}}. \quad (6.32)$$

Der Mittelwert des Drosselstroms im kontinuierlichen Betrieb entspricht dem Ausgangsstrom des Tiefsetzstellers I_{DC1} und kann über die Eingangsleistung P_{DCin} respektive den Wirkungsgrad und die Ausgangsleistung bestimmt werden, wenn der Tiefsetzsteller als verlustlos betrachtet wird. Anschließend kann P_{Bat} durch den Ausdruck von Gl. 6.30 ersetzt werden:

$$\bar{i}_{L,TSS1} = I_{DC1} = \frac{I_{DCin}}{a_{TSS1}} = \frac{P_{DCin}}{a_{TSS1} U_{DCin}} = \frac{P_{Bat}}{a_{TSS1} \eta U_{DCin}} = \frac{P_{Bat,N}}{a_{TSS1,max} \eta U_{DCin}} \frac{k_{max}}{k}. \quad (6.33)$$

Wie zu erkennen, ist der Strom $\bar{i}_{L,TSS1}$ von dem Tastgrad bzw. der Ausgangsleistung unabhängig, angenommen der Übertragerwirkungsgrad ist konstant, und variiert im Betrieb nur, wenn die Kopplung variiert. Unter Verwendung von Gl. 6.32 und Gl. 6.33 lassen sich die Effektivwerte des Ventils mit Gl. 10.1 und der Freilaufdiode mit Gl. 3.53 wie folgt berechnen:

$$I_{V,TSS1} = \frac{\sqrt{3} a_{TSS1}}{6} \sqrt{\left(\frac{a_{TSS1} (1 - a_{TSS1}) T_s U_{DCin}}{L_{TSS1}} \right)^2 + 12 \left(\frac{k_{max} P_{Bat,N}}{\eta a_{TSS1,max} k U_{DCin}} \right)^2} \quad (6.34)$$

$$I_{D,TSS1} = \frac{\sqrt{3} (1 - a_{TSS1})}{6} \sqrt{\left(\frac{a_{TSS1} (1 - a_{TSS1}) T_s U_{DCin}}{L_{TSS1}} \right)^2 + 12 \left(\frac{k_{max} P_{Bat,N}}{\eta a_{TSS1,max} k U_{DCin}} \right)^2} \quad (6.35)$$

In Abb. 6.8 sind die normierten Effektivwerte des Ventil- und Diodenstroms des Tiefsetzstellers als Funktion des Tastgrads für verschiedene Kopplungswerte dargestellt. Die Normierung erfolgt auf den Nenneingangsstrom $I_{DCin,N}$.

Die Kurve “ $k = a_{TSS1} k_{max}$ “ beschreibt die Kombinationen von a_{TSS1} und k , bei denen die Batterie mit Nennleistung geladen wird. Für alle Werte unterhalb der Kurve ist $P_{Bat} < P_{Bat,N}$. Der Bereich oberhalb der Kurve ist für den Betrieb irrelevant, da $P_{Bat} > P_{Bat,N}$ ist.

In Abb. 6.8a lässt sich erkennen, dass der Strom durch das Ventil für eine gegebene Kopplung sein Maximum stets bei Nennleistung erreicht. Zudem lässt sich erkennen, dass der Maximalwert umso größer ist, je geringer die Kopplung ist. Der maximale Stromeffektivwert, der für die Dimensionierung der Leistungshalbleiter entscheidend ist, wird folglich bei $k = k_{min}$ und $a_{TSS1} = \frac{k_{min}}{k_{max}} \cdot a_{TSS1,max}$ erreicht.

Der Strom durch die Freilaufdiode (Abb. 6.8b) erreicht sein Maximum nicht bei Nennleistung, sondern bei dem kleinstmöglichen Tastgrad $a_{TSS1,min}$, bei dem noch Stromfluss vorliegt. Dies lässt sich durch den Ausgangsstrom des Tiefsetzstellers I_{DC1} begründen, der unabhängig vom Tastgrad ist. Dadurch steigt der Anteil des Stroms, der durch die Freilaufdiode fließt, mit kleiner werdendem Tastgrad $a_{TSS1,min}$. Der maximale Stromeffektivwert der Freilaufdiode wird zudem bei minimaler Kopplung k_{min} erreicht.

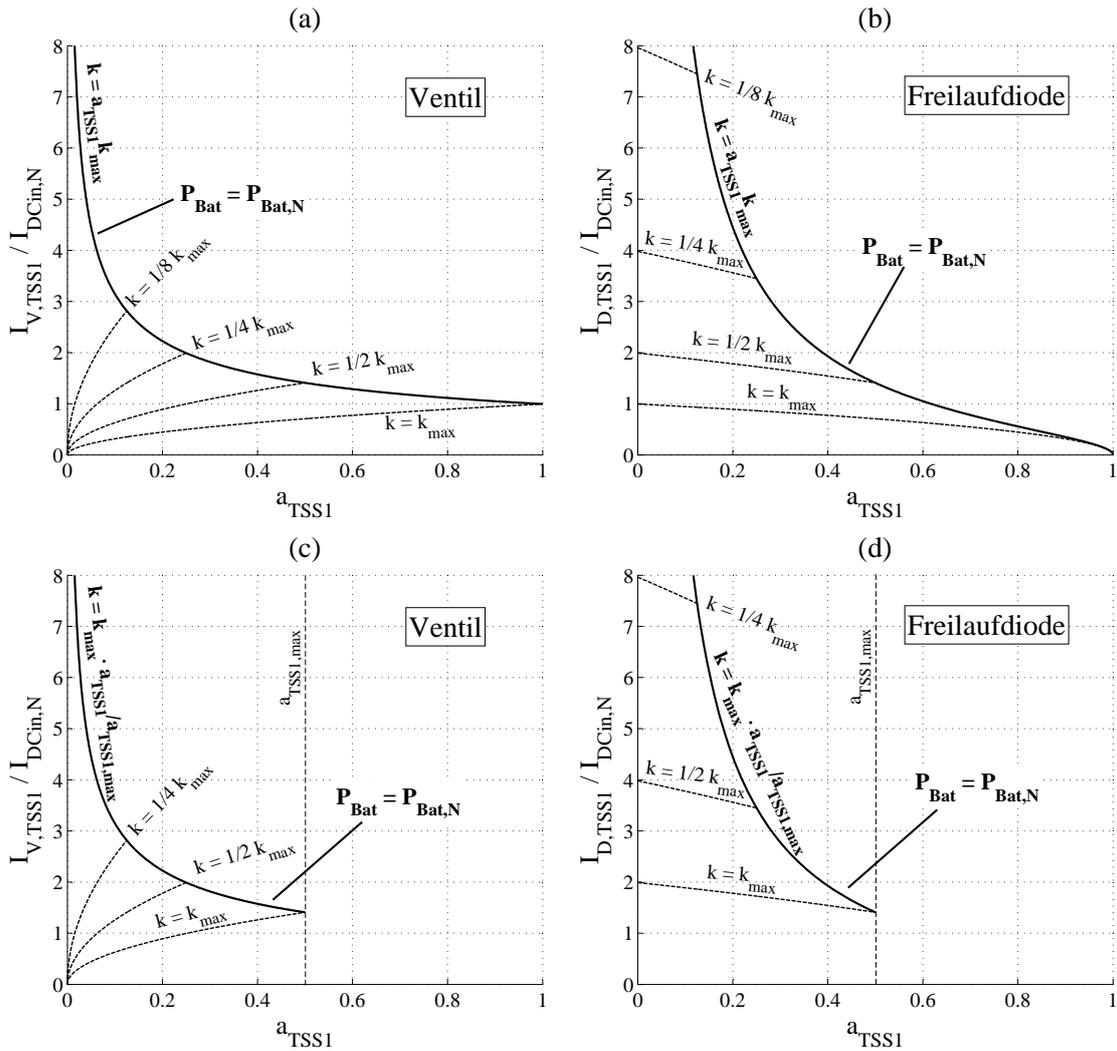


Abb. 6.8: Darstellung der normierten Stromeffektivwerte des Tiefsetzstellers für verschiedene Werte der Kopplung als Funktion des Tastgrads des primärseitigen Tiefsetzstellers: (a), (b) $a_{TSS1,max} = 1$, (c), (d) $a_{TSS1,max} = 0,5$

Des Weiteren lässt sich erkennen, dass der maximale Stromeffektivwert durch die Freilaufdiode für dieselbe Kopplung (außer bei $k = k_{max}$) größere Werte annimmt als der Stromeffektivwert durch das Ventil. Dies lässt sich dadurch erklären, dass bei $k = \frac{1}{n} k_{max}$ der Tastgrad maximal $\frac{1}{n}$ beträgt und demzufolge ein Betrieb mit einem hohem Tastgrad vermieden wird, bei dem die Belastung des Ventils am größten wäre. Folglich wird für die Freilaufdiode generell eine größere Dimensionierung erforderlich sein als für das Ventil, falls $k_{min} < k_{max}$ ist. Der Unterschied ist dabei umso größer, je kleiner das Verhältnis k_{min}/k_{max} ist.

Für den Fall, dass der maximale Tastgrad $a_{TSS1,max}$ kleiner als 1 gewählt wird, beispielsweise durch eine Systemauslegung auf eine maximale primäre Zwischenkreisspannung $U_{DC1,N} < U_{DCin}$, verschieben sich die Kurven. In Abb. 6.8c und 6.8d ist der Fall $a_{TSS1,max} = 0,5$ veranschaulicht. Im Vergleich zu Abb. 6.8a und 6.8b sind bei einer beliebigen Kopplung sowohl der maximale Stromeffektivwert durch das Ventil als auch der maximale Stromeffektivwert durch die Freilaufdiode höher. Die Ursache dafür liegt in der geringeren maximalen Aus-

gangsspannung des Tiefsetzstellers $U_{DC1,max} = a_{TSS1,max} U_{DCin}$, sodass für dieselbe Leistung ein höherer Strom erforderlich ist.

Wechselrichter

Die maximale Sperrspannung der Ventile des Wechselrichters entspricht bei idealer Betrachtung dem Produkt aus der Eingangsspannung U_{DCin} und dem maximalen Tastgrad des Tiefsetzstellers $a_{TSS1,max}$. Bei Annahme eines sinusförmigen Primärstroms, eines Betriebs in der Resonanzfrequenz und verlustfreier Betrachtung des Wechselrichters kann I_1 durch die Leistungsäquivalenz vor und hinter dem Wechselrichter ($U_{DC1} \cdot I_{DC1} = U_1 \cdot I_1$) bestimmt werden. Mit Gl. 6.29 und 6.33 folgt:

$$I_1 = \frac{U_{DC1} I_{DC1}}{U_1} = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} I_{DC1} = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} \frac{1}{a_{TSS1,max}} \cdot \frac{P_{Bat,N}}{\eta U_{DCin}} \cdot \frac{k_{max}}{k}. \quad (6.36)$$

Der Stromeffektivwert der Leistungshalbleiter des Wechselrichters kann mit $i_1(t)$ nach Gl. 6.7 bestimmt werden. Unter Vernachlässigung der Oberschwingungen ergibt sich:

$$\begin{aligned} I_{V,WR} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_1(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_{i1}) dt} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_1. \end{aligned} \quad (6.37)$$

Im Betrieb wird $I_{V,WR}$ maximal für $I_{1,max} = I_1(k_{min})$. Bei idealer Betrachtung und einem Betrieb in der Resonanzfrequenz sind im Wechselrichter keine antiparallelen Dioden für den Betrieb notwendig.

Gleichrichter

Da der Gleichrichter direkt mit der Batterie verbunden ist, entspricht die erforderliche Sperrspannung der Dioden wie bei einer Leistungsregelung über den Wechselrichter bei idealer Betrachtung der maximalen Batteriespannung $U_{Bat,max}$. Es gilt in Analogie zu den Zusammenhängen auf der Primärseite (Gl. 6.29) für die Sekundärspannung:

$$U_2 = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} U_{Bat}. \quad (6.38)$$

Für den Sekundärstrom folgt mit Gl. 6.30:

$$I_2 = \frac{P_{Bat}}{U_2} = \frac{P_{Bat}}{\frac{4}{\pi\sqrt{2}} U_{Bat}} = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} \frac{k_{max}}{k} \frac{a_{TSS1}}{a_{TSS1,max}} \frac{P_{Bat,N}}{U_{Bat}}. \quad (6.39)$$

Auf Basis von I_2 nach Gl. 6.39 lässt sich der Stromeffektivwert einer Diode entsprechend dem Fall einer Leistungsregelung durch den Wechselrichter bestimmen (Gl. 6.27), da beide

Topologien sekundärseitig identisch sind.

6.3.2 Auslegung der Tiefsetzsteller-Induktivität

Die Auslegung der Tiefsetzsteller-Induktivität L_{TSS1} soll in der Weise erfolgen, dass die Schwankungsbreite des Drosselstroms $\Delta i_{L,TSS1}$ einen festgelegten Maximalwert $\Delta i_{L,TSS1,max}$ in keinem Betriebspunkt überschreitet:

$$\Delta i_{L,TSS1} \leq \Delta i_{L,TSS1,max} = p_{\Delta iL,max} \cdot \bar{i}_{L,TSS1,max} \quad (6.40)$$

mit $p_{\Delta iL,max}$ als der maximalen prozentualen Schwankungsbreite des Drosselstroms. Für den maximalen Mittelwert des Drosselstroms $\bar{i}_{L,TSS1,max}$ kann nach Gl. 6.33 geschrieben werden:

$$\bar{i}_{L,TSS1,max} = I_{DC1,max} = \frac{P_{Bat,N}}{a_{TSS1,max} \eta U_{DCin}} \frac{k_{max}}{k_{min}}. \quad (6.41)$$

Damit die Bedingung von Gl. 6.40 für jeden Tastgrad erfüllt ist, ist für die Auslegung der Induktivität der Tastgrad mit der höchsten Stromschwankungsbreite $a_{TSS1,\Delta iLmax}$ heranzuziehen. Auf Grundlage von Gl. 6.32 lässt sich erhalten:

$$a_{TSS1,\Delta iLmax} = \begin{cases} \frac{1}{2}, & \text{falls } a_{TSS1,min} \leq \frac{1}{2} \leq a_{TSS1,max} \\ a_{TSS1,min}, & \text{falls } a_{TSS1,min} > \frac{1}{2} \\ a_{TSS1,max}, & \text{falls } a_{TSS1,max} < \frac{1}{2}. \end{cases} \quad (6.42)$$

Durch Umformen von Gl. 6.32 mit $a_{TSS1} = a_{TSS1,\Delta iLmax}$ und Einsetzen von Gl. 6.40 für $\Delta i_{L,TSS1}$ und $\bar{i}_{L,TSS1,max}$ nach Gl. 6.41 folgt für die Tiefsetzsteller-Induktivität:

$$\begin{aligned} L_{TSS1} &\geq \frac{a_{TSS1,\Delta iLmax} (1 - a_{TSS1,\Delta iLmax}) T_s U_{DCin}}{\Delta i_{L,TSS1,max}} \\ &\geq \frac{a_{TSS1,\Delta iLmax} (1 - a_{TSS1,\Delta iLmax}) T_s U_{DCin}}{p_{\Delta iL,max} \bar{i}_{L,TSS1,max}} \\ &\geq \frac{a_{TSS1,\Delta iLmax} (1 - a_{TSS1,\Delta iLmax}) T_s U_{DCin}^2 a_{TSS1,max} \eta k_{min}}{p_{\Delta iL,max} P_{2,N} k_{max}} \end{aligned} \quad (6.43)$$

mit $a_{TSS1,\Delta iLmax}$ nach Gl. 6.42.

6.4 Leistungsregelung durch einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller

Wird ein Tiefsetzsteller zur Leistungsregelung auf der Sekundärseite des Systems eingesetzt, so lässt sich die Batteriespannung U_{Bat} von der gleichgerichteten Sekundärspannung entkoppeln. Wird der Tiefsetzsteller mit dem Tastgrad a_{TSS2} angesteuert, ergibt sich bei Vernach-

lässigung der Oberschwingungen in der Sekundärspannung folgender Zusammenhang:

$$U_{\text{Bat}} = a_{\text{TSS2}} U_{\text{DC2}} = a_{\text{TSS2}} \frac{\pi \sqrt{2}}{4} U_2 \quad \text{bzw.} \quad U_2 = \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \frac{U_{\text{Bat}}}{a_{\text{TSS2}}} \quad (6.44)$$

mit U_{DC2} als der sekundärseitigen Zwischenkreisspannung. Durch Einsetzen von Gl. 6.44 in Gl. 5.38 ergibt sich die Gleichung zur Leistungsregelung für die Topologie des sekundärseitigen Tiefsetzstellers in Abhängigkeit des Tastgrads des Tiefsetzstellers und der Batteriespannung:

$$\frac{P_{\text{Bat}}}{P_{\text{Bat,N}}} = \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \frac{U_{\text{Bat}}}{a_{\text{TSS2}} U_{2,\text{N}}} \frac{k_{\text{max}}}{k}. \quad (6.45)$$

Anders als bei der Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller ist die Vorgabe eines minimalen Tastgrades $a_{\text{TSS2,min}}$ obligatorisch, da die sekundäre Zwischenkreisspannung U_{DC2} bauteilbedingt (Sperrspannung der Leistungshalbleiter, max. Spannung der Zwischenkreis-kapazität) nach oben hin zu limitieren ist. Für den Maximalwert der Sekundärspannung gilt nach Gl. 6.44:

$$U_{2,\text{max}} = U_{2,\text{N}} = \frac{4}{\pi \sqrt{2}} \frac{U_{\text{Bat}}}{a_{\text{TSS2,min}}}. \quad (6.46)$$

Durch Einsetzen von Gl. 6.46 in Gl. 6.45 lässt sich ein verallgemeinerter Ausdruck für die Ausgangsleistung in Abhängigkeit des minimalen Tastgrads erhalten:

$$\frac{P_{\text{Bat}}}{P_{\text{Bat,N}}} = \frac{k_{\text{max}}}{k} \frac{a_{\text{TSS2,min}}}{a_{\text{TSS2}}}. \quad (6.47)$$

Anhand von Gl. 6.47 lässt sich erkennen, dass die Ausgangsleistung minimal ist, wenn der Tastgrad gleich eins ist. Die Ausgangsleistung lässt sich jedoch nicht auf null reduzieren ($P_{2,\text{min}} > 0$). Die minimale Ausgangsleistung ist dabei umso höher, je kleiner die Kopplung ist. Bei minimaler Kopplung ist der Teillastbetrieb daher am stärksten eingeschränkt, es gilt:

$$P_{\text{Bat,min}}(k_{\text{min}}) = \frac{k_{\text{max}}}{k_{\text{min}}} a_{\text{TSS2,min}} P_{\text{Bat,N}}. \quad (6.48)$$

In Abb. 6.9 ist dieser Zusammenhang grafisch veranschaulicht. Es ist zu erkennen, dass $P_{\text{Bat,min}}(k_{\text{min}})$ mit kleiner werdendem Verhältnis $k_{\text{min}}/k_{\text{max}}$ stark ansteigt, sofern $a_{\text{TSS2,min}}$ konstant bleibt. Ist $k_{\text{min}}/k_{\text{max}} < a_{\text{TSS2,min}}$, so ist $P_{2,\text{min}}(k_{\text{min}}) > 1$. Da in diesem Fall die Ausgangsleistung größer als die Nennleistung ist, ist ein Betrieb des Systems nicht möglich. Um bei minimaler Kopplung einen Betrieb des Systems bei jeder Kopplung sicherstellen zu können, muss demzufolge $a_{\text{TSS2,min}} < k_{\text{min}}/k_{\text{max}}$ gelten. Soll zudem ein Teillastbetrieb möglich sein, bei dem die Ladeleistung bei jeder Kopplung bis auf den Wert $P_{\text{Bat,min}}^*$ reduziert werden kann, so ist das System so auszulegen, dass

$$a_{\text{TSS2,min}} \leq \frac{k_{\text{min}}}{k_{\text{max}}} \frac{P_{\text{Bat,min}}^*}{P_{\text{Bat,N}}} \quad (6.49)$$

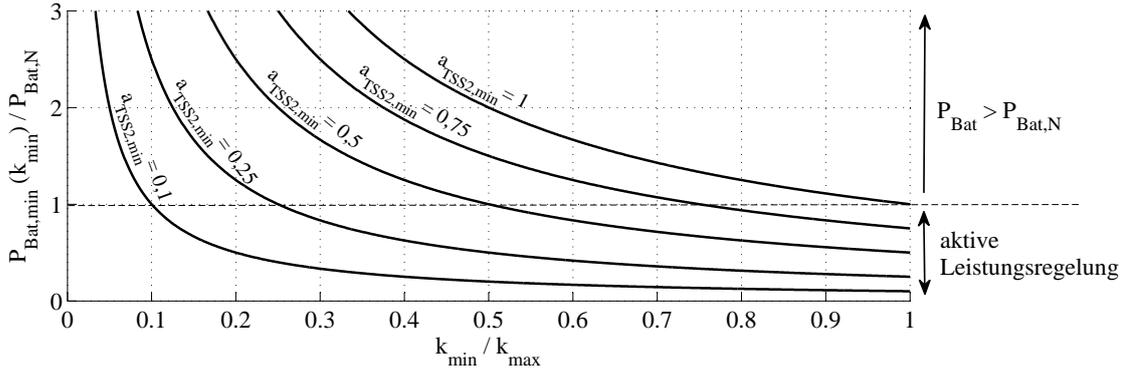


Abb. 6.9: Normierte minimale Ausgangsleistung bei minimaler Kopplung für verschiedene Werte von $a_{TSS2,min}$ bei einer Leistungsregelung durch einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller

erfüllt ist. Es soll angemerkt werden, dass es zusätzlich in Betracht gezogen werden kann, den Wechselrichter im Teillastbetrieb mit dem AVC-PL-Verfahren mit $\alpha = 0$ zu betreiben, um den Grundschwingungseffektivwert der Primärspannung U_1 und somit die minimal erzielbare Ausgangsleistung zu halbieren.

6.4.1 Anforderungen an die Leistungshalbleiter

Wechselrichter

Da der Wechselrichter direkt mit dem Eingangszwischenkreis verbunden ist, entspricht bei idealer Betrachtung der Wert U_{DCin} der erforderlichen Spannungsfestigkeit der Leistungshalbleiter. Der Primärstrom I_1 kann für den Fall der durch einen Tiefsetzsteller entkoppelten Sekundärspannung unter Vernachlässigung der Verluste in den leistungselektronischen Komponenten mit Gl. 6.29 und Gl. 6.47 mit dem Übertragerwirkungsgrad η nach Gl. 6.50 bestimmt werden. Der Effektivwert des Ventilstroms $I_{V,WR}$ lässt sich mit Gl. 6.37 aus I_1 bestimmen.

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1} = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} \frac{P_{Bat}}{\eta U_{DC1}} = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} \frac{P_{Bat,N}}{\eta U_{DC1}} \frac{k_{max}}{k} \frac{a_{TSS2,min}}{a_{TSS2}}. \quad (6.50)$$

Gleichrichter

Für den Gleichrichter ergibt sich bei idealer Betrachtung eine erforderliche Sperrspannung in Höhe von $U_{DC2,max} = U_{Bat,max}/a_{TSS2,min}$. Der für die Dimensionierung der Gleichrichterventile relevante Sekundärstrom kann über die Leistungsäquivalenz auf der Sekundärseite $U_2 I_2 = U_{DC2} I_{DC2} = U_{Bat} I_{Bat}$ unter Verwendung von Gl. 6.44 bestimmt werden. Die Ladeleistung P_{Bat} kann dabei durch den Ausdruck von Gl. 6.47 ersetzt werden. Es ergibt sich:

$$I_2 = \frac{U_{Bat} I_{Bat}}{U_2} = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} \frac{P_{Bat}}{U_{Bat}} a_{TSS2} = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} \frac{k_{max}}{k} \frac{P_{Bat,N}}{U_{Bat}} a_{TSS2,min}. \quad (6.51)$$

Mit Gl. 6.27 lässt sich der Stromeffektivwert einer Diode des Gleichrichters bestimmen.

Tiefsetzsteller

Wie für den Gleichrichter ergibt sich für den Tiefsetzsteller eine erforderliche Sperrspannung in Höhe des Wertes $U_{DC2,max} = U_{Bat,max}/a_{TSS2,min}$. Die in Abschnitt 6.3 hergeleiteten Gl. 6.32 bis 6.35 für die Stromschwankungsbreite, den Drosselstrom sowie die Ströme durch das Ventil und die antiparallele Diode des primärseitigen Tiefsetzstellers besitzen auch für die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller Gültigkeit.

Für die Stromschwankungsbreite des Drosselstroms im sekundärseitigen Tiefsetzsteller lässt sich bezugnehmend auf Gl. 3.46 schreiben:

$$\Delta i_{L,TSS2} = \frac{a_{TSS2}(1-a_{TSS2})T_s U_{DC2}}{L_{TSS2}} = \frac{(1-a_{TSS2})T_s U_{Bat}}{L_{TSS2}}. \quad (6.52)$$

Für den Mittelwert des Drosselstroms $\bar{i}_{L,TSS2}$, der dem Batteriestrom I_{Bat} entspricht, ergibt sich mit Gl. 6.47 der folgende Zusammenhang:

$$\bar{i}_{L,TSS2} = I_{Bat} = \frac{P_{Bat}}{U_{Bat}} = \frac{k_{max}}{k} \frac{a_{TSS2,min}}{a_{TSS2}} \frac{P_{Bat,N}}{U_{Bat}}. \quad (6.53)$$

Für die Effektivwerte des Ventil- und Diodenstroms folgt mit Gl. 10.1 und Gl. 3.53:

$$I_{V,TSS2} = \frac{\sqrt{3}a_{TSS2}}{6} \sqrt{\left(\frac{(1-a_{TSS2})T_s U_{Bat}}{L_{TSS2}}\right)^2 + 12 \left(\frac{k_{max} a_{TSS2,min} P_{Bat,N}}{k a_{TSS2} U_{Bat}}\right)^2} \quad (6.54)$$

$$I_{D,TSS2} = \frac{\sqrt{3}(1-a_{TSS2})}{6} \sqrt{\left(\frac{(1-a_{TSS2})T_s U_{Bat}}{L_{TSS2}}\right)^2 + 12 \left(\frac{k_{max} a_{TSS2,min} P_{Bat,N}}{k a_{TSS2} U_{Bat}}\right)^2}. \quad (6.55)$$

In Abb. 6.10 sind die auf den Batterienennstrom normierten Effektivwerte des Ventil- und Diodenstroms als Funktion des Tastgrads für verschiedene Kopplungen grafisch veranschaulicht. Die Kurve “ $k = k_{max} a_{TSS2,min} / a_{TSS2}$ “ repräsentiert die Kombinationen von k und a_{TSS2} , bei denen Nennleistung vorliegt.

In Abb. 6.10a ist zu erkennen, dass der Stromeffektivwert durch das Ventil für eine bestimmte Kopplung maximal wird, wenn der Tastgrad sein Minimum erreicht. Dies liegt darin begründet, dass die Ladeleistung der Batterie (Gl. 6.47) und damit auch der Ausgangsstrom des Tiefsetzstellers mit abnehmendem Tastgrad ansteigen. Zwar wird die Leitdauer des Ventils mit abnehmendem Tastgrad geringer, jedoch dominiert der erste Effekt.

Des Weiteren zeigt sich, dass der maximale Stromeffektivwert mit kleiner werdender Kopplung ansteigt. Diese Beobachtung lässt sich dadurch erklären, dass bei kleinerer Kopplung ein höherer Tastgrad erforderlich ist, um dieselbe Ausgangsleistung zu erzielen wie bei höherer Kopplung. Dadurch ist der Anteil des Gesamtstroms, der durch das Ventil fließt, entsprechend größer. Aus den Beobachtungen folgt, dass $I_{V,TSS2}$ maximal wird für $k = k_{min}$ und $a_{TSS2} = k_{max}/k_{min} \cdot a_{TSS2,min}$.

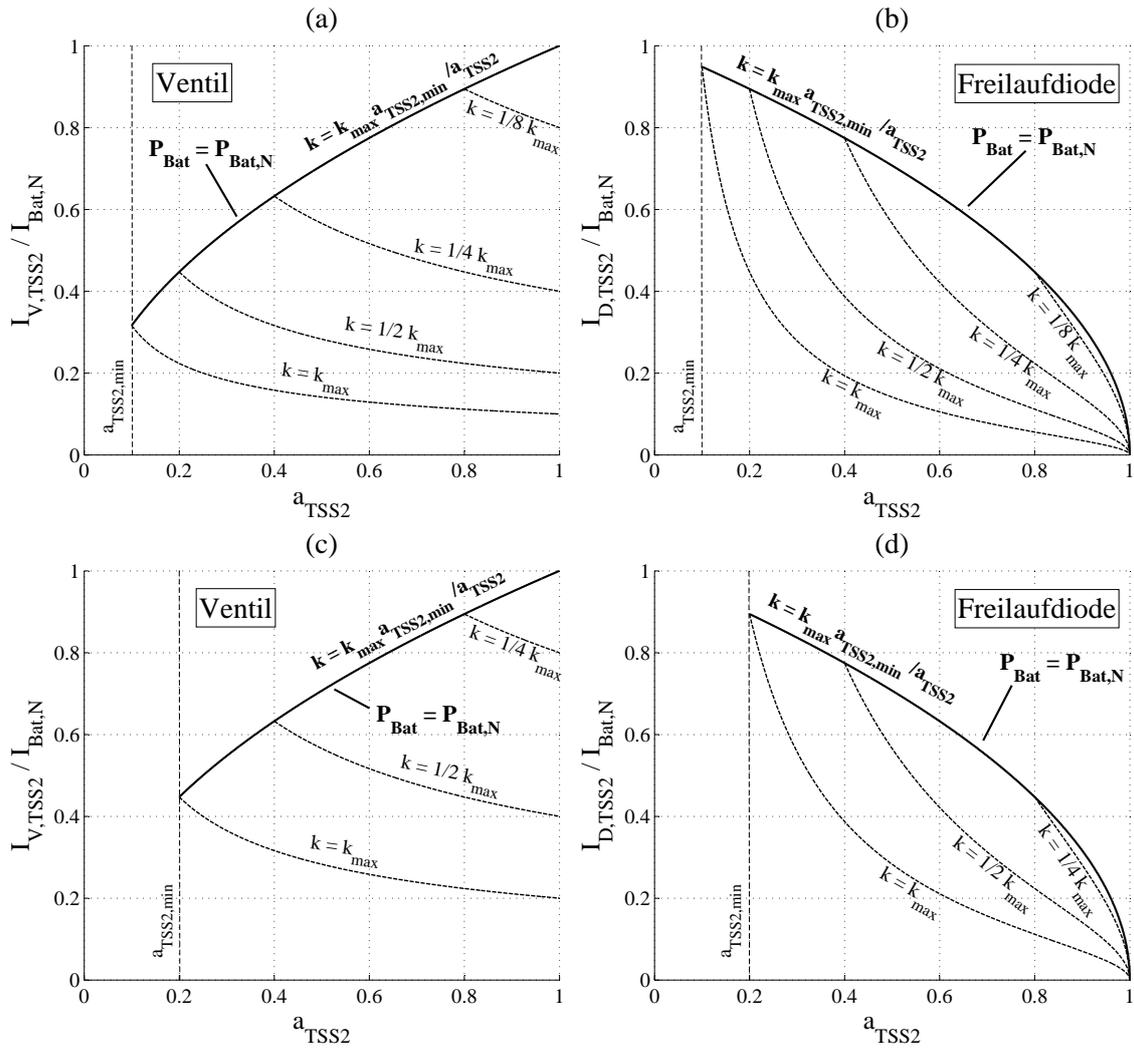


Abb. 6.10: Darstellung der normierten Stromeffektivwerte des Tiefsetzstellers für verschiedene Werte der Kopplung als Funktion des Tastgrads des sekundärseitigen Tiefsetzstellers: (a), (b) $a_{TSS2, min} = 0,1$, (c), (d) $a_{TSS2, min} = 0,2$

Für die Diode lässt sich erkennen, dass der maximale Stromeffektivwert bei gegebener Kopplung ebenfalls bei dem geringsten Tastgrad erreicht wird. Dies liegt daran, dass das untere Ventil prinzipbedingt umso stärker belastet wird, je kleiner der Tastgrad ist. Verstärkt wird dieser Effekt dadurch, dass die Ladeleistung und damit der Ausgangsstrom mit kleiner werdendem Tastgrad ansteigt. Im Gegensatz zum Ventil wird der maximale Stromeffektivwert durch die Freilaufdiode wie in Abb. 6.10 zu erkennen bei $k = k_{max}$ und $a_{TSS2} = a_{TSS2, min}$ erreicht.

Bei einem Vergleich des Maximalwertes von Ventil und Freilaufdiode fällt auf, dass die Stromtragfähigkeit des Ventils deutlich geringer als die der Freilaufdiode gewählt werden kann, falls $k_{min} \approx k_{max}$ ist und gleichzeitig $a_{TSS2, min} \ll 1$ gilt, d.h. wenn ein großer Teillastbereich vorhanden ist. Gilt dagegen $a_{TSS2, min} \approx 1$, so kehren sich die Verhältnisse um.

Wird der minimale Tastgrad $a_{\text{TSS2,min}}$ durch eine Änderung der Systemauslegung erhöht, so verschiebt sich die Kurvenschar " $k = \frac{1}{n} k_{\text{max}}$ ". In Abb. 6.10c und 6.10d ist der Fall $a_{\text{TSS2,min}} = 0,2$ dargestellt. Im Vergleich zu Abb. 6.10a und 6.10b ist $a_{\text{TSS2,min}}$ damit doppelt so hoch. Wie zu erkennen, wird der Bereich, in dem eine Leistungsregelung möglich ist, kleiner. Es kann festgestellt werden, dass die Stromeffektivwerte sowohl des Ventils als auch der Diode in weiten Betriebsbereichen zunehmen (abgesehen vom Maximalwert des Diodenstroms). Dies kann damit begründet werden, dass bei gleicher Ausgangsleistung die sekundäre Zwischenkreisspannung im Vergleich zu vorher in denselben Betriebspunkten deutlich geringer ist.

6.4.2 Auslegung der Tiefsetzsteller-Induktivität

Die Auslegung der Tiefsetzsteller-Induktivität L_{TSS2} erfolgt in Analogie zur Auslegung von L_{TSS1} . Es gilt wiederum die Voraussetzung, dass die Schwankungsbreite des Drosselstroms $\Delta i_{\text{L,TSS2}}$ maximal den Wert $\Delta i_{\text{L,TSS2,max}}$ betragen darf:

$$\Delta i_{\text{L,TSS2}} \leq \Delta i_{\text{L,TSS2,max}} = p_{\Delta i \text{L,max}} \cdot \bar{i}_{\text{L,TSS2,max}} \quad (6.56)$$

Nach Gl. 6.52 wird die Stromschwankungsbreite maximal bei $a_{\text{TSS2}} = a_{\text{TSS2,min}}$, da dann die sekundäre Zwischenkreisspannung U_{DC2} , die der Eingangsspannung des Tiefsetzstellers entspricht, maximal ist. Durch Umformen von Gl. 6.52 mit $a_{\text{TSS2}} = a_{\text{TSS2,min}}$ und Einsetzen von $\Delta i_{\text{L,TSS2}}$ nach Gl. 6.56 und $\bar{i}_{\text{L,TSS2,max}}$ nach Gl. 6.53 lässt sich die Induktivität wie folgt bestimmen:

$$L_{\text{TSS2}} \geq \frac{(1 - a_{\text{TSS2,min}}) \cdot T_s \cdot U_{\text{Bat}}}{\Delta i_{\text{L,TSS2,max}}} = \frac{(1 - a_{\text{TSS2,min}}) \cdot T_s \cdot U_{\text{Bat}}}{p_{\Delta i \text{L,max}} \cdot \bar{i}_{\text{L,TSS2,max}}} = \frac{(1 - a_{\text{TSS2,min}}) \cdot T_s \cdot U_{\text{Bat}}^2}{p_{\Delta i \text{L,max}} \cdot P_{\text{Bat,N}}} \quad (6.57)$$

6.5 Analytischer Vergleich der Leistungshalbleiter-Bauleistung

In diesem Abschnitt erfolgt ein Vergleich der Topologie ohne Tiefsetzsteller mit der Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller und mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller. Das Vergleichskriterium ist die erforderliche Bauleistung P_{B}^* der betrachteten Topologien nach Definition von [94, 95]. Der hochgestellte Index „*“ signalisiert dabei, dass es sich um die erforderliche Bauleistung für einen Leistungshalbleiter handelt, die sich aus den Anforderungen an die Stromtragfähigkeit und Spannungsfestigkeit in der Schaltung ergibt, während das Formelzeichen P_{B} ohne den Index „*“ die Bauleistung eines gegebenen realen Leistungshalbleiters beschreibt. Entsprechend dem vorgestellten Konzept werden die Kosten eines gegebenen realen Leistungshalbleiters näherungsweise durch P_{B} repräsentiert. P_{B} ist dabei

gleichermaßen für Ventile und Dioden definiert:

$$P_{B,V} = U_{Br} \cdot I_{V,max} \quad \text{bzw.} \quad P_{B,D} = U_{Br} \cdot I_{D,max} \quad (6.58)$$

mit U_{Br} als der maximalen Sperrspannung, $I_{V,max}$ als dem maximalen Stromeffektivwert des Ventils und $I_{D,max}$ als dem maximalen Vorwärtsstromeffektivwert der Diode. Es bleibt zu erwähnen, dass sich die Bauleistung nur dann als Maß für eine Beurteilung der Kosten eignet, wenn Leistungshalbleiter desselben Typs betrachtet werden, da die Kosten der Herstellung bei Dioden, MOSFETs und IGBTs im Allgemeinen stark unterschiedlich sind.

Die erforderliche Bauleistung für ein Ventil $P_{B,V}^*$ bzw. eine Diode $P_{B,D}^*$ ergibt sich aus den Anforderungen der Schaltung an die Spannungsfestigkeit U_{Br}^* und den Anforderungen an die Stromtragfähigkeit des Ventils $I_{V,max}^*$ oder der Diode $I_{D,max}^*$, die in Kap. 6.2.1, 6.3.1 und 6.4.1 bestimmt wurden:

$$P_{B,V}^* = U_{Br}^* \cdot I_{V,max}^* \quad \text{bzw.} \quad P_{B,D}^* = U_{Br}^* \cdot I_{D,max}^* \quad (6.59)$$

Die erforderliche Bauleistung eines Umrichters (Wechselrichter, Gleichrichter, Tiefsetzsteller) ergibt sich aus der Addition der Bauleistungen aller Ventile $\sum P_{B,V}^*$ und Dioden $\sum P_{B,D}^*$ des Umrichters. In Tab. 10.8 im Anhang sind die erforderlichen Werte U_{Br}^* , $I_{V,max}^*$ und $I_{D,max}^*$ bei einem Betrieb in der Resonanzfrequenz für die verschiedenen Topologien und Komponenten nochmals zusammengefasst. In Abb. 6.11 ist die erforderliche Bauleistung der leistungselektronischen Komponenten nach Gl. 6.59 für die verschiedenen Topologien bzw. Modulationsverfahren veranschaulicht. In Abb. 6.11a ist der Fall betrachtet, in dem eine Systemauslegung so erfolgt, dass bei jeder Kopplung die Nennleistung $P_{Bat,N}$ übertragen werden kann, während in Abb. 6.11b eine Auslegung vorausgesetzt wird, bei der die Ausgangsleistung bei jeder Kopplung auf jeden Wert zwischen $\frac{1}{2} \cdot P_{Bat,N}$ und $P_{Bat,N}$ eingestellt werden kann, d.h. es kann auch ein Teillastbetrieb mit halber Nennleistung erfolgen.

In Abb. 6.11a und 6.11b lässt sich allgemein erkennen, dass die erforderliche Bauleistung signifikant steigt, wenn das Verhältnis k_{min}/k_{max} reduziert wird. Wie zu erkennen, liegt dies bei den primärseitig geregelten Topologien zum Großteil an der steigenden Bauleistung für den Wechselrichter, bei der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller an der Bauleistung für den Gleichrichter, bedingt durch einen Anstieg der resonanten Ströme I_1 bzw. I_2 . Zudem steigt bei einer Leistungsregelung über den Wechselrichter die Bauleistung der Dioden im Wechselrichter an, da nach Abb. 6.6 ihre Leitauern zunehmen.

Bei einem Vergleich der betrachteten Modulationsverfahren ist zu beobachten, dass die Verfahren ADC und AVC-/AVC-PL eine etwas geringere Bauleistung als das PSC-Verfahren erfordern. Dies lässt sich zurückführen auf die Bauleistung der Freilaufdioden, die bei dem PSC-Verfahren generell größer ist. Dort sind nach Abb. 6.6 bei reduziertem Modulationsgrad alle vier Dioden am Stromfluss beteiligt, während bei dem ADC- bzw. AVC-/AVC-PL-

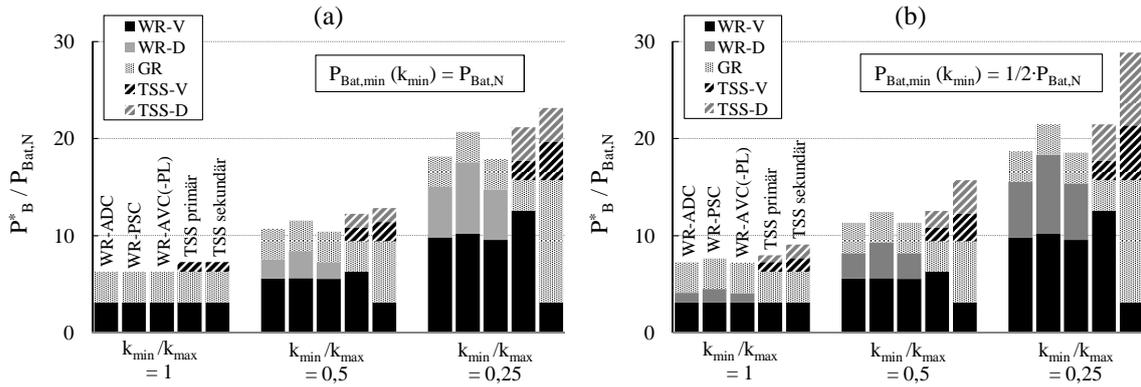


Abb. 6.11: Auf die Systemnennleistung normierte Bauleistung der leistungselektronischen Komponenten für die betrachteten Topologien für unterschiedliche Verhältnisse k_{\min}/k_{\max} : (a) bei Auslegung ohne Teillastbetrieb ($P_{\text{Bat},\min} = P_{\text{Bat},N}$), (b) bei Auslegung auf Teillastbetrieb mit halber Nennleistung ($P_{\text{Bat},\min} = \frac{1}{2} P_{\text{Bat},N}$)

Verfahren nur zwei bzw. drei Dioden bei idealer Betrachtung erforderlich sind.

Für die Topologien mit Tiefsetzsteller zeigt sich, dass die Summe der erforderlichen Bauleistungen für den Wechselrichter und den Gleichrichter stets identisch ist und die erforderliche Bauleistung für den Wechselrichter bei primärseitigem Tiefsetzsteller der Bauleistung für den Gleichrichter bei sekundärseitigem Tiefsetzsteller entspricht und umgekehrt. Dies lässt sich durch die Äquivalenz der beiden Topologien (siehe Kap. 5.4.4, Betriebsverhalten) erklären. Abgesehen von dem Fall, bei dem $k_{\min} = k_{\max}$ und $P_{\text{Bat},\min} = P_{\text{Bat},N}$ ist, lässt sich zudem erkennen, dass die erforderliche Bauleistung für die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller immer höher ist. Zurückführen lässt sich dies auf die Tatsache, dass der lineare Anstieg von $U_{\text{Br},\text{TSS}2}$ mit $\frac{1}{k_{\min}}$ die Bauleistung des sekundärseitigen Tiefsetzstellers erhöht, während $U_{\text{Br},\text{TSS}1}$ unabhängig von k_{\min} ist und konstant bleibt.

Wird ein Teillastbetrieb vorgesehen, so steigt die erforderliche Bauleistung bei den primärseitig geregelten Topologien nur marginal an, während bei der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller ein erheblicher Anstieg zu erkennen ist. Als Ergebnis lässt sich festhalten, dass eine Regelung über den Wechselrichter mit der geringsten Bauleistung zu realisieren und damit die günstigste Wahl ist, sofern das ADC- oder das AVC-/AVC-PL-Verfahren eingesetzt wird. Bei Verwendung eines primärseitigen Tiefsetzstellers liegt die erforderliche Bauleistung leicht darüber. Eine sekundärseitige Regelung weist den größten Bedarf an Bauleistung auf.

6.6 Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite

In Kap. 5.5.3 wurden Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite zur Erhöhung der Positionierungstoleranz des Abnehmers beschrieben. Wie in Abb. 5.10 zu erkennen, er-

fordert der Aufbau eines Übertragers mit m Primärwicklungen, die Möglichkeit, eine Verbindung zu jedem der m Abgriffe herstellen oder trennen zu können.

Eine Möglichkeit der Realisierung mit einem Vollbrückenumrichter ist in Abb. 6.12a dargestellt. Diese Option erfordert $(m + 1)$ Brückenarme und insgesamt $2(m + 1)$ Leistungshalbleiter, von denen jeweils 4 gleichzeitig angesteuert werden. Dazu gehören die Leistungshalbleiter V_{Hm+1} und V_{Lm+1} , die immer aktiv sind, sowie die Leistungshalbleiter eines weiteren Zweiges $i \in [1 .. m]$, der in Abhängigkeit des entsprechenden Abgriffs ausgewählt wird. Der resultierende Resonanzkreis besteht aus C_{1i} und $L_{1i} + .. + L_{1m}$.

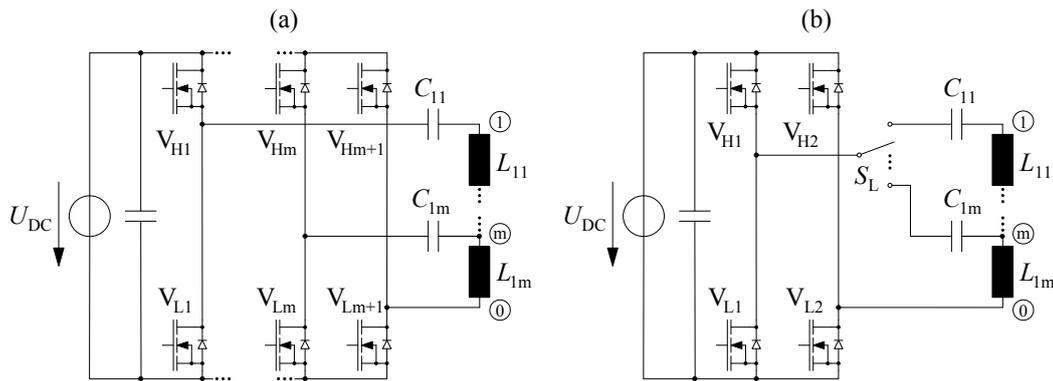


Abb. 6.12: Realisierung der Leistungselektronik für einen Übertrager mit m Abgriffen auf der Primärseite: (a) Schaltung mit mehrphasigem Wechselrichter, (b) vereinfachte Schaltung mit 2-phasigem Wechselrichter und separatem Schalter S_L

Eine weitere Möglichkeit ist in Abb. 6.12b gegeben. Die Auswahl des gewünschten Abgriffs erfolgt über einen separaten Schalter S_L mit m Positionen oder über m einzelne Schalter. Für diese Option sind wie bei einem konventionellen Übertrager lediglich vier Leistungshalbleiter im Wechselrichter erforderlich. Der Schalter S_L im Schaltbild lässt sich in der Praxis beispielsweise durch einen Schalter mit m Positionen oder m einzelne Schalter oder Leistungshalbleiter mit geringem Durchlasswiderstand realisieren. Da sich der gewählte Abgriff an der Kopplung orientiert, die während des Ladevorgangs als konstant angenommen werden kann, ist je Ladevorgang maximal ein Schaltvorgang erforderlich.

Der Vergleich zwischen der Topologie mit einem Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite und einem konventionellen Übertrager erfolgt wiederum hinsichtlich der erforderlichen Bauleistung der Leistungshalbleiter P_B^* nach Definition von Gl. 6.59. Zusätzlich wird der Aufwand für die Kompensationskapazitäten durch das Produkt aus der erforderlichen Spannungsfestigkeit $U_{C,max}^*$ und der Nennkapazität C^* abgeschätzt und als erforderliche Kondensator-Bauleistung Q_B^* definiert:

$$Q_B^* = U_{C,max}^* \cdot C^* \tag{6.60}$$

Auf Basis der Anforderungen an die Spannungsfestigkeit und die Stromtragfähigkeit der Leistungshalbleiter (Tab. 10.8), der Definitionen der erforderlichen Leistungshalbleiter- und

Kondensator-Bauleistung (Gl. 6.59 und Gl. 6.60) sowie der grundsätzlichen Beziehungen für den Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite (Kap. 5.5.3) lassen sich die für das Übertragungssystem relevanten Parameter für einen konventionellen Übertrager und einen Übertrager mit m Abgriffen auf der Primärseite einander vergleichend gegenüberstellen. Dabei wird ohne Einschränkung der Allgemeingültigkeit angenommen, dass eine Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller erfolgt. In Abb. 6.13 sind die erforderliche Bauleistung des Ventils und der Diode des Tiefsetzstellers, die Bauleistung des Wechselrichters sowie die Kondensator-Bauleistung der Kompensationskapazitäten als Funktion von k_{\min}/k_{\max} grafisch veranschaulicht.

Parameter	Normierungsgröße	konv. Übertr.	Multi-Tap primärs. gemäß Abb. 6.12b
n_{LHL}^*	–	4	$4 + S_L$
$U_{\text{Br}}^*/U_{\text{Br,konv}}^*$	$U_{\text{Br,konv}}^* = U_{\text{DC1,max}}$	1	1
$I_{\text{V,max}}^*/I_{1,\text{max,konv}}^*$	$I_{1,\text{max,konv}} = \frac{P_{\text{Bat,N}}}{\eta U_{1,\text{N}}} k_{\min}^{-1} k_{\max}$ (Gl. 6.9)	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} k_{\min}^{1-\frac{1}{m}} k_{\max}^{\frac{1}{m}-1}$
$P_{\text{B,WR}}^*/P_{\text{B,WR,konv}}^*$	$P_{\text{B,WR,konv}}^* = n_{\text{LHL,konv}}^* U_{\text{Br,konv}}^* I_{\text{V,max,konv}}^*$ (Gl. 6.59)	1	$k_{\min}^{1-\frac{1}{m}} k_{\max}^{\frac{1}{m}-1}$
$P_{\text{B,TSS}}^*/P_{\text{B,TSS,konv}}^*$	$P_{\text{B,TSS,konv}}^*$		
$L_1^*/L_{1,\text{konv}}^*$	$L_{1,\text{konv}}^* = \frac{U_{1,\text{N}}^2}{P_{2,\text{N}} \omega_r} k_{\min}^{\frac{1}{2}} k_{\max}^{-\frac{3}{2}}$ (Gl. 5.78)	1	$k_{\min}^{\frac{2}{m}(1-i)} k_{\max}^{\frac{2}{m}(i-1)}$
n_{C1}^*	–	1	m
$C_1^*/C_{1,\text{konv}}^*$	$C_{1,\text{konv}}^* = \frac{1}{\omega_r^2 L_{1,\text{konv}}^*}$ (Gl. 5.6)	1	$k_{\min}^{\frac{2}{m}(i-1)} k_{\max}^{\frac{2}{m}(1-i)}$
$U_{\text{C1,max}}^*/U_{\text{C1,max,konv}}^*$	$U_{\text{C1,max,konv}}^* = \frac{I_{1,\text{max,konv}}}{\omega_r C_{1,\text{konv}}^*}$	1	$k_{\min}^{1-\frac{2i-1}{m}} k_{\max}^{\frac{2i-1}{m}-1}$
$Q_{\text{B,ges}}^*/Q_{\text{B,ges,konv}}^*$	$Q_{\text{B,ges,konv}}^* = n_{\text{C1,konv}}^* U_{\text{C1,max,konv}}^* C_{1,\text{konv}}^*$ (Gl. 6.60)	1	$m k_{\min}^{1-\frac{1}{m}} k_{\max}^{\frac{1}{m}-1}$

Tab. 6.4: Normierte Parameterwerte ausgewählter Komponenten eines konventionellen Übertragers und eines Übertragers mit m Abgriffen auf der Primärseite bei einer Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller

Für den Fall $k_{\min} = k_{\max}$, bei dem keine Leistungsregelung erforderlich ist und dementsprechend $a_{\text{TSS1,min}} = 1$ gilt, entspricht die Bauleistung des Tiefsetzsteller-Ventils der Systemnennleistung (Abb. 6.13a), da der Nennstrom durch das Ventil fließt. Die Bauleistung der Tiefsetzsteller-Diode ist gleich null (Abb. 6.13b). Für die Bauleistung des Wechselrichters (Abb. 6.13c) lässt sich mit Gl. 6.37 und I_1 nach Gl. 6.36 erhalten:

$$P_{\text{B,WR}}^* \left(\frac{k_{\min}}{k_{\max}} = 1 \right) = n_{\text{LHL,WR}} \cdot \frac{I_{1,\text{max}}}{\sqrt{2}} \cdot U_{\text{Br,V}}^* = 4 \cdot \frac{\frac{P_{\text{Bat,N}}}{\pi \sqrt{2}} U_{\text{DCin}}}{\sqrt{2}} \cdot U_{\text{DCin}} = \pi \cdot P_{\text{Bat,N}}. \quad (6.61)$$

Wird das Verhältnis k_{\min}/k_{\max} verringert, so erhöht sich die erforderliche Bauleistung sowohl des Ventils und der Diode des Tiefsetzstellers als auch des Wechselrichters deutlich.

Aus Abb. 6.13a und 6.13b geht hervor, dass die Bauleistung des Tiefsetzstellers durch Verwendung eines Übertragers mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite erheblich reduziert werden kann (außer bei $k_{\min}/k_{\max} = 1$). Der Unterschied zum konventionellen Übertrager

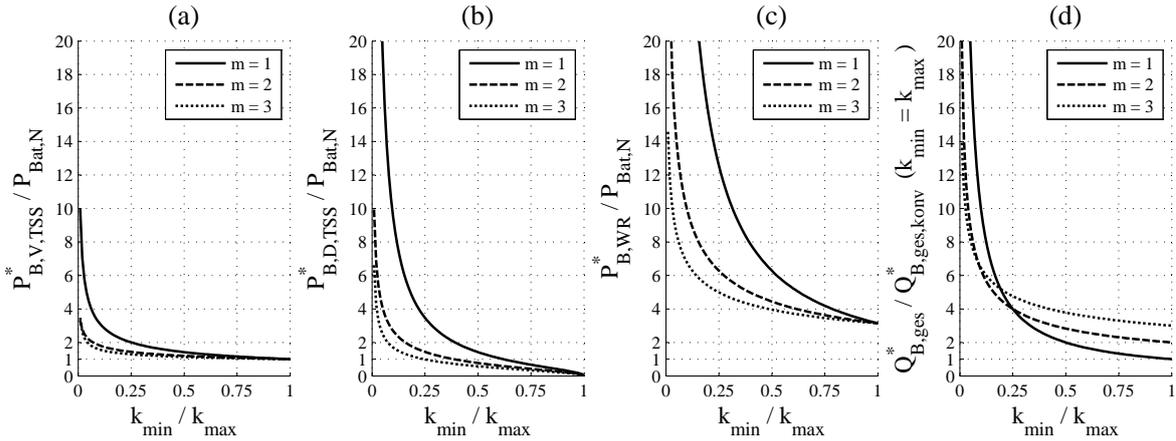


Abb. 6.13: Erforderliche Bauleistungen als Funktion des Verhältnisses aus minimaler und maximaler Kopplung für verschiedene Anzahlen an primärseitigen Abgriffen m bei einer Leistungsregelung durch einen primärseitigen Tiefsetzsteller bei Auslegung ohne Teillastbetrieb ($P_{Bat,\min} = P_{Bat,N}$): (a) Leistungshalbleiter-Bauleistung des Ventils des primärseitigen Tiefsetzstellers, (b) Leistungshalbleiter-Bauleistung der Diode des primärseitigen Tiefsetzstellers, (c) Leistungshalbleiter-Bauleistung des Wechselrichters, (d) normierte Kondensator-Bauleistung

mit $m = 1$ ist dabei für die Freilaufdiode des Tiefsetzstellers deutlich höher als für das Ventil, denn eine Erhöhung der Anzahl an Abgriffen führt nicht nur zu einer Reduzierung des Primärstroms (wie in Abb. 5.7 ersichtlich), sondern ebenso zu einer Erhöhung des minimalen Tastgrads $a_{TSS1,\min}$, da der erforderliche Regelbereich kleiner ist. Dies lässt sich anhand von Gl. 6.31 zeigen, indem der Term k_{\min}/k_{\max} , der die Größe des Regelbereichs für den konventionellen Übertrager angibt, durch den Term $(k_{\min}/k_{\max})^{\frac{1}{m}}$ für einen Übertrager mit m Abgriffen (Gl. 5.71) ersetzt wird. Eine Erhöhung des Tastgrads führt generell zu einer Entlastung der Freilaufdiode.

Anhand von Abb. 6.13c zeigt sich, dass durch die Verwendung eines Übertragers mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite sowohl die erforderliche Bauleistung des Wechselrichters als auch die des Tiefsetzstellers signifikant reduziert werden können. Die Einsparung der Bauleistung ist dabei umso größer, je kleiner das Verhältnis k_{\min}/k_{\max} und je höher die Anzahl an Abgriffen m ist.

Die Kondensator-Bauleistung der Kompensationskapazitäten in Abb. 6.13b erfordert eine genauere Analyse. Es lässt sich feststellen, dass ein Übertrager mit mehreren Abgriffen nur bis zu einem bestimmten Verhältnis k_{\min}/k_{\max} vorteilhaft ist. Für den Fall $m = 2$ liegt die Grenze bei $k_{\min}/k_{\max} = 0,25$. Bei größeren Verhältnissen führt ein Übertrager mit mehreren Abgriffen zu einer Erhöhung der Kondensator-Bauleistung. Dies lässt sich dadurch erklären, dass bei der Schaltung nach Abb. 6.12 jeder Abgriff eine entsprechende Kapazität erfordert.

Als allgemeines Ergebnis der Untersuchung lässt sich festhalten, dass die Verwendung eines Übertragers mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite hinsichtlich der Bauleistung der

primärseitigen leistungselektronischen Komponenten stets vorteilhaft ist. Hinsichtlich der Kondensator-Bauleistung ist der Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite nur dann vorteilhaft, wenn das Verhältnis $k_{\min}/k_{\max} < 0,25$ ist.

6.7 Zusammenfassung

In dem vorliegenden Kapitel erfolgte eine systematische Untersuchung leistungselektronischer Topologien und Methoden der Leistungsregelung für induktive Energieübertragungssysteme zur Ladung von Elektrofahrzeugen. Im Detail werden eine Leistungsregelung über den Wechselrichter mit dem ADC-, PSC- und AVC-/AVC-PL-Verfahren sowie über einen primär- bzw. sekundärseitigen Tiefsetzsteller analysiert. Dabei werden für alle genannten Verfahren die resultierenden Anforderungen an die Leistungshalbleiter hergeleitet und auf Basis der Ergebnisse ein Vergleich aller Topologien hinsichtlich der Bauleistung durchgeführt.

Es kann gezeigt werden, dass eine Leistungsregelung über den Wechselrichter unabhängig von dem Verhältnis aus minimaler zu maximaler Kopplung die geringste Leistungshalbleiter-Bauleistung aufweist, sofern das ADC- oder AVC-/AVC-PL-Verfahren eingesetzt wird. Bei einer Regelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller liegt die Bauleistung etwas höher, bei einer Regelung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller ist sie am höchsten.

Des Weiteren werden in diesem Kapitel Möglichkeiten zur Realisierung der Leistungselektronik für einen Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite aufgezeigt. Es erfolgt ein Vergleich der erforderlichen Leistungshalbleiter- und Kondensator-Bauleistung für ein System basierend auf einem Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite und auf einem konventionellen Übertrager. Es stellt sich heraus, dass bei einer primärseitigen Regelung die Leistungshalbleiter-Bauleistung der primärseitigen leistungselektronischen Komponenten (Wechselrichter und ggf. Tiefsetzsteller) stets reduziert werden kann. Die Kondensator-Bauleistung kann hingegen reduziert werden, wenn das Verhältnis aus minimaler und maximaler Kopplung kleiner als 0,25 ist.

7 Systemauslegung, Realisierung und Wirkungsgradvergleich

In diesem Kapitel erfolgt die Auslegung induktiver Ladesysteme für das betrachtete Flurförderfahrzeug (Randbedingungen aus Kap. 2, Tab. 2.2 und Tab. 2.3). Dabei wird sowohl ein konventioneller Übertrager als auch ein Übertrager mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite betrachtet.

Es erfolgt eine Auslegung und Realisierung der in Kap. 6 ausführlich beschriebenen leistungselektronischen Topologien (Topologie ohne Tiefsetzsteller, Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller, Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller). In einem nächsten Schritt werden Analysen zur Bauleistung und zu den Kosten der Topologien sowie umfangreiche simulative und experimentelle Untersuchungen zur Effizienz durchgeführt. Zuletzt erfolgt die Demonstration des Ladebetriebs mit einem Flurförderfahrzeug unter realen Bedingungen mit einer eigens konzipierten Ladeeinrichtung.

7.1 Stand der Technik

Für die Realisierung der leistungselektronischen Komponenten des induktiven Ladesystems (Wechselrichter, Gleichrichter und Tiefsetzsteller) können unterschiedliche Schaltungsarten und Leistungshalbleiter eingesetzt werden. Ein Überblick über den aktuellen Stand der Technik lässt sich der Literatur [18–21, 48, 74, 87, 89–92, 96–101] entnehmen.

Der Wechselrichter wird in den genannten Publikationen stets in einer Vollbrückenschaltung mit vier Leistungshalbleitern realisiert. Dies bietet gegenüber einer Halbbrückenschaltung den Vorteil, dass die Primärspannung U_1 doppelt so hoch und der Primärstrom bei gleicher Leistung entsprechend nur halb so hoch ist [74]. Die Realisierung des Wechselrichters erfolgt in [21, 74, 89, 90] mit SJ-MOSFETs mit 600 bzw. 650 V Sperrspannung (Fairchild „FCH76N60N“ [21], Infineon „IPW60R199CP“ [89], Infineon „IPW65R041CFD“ [90], Infineon „IPW65R110CFD“ [74]). Verbreitet ist zudem die Verwendung von SiC-MOSFETs im Wechselrichter zur Reduzierung der Schaltverluste. In [20, 91, 92] werden SiC-MOSFETs mit einer Sperrspannung von 1200 V eingesetzt (Cree „C2M0080120D“ [91]). Alternativ zur Verwendung von SJ-MOSFETs oder SiC-MOSFETs werden vereinzelt IGBTs eingesetzt, wie beispielsweise in [96] (600 V / 600 A IGBT Powerex Intellimod Modul) oder in [87] (600 V IGBTs von Infineon Typ „IGW60N50H3“ mit separaten SiC-Freilaufdioden Rohm Typ „SCS110AG“). Bei den letztgenannten Anwendungen mit IGBTs ist festzustellen, dass die verwendete bzw. optimale Schaltfrequenz mit 22 kHz [96] bzw. 35 kHz [87] im Vergleich zu den Anwendungen mit MOSFETs (100 kHz [20], 156 kHz [21], 127–165 kHz [89]) deutlich kleiner ist.

Bei der Begutachtung der Gleichrichter-Topologie in den genannten Quellen findet sich ausschließlich die Vollbrückenkonfiguration, entweder als aktive [20, 74, 87, 90], halbaktive [96] oder passive Variante [21, 87, 89, 91, 92]. Als Leistungshalbleiter kommen, sofern in der Beschreibung angegeben, Si-Dioden verschiedener Hersteller mit Sperrspannungen zwischen 400 V und 600 V zum Einsatz (Infineon „IDP45E60“ [87], Int. Rectifier „80EPF06“ [21], Fairchild „FFH60UP40S“ [90]).

Der Einsatz eines Tiefsetzstellers auf der Primärseite zur Leistungsregelung erfolgt in [20, 87, 100, 102]. In [20] und [87] wird eine konventionelle einphasige Topologie implementiert. In [87] kommen zwei parallel geschaltete SJ-MOSFETs von Infineon Typ „IPW60R045CP“ und zwei parallele SiC-Freilaufdioden von Rohm Typ „SCS120AG“ zum Einsatz. In [100] wird ein 4-phasiger Interleaved Tiefsetzsteller vorgeschlagen. In [102] werden sowohl ein 2-phasiger als auch ein 6-phasiger Tiefsetzsteller mit IGBTs und einem Interleaved-Betrieb der Phasen sowie mit synchronem Gleichrichten betrachtet.

Zu möglichen Konfigurationen eines sekundärseitigen Tiefsetzstellers für den speziellen Fall der Anbindung einer Niedervolt-Traktionsbatterie in induktiven Ladesystemen sind keine Untersuchungen bekannt. Stattdessen kann auf [30] verwiesen werden, wo ein Tiefsetzsteller für ein auf Doppelschichtkondensatoren basierendes Batteriestützsystem für Niedervolt-Traktionsbatterien beschrieben wird. Dort wird ein dreiphasig gekoppelter Tiefsetzsteller mit konventionellen Si-MOSFETs von Int. Rectifier Typ „IRFS3006-7PPbF“ mit 60 V Sperrspannung sowohl als Hauptschalter als auch im Freilaufpfad eingesetzt. Es erfolgt ein Interleaved-Betrieb mit synchronem Gleichrichten, um die Stromschwankungsbreite zu reduzieren und die Effizienz zu erhöhen.

7.2 Systemauslegung für die simulative Untersuchung

7.2.1 Konventioneller Übertrager

Die Auslegung des konventionellen Übertragers geschieht auf Basis der Gleichungen aus Kap. 5.4. Ergänzend zu den Randbedingungen aus Tab. 2.1 wird für die Spannung des Eingangszwischenkreises ein Wert von $U_{DCin} = 400\text{ V}$ angenommen. Dieser Wert kann durch einen am dreiphasigen Versorgungsnetz angeschlossenen geregelten Gleichrichter mit PFC-Funktionalität erzielt werden und ist typisch für die vorliegende Anwendung (vgl. U_{DC1} in Tab. 10.1 und 10.2). In der folgenden Untersuchung wird der konventionelle Übertrager für einen Kopplungsbereich von 0,3 bis 0,6 und Batteriespannungen von 24 V und 48 V ausgelegt.

In Tab. 7.1 sind die Konfigurationen und Parameter der betrachteten Systeme dargestellt. Jede der drei leistungselektronischen Topologien wird mit einem konventionellen und einem Dual-Tap-Übertrager untersucht. Für den Fall der Leistungsregelung über einen primär- oder

sekundärseitigen Tiefsetzsteller existiert bei der Auslegung ein zusätzlicher Freiheitsgrad in Form der Zwischenkreisspannung $U_{DC1,N}$ bzw. $U_{DC2,N}$. Dabei sind $U_{DC1,N}$ und $U_{DC2,N}$ sinnvollerweise zwischen $U_{Bat,N}$ und U_{DCin} zu wählen. Für die Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller werden Systemauslegungen mit $U_{DC1,N}$ von 133,3 V bis 400 V betrachtet, für die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller Systemauslegungen mit $U_{DC2,N}$ von 66,7 V bis 266,7 V. Dabei ist zu beachten, dass Auslegungen mit $U_{DC2,N} = 66,7$ V und 100 V nicht für eine 48 V-Batterie geeignet sind, da keine ausreichende Regelreserve vorhanden ist. Die Werte $U_{DC1,N}$ und $U_{DC2,N}$ sind dabei so gewählt, dass sich für die Leistungshalbleiter-Sperrspannungen der betreffenden Komponenten, bei Berücksichtigung einer Sicherheitsreserve von 50 % für Spannungsspitzen in den Schaltzeitvorgängen, Werte ergeben, zu denen reale Bauteile (vgl. Tab. 10.11 und 10.12) existieren, z.B.: $U_{DC,N} = 66,7$ V $\rightarrow U_{Br} = 100$ V, $U_{DC,N} = 133,3$ V $\rightarrow U_{Br} = 200$ V etc.

Topologie	Übertrager	k_{min}	$U_{Bat,i}/V$	$U_{DC1,N}/V$	$U_{DC2,N}/V$	\ddot{u}	n_0	n_1	n_2	
ohne TSS	konventionell	0,3	24	400	33,3	8,49	2,19	6,37	0,75	
		0,3	48	400	66,7	4,24	3,09	6,37	1,5	
	Dual-Tap	0,15	24	400	33,3	6,0	2,19	5,39	0,89	
		0,15	24	400	33,3	6,0/ 12,0	2,19/ 3,09	5,35/ 10,7	0,89	
TSS primärseitig	konventionell	0,3	24	400	33,3	8,49	2,19	6,37	0,75	
		0,3	24	333,3	33,3	7,08	1,99	5,31	0,75	
		0,3	24	266,7	33,3	5,66	1,78	4,25	0,75	
		0,3	24	200	33,3	4,25	1,55	3,18	0,75	
		0,3	24	133,3	33,3	2,83	1,26	2,12	0,75	
		0,3	48	400	33,3	4,24	3,09	6,37	1,5	
		0,3	48	333,3	33,3	3,53	2,82	5,31	1,5	
		0,3	48	266,7	33,3	2,83	2,53	4,25	1,5	
		0,3	48	200	33,3	2,12	2,19	3,18	1,5	
		0,3	48	133,3	33,3	1,41	1,79	2,12	1,5	
		0,15	24	400	33,3	6,0	2,19	5,35	0,89	
		Dual-Tap	0,15	24	400	33,3	6,0/ 12,0	2,19/ 3,09	5,35/ 10,7	0,89
TSS sekundärseitig	konventionell	0,3	24	400	66,7*	8,48	3,09	9,0	1,06	
		0,3	24	400	100*	5,66	3,79	9,0	1,59	
		0,3	24/48	400	133,3	4,24	4,37	9,0	2,12	
		0,3	24/48	400	200	2,83	5,35	9,0	3,18	
		0,3	24/48	400	266,7	2,12	6,18	9,0	4,25	
		0,15	24	400	133,3	6,0	4,37	10,7	1,78	
		Dual-Tap	0,15	24	400	133,3	3,0/ 6,0	4,37/ 5,2	7,57/ 15,14	2,52

Tab. 7.1: Konkrete Übertragerauslegung auf Basis der Gleichungen aus Kap. 5.4 für die simulative Untersuchung der betrachteten Topologien mit $P_{Bat,N} = 6$ kW, $U_{DCin} = 400$ V, $f_r = 100$ kHz, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}$ H, $k_{max} = 0,6$; *nicht kompatibel mit 48 V-Batterie, da keine ausreichende Regelreserve

Die dem Topologievergleich zu Grunde liegenden leistungselektronischen Schaltungen sind in Abb. 7.1 dargestellt. In jeder der Topologien wird der Wechselrichter entsprechend dem Stand der Technik in Vollbrückenschaltung realisiert. Auf der Sekundärseite wird ein passiver Diodengleichrichter eingesetzt, der ebenso als Vollbrückenschaltung ausgeführt wird. Für den primär- bzw. sekundärseitigen Tiefsetzsteller wird eine einphasige Topologie gewählt. Die Tiefsetzsteller-Induktivität wird gemäß Gl. 6.43 bzw. Gl. 6.57 dimensioniert, wo-

bei einer Schaltfrequenz von 20kHz angenommen und eine maximale Schwankungsbreite des Drosselstroms von 30 % des Nennstroms akzeptiert wird.

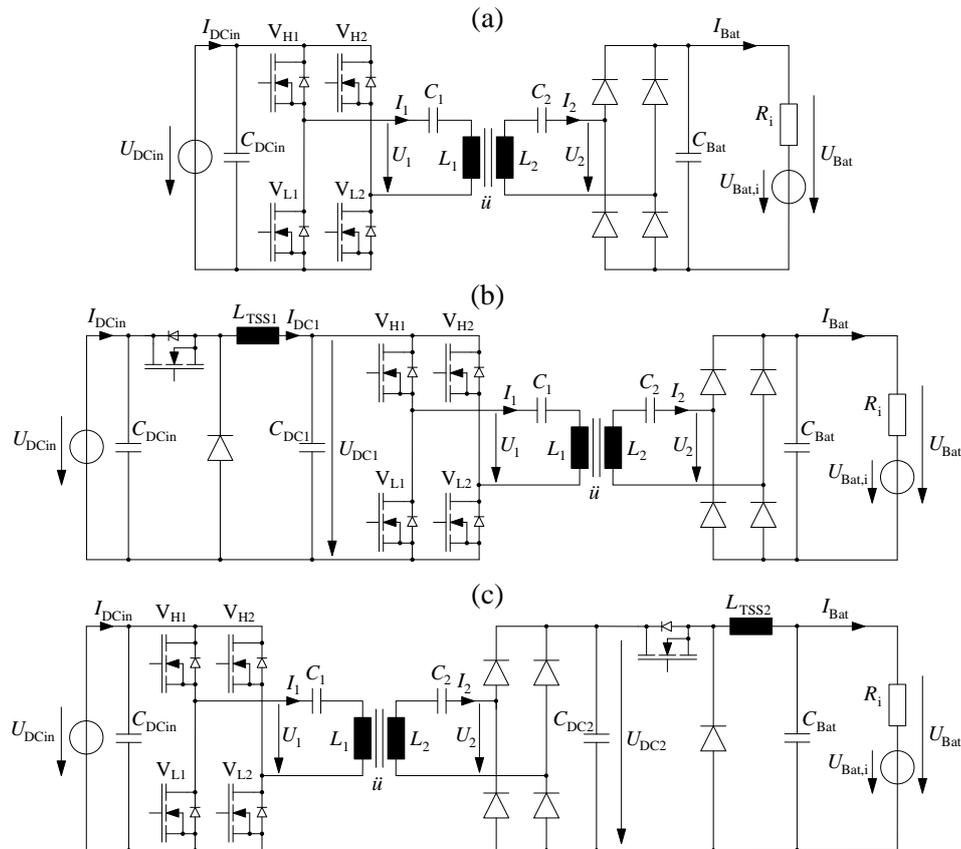


Abb. 7.1: Leistungselektronische Topologien für die Realisierung des induktiven Energieübertragungssystems: (a) Topologie ohne Tiefsetzsteller, (b) Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller, (c) Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller

Die Auslegung der Zwischenkreiskapazitäten erfolgt auf Basis des in der Literatur [103] beschriebenen Ansatzes. Danach gilt für die erforderliche Zwischenkreiskapazität:

$$C_{DC} \geq \frac{\Delta P_{\max} t_r}{2 \Delta U_{DC, \max} U_{DC}} \quad (7.1)$$

mit $\Delta P_{\max} = P_{\text{Bat}, N}$ als der Nennleistung des System, t_r als der Reaktionszeit der Zwischenkreisspannungsregelung und $\Delta U_{DC, \max}$ als der maximalen Variation der Zwischenkreisspannung. Die Regelung der Zwischenkreisspannung U_{DCin} erfolgt durch einen in dieser Arbeit nicht betrachteten netzseitigen Gleichrichter, die Regelung von U_{DC1} durch den primärseitigen Tiefsetzsteller und die Regelung von U_{DC2} durch den sekundärseitigen Tiefsetzsteller. Für alle Regler wird eine Reaktionszeit von $t_r = 500 \mu\text{s}$ für die Dimensionierung der jeweiligen Kapazität angenommen. Ausgangsseitig wird parallel zur Batterie die Ausgangskapazität C_{Bat} vorgesehen, um die Welligkeit des Batterieladestroms zu reduzieren. Da die Batteriespannung nicht geregelt wird, wird zur Dimensionierung die Periodendauer des Sekundärstroms bzw. des Drosselstroms des Tiefsetzstellers für t_r herangezogen. Für

die zu kompensierende Leistungsdifferenz gilt im Falle ohne sekundärseitigen Tiefsetzsteller $\Delta P_{\max} = P_{\text{Bat},N}$ und mit Tiefsetzsteller $\Delta P_{\max} = U_{\text{Bat},N} \cdot \Delta I_{\text{Bat},\max}$ mit $\Delta I_{\text{Bat},\max}$ nach Gl. 6.56. Die resultierenden Werte der Tiefsetzsteller-Induktivitäten und Zwischenkreiskapazitäten sind in Tab. 7.2 dargestellt.

Topologie	$U_{\text{DC1},N}/V$	$U_{\text{DC2},N}/V$	C_{DCin}/mF	C_{DC1}/mF	C_{DC2}/mF	C_{Bat}/mF	$L_{\text{TSS1}}/\mu H$	$L_{\text{TSS2}}/\mu H$
ohne TSS	400,0	33,3	0,094	–	–	1,35	–	–
	400,0	33,3	0,094	0,094	–	1,35	555,6	–
TSS primär- seitig	333,3	33,3	0,094	0,14	–	1,35	462,9	–
	266,7	33,3	0,094	0,21	–	1,35	370,4	–
	200,0	33,3	0,094	0,38	–	1,35	277,8	–
	133,3	33,3	0,094	0,84	–	1,35	164,5	–
TSS sekundär- seitig	400,0	66,7	0,094	–	3,37	4,06	–	15,4
	400,0	100,0	0,094	–	1,50	4,06	–	20,5
	400,0	133,3	0,094	–	0,84	4,06	–	23,1
	400,0	200,0	0,094	–	0,38	4,06	–	25,7
	400,0	266,7	0,094	–	0,21	4,06	–	27,0

Tab. 7.2: Dimensionierung der passiven Komponenten bei Auslegung eines konventionellen Übertragers für verschiedene primär- und sekundärseitige Zwischenkreisspannungen mit $P_{\text{Bat},N} = 6\text{ kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400\text{ V}$, $U_{\text{Bat},N} = 33,3\text{ V}$, $f_r = 100\text{ kHz}$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}\text{ H}$, $k_{\min} = 0,3$, $k_{\max} = 0,6$, $f_S = 20\text{ kHz}$, $p_{\Delta iL,\max} = 0,3$, $p_{\Delta u\text{Bat},\max} = 0,01$

Auf Basis der Parameter aus Tab. 7.1 und 7.2 lassen sich die Anforderungen an die Leistungshalbleiter bestimmen. Für die erforderliche Sperrspannung wird das 1,5-fache der maximalen Spannung über dem Bauteil angesetzt, um Spannungsspitzen in den Schaltzeitpunkten zu berücksichtigen. Zur Bestimmung der Stromverläufe und der maximalen Effektivwerte der Ströme durch die Leistungshalbleiter werden die Schaltungen aus Abb. 7.1 mit den Parametern aus Tab. 7.1 und 7.2 in Matlab/Simulink und Plecs simuliert.

In Tab. 7.3 sind die erforderlichen Leistungshalbleiter-Sperrspannungen und die simulativ bestimmten maximalen Stromeffektivwerte für die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter bei einer Batteriespannung von 24 V dargestellt. Unter der Bezeichnung „non RC“ sind die Werte für nicht rückwärts leitfähige Leistungshalbleiter angegeben, bei denen eine Freilaufdiode in den Freilaufphasen den Strom führt, wie z.B. bei IGBT-Modulen. Die Bezeichnung „RC“ beschreibt hingegen rückwärts leitfähige Leistungshalbleiter wie MOSFETs, die bidirektional leitfähig sind.

Bei einer Leistungsregelung durch den Wechselrichter zeigt sich, dass sich die Modulationsverfahren hinsichtlich der Belastung der einzelnen Ventile und antiparallelen Dioden deutlich unterscheiden. Das PSC-Verfahren weist dabei eine ausgewogene Verteilung auf alle vier Leistungshalbleiter auf, während bei dem ADC-Verfahren nur jeweils zwei Leistungshalbleiter identisch belastet werden. Das AVC-Verfahren weist die ungleichmäßigste Verteilung auf. In der Summe ergeben sich für die maximalen Stromeffektivwerte der Ventile $I_{V,\max}$ bei allen Verfahren jedoch annähernd gleich hohe Werte. Für die antiparallelen Dioden, die im Falle von nicht rückwärts leitfähigen Leistungshalbleitern erforderlich sind, gilt dies jedoch nicht.

Typ LHL	Modu- lation	Wechselrichter										Gleichrichter		
		U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$		V_{L1}	V_{L2}	Σ	$I_{D,max}/A$			U_{Br}/V	$I_{D,max}/A$		
			V_{H1}	V_{H2}				D_{H1}	D_{H2}	D_{L1}	D_{L2}	Σ		
non RC*	ADC	600	18,4	23,9	23,9	18,4	84,6	0	14,8	14,8	0	29,6	50	145,0
	PSC	600	21,0	21,0	21,0	21,0	84,0	10,4	10,4	10,4	10,4	41,6	50	145,0
	AVC	600	23,3	13,6	23,6	23,3	83,8	1,0	0	2,6	23,5	27,1	50	143,1
RC**	ADC	600	18,4	28,1	28,1	18,4	93,0	-	-	-	-	-	50	145,0
	PSC	600	23,5	23,5	23,5	23,5	94,0	-	-	-	-	-	50	145,0
	AVC	600	23,3	13,6	23,6	33,1	93,6	-	-	-	-	-	50	143,1

Tab. 7.3: Simulationsergebnisse: Anforderungen an die leistungselektronischen Komponenten bei Leistungsregelung durch den Wechselrichter (Modulationsverfahren ADC, PSC und AVC) mit $P_{Bat,N} = 6\text{kW}$, $U_{DCin} = 400\text{V}$, $U_{Bat,i} = 24\text{V}$, $f_r = 100\text{kHz}$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}\text{H}$, $k_{min} = 0,3$, $k_{max} = 0,6$, übrige Parameter nach Tab. 7.1 und 7.2; *non RC: non reverse-conducting (nicht rückwärts leitfähige Leistungshalbleiter z.B. IGBTs); **RC: reverse-conducting (rückwärts leitfähige Leistungshalbleiter z.B. MOSFETs)

Topo- logie	Zwischenkreis		Wechselrichter		Gleichrichter		Tiefsetzsteller		
	$U_{DC1,N}/V$	$U_{DC2,N}/V$	U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$	U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$	U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$	$I_{D,max}/A$
TSS primär- seitig	400	33,3	600	23,5	50	143,0	600	21,3	20,9
	333,3	33,3	500	28,2	50	143,4	600	23,4	27,2
	266,7	33,3	400	35,2	50	143,2	600	26,2	36,4
	200	33,3	300	46,9	50	142,9	600	30,1	51,5
	133,3	33,3	200	70,4	50	143,0	600	37,0	81,5
TSS sekun- där- seitig	400	66,7	600	11,9	100	141,1	100	180,7	129,0
	400	100	600	11,9	150	94,2	150	147,6	148,8
	400	133,3	600	11,9	200	70,6	200	127,7	157,7
	400	200	600	11,9	300	47,1	300	104,6	168,0
	400	266,7	600	11,9	400	35,3	400	90,7	171,1

Tab. 7.4: Simulationsergebnisse: Anforderungen an die leistungselektronischen Komponenten bei Leistungsregelung durch einen Tiefsetzsteller mit $P_{Bat,N} = 6\text{kW}$, $U_{DCin} = 400\text{V}$, $U_{Bat,i} = 24\text{V}$, $f_r = 100\text{kHz}$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}\text{H}$, $k_{min} = 0,3$, $k_{max} = 0,6$, $f_{TSS} = 20\text{kHz}$, übrige Parameter nach Tab. 7.1 und 7.2

Hier erfordert das PSC-Verfahren, wie bereits bei den analytischen Untersuchungen (Abb. 6.7), in Summe den höchsten Wert.

In Tab. 7.4 sind die Anforderungen an die leistungselektronischen Komponenten bei einer Leistungsregelung durch einen primär- und sekundärseitigen Tiefsetzsteller für die unterschiedlichen Auslegungen in Abhängigkeit von $U_{DC1,N}$ bzw. $U_{DC2,N}$ dargestellt. Für einen primärseitigen Tiefsetzsteller lässt sich feststellen, dass der maximale Stromeffektivwert durch die Leistungshalbleiter des Wechselrichters und des Tiefsetzstellers mit kleiner werdender Spannung $U_{DC1,N}$ zunimmt. Im Gegensatz dazu reduziert sich die erforderliche Sperrspannung für den Wechselrichter. Bei einem Tiefsetzsteller auf der Sekundärseite reduziert sich der Stromeffektivwert des Gleichrichters und des Tiefsetzsteller-Ventils, wenn die sekundärseitige Zwischenkreisspannung erhöht wird. Dagegen steigen die erforderlichen Sperrspannungen des Gleichrichters und des Tiefsetzstellers sowie der Stromeffektivwert der Frei-

laufdiode im Tiefsetzsteller an.

Wird anstelle einer 24 V-Batterie eine 48 V-Batterie betrachtet, so ist für die primärseitig geregelten Topologien offensichtlich, dass sich durch die Verdopplung der Batteriespannung die Sperrspannung des Gleichrichters ebenfalls verdoppelt und sich der maximale Stromeffektivwert halbiert. Die Werte der übrigen Komponenten bleiben identisch. Für die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller verringern sich die Stromeffektivwerte sowohl des Ventils als auch der Freilaufdiode des Tiefsetzstellers bei gleicher Spannung $U_{DC2,N}$. Der Rückgang des Stroms durch das Ventil ist dabei überproportional klein und der Rückgang des Stroms durch die Freilaufdiode überproportional groß, da der Tastgrad a_{TSS2} in einem gegebenen Betriebspunkt doppelt so hoch ist wie bei einer 24 V-Batterie (vgl. Abb. 6.10).

Bei einem Vergleich mit den analytisch berechneten Werten aus Tab. 10.9 und 10.10 (Anhang) lässt sich erkennen, dass nur geringe Abweichungen vorhanden sind und die Simulationsergebnisse somit in Einklang mit den analytischen Ergebnissen stehen. Daraus lässt sich folgern, dass sich durch die in Kap. 6 durchgeführte Grundswingungsanalyse auf analytischem Wege präzise Ergebnisse erzielen lassen.

7.2.2 Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite

In Kap. 5.5.3 und Kap. 6.6 wurde das Konzept eines Übertragers mit mehreren Abgriffen auf der Primärseite beschrieben. Um die Vorteile hinsichtlich des Wirkungsgrads zu überprüfen, soll ein simulativer Vergleich eines konventionellen Übertragers mit einem Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite erfolgen. Die Untersuchung des Dual-Tap-Übertragers erfolgt mit einer Batteriespannung von 24 V. Die minimale Kopplung wird auf $k_{\min} = 0,15$ reduziert, da nach Kap. 5.5.3 zu erwarten ist, dass die Vorteile eines Dual-Tap-Übertragers umso deutlicher hervortreten, je größer der Betriebsbereich der Kopplung ist. Die Auslegung des Übertragungssystems ist in Tab. 7.1 gegeben. Die Konfiguration der Leistungselektronik (Abb. 7.1) bleibt unverändert.

Hinsichtlich der Dimensionierung der Leistungshalbleiter ist anzumerken, dass die erforderliche Bauleistung im Falle des konventionellen Übertragers erheblich größer ist als im Falle des Übertragers mit zwei Abgriffen auf der Primärseite (vgl. Tab. 6.4). Die exakten Anforderungen an die Stromtragfähigkeit und die Spannungsfestigkeit, nach denen die Auslegung erfolgt, werden simulativ ermittelt und sind in Tab. 7.5 aufgelistet.

Wie zu erkennen, ergeben sich im Falle des konventionellen Übertragers bei den primärseitig geregelten Topologien deutlich höhere Anforderungen für die primärseitigen Komponenten (Wechselrichter, Tiefsetzsteller) und bei den sekundärseitig geregelten Topologien deutlich höhere Anforderungen für die sekundärseitigen Komponenten (Gleichrichter, Tiefsetzsteller) an die Stromtragfähigkeit als bei einem Übertrager mit zwei Abgriffen. Diese Ergebnisse

Topologie	Über- trager	Wechselrichter					Gleichrichter		Tiefsetzsteller		
		U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$		V_{L1} V_{L2}		U_{Br}/V	$I_{D,max}/A$	U_{Br}/V	$I_{V,max}$	$I_{D,max}$
			V_{H1}	V_{H2}							
ohne TSS	konv.	600	36,7	12,3	55,3	66,5	50	12,0	–	–	–
(AVC/AVC-PL)	dual-tap	600	23,4	12,3	23,7	33,2	50	12,0	–	–	–
TSS primär	konv.	600	47,0	47,0	47,0	47,0	50	12,0	600	30,6	51,6
($U_{DC1,N} = 400V$)	dual-tap	600	24,0	24,0	24,0	24,0	50	12,0	600	21,8	21,3
TSS sekundär	konv.	600	12,0	12,0	12,0	12,0	200	140,0	200	179,4	159,0
($U_{DC2,N} = 133,3V$)	dual-tap	600	12,0	12,0	12,0	12,0	200	70,0	200	127,4	158,4

Tab. 7.5: Simulationsergebnisse: Anforderungen an die leistungselektronischen Komponenten im Falle eines konventionellen Übertragers und eines Übertragers mit zwei Abgriffen auf der Primärseite (dual-tap) mit $P_{2,N} = 6kW$, $U_{DCin} = 400V$, $U_{Bat,i} = 24V$, $f_r = 100kHz$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}H$, $k_{min} = 0,15$, $k_{max} = 0,6$, übrige Parameter nach Tab. 7.1 und 7.2

stehen im Einklang mit der theoretischen Untersuchung zur Bauleistung des Wechselrichters aus Abb. 6.13.

7.2.3 Virtuelle Leistungshalbleiter-Modelle

Die Erstellung virtueller Leistungshalbleiter-Modelle dient der Bewertung leistungselektronischer Schaltungen mit optimal auf die erforderliche Stromtragfähigkeit und Spannungsfestigkeit ausgelegten Leistungshalbleitern. Dadurch erfolgt ein Loslösen von den auf dem Markt erhältlichen Leistungshalbleitern mit diskreten Sperrspannungen und diskreten maximalen Stromeffektivwerten. Die virtuellen Leistungshalbleiter-Modelle werden erstellt durch Interpolation der Datenblattangaben realer Leistungshalbleiter.

Die Auswahl der Leistungshalbleiter richtet sich nach den Anforderungen aus Tab. 7.3 und 7.4 und dem Stand der Technik aus Kap. 7.1. Für den Einsatz im Wechselrichter und im primärseitigen Tiefsetzsteller kommen danach insbesondere SJ-MOSFETs in Frage, für den Wechselrichter zudem SiC-MOSFETs. In der folgenden Betrachtung werden konventionelle Si-MOSFETs ebenso berücksichtigt. Für den Freilaufpfad des Tiefsetzstellers werden sowohl konventionelle Si-Dioden als auch SiC-Dioden vorgesehen, während im Gleichrichter ausschließlich konventionelle Si-Dioden betrachtet werden. Eine Verwendung von SiC-Dioden im Gleichrichter ist nicht erforderlich, da aufgrund der weichen Schaltvorgänge lediglich das Durchlassverhalten von Bedeutung ist. Für den sekundärseitigen Tiefsetzsteller werden konventionelle Si-MOSFETs mit Si-Dioden im Freilaufpfad vorgesehen. Als Ergänzung zu einem konventionellen Betrieb wird synchrones Gleichrichten betrachtet.

Nach Tab. 7.3 und 7.4 bewegen sich die erforderlichen Sperrspannungen für die MOSFETs damit zwischen 100 V und 600 V und für die Dioden zwischen 50 V und 600 V. In Tab. 10.11 und 10.12 im Anhang sind die auf Basis dieser Angaben ausgewählten realen Leistungshalbleiter aufgezeigt. Um möglichst konsistente Ergebnisse zu gewährleisten, werden soweit

möglich Leistungshalbleiter desselben Herstellers ausgewählt und um eine hohe Genauigkeit bei der Skalierung zu erreichen, mindestens drei Bauteile verschiedener Stromtragfähigkeiten pro Typ und Spannungsklasse betrachtet.

Die Parameter der virtuellen Leistungshalbleiter können als Funktion der Bauleistung P_B dargestellt werden. Für die Bauleistung der MOSFETs bzw. Dioden wird dabei die Definition nach [94] zugrunde gelegt:

$$P_{B,V} = U_{Br} \cdot I_{V,max} \quad \text{bzw.} \quad P_{B,D} = U_{Br} \cdot I_{D,max} \quad (7.2)$$

In Abb. 10.2, 10.3 und 10.4 im Anhang ist die aus den diskreten Werten der realen ausgewählten Leistungshalbleiter abgeleitete Interpolation der wichtigsten Parameter der MOSFETs und Dioden dargestellt.

Es ist darauf hinzuweisen, dass $P_{B,V}$ und $P_{B,D}$ an dieser Stelle die virtuelle Bauleistung beschreiben (im Vergleich zu der realen Bauleistung eines Leistungshalbleiters aus Gl. 6.58). Die virtuelle Bauleistung ist ein fiktiver Wert, der sich aus den interpolierten Werten der Stromtragfähigkeit und Spannungsfestigkeit eines virtuellen Leistungshalbleiters ergibt.

Es erfolgt eine separate Berechnung der Ein- und Ausschaltenergien $E_{on,V}$ bzw. $E_{off,V}$ der MOSFETs und der Ausschaltenergie der internen Bodydiode $E_{off,D}$, hervorgerufen durch den Reverse-Recovery-Effekt. Dies ist zweckmäßig, da bei einem Einsatz der Leistungshalbleiter im Tiefsetzsteller die Kommutierung des Stroms beim Einschalten des Ventils nicht von der internen Bodydiode wie bei dem Wechselrichter erfolgt, sondern von der Diode im Freilaufzweig. Folglich ist die Charakteristik der Diode im Freilaufzweig für die Schaltverluste entscheidend. Die Berechnung der Schaltverluste erfolgt auf Basis der Datenblattangaben unter Verwendung der Gleichungen aus [104]:

$$E_{on,V} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} u_V(t) \cdot i_V(t) dt = U_{DC} \cdot I_{V,on} \cdot \frac{1}{2} \cdot (t_{ri} + t_{fu}) \quad (7.3)$$

$$E_{off,V} = \int_0^{t_{ru}+t_{fi}} u_V(t) \cdot i_V(t) dt = U_{DC} \cdot I_{V,off} \cdot \frac{1}{2} \cdot (t_{ru} + t_{fi}) \quad (7.4)$$

$$E_{off,D} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} u_D(t) \cdot i_D(t) dt = U_{DC} \cdot Q_{RR} \quad (7.5)$$

mit t_{ri} bzw. t_{fi} als der Stromanstieg- bzw. -fallzeit, t_{ru} bzw. t_{fu} als der Spannungsanstieg- bzw. -fallzeit, U_{DC} der im Sperrzustand am Leistungshalbleiter anliegenden Gleichspannung und $I_{V,on}$ bzw. $I_{V,off}$ der Ventilströme unmittelbar nach dem Ein- bzw. vor dem Ausschalten. Die explizite Berechnung der Anstieg- und Fallzeiten ist in [105] beschrieben und wird hier nicht näher thematisiert.

Bezüglich des Verhaltens der Si-MOSFETs ist in Abb. 10.2a zu erkennen, dass der Durchlasswiderstand der MOSFETs mit steigender Sperrspannung des Leistungshalbleiters überproportional zunimmt. Dies liegt darin begründet, dass für die Herstellung von MOSFETs mit höherer Sperrspannung geringere Dotierungen verwendet werden, sodass die Leitfähigkeit abnimmt. Des Weiteren ist zu erkennen, dass der Durchlasswiderstand mit größer werdender Chipfläche, repräsentiert durch die Bauleistung, abnimmt. In Abb. 10.2b-i ist zu erkennen, dass die Schaltverluste mit größer werdender Bauleistung ansteigen, zu erklären durch die damit einhergehende Zunahme der Kapazität C_{GD} und der Reverse-Recovery Ladung Q_{RR} des Leistungshalbleiters. Des Weiteren lässt sich erkennen, dass bei MOSFETs mit geringen Sperrspannungen die Schaltverluste vor allem auf den Leistungshalbleiterschalter zurückzuführen sind, während bei höheren Sperrspannungen die Schaltverluste der internen Bodydiode aufgrund des Reverse-Recovery-Effektes einen entscheidenden Anteil ausmachen.

Bei Betrachtung der SJ-MOSFETs in Abb. 10.3a fällt auf, dass der Durchlasswiderstand bei gleicher Bauleistung geringer ist als bei den konventionellen Si-MOSFETs mit 500 V und 600 V Sperrspannung. Die Ursache liegt in dem speziellen Aufbau der SJ-MOSFETs mit einem deutlich größeren pn-Übergang zwischen Drain und Source. Die Schaltverluste liegen wie zu erkennen etwa auf gleichem Niveau mit denen der konventionellen MOSFETs. Der Durchlasswiderstand der SiC-MOSFETs (Abb. 10.3b) ist bei gleicher Bauleistung vergleichbar mit dem der konventionellen Si-MOSFETs trotz der deutlich höheren Sperrspannung. Der bedeutende Vorteil der SiC-MOSFETs liegt wie zu erkennen maßgeblich in den geringeren Schaltverlusten.

In Abb. 10.4a ist der differentielle Widerstand der betrachteten Si-Dioden aufgetragen. Es lässt sich erkennen, dass dieser mit steigender Bauleistung abnimmt und mit steigender Sperrspannung überproportional zunimmt. Die Durchlassspannung in Abb. 10.4b sowie die Reverse-Recovery-Ladung in Abb. 10.4c nehmen ebenso mit steigender Sperrspannung zu. Die Ursachen dieser Effekte liegen auch hier in der durch die Dotierung hervorgerufene Breite der Raumladungszone und der Querschnittsfläche des Chips. Der differentielle Widerstand der SiC-Diode liegt etwa auf dem Niveau der 600 V-Si-Diode, die Durchlassspannung liegt leicht darunter. Die SiC-Diode hat den Vorteil, dass praktisch kein Reverse-Recovery-Effekt auftritt.

7.3 Vergleich der Bauleistung und der normierten Kosten

Aus den Anforderungen an die Sperrspannung und die Stromtragfähigkeit (Tab. 7.3 und 7.4) lässt sich die erforderliche Bauleistung P_B^* für die betrachteten Topologien ableiten. In Abb. 7.2a-c ist diese für den Fall einer Batteriespannung von 24 V dargestellt.

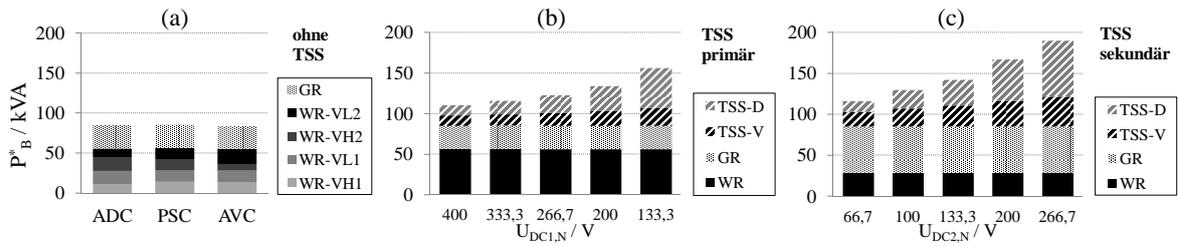


Abb. 7.2: Simulationsergebnisse der erforderlichen Bauleistung für verschiedene Modulationsverfahren bzw. Zwischenkreisspannungen bei einer Batteriespannung von 24 V und einer Systemauslegung nach Tab. 7.1: (a) Topologie ohne Tiefsetzsteller, (b) Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller, (c) Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller

In Abb. 7.2a ist zu erkennen, dass die Bauleistung bei einer Leistungsregelung über den Wechselrichter für die betrachteten Modulationsverfahren annähernd identisch ist. Bei Einsatz eines primärseitigen Tiefsetzstellers ist das Niveau der Bauleistung insgesamt höher und steigt darüber hinaus mit abnehmender Spannung $U_{DC1,N}$. Wird ein sekundärseitiger Tiefsetzsteller eingesetzt, so ist die Bauleistung ebenfalls höher als bei einer Topologie ohne Tiefsetzsteller und erhöht sich mit steigender Spannung $U_{DC2,N}$. Im Gegensatz zu den analytischen Ergebnissen aus Abb. 6.11 zeigt sich hier, dass die Topologie ohne Tiefsetzsteller eine deutlich geringere erforderliche Bauleistung aufweist als die übrigen Topologien. Dies liegt darin begründet, dass bei einer Verwendung von MOSFETs aufgrund der rückwärtigen Leitfähigkeit keine separaten Freilaufdioden erforderlich sind.

Der Fall einer Batteriespannung von 48 V ist nicht explizit dargestellt. Es ist jedoch einfach zu verstehen, dass die Bauleistung für die primärseitig geregelten Topologien identisch bleibt, da sich die erforderliche Sperrspannung der Leistungshalbleiter im Gleichrichter verdoppelt und sich der maximale Strom halbiert. Im Falle des sekundärseitigen Tiefsetzstellers bleibt die Bauleistung dann identisch, wenn $U_{DC2,N}$ ebenso wie die Batteriespannung verdoppelt wird. Bleibt $U_{DC2,N}$ dagegen gleich, so reduziert sich die erforderliche Bauleistung, da sich der maximale Ladestrom verringert.

Eine Beurteilung der Kosten der betrachteten Topologien anhand der Bauleistung ist nicht direkt möglich, da in den Komponenten unterschiedliche Arten von Leistungshalbleitern zum Einsatz kommen, deren Kosten stark von der Technologie und der Marktsituation abhängen. In Tab. 10.11 und 10.12 im Anhang sind daher die Kosten der betrachteten Leistungshalbleiter (aktuelle Marktpreise) sowie die daraus abgeleiteten Kosten K pro kVA Bauleistung aufgelistet. Auf Basis dieser Zahlen lassen sich die Leistungshalbleiter grob in die in Tab. 7.6 dargestellten Kostengruppen, repräsentiert durch die Kostenfaktoren k_{PB} , einordnen. Es ist anzumerken, dass sich die Si-/SJ-MOSFETs, die SiC-MOSFETs sowie die SiC-Dioden anhand ihrer Kosten pro kVA Bauleistung geschlossen in eine Gruppe einordnen lassen, während bei den Si-Dioden eine Differenzierung nach der Sperrspannung vorgenommen werden muss.

k_{PB}	$\frac{K}{P_B} / \frac{\text{€}}{\text{kVA}}$	Typ LHL	U_{Br} / V
1	$\approx 0,1 \dots 0,2$	Si-Diode	600
2	$\approx 0,2 \dots 0,4$	Si-/SJ-MOSFET Si-Diode	75 .. 600 200 .. 300
3	$\approx 0,4 \dots 0,6$	SiC-MOSFET Si-Diode	1200 100
4	$\approx 0,6 \dots 1,0$	SiC-Diode Si-Diode	650 45 .. 60

Tab. 7.6: Eingruppierung der Leistungshalbleiter aus Tab. 10.11 und 10.12 in Kostengruppen mit dem Kostenfaktor k_{PB} auf Basis ihrer Kosten pro kVA Bauleistung

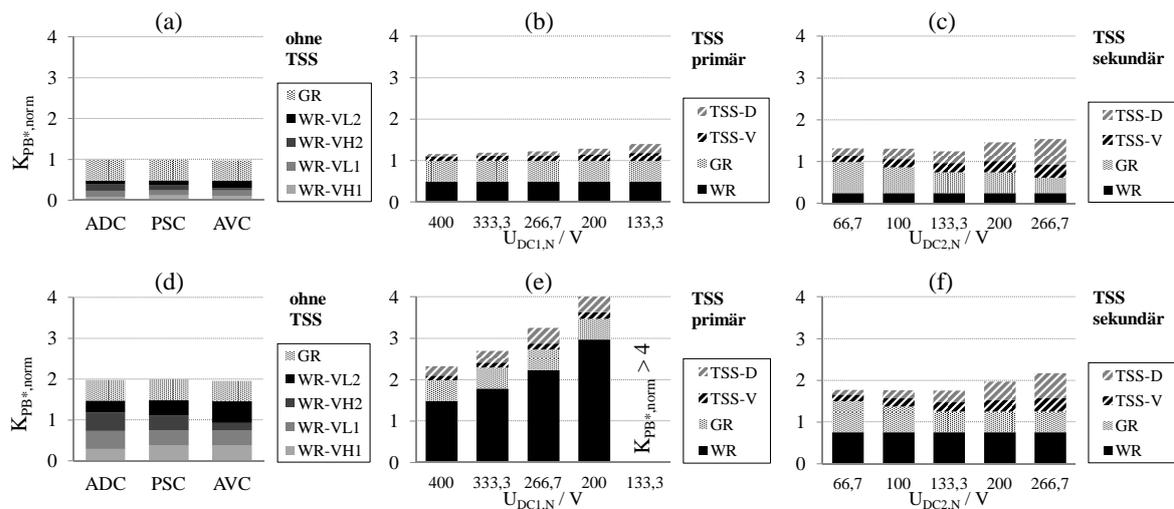


Abb. 7.3: Normierte Kosten der Leistungshalbleiter für die betrachteten Topologien mit der Kostengewichtung nach Tab. 7.6: (a)-(c) Verwendung konventioneller Si-Leistungshalbleiter, (d)-(f) Verwendung alternativer Leistungshalbleiter (SiC-MOSFETs im Wechselrichter, Si-Dioden im Gleichrichter, SJ-MOSFET + SiC-Freilaufdiode im primärseitigen Tiefsetzsteller bzw. Si-MOSFETs mit synchronem Gleichrichten im sekundärseitigen Tiefsetzsteller); Randbedingungen: Batteriespannung in Höhe von 24 V, $U_{DCin} = 400$ V, Systemauslegung nach Tab. 7.1

In Abb. 7.3 sind die aus der erforderlichen Bauleistung und aus dem Leistungshalbleitertyp resultierenden Kosten $K_{PB}^* = k_{PB} \cdot P_B^*$ (bei Normierung auf die Kosten für die Variante der Leistungsregelung durch den Wechselrichter mit dem ADC-Verfahren) dargestellt. In Abb. 7.3a-c wird die Realisierung mit konventionellen Leistungshalbleitern und in Abb. 7.3d-f mit alternativen Leistungshalbleitern (u.a. SiC-MOSFETs im Wechselrichter) betrachtet. Dabei ist berücksichtigt, dass bei Verwendung von Leistungshalbleitern mit einer höheren als der erforderlichen Sperrspannung die Bauleistung P_B um den Wert U_{Br}/U_{Br}^* höher sein muss als die erforderliche Bauleistung. Dies ist beispielsweise für die betrachteten 1200 V-SiC-MOSFETs im Wechselrichter von Bedeutung, da die maximale Zwischenkreisspannung 400 V beträgt.

Bei Verwendung konventioneller Si-Leistungshalbleiter lässt sich in Abb. 7.2a-c erkennen,

dass die Kosten bei einer Leistungsregelung über den Wechselrichter am geringsten sind. Dies lässt sich damit begründen, dass aufgrund des fehlenden Tiefsetzstellers insgesamt weniger Bauteile benötigt werden. Bei den Topologien mit Tiefsetzsteller liegen die Kosten etwas höher. Bei einem primärseitigen Tiefsetzsteller steigen die Kosten mit abnehmender Spannung $U_{DC1,N}$, da die erforderliche Bauleistung für den Tiefsetzsteller steigt. Bei einem sekundärseitigen Tiefsetzsteller fallen die Kosten zunächst mit steigender Spannung $U_{DC2,N}$, da die Kosten für die Dioden im Gleichrichter aufgrund der höheren Sperrspannung sinken. Ab $U_{DC2,N} = 200\text{ V}$ steigen die Gesamtkosten, da die steigenden Kosten für die Leistungshalbleiter des Tiefsetzstellers dominieren.

Bei einer Verwendung von alternativen Leistungshalbleitern (u.a. SiC-MOSFETs, siehe Abb. 7.3) werden die Gesamtkosten für die Leistungshalbleiter im Falle einer primärseitigen Regelung stark durch die Kosten der SiC-MOSFETs im Wechselrichter beeinflusst. Die Kosten für die Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller liegen dabei über denen der Topologie bei einer Regelung über den Wechselrichter und steigen mit fallender Spannung $U_{DC1,N}$ stark an, da die Überauslegung des Wechselrichters hinsichtlich der Sperrspannung steigt. Die Gesamtkosten der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller liegen dagegen zum Großteil unter dem Referenzwert (außer bei der Variante $U_{DC2,N} = 266,7\text{ V}$). Durch die geringere erforderliche Bauleistung der SiC-MOSFETs im Wechselrichter können gegenüber den primärseitig geregelten Topologien Kosten eingespart werden.

Im Hinblick auf die Kosten der Leistungshalbleiter ist folglich insbesondere die Variante mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller zu empfehlen, gefolgt von der Variante der Regelung über den Wechselrichter. Soll ein primärseitiger Tiefsetzsteller eingesetzt werden, so ist $U_{DC2,N}$ so groß wie möglich zu wählen. Werden die günstigsten Konfigurationen für die betrachteten Topologien gewählt (Topologie ohne Tiefsetzsteller: AVC/AVC-PL-Verfahren, Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller: $U_{DC1,N} = 400\text{ V}$, Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller: $U_{DC2,N} = 66,7\text{ V}$), so liegt die Kostensteigerung gegenüber den konventionellen Leistungshalbleitern bei den primärseitig geregelten Topologien etwa bei 100 % (Anstieg der normierten Kosten von 0,98 auf 1,96 bei der Topologie ohne TSS, Anstieg von 1,17 auf 2,32 bei der Topologie mit einem primärseitigem Tiefsetzsteller). Bei der Variante mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller beträgt die Kostensteigerung nur etwa ein Drittel (Anstieg der normierten Kosten von 1,32 auf 1,77).

7.4 Simulativer Wirkungsgradvergleich auf Basis virtueller Leistungshalbleiter

7.4.1 Berechnungsgrundlagen der Verlustleistung

Bei dem folgenden simulativen Wirkungsgradvergleich der betrachteten Topologien finden die folgenden Verlustarten Berücksichtigung:

- Schalt- und Leitverluste der Leistungshalbleiter
- ohmsche Verluste und Kernverluste der Übertragerspulen
- ohmsche Verluste und Kernverluste der Tiefsetzsteller-Induktivität
- ohmsche Verluste in den Kompensationskondensatoren bedingt durch den äquivalenten Serienwiderstand (ESR).

Die übrigen Verluste (Ansteuerungsverluste, ohmsche Verluste in den Zuleitungen und Kontaktierungen, Verluste in den Zwischenkreiskapazitäten und Sperrverluste der Leistungshalbleiter) sind schwierig zu bestimmen und im Allgemeinen vernachlässigbar klein und werden daher nicht berücksichtigt.

Die simulative Untersuchung erfolgt für den isolierten Übertrager, da die Berücksichtigung eines speziellen Fahrzeugchassis aufwendig ist und die Allgemeingültigkeit der Aussagen einschränkt. Folglich werden auch keine Eisenverluste im Chassis betrachtet. Eine Untersuchung mit dem Fahrzeug erfolgt im experimentellen Teil.

Die Schaltverluste der Leistungshalbleiter lassen sich wie folgt bestimmen [104]:

$$P_{\text{on,V}} = E_{\text{on,V}} \cdot f_s \quad (7.6)$$

$$P_{\text{off,V}} = E_{\text{off,V}} \cdot f_s \quad (7.7)$$

$$P_{\text{off,D}} = E_{\text{off,D}} \cdot f_s \quad (7.8)$$

mit f_s als der Schaltfrequenz und $E_{\text{on,V}}$, $E_{\text{off,V}}$ und $E_{\text{off,D}}$ nach Gl. 7.3, 7.4 und 7.5. Die Schaltverluste werden in der simulativen Untersuchung als temperaturunabhängig angenommen, da die zur Berechnung relevanten Parameter, wie die Eingangskapazität oder die Miller-Ladung, in den Datenblättern der Leistungshalbleiter abgesehen von wenigen Ausnahmen nur für einen Wert der Sperrschichttemperatur angegeben sind, zumeist für 25°C.

Die Leitverluste der MOSFETs bzw. der Dioden lassen sich nach [104] wie folgt berücksichtigen:

$$P_{\text{leit,V}} = R_{\text{DS}} \cdot I_{\text{V}}^2 \quad (7.9)$$

$$P_{\text{leit,D}} = U_{\text{D0}} \cdot \bar{i}_{\text{D}} + r_{\text{D}} \cdot I_{\text{D}}^2. \quad (7.10)$$

Der Durchlasswiderstand der MOSFETs ist generell stark temperaturabhängig. Daher erfolgt eine Berechnung der Durchlassverluste stets in Abhängigkeit der Sperrschichttemperatur. Die Durchlassspannung U_{D0} der betrachteten Dioden weist im Allgemeinen einen leicht negativen Temperaturkoeffizienten auf, der differentielle Widerstand r_D steigt dagegen leicht mit zunehmender Temperatur an. Zur Vereinfachung werden beide Parameter in der Simulation als temperaturunabhängig angenommen.

Die ohmschen Verluste der Übertragerspulen werden wie folgt berücksichtigt:

$$P_{V,L1} = R_1 \cdot I_1^2 = n_1^2 \cdot R_0 \cdot I_1^2 \quad \text{bzw.} \quad P_{V,L2} = R_2 \cdot I_2^2 = n_2^2 \cdot R_0 \cdot I_2^2 \quad (7.11)$$

mit R_0 nach Kap. 4.4.5. Die Bestimmung der Kernverluste erfolgt mit Hilfe der Steinmetzformel:

$$P_{\text{Kern1}} = k_{\text{SM}} \cdot f^{\alpha_{\text{SM}}} \cdot \hat{B}_1^{\beta_{\text{SM}}} \quad \text{bzw.} \quad P_{\text{Kern2}} = k_{\text{SM}} \cdot f^{\alpha_{\text{SM}}} \cdot \hat{B}_2^{\beta_{\text{SM}}} \quad (7.12)$$

mit k_{SM} , α_{SM} und β_{SM} als materialspezifische Konstanten, die sich aus den Datenblattangaben für das verwendete Kernmaterial Typ „3C94“ von Ferroxcube ableiten lassen (Kap. 4.4.5). Der Spitzenwert der magnetischen Flussdichte \hat{B} lässt sich wie folgt erhalten:

$$\hat{B}_1 = \frac{\hat{\Psi}_{1,\text{ges}}}{A_{\text{Ft,eff}}} = \frac{\hat{\Psi}_1 + \hat{\Psi}_{2h}}{A_{\text{Ft,eff}}} \quad \text{bzw.} \quad \hat{B}_2 = \frac{\hat{\Psi}_{2,\text{ges}}}{A_{\text{Ft,eff}}} = \frac{\hat{\Psi}_2 + \hat{\Psi}_{1h}}{A_{\text{Ft,eff}}} \quad (7.13)$$

mit $A_{\text{Ft,eff}}$ als der effektiven Querschnittsfläche der Ferritstäbe. Es ist anzumerken, dass in den folgenden Untersuchungen stets geprüft wird, dass die auftretende magnetische Flussdichte zu keinem Zeitpunkt höher ist als die in Kap. 4.4 spezifizierten Maximalwerte von 380 mT bzw. 470 mT.

Für die Induktivität des Tiefsetzstellers wird von einem konventionellen Eisenpulverkern in Form eines Ringkerns ausgegangen, der für den Einsatz in Leistungsanwendungen wie dem vorliegenden Tiefsetzsteller bestimmt ist. Exemplarisch wird dabei von einem Ringkern mit einem Innenradius von $r_{\text{Kern,i,TSS}} = 24,5 \text{ mm}$, einem Außendurchmesser von $r_{\text{Kern,a,TSS}} = 38,6 \text{ mm}$, einer Höhe von $h_{\text{Kern,TSS}} = 25,4 \text{ mm}$ und einem A_L -Wert von 160 nH ausgegangen. Die ohmschen Verluste der Tiefsetzsteller-Drossel berechnen sich wie folgt:

$$\begin{aligned} P_{V,L,TSS} &= R_{L,TSS} \cdot I_{L,TSS}^2 \\ &= \sqrt{\frac{L_{TSS}}{A_{L,TSS}}} \cdot 2 \cdot c_F \cdot (h_{\text{Kern,TSS}} + r_{\text{Kern,a,TSS}} - r_{\text{Kern,i,TSS}}) \cdot \frac{\rho_{\text{Cu}}}{A_{\text{Cu}}} \cdot I_{L,TSS}^2 \end{aligned} \quad (7.14)$$

mit dem Korrekturfaktor $c_F \approx 1,2..1,5$, der berücksichtigt, dass der mittlere Umfang einer Windung etwas größer ist als der Schenkelumfang, und A_{Cu} als dem Querschnitt des Wicklungsdrahtes. Das gesamte Kupfervolumen der Wicklung wird für den primär- und sekundärseitigen Tiefsetzsteller als identisch vorausgesetzt.

Die Kernverluste im Tiefsetzsteller können aufgrund des nicht-sinusförmigen Stromverlaufs nicht mit Gl. 7.12 berechnet werden, stattdessen findet die allgemeine Steinmetzformel Anwendung. Eine ausführliche Beschreibung der allgemeinen Steinmetzformel ist in [106] gegeben.

Die Verluste in den äquivalenten Serienwiderständen (ESR) der Kompensationskapazitäten können über den Verlustfaktor der Kondensatoren, der sich den Datenblattangaben entnehmen lässt, wie folgt bestimmt werden:

$$P_{V,C1} = \frac{\tan \delta}{2\pi f C_1} \cdot I_1^2 \quad \text{bzw.} \quad P_{V,C2} = \frac{\tan \delta}{2\pi f C_2} \cdot I_2^2. \quad (7.15)$$

Es wird angenommen, dass hoch impulsfeste Folienkondensatoren zum Einsatz kommen, wie beispielsweise die Serie „FKP 1“ von Wima. Als typischer Wert für den Verlustfaktor wird auf Basis der Datenblattangaben $\tan \delta = 5 \cdot 10^{-4}$ angenommen.

7.4.2 Konventionelle Leistungshalbleiter

Die Dimensionierung der virtuellen Leistungshalbleiter für den Wechselrichter, Gleichrichter und Tiefsetzsteller erfolgt anhand der Anforderungen (erforderliche Sperrspannung und Stromtragfähigkeit) aus Tab. 7.3 und 7.4. Für die Bauleistung P_B des virtuellen Leistungshalbleiters werden im Folgenden die Begriffe „passende Auslegung“ und „Überauslegung“ verwendet. Diese werden wie folgt definiert:

$$P_B = \begin{cases} P_B^* & \rightarrow \text{„passende Auslegung“} \\ 2 \cdot P_B^* & \rightarrow \text{„Überauslegung“} \end{cases} \quad (7.16)$$

mit P_B^* als der erforderlichen Bauleistung.

Für den Betrieb wird angenommen, dass der Kühlkörper jeder Komponente so ausgelegt ist, dass im Betrieb eine Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter von 125°C nicht überschritten wird bzw. dass die Sperrschichttemperatur im Worst Case genau 125°C beträgt. Für jede Topologie aus Tab. 7.1 erfolgen Simulationen mit Matlab/Simulink und Plecs zur Bestimmung der Verlustleistung bei Nennleistung für die minimale und maximale Kopplung.

Zunächst wird der Fall angenommen, bei dem die Bauleistung der virtuellen Leistungshalbleiter so dimensioniert wird, dass die Anforderungen aus Tab. 7.3 und 7.4 gerade erfüllt werden (passende Auslegung). Dabei werden konventionelle Si-MOSFETs für den Wechselrichter und das Ventil des Tiefsetzstellers vorgesehen. Für den Freilaufpfad des Tiefsetzstellers und den Gleichrichter kommen konventionelle Si-Dioden zum Einsatz. Die Ergebnisse der Simulation für eine Batteriespannung von 24 V sind in Abb. 7.4 dargestellt, für eine Batteriespannung von 48 V in Abb. 10.9 im Anhang.

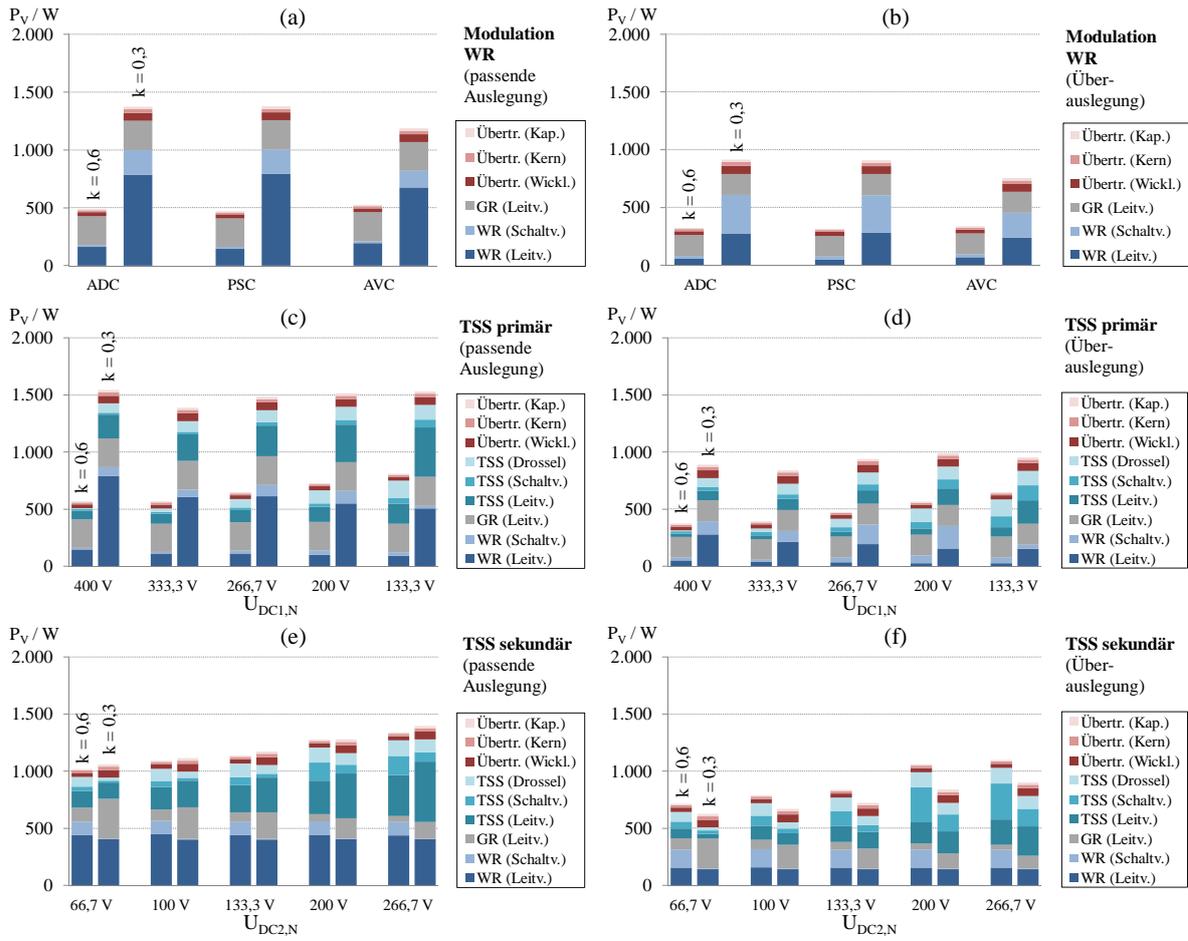


Abb. 7.4: Simulationsergebnisse zur Verlustleistung: (a), (b) Topologie ohne Tiefsetzsteller und Leistungsregelung über den Wechselrichter, (c), (d) Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller, (e), (f) Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller; Randbedingungen: Verwendung konventioneller Si-Leistungshalbleiter, $U_{\text{Bat},i} = 24 \text{ V}$, $P_{\text{Bat},N} = 6 \text{ kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$, $f = f_r = 100 \text{ kHz}$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6} \text{ H}$, $k_{\text{max}} = 0,6$, weitere Parameter nach Tab. 7.2 und 7.1

In Abb. 7.4a und b ist zu erkennen, dass die Modulationsverfahren ADC, PSC und AVC bei hoher Kopplung ($k = 0,6$) kaum Unterschiede aufweisen. Bei niedriger Kopplung ($k = 0,3$) weist das AVC-Verfahren die geringste Verlustleistung auf. Dies lässt sich auf die Schalt- und Leitverluste im Wechselrichter zurückführen.

Bei passender Auslegung entfällt ein Großteil der Gesamtverluste auf den Wechselrichter, wobei die Leitverluste dominieren. Die Verlustleistung ist insgesamt bei $k = 0,3$ sehr hoch. Der Wirkungsgrad liegt bei allen Modulationsverfahren bei unter 84 %. Bei $k = 0,6$ wird ein Wirkungsgrad von 92 - 93 % erzielt. Wie in Abb. 7.4b zu erkennen ist, können die Leitverluste im Wechselrichter durch eine Überauslegung ($P_B = 2 \cdot P_B^*$) stark reduziert werden. Durch diese Maßnahme steigen die Schaltverluste im Gegenzug leicht an. Insgesamt lässt sich jedoch eine deutliche Verbesserung des Wirkungsgrads auf ca. 87 - 89 % bei $k = 0,3$ und auf ca. 95 % bei $k = 0,6$ erreichen.

Wird anstelle einer 24 V-Batterie eine 48 V-Batterie verwendet und das System entsprechend ausgelegt, so lässt sich in Abb. 10.9a und 10.9b im Anhang für die Topologie ohne Tiefsetzsteller erkennen, dass sich die Leitverluste im Gleichrichter reduzieren und sich der Wirkungsgrad erhöht. Dies kann dadurch begründet werden, dass der Sekundärstrom I_2 bei gleicher Ausgangsleistung nur halb so groß ist. Zwar müssen Dioden mit einer höheren Sperrspannung eingesetzt werden, jedoch steigen die Durchlassspannung und damit die Durchlassverluste nur unterproportional stark mit der Sperrspannung an (vgl. Abb. 10.4).

Im Falle einer Leistungsregelung über den primärseitigen Tiefsetzsteller (Abb. 7.4c, d) ist zu erkennen, dass die Schaltverluste im Wechselrichter aufgrund des weichen Schaltens deutlich kleiner sind als im vorangegangenen Fall. Die Verlustleistung ist bei $k = 0,3$ für die betrachteten Werte $U_{DC1,N}$ annähernd konstant, während sie bei $k = 0,6$ mit fallender Spannung $U_{DC1,N}$ ansteigt. Dies lässt sich wie folgt erklären: Je kleiner $U_{DC1,N}$ wird, desto kleiner werden die Verluste im Wechselrichter und desto größer werden die Verluste im Tiefsetzsteller. Dies ist darauf zurückzuführen, dass mit fallender Spannung $U_{DC1,N}$ im Wechselrichter Leistungshalbleiter mit geringerer Sperrspannung und damit geringerem Durchlasswiderstand eingesetzt werden können, während der mittlere Ausgangsstrom des Tiefsetzstellers zunimmt und höhere Leitverluste im Tiefsetzsteller bedingt. Die Überlagerung beider Effekte ergibt für $k = 0,6$ eine Steigerung der Verlustleistung mit fallender Spannung $U_{DC1,N}$, da die Verluste im Wechselrichter nur einen sehr kleinen Teil der Gesamtverluste ausmachen, während es bei $k = 0,3$ zu einer Kompensation beider Effekte kommt.

Durch eine Überauslegung (Abb. 7.4d) lässt sich wiederum eine deutliche Reduzierung der Verluste erreichen, die Verlustaufteilung bleibt dabei in etwa gleich. Bei Verwendung einer 48 V-Batterie (Abb. 10.9c, d) reduzieren sich die Verluste im Gleichrichter, sodass der Wirkungsgrad insgesamt leicht steigt.

Für eine Leistungsregelung mit primärseitigem Tiefsetzsteller ist der Wirkungsgrad mit ca. 86 - 88 % bei $k = 0,3$ und 90 - 94 % bei $k = 0,6$ etwas niedriger als bei einer Leistungsregelung über den Wechselrichter. Die geringste maximale Verlustleistung ergibt sich für die Variante $U_{DC1,N} = 333,3 \text{ V}$.

Bei einer Leistungsregelung über den sekundärseitigen Tiefsetzsteller zeigt sich eine signifikant andere Verlustverteilung. In Abb. 7.4e ist die Verlustleistung für die minimale und maximale Kopplung fast identisch, während bei einer Überauslegung (Abb. 7.4f) die Verlustleistung bei $k = 0,6$ leicht höher ist als bei $k = 0,3$. Dies hat zwei Ursachen: Zum Einen sind die Schaltverluste im Wechselrichter bei $k = 0,6$ aufgrund des größeren Oberschwingungsanteils im Strom I_1 höher. Zudem sind die Verluste im Tiefsetzsteller erheblich größer, da die Spannungsdifferenz am Ein- und Ausgang des Tiefsetzstellers bei hoher Kopplung deutlich größer ist. Die geringeren Verluste im Gleichrichter bei $k = 0,6$ können diese Effekte nur zum Teil kompensieren.

Auch bei der Untersuchung der Verlustleistung in Abhängigkeit von $U_{DC2,N}$ lassen sich zwei gegenläufige Effekte beobachten. Je größer die Spannung $U_{DC2,N}$ ist, desto höher sind die Verluste im Tiefsetzsteller, da Leistungshalbleiter mit höherer Sperrspannung eingesetzt werden müssen und das Übertragungsverhältnis größer ist. Dagegen sinken die Verluste im Gleichrichter aufgrund des geringeren Stroms I_2 (dieser Effekt fällt stärker ins Gewicht als die Erhöhung der Sperrspannung der Dioden). Da die Zunahme der Verluste im Tiefsetzsteller jedoch dominiert, steigen die Gesamtverluste mit steigender Spannung $U_{DC2,N}$ an. Folglich sollte $U_{DC2,N}$ möglichst klein gewählt werden.

Bei Verwendung einer 48 V-Batterie (Abb. 10.9c, d) ist eine Leistungsregelung mit den Varianten $U_{DC2,N} = 66,7\text{ V}$ und 100 V nicht möglich, da eine zu geringe Regelreserve zwischen $U_{Bat,N} \approx 66,7\text{ V}$ und $U_{DC2,N}$ vorhanden ist und $U_{DC2,N}$ mit der Topologie des Tiefsetzstellers nicht unter das Niveau der Batteriespannung gesenkt werden kann. Für die übrigen Varianten zeigt sich eine deutliche Reduzierung der Verluste im Tiefsetzsteller, da der Batterieladestrom kleiner ist.

Für die Leistungsregelung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller lässt sich festhalten, dass die Verluste bei $k = 0,3$ und $k = 0,6$ ähnlich hoch sind. Bei einer Überauslegung (Abb. 7.4f) lassen sich Wirkungsgrade von $84 - 89\%$ für $k = 0,6$ und $87 - 91\%$ für $k = 0,3$ erreichen. Damit weist diese Topologie die geringste maximale Verlustleistung auf, wenn $U_{DC2,N} = 66,7\text{ V}$ gewählt wird.

7.4.3 Alternative Leistungshalbleiter

Wie sich gezeigt hat, lassen sich mit konventionellen Leistungshalbleitern weder bei passender Auslegung noch bei der betrachteten Überauslegung die Anforderungen hinsichtlich des Wirkungsgrades (Tab. 2.3) erfüllen. Daher sollen alternative Leistungshalbleiter untersucht werden. Darunter fallen die in Tab. 10.11 und 10.12 aufgelisteten SJ-MOSFETs, SiC-MOSFETs und SiC-Dioden. Die Simulationsergebnisse für verschiedene Konfigurationen der drei betrachteten Topologien bei Überauslegung sind in Abb. 7.5 dargestellt.

Wie in Abb. 7.5a zu erkennen ist, lassen sich die Leitverluste durch den Einsatz von SJ-MOSFETs im Wechselrichter deutlich reduzieren, während die Schaltverluste auf gleichem Niveau bleiben. Durch den Einsatz von SiC-MOSFETs lassen sich wie in Abb. 7.5b zu sehen die Schaltverluste erheblich reduzieren. Es ergibt sich für das ADC- und PSC-Verfahren bei $k = 0,3$ ein Wirkungsgrad von $91,6\%$ und für das AVC-Verfahren ein Wirkungsgrad von $93,1\%$. Bei $k = 0,6$ ist der Modulationsgrad aller Verfahren maximal, sodass der Wechselrichter in Vollaussteuerung betrieben wird. Der Wirkungsgrad ist für alle Verfahren identisch und beträgt $95,6\%$. Für den Fall, dass anstelle einer 24 V-Batterie eine 48 V-Batterie zum Einsatz kommt, lässt sich nochmals eine leichte Wirkungsgradsteigerung erwarten, da sich die Durchlassverluste im Gleichrichter verringern (vgl. Kap. 7.4.2).

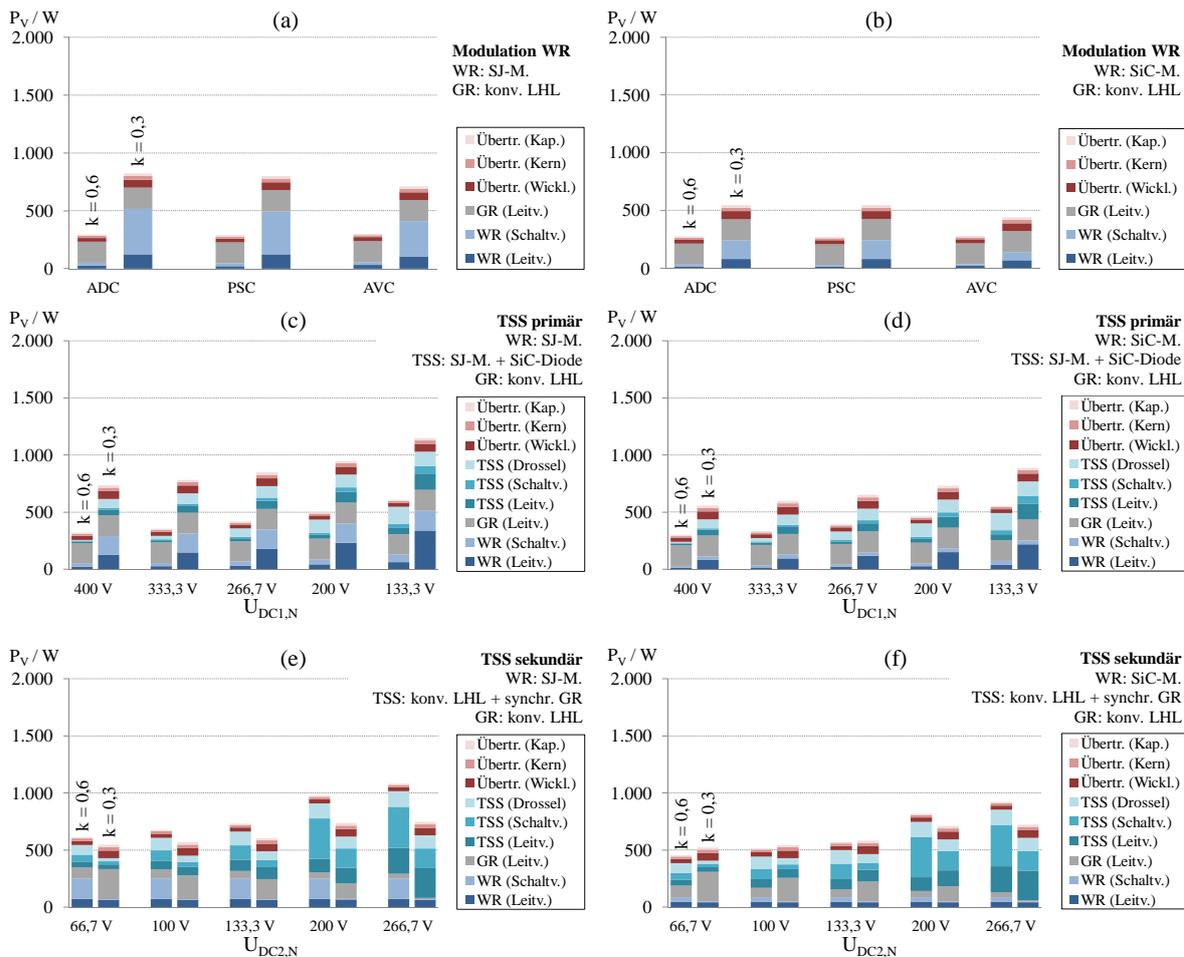


Abb. 7.5: Simulationsergebnisse zur Verlustleistung: (a), (b) Topologie ohne Tiefsetzsteller und Leistungsregelung über den Wechselrichter, (c), (d) Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller, (e), (f) Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller; Randbedingungen: Verwendung alternativer Leistungshalbleiter (Überspannung) mit $U_{Bat,i} = 24V$, $P_{Bat,N} = 6kW$, $U_{DCin} = 400V$, $f = f_r = 100kHz$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}H$, $k_{max} = 0,6$, weitere Parameter nach Tab. 7.2 und 7.1

Bei einer Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller unter Verwendung eines SJ-MOSFETs und einer SiC-Freilaufdiode im Tiefsetzsteller sowie von SJ-MOSFETs im Wechselrichter (Abb. 7.5c) lässt sich eine Reduzierung der Leitverluste im Wechselrichter und der Schalt- und Leitverluste im Tiefsetzsteller erreichen, sofern $U_{DC1,N} \geq 200V$ gewählt wird. Werden im Wechselrichter SiC-MOSFETs eingesetzt (Abb. 7.5d), so lassen sich zusätzlich die Schaltverluste verringern. Die Verluste sind umso geringer, je größer $U_{DC1,N}$ gewählt wird. Dies lässt sich dadurch begründen, dass die Ströme im Tiefsetzsteller und Wechselrichter bei einer Absenkung des Spannungsniveaus $U_{DC1,N}$ größer werden und höhere Durchlassverluste verursachen. Die Verwendung von SJ-MOSFETs bzw. SiC-MOSFETs im Wechselrichter bedeutet, dass die Sperrspannung der Leistungshalbleiter auf 650 V (SJ-MOSFETs) bzw. 1200 V (SiC-MOSFETs) festgelegt ist unabhängig von $U_{DC1,N}$ (kleinere Sperrspannungen sind nicht erhältlich). Die Wahl eines MOSFETs mit optimal an $U_{DC1,N}$ angepasster Sperrspannung und den damit einhergehenden Vorteilen hinsichtlich des

Durchlasswiderstands wie im Falle der konventionellen Si-MOSFETs ist nicht möglich. Bei Verwendung von SJ-MOSFETs bzw. SiC-MOSFETs ist es daher sinnvoll $U_{DC1,N} = U_{DCin}$ zu wählen. Für diesen Fall ergibt sich mit 91,5 % bei $k = 0,3$ und 95,2 % bei $k = 0,6$ ein nur geringfügig kleinerer Wirkungsgrad als mit dem ADC- und PSC-Verfahren.

Wird die Leistung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller unter Anwendung von synchronem Gleichrichten geregelt, so ergibt sich bei Einsatz von SJ-MOSFETs im Wechselrichter die in Abb. 7.5e dargestellte Verlustverteilung. Gegenüber den konventionellen Leistungshalbleitern (Abb. 7.4f) sind die Leitverluste im Wechselrichter und im Tiefsetzsteller leicht reduziert. Werden im Wechselrichter SiC-MOSFETs eingesetzt (Abb. 7.5f), so lassen sich auch die Schaltverluste im Wechselrichter reduzieren. Aufgrund der Tatsache, dass bei geringen Spannungen $U_{DC2,N}$ die Verluste im Gleichrichter insbesondere bei $k = 0,3$ den Großteil an den gesamten Verlusten ausmachen, fällt die Verbesserung in dem Fall vergleichsweise gering aus. Bei höheren Werten von $U_{DC2,N}$ ist die Verbesserung hingegen deutlich spürbar, da der Anteil der Verluste im Tiefsetzsteller hier dominiert. Dies führt dazu, dass der Abstand des Wirkungsgrads zwischen den Varianten $U_{DC2,N} = 66,7 \text{ V}$, 100 V und $133,3 \text{ V}$ nur noch etwa 0,5 - 1 % beträgt. Mit 91,9 % weist die Variante $U_{DC2,N} = 66,7 \text{ V}$ den höchsten Wirkungsgrad bei $k = 0,3$ auf und liegt damit zwischen einer Leistungsregelung über den Wechselrichter mit dem AVC-Verfahren und einer Regelung über den primärseitigen Tiefsetzsteller. Bei einer hohen Kopplung von $k = 0,6$ ist der Wirkungsgrad deutlich geringer als bei den primärseitig geregelten Topologien.

Aus den simulativen Ergebnissen der betrachteten Topologien geht hervor, dass der Systemwirkungsgrad bei Verwendung konventioneller Leistungshalbleiter bei passender Auslegung erheblich geringer ist als die Anforderungen aus Tab. 2.3 es verlangen. Durch zwei Maßnahmen lässt sich eine Steigerung herbeiführen: Zum einen durch den Einsatz alternativer Leistungshalbleiter (SJ-/SiC-MOSFETs und SiC-Dioden) und zum anderen durch eine Überauslegung. Finden beide Maßnahmen Anwendung, lassen sich Wirkungsgrade erzielen, die sowohl bei der Maximal- als auch der Minimalkopplung deutlich über 90 % liegen. In Tab. 7.7 sind die Wirkungsgrade der betrachteten Topologien beim Einsatz von SiC-MOSFETs im Wechselrichter einander gegenüber gestellt. Der höchste Wirkungsgrad je Topologie und Kopplung ist hervorgehoben.

	Wechselrichter			TSS primär (Variante $U_{DC1,N}/V$)					TSS sekundär (Variante $U_{DC2,N}/V$)				
	ADC	PSC	AVC	400	333,3	266,7	200	133,3	66,7	100	133,3	200	266,7
$k = 0,6$	95,6	95,6	95,6	95,2	94,7	93,8	92,8	91,5	92,9	92,1	91,3	88,0	86,6
$k = 0,3$	91,6	91,6	93,1	91,5	90,9	90,2	89,1	87,1	91,9	91,6	91,1	89,4	89,2

Tab. 7.7: Simulationsergebnisse: Wirkungsgrade der betrachteten Topologien in % bei Nennleistung $P_{Bat} = P_{Bat,N} = 6 \text{ kW}$ (Systemparameter nach Tab. 7.1 und Parameter Leistungselektronik wie in Abb. 7.5b, d, f); Vollaussteuerung des Wechselrichters bei primärseitig geregelten Topologien bei $k = 0,6$, Verwendung alternativer Leistungshalbleiter und Überauslegung

Eine Leistungsregelung über den Wechselrichter mit dem AVC-/AVC-PL-Verfahren führt dabei insgesamt zu dem höchsten Wirkungsgrad und ist den Varianten mit Tiefsetzsteller vorzuziehen. Wird ein primärseitiger Tiefsetzsteller zur Regelung eingesetzt, sollte $U_{DC1,N} = U_{DCin} = 400\text{ V}$ gewählt werden, um den höchstmöglichen Wirkungsgrad zu erreichen. Bei der Variante mit einem sekundärseitigen Tiefsetzsteller sollte $U_{DC2,N} = 66,7\text{ V}$ gewählt werden. Die Variante mit primärseitigem Tiefsetzsteller weist im Vergleich zur Variante mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller im Mittel den höheren Wirkungsgrad auf, während die Variante mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller bei minimaler Kopplung besser abschneidet. Soll die maximale Verlustleistung $P_{V,max}$ reduziert werden, ist die Variante mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller vorzuziehen.

7.4.4 Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite

Zur Bewertung des Konzeptes des Multi-Tap-Übertragers werden exemplarisch anhand eines Übertragers mit zwei Abgriffen auf der Primärseite Simulationen zum Wirkungsgrad mit Matlab/Simulink und Plecs durchgeführt. Dazu werden vergleichend für einen konventionellen Übertrager und einen Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite die nach Komponenten differenzierten Verlustleistungen bestimmt. Die minimale Kopplung wird zu $k_{min} = 0,15$ gewählt. Die Ergebnisse sind in Abb. 7.6 dargestellt.

Zunächst wird der konventionelle Übertrager betrachtet. Es erfolgt ein Vergleich mit der Untersuchung für $k_{min} = 0,3$ (Abb. 7.4 und 7.5). Bei Verwendung konventioneller Leistungshalbleiter lässt sich erkennen, dass die Verlustleistung bei den primärseitig geregelten Topologien erheblich ansteigt, wenn die Kopplung kleiner als 0,3 wird. Dies ist insbesondere auf die Schalt- und Leitverluste im Wechselrichter zurückzuführen. Bei der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller findet dagegen eine weitgehende Verlagerung der Verluste von dem Wechselrichter und Tiefsetzsteller bei $k = 0,6$ auf den Gleichrichter und Übertrager bei $k = 0,15$ statt, ohne dass die Verluste insgesamt signifikant steigen. Aufgrund dieser Kompensation kann festgehalten werden, dass die Leistungsregelung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller insbesondere dann vorteilhaft ist, wenn das Verhältnis k_{min}/k_{max} klein ist.

Durch einen Einsatz alternativer Leistungshalbleiter (Abb. 7.6b, d, f) lassen sich die Verluste bei den primärseitig geregelten Topologien wiederum stark verringern. Bei $k = 0,15$ erzielt die Regelung über den Wechselrichter mit 87,5 % einen etwa gleich hohen Wirkungsgrad wie die sekundärseitige Regelung (87,4 %). Bei einer Regelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller liegt der Wirkungsgrad etwas niedriger (86,7 %).

Wird ein Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite eingesetzt, so ist für die primärseitig geregelten Topologien eine deutliche Reduzierung der Verluste bei $k = 0,3$ zu erkennen, wenn der zweite Abgriff (Tap II) anstelle des ersten Abgriffs (Tap I) gewählt wird. Durch einen direkten Vergleich mit dem konventionellen Übertrager wird deutlich, dass die

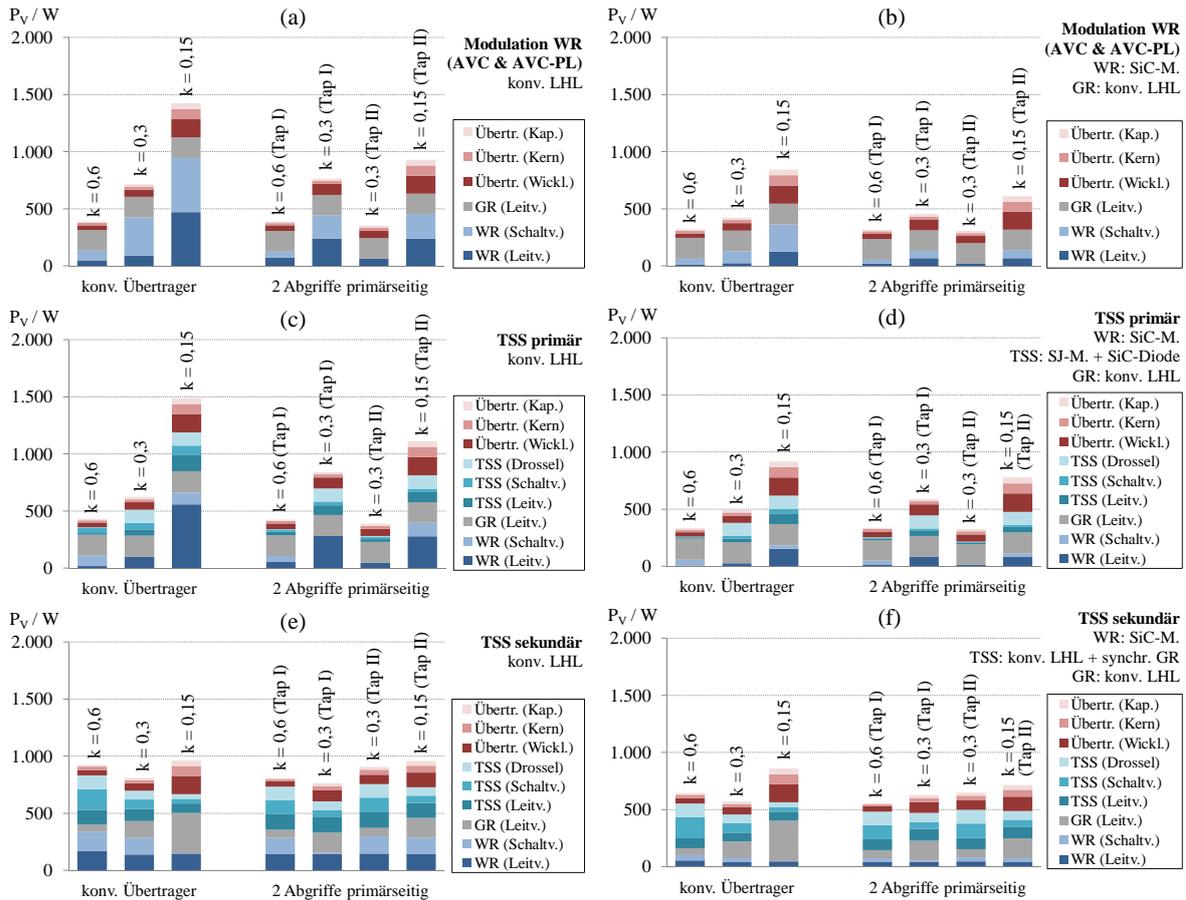


Abb. 7.6: Simulationsergebnisse zur Verlustleistung eines Übertragers mit zwei Abgriffen auf der Primärseite (Dual-Tap-Übertrager) im Vergleich zum konventionellen Übertrager: (a), (b) Topologie ohne Tiefsetzsteller und Leistungsregelung über den Wechselrichter, (c), (d) Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller, (e), (f) Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller; Randbedingungen: Verwendung konventioneller Si-Leistungshalbleiter (Übersauslegung) mit $U_{\text{Bat},i} = 24 \text{ V}$, $P_{\text{Bat},N} = 6 \text{ kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$, $f = f_r = 100 \text{ kHz}$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6} \text{ H}$, $k_{\text{max}} = 0,6$, $k_{\text{min}} = 0,15$, weitere Parameter nach Tab. 7.2 und 7.1

Verluste bei $k = 0,3$ und $k = 0,15$ erheblich reduziert werden können. Dies gilt sowohl für den Fall der konventionellen Leistungshalbleiter (Abb. 7.6a, c) als auch für die alternativen Leistungshalbleiter (Abb. 7.6b, d) und ist auf eine Reduzierung der Verluste im Wechselrichter und sofern vorhanden im Tiefsetzsteller zurückzuführen.

Wird eine sekundärseitige Leistungsregelung vorgenommen, so fallen die Unterschiede zwischen einem konventionellen und einem Dual-Tap-Übertrager geringer aus, da die Abhängigkeit der Verluste von der Kopplung weniger stark ist. Allerdings kann auch hier die maximale Verlustleistung, die bei $k = 0,15$ auftritt, durch den Dual-Tap-Übertrager reduziert werden. Dadurch, dass der maximale Sekundärstrom kleiner wird, verringern sich die Leitverluste im Gleichrichter und die Wicklungsverluste in der Sekundärspule.

Als Fazit lässt sich festhalten, dass bei Systemen mit einer großen Schwankungsbreite der Kopplung (wie im vorliegenden Fall mit $k_{\text{min}} = 0,15$ und $k_{\text{max}} = 0,6$) der Systemwirkungs-

grad durch Verwendung eines Übertragers mit zwei Abgriffen auf der Primärseite gegenüber einem konventionellen Übertrager erheblich gesteigert werden kann.

7.5 Systemauslegung für die experimentelle Untersuchung

Für die experimentelle Untersuchung der Topologien im Labor werden die Systemparameter möglichst ähnlich zu denen der Simulation gewählt. Dennoch sind einige Anpassungen erforderlich.

Zum einen gilt die Einschränkung, dass mit dem gegebenen Spulengehäuse (Abb. 10.5) nur ganzzahlige Windungszahlen realisierbar sind. Zudem muss die Windungszahl zwischen $n_{\min} = 2$ und $n_{\max} = 15$ liegen. Über eine Anpassung der Resonanzfrequenz und des Windungszahlverhältnisses lassen sich jedoch Konfigurationen finden, die diese Bedingungen erfüllen und nach wie vor eine exakte Auslegung auf die Nennleistung (vgl. Kap. 5.4.2) ermöglichen. Während in der Simulation grundsätzlich eine Resonanzfrequenz von 100 kHz gewählt wurde, ist in den folgenden experimentellen Untersuchungen eine Reduzierung auf 80 kHz bzw. 55 kHz erforderlich, um den oben genannten Bedingungen gerecht zu werden. Es wird darauf geachtet, dass die Vergleichbarkeit der Ergebnisse gewährleistet ist. In Tab. 7.8 sind die resultierenden Parameter der verschiedenen Topologien und Konfigurationen aufgezeigt, die experimentell untersucht werden sollen.

Es erfolgt ein Aufbau des Übertragers im Labor mit dem in Abb. 10.5 dargestellten Spulenkörper. Die resultierenden Werte der Induktivitäten L_1 und L_2 werden messtechnisch bestimmt. Die Werte sind nicht konstant, sondern variieren mit dem Versatz Δy , da der A_L -Wert variiert (vgl. Tab. 4.4). Anschließend werden die Kompensationskapazitäten C_1 und C_2 ausgelegt. Die gemessenen Werte für C_1 und C_2 sind ebenfalls in Tab. 7.8 gegeben.

Leistungsregelung	Übertrager	k_{\min}	$U_{\text{Bat},i}$ /V	f_r /kHz	n_1	n_2	$L_1 / \mu\text{H}^*$	$L_2 / \mu\text{H}^*$	C_1 / nF	C_2 / nF
primärseitig	konventionell	0,3	48	55	8	2(5p)	62,3 .. 72,0	4,8..5,5	125,2	1578
		0,15	48	80	6(2p)	2(5p)	33,1 .. 39,3	4,8..5,5	108,1	804,0
	dual-tap (I)	0,15	48	80	6	2(5p)	34,8 .. 40,0	4,8..5,5	108,1	804,0
	dual-tap (II)	0,15	48	80	12	2(5p)	131,5 .. 135,0	4,8..5,5	29,8	804,0
sekundärseitig	konventionell	0,3	24/48	55	12	3(3p)	132,8..149,5	9,7..10,7	58,9	820,5

Tab. 7.8: Parameter des resonanten Übertragers für die experimentelle Untersuchung der betrachteten Topologien bei ganzzahligen Windungszahlen mit $P_{\text{Bat},N} = 6 \text{ kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$, $k_{\max} = 0,6$; Werte in Klammern: Anzahl paralleler Wicklungen; *Werte abhängig von lateralem Versatz Δy

Die Tiefsetzsteller sowohl auf der Primär- als auch auf der Sekundärseite werden im Gegensatz zur simulativen Untersuchung dreiphasig und mit gekoppelten Induktivitäten ausgeführt. Nach [30] können dadurch das Kernvolumen sowie die Kernverluste reduziert werden. Die

entsprechenden Schaltungen sind in Abb. 7.7 dargestellt. Die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter bleibt gegenüber der in der Simulation untersuchten Schaltung unverändert (Abb. 7.1).

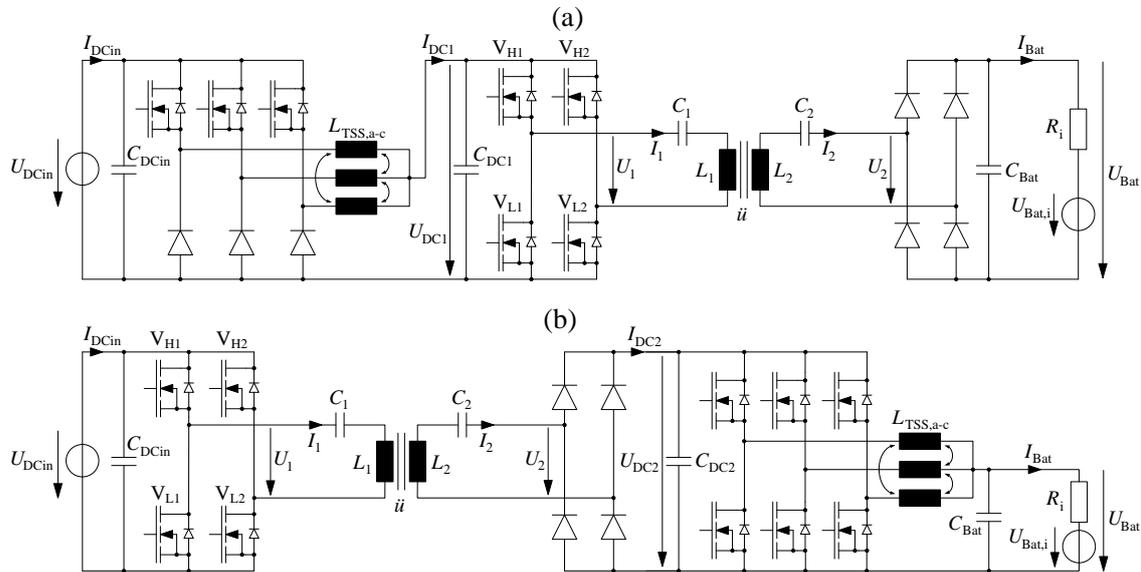


Abb. 7.7: Leistungselektronische Realisierung des induktiven Energieübertragungssystems für die experimentelle Untersuchung im Labor: (a) Topologie mit dreiphasigem Tiefsetzsteller und gekoppelten Induktivitäten auf der Primärseite, (b) Topologie mit dreiphasigem Tiefsetzsteller und gekoppelten Induktivitäten auf der Sekundärseite

Zur Realisierung des Wechselrichters werden SiC-MOSFETs ausgewählt, da diese den Simulationsergebnissen zufolge den höchsten Wirkungsgrad versprechen (siehe Kap. 7.4). Für die Verfahren ADC und PSC werden vier identische Leistungshalbleiter von Cree Typ „C2M0040120D“ mit einer Stromtragfähigkeit von 40 A verwendet. Für das AVC-/AVC-PL-Verfahren wird der obere Leistungshalbleiter des zweiten Brückenweiges V_{H2} kleiner ausgelegt (Cree Typ „C2M0080120D“, 24 A Stromtragfähigkeit) und der untere Leistungshalbleiter V_{L2} größer ausgelegt (Cree Typ „C2M0025120D“, 60 A Stromtragfähigkeit), um den unterschiedlichen maximalen Stromeffektivwerten (Tab. 7.3) Rechnung zu tragen.

Für die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter werden alle in der Simulation betrachteten Modulationsverfahren implementiert und untersucht. Es wird jedoch ausschließlich eine Batteriespannung von 48 V betrachtet, da die sekundärseitige Windungszahl für eine Realisierung bei einer Batteriespannung von 24 V nach Tab. 7.1 zu gering ist ($n_2 < 1$).

Für die Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller erfolgt die Wahl zugunsten der Variante mit $U_{DC1,N} = 400$ V, da diese nach Abb. 7.5c und 7.5d den höchsten Wirkungsgrad und zugleich nach Abb. 7.2 die geringste erforderliche Bauleistung aufweist. Auch hier wird eine Realisierung des Wechselrichters mit SiC-MOSFETs von Cree Typ „C2M0040120D“ vorgenommen. Der Tiefsetzsteller wird wie in der Simulation mit einer Kombination aus

SJ-MOSFETs und SiC-Freilaufdiode realisiert. Der Betrieb des Tiefsetzstellers erfolgt mit einer Schaltfrequenz von 40 kHz. Auch bei dieser Topologie erfolgt die Untersuchung eines konventionellen und eines Dual-Tap-Übertragers bei einer Batteriespannung von 48 V.

Die Realisierung der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller erfolgt für eine Nennspannung von $U_{DC2,N} = 133,3 \text{ V}$. Dies geschieht aus zwei Gründen: Einerseits bietet die Variante $U_{DC2,N} = 66,7 \text{ V}$, die den höchsten Wirkungsgrad aufweist, selbst bei einer Batteriespannung von 24 V nur eine sehr begrenzte Regelreserve für den Teillastbetrieb. Andererseits ist ein Betrieb mit einer Batteriespannung von 48 V bei $k < k_{\max}$ nicht möglich, da sonst die Nennleistung überschritten wird. Der Wechselrichter wird ebenfalls mit SiC-MOSFETs realisiert, allerdings kommen hier die MOSFETs mit der kleineren Chipfläche (Cree Typ „C2M0080120D“) zum Einsatz. Im Tiefsetzsteller wird synchrones Gleichrichten implementiert, um die Durchlassverluste zu reduzieren. Es erfolgt ein Betrieb mit einer Schaltfrequenz von 20 kHz. Eine experimentelle Untersuchung dieser Topologie erfolgt für Batteriespannungen von 24 V und 48 V.

In Tab. 7.9 ist die Auswahl der realen Leistungshalbleiter für die experimentellen Untersuchungen dargestellt. Zusätzlich ist die Bauleistung der realen Leistungshalbleiter P_B als das Produkt aus der maximalen Sperrspannung des realen Leistungshalbleiters und des maximalen Durchlassstroms des realen Leistungshalbleiters angegeben (Gl. 6.58). Ein direkter aussagekräftiger Vergleich mit der erforderlichen Bauleistung P_B^* ist jedoch nicht möglich, da teilweise Leistungshalbleiter mit einer deutlich höheren Sperrspannung als erforderlich gewählt werden müssen (SiC-MOSFETs sind lediglich mit einer Sperrspannung von 1200 V erhältlich, obwohl 600 V ausreichend gewesen wären). Dadurch ist die reale Bauleistung per se deutlich höher als die erforderliche Bauleistung, ohne dass sich dies auf den Wirkungsgrad auswirkt. Um diesen Einfluss zu eliminieren, wird die effektive Bauleistung $P_{B,\text{eff}}$ eingeführt. Sie wird definiert als das Produkt aus der in der Anwendung erforderlichen Sperrspannung U_{Br}^* nach Tab. 7.3 und 7.4 und dem maximalen Durchlassstrom des realen Leistungshalbleiters I_{\max} :

$$P_{B,\text{eff}} = U_{Br}^* \cdot I_{\max} . \quad (7.17)$$

Zwischen der effektiven Bauleistung $P_{B,\text{eff}}$ der realen Leistungshalbleiter und der erforderlichen Bauleistung P_B^* (bzw. bei Überauslegung der doppelten erforderlichen Bauleistung $2 \cdot P_B^*$) lässt sich ein aussagekräftiger Vergleich durchführen. Auftretende Differenzen zwischen beiden Größen können auf eine zu große bzw. zu kleine Chipfläche des realen Leistungshalbleiters zurückgeführt werden. Je kleiner die Differenz zwischen $P_{B,\text{eff}}$ und P_B^* ist, desto besser passt die Wahl der realen Leistungshalbleiter zu den Anforderungen und desto weniger stark wird folglich die Vergleichbarkeit des Wirkungsgrads beeinträchtigt. Eine gewisse Differenz ist jedoch meist zu akzeptieren, da reale Leistungshalbleiter nur mit ganz bestimmten Stromtragfähigkeiten erhältlich sind (siehe Tab. 10.11 und 10.12) und diese zu- meist nicht exakt dem gewünschten Wert entsprechen.

Die Leistungshalbleiter der betrachteten Topologien werden so gewählt, dass die effektive Bauleistung $P_{B,eff}$ dem Zweifachen der erforderlichen Bauleistung $2 \cdot P_B^*$ unter Berücksichtigung der auf dem Markt erhältlichen Varianten möglichst nahe kommt (Überauslegung mit Faktor 2). Auf diese Weise ist die Vergleichbarkeit zu den simulativen Untersuchungen (Abb. 7.4, 7.6 und 7.5) gewährleistet. In Abb. 7.8 sind die absolute, die effektive sowie die zweifache erforderliche Bauleistung gegenübergestellt.

Topologie	Komponente	Typ	Herstellerbezeichnung	U_{Br} / V	I_{max} / A^*	P_B / kVA	Anz. LHL
ohne TSS	WR (ADC, PSC)	SiC-MOSFET	C2M0040120D	1200	40	48,0	4
	WR-V _{H1} (AVC/-PL)	SiC-MOSFET	C2M0040120D	1200	40	48,0	1
	WR-V _{L1} (AVC/-PL)	SiC-MOSFET	C2M0040120D	1200	40	48,0	1
	WR-V _{H2} (AVC/-PL)	SiC-MOSFET	C2M0080120D	1200	24	28,8	1
	WR-V _{L2} (AVC/-PL)	SiC-MOSFET	C2M0025120D	1200	60	72,0	1
	GR	Si-Diode	STPS40H100CW	100	2 x 20	2 x 2,0	4
TSS primärseitig	WR	SiC-MOSFET	C2M0040120D	1200	40	48,0	4
	GR	Si-Diode	STPS40H100CW	100	2 x 20	2 x 2,0	4 x 3
	TSS-H	SJ-MOSFET	IPW65R095C7	650	15	9,75	3
	TSS-L	SiC-Diode	IDW30G65C5	650	30	19,5	3
TSS sekundärseitig	WR	SiC-MOSFET	C2M0080120D	1200	40	28,8	4
	GR	Si-Diode	STPS60SM200C	200	2 x 30	2 x 6,0	4 x 4
	TSS (24 V-Batt.)	Si-MOSFET	IRFP4668PbF	200	92	18,4	3 x 2
	TSS (48 V-Batt.)	Si-MOSFET	IRFP4668PbF	200	92	18,4	3 x 2

Tab. 7.9: Auswahl der Leistungshalbleiter und Parameter für die experimentelle Untersuchung der Topologien im Labor; $*T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C}$

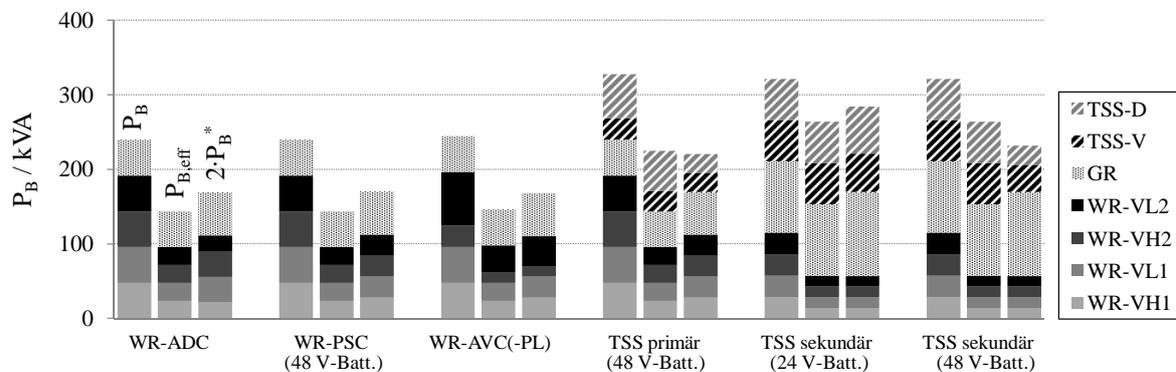


Abb. 7.8: Dimensionierung der Leistungshalbleiter für die experimentelle Untersuchung: Absolute Bauleistung der installierten Leistungshalbleiter P_B , effektive Bauleistung der installierten Leistungshalbleiter $P_{B,eff}$ und zweifache erforderliche Bauleistung $2 \cdot P_B^*$ der betrachteten Topologien für eine Batteriespannung von 24 V bzw. 48 V

Zunächst ist zu erkennen, dass die Bauleistung der realen Leistungshalbleiter P_B für alle Topologien höher ist die effektive Bauleistung. Dies ist maßgeblich auf die SiC-MOSFETs im Wechselrichter zurückzuführen, deren Sperrspannung mit 1200 V deutlich höher ist als erforderlich.

Des Weiteren ist zu erkennen, dass die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit den ausgewählten

Leistungshalbleitern die geringste Bauleistung aufweist, die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller die höchste. Bei einem Vergleich der effektiven Bauleistung der realen Leistungshalbleiter mit dem Referenzwert $2 \cdot P_B^*$ ist zu erkennen, dass die Dimensionierungen der Leistungshalbleiter den Vorgaben sehr nahe kommen. Lediglich die Dimensionierung der Leistungshalbleiter im Tiefsetzsteller weicht im Falle einer Batteriespannung von 48 V etwas stärker von den geforderten Werten ab.

In Abb. 10.7 im Anhang sind die leistungselektronischen Komponenten des Laboraufbaus (Wechselrichter, Gleichrichter, Tiefsetzsteller) sowie die Kompensationskapazitäten abgebildet. In Tab. 10.13 sind die dazugehörigen R_{th} -Werte der Kühlkörper angegeben. In Tab. 10.14 sind die Parameter der passiven Komponenten angegeben.

Die Ansteuerung der Umrichter wird aufgrund der hohen Schaltfrequenzen im Wechselrichter auf einem FPGA vom Typ „Xilinx Spartan-3AN“ implementiert. Zum Schutz der Leistungshalbleiter wird eine Totzeit von 700 ns zwischen dem Ausschalten des oberen und dem Einschalten des unteren Leistungshalbleiters eines Brückenweiges und umgekehrt vorgesehen.

7.6 Experimenteller Wirkungsgradvergleich

Die experimentelle Untersuchung des Wirkungsgrads erfolgt analog zur simulativen Untersuchung für die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter nach dem ADC-, PSC- und AVC-/AVC-PL-Verfahren sowie für die Topologien mit primär- und sekundärseitigem Tiefsetzsteller. Der Fall des konventionellen Übertragers mit $k_{min} = 0,3$ wird zunächst betrachtet. Ergänzend zur vorangegangenen Simulation wird auch der Teillastbereich untersucht. Anschließend erfolgt ein Vergleich des konventionellen Übertragers mit einem Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite, wobei wiederum $k_{min} = 0,15$ gewählt wird. Ergänzend zur experimentellen Untersuchung wird eine thermische Simulation in Matlab/Simulink und Plecs auf Basis der realen Laborparameter und Leistungshalbleiter aus Tab. 7.8, 7.9 und 10.14 durchgeführt, um die Verlustleistungen der einzelnen Komponenten zu analysieren.

Die Eingangszwischenkreisspannung U_{DCin} in Höhe von 400 V wird durch eine Gleichspannungsquelle von Elektro-Automatik Typ „EA-PSI 91000-30“ bereitgestellt, die eine Nennleistung von 10 kW aufweist und einen maximalen Strom von 30 A liefert. Die Messung des Wirkungsgrads erfolgt von dem Eingangszwischenkreis mit der Spannung U_{DCin} zur Batterie. Die Batterieparameter sind Tab. 2.1 zu entnehmen. Zur Messung des Wirkungsgrads wird das System „DEWE-2010“ von Dewetron verwendet, das mit zwei Spannungsmessungen und zwei Stromsensoren vom Typ „PM-CM-200“, die Ströme bis 200 A messen können, ausgestattet ist. Die Zeitverläufe des Primärstroms und der Primärspannung werden mit einem Oszilloskop vom Typ „DPO 3014“ von Tektronix aufgenommen. Zur Messung des

Spannungsverlaufs kommt ein Tastkopf vom Typ „THDPO200“ von Tektronix zum Einsatz, der eine Bandbreite von maximal 200 MHz aufweist. Der Strom wird mittels einer Stromzange vom Typ „A6303“ von Tektronix gemessen, die für Ströme bis 100 A eingesetzt werden kann.

Die Ausgangsleistung, die bei $k = 0,6$ und im Falle einer Leistungsregelung über den Wechselrichter für $\alpha_{WR} = 0$ bzw. im Falle einer Regelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller für $U_{DC1} = U_{DC1,N}$ erzielt wird, entspricht der Nennleistung des realen Systems. Bei einer Regelung über den sekundärseitigen Tiefsetzsteller sind die Werte $k = 0,6$ und $U_{DC2} = U_{DC2,N}$ ausschlaggebend. Trotz einer an die Laborparameter angepassten Auslegung kann eine Abweichung der realen Nennleistung der betrachteten Systeme von der vorgegebenen Nennleistung von 6 kW auftreten, u.a. durch eine Variation des Batterieladezustands. Für die Topologie ohne Tiefsetzsteller kann experimentell eine Nennleistung von 5,02 kW ermittelt werden. Für die Topologien mit primärseitigem bzw. sekundärseitigem Tiefsetzsteller ergeben sich Werte von 5,23 kW bzw. 5,35 kW. Damit liegen die Werte zwar unterhalb der vorgegebenen Nennleistung von 6 kW jedoch dicht beieinander, sodass die Vergleichbarkeit der Ergebnisse gewährleistet ist.

In Abb. 7.9 ist der experimentell ermittelte Wirkungsgrad bei einer Ladung der 48 V-Batterie für die betrachteten Topologien in Abhängigkeit der Ausgangsleistung grafisch veranschaulicht. In Tab. 7.10 sind die Werte der Wirkungsgrade bei einem Betrieb mit Nennleistung einander gegenüber gestellt.

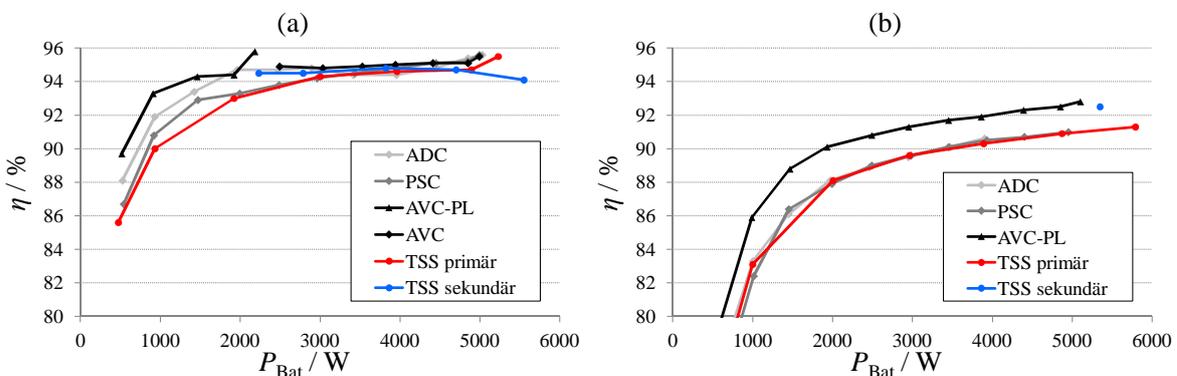


Abb. 7.9: Experimenteller Vergleich des Wirkungsgrads in Abhängigkeit der Ausgangsleistung für die betrachteten Topologien: (a) $k = 0,6$, (b) $k = 0,3$; Randbedingungen: $U_{DCin} = 400$ V, $P_{Bat,N} \approx 5 \dots 5,5$ kW, $U_{Bat,i} = 48$ V, $f = f_r = 55$ kHz, weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

Wie in Abb. 7.9a für $k = 0,6$ sowie in Abb. 7.9b für $k = 0,3$ zu erkennen, lässt sich durch eine Leistungsregelung über den Wechselrichter mit dem AVC-/AVC-PL-Verfahren in der überwiegenden Anzahl der Betriebspunkte der höchste Wirkungsgrad erzielen. Die Verfahren ADC und PSC erreichen in einigen wenigen Betriebspunkten denselben hohen Wirkungsgrad wie das AVC-/AVC-PL-Verfahren, sind jedoch meist unterlegen, insbesondere

	Wechselrichter			TSS primär	TSS sekundär
	ADC	PSC	AVC/AVC-PL	$U_{DC1,N} = 400\text{ V}$	$U_{DC2,N} = 133,3\text{ V}$
$k = 0,6$	95,6	95,6	95,5	95,5	94,5
$k = 0,3$	90,6*	91,0	92,8	90,9	92,5

Tab. 7.10: Experimentelle Ergebnisse: Wirkungsgrade der betrachteten Topologien in % bei Nennleistung (Systemparameter und Parameter Leistungselektronik nach Tab. 7.8 und 7.9); * $P_{\text{Bat}} \approx 4\text{ kW}$; Vollaussteuerung des Wechselrichter bei primärseitig geregelten Topologien bei $k = 0,6$

bei $k = 0,3$. Bei $k = 0,6$ und Nennleistung, bei der für alle Verfahren Vollaussteuerung vorliegt, ergibt sich für alle Modulationsverfahren ein annähernd identischer Wirkungsgrad von 95,5 - 95,6 %. Bei $k = 0,3$ erreicht das AVC-PL-Verfahren einen Wirkungsgrad von 92,8 % bei Nennleistung, während das ADC- und das PSC-Verfahren nur auf Werte von etwa 91 % kommen.

Eine Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller erzielt bei $k = 0,3$ vergleichbare Wirkungsgrade wie das ADC- und PSC-Verfahren (90,9 % bei Nennleistung), bei $k = 0,6$ ist der Wirkungsgrad abgesehen von hohen Ausgangsleistungen (95,5 % bei Nennleistung) in den meisten Betriebspunkten etwas niedriger. Bei einer Leistungsregelung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller lässt sich die Leistung bei gegebener Systemauslegung im Teillastbereich nur begrenzt regeln. Bei $k = 0,6$ zeigt sich ein Wirkungsgrad, der im mittleren Leistungsbereich leicht höher und bei Nennleistung etwas geringer ist als bei der Variante mit primärseitigem Tiefsetzsteller (94,5 %). Bei $k = 0,3$ ist ausschließlich ein Betrieb mit Nennleistung möglich, da praktisch keine Regelreserve vorhanden ist. Der Wirkungsgrad ist mit 92,5 % bei etwa 5 kW dabei nur geringfügig niedriger als bei dem AVC-PL-Verfahren. Im Folgenden werden die Verfahren im Detail betrachtet.

7.6.1 Leistungsregelung über den Wechselrichter

Zur detaillierten Untersuchung der Topologie ohne Tiefsetzsteller sind in Abb. 7.10a, 7.10d und 7.10g die im Labor gemessenen Verläufe des Wirkungsgrads in Abhängigkeit der Ladeleistung für das ADC-, PSC- und AVC-/AVC-PL-Verfahren dargestellt. Zum Vergleich ist der Wirkungsgrad als Ergebnis der thermischen Simulation veranschaulicht. Die mittlere absolute Abweichung des Wirkungsgrads zwischen thermischer Simulation und experimenteller Untersuchung beträgt für das ADC-Verfahren 0,38 %, für das PSC-Verfahren 0,83 % und für das AVC-/AVC-PL-Verfahren 0,85 %. Folglich lässt sich festhalten, dass das thermische Simulationsmodell mit einer mittleren absoluten Abweichung unter 1 % recht gute Ergebnisse liefert.

Bei der Auswertung von Abb. 7.10 zeigt sich zunächst, dass der Wirkungsgrad für $k = 0,6$ stets höher ist als für $k = 0,3$. Diese Beobachtung lässt sich anhand der Verlustaufteilung

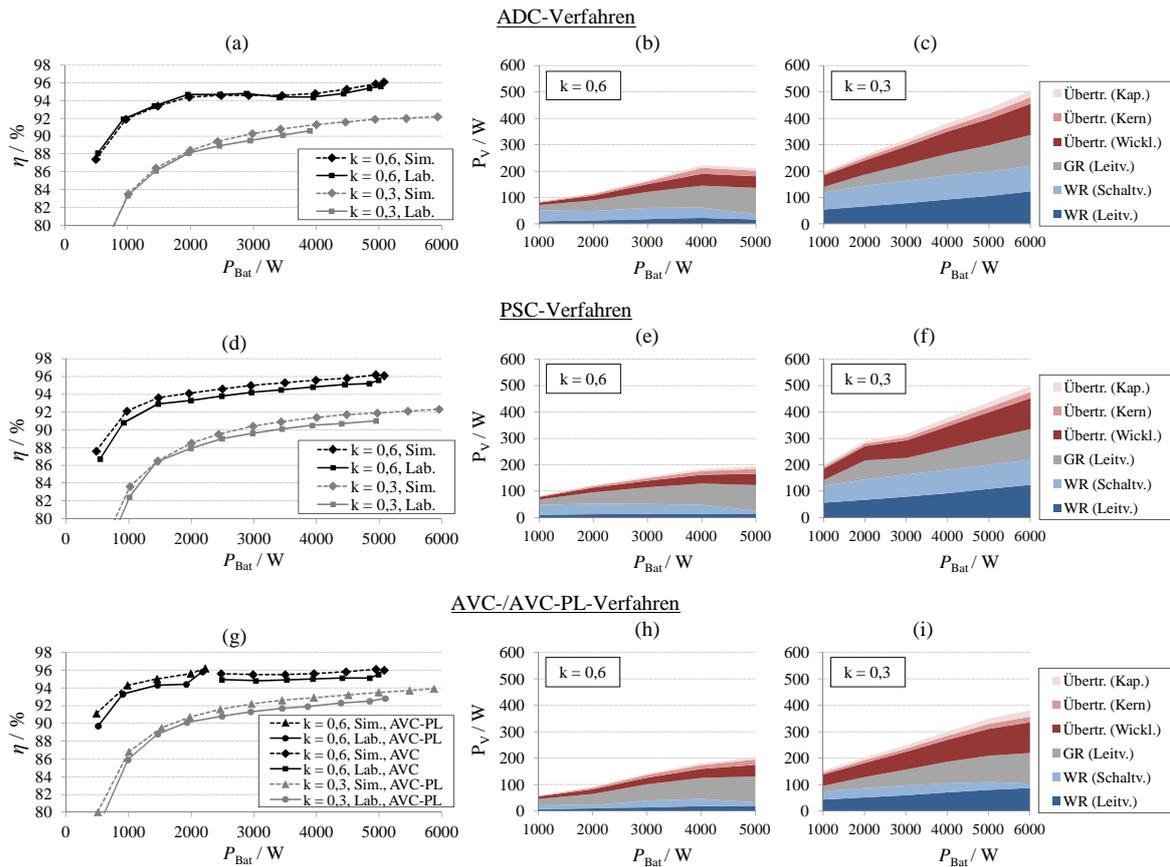


Abb. 7.10: Experimentelle Untersuchung des Wirkungsgrads sowie Differenzierung der Verlustleistung auf Basis der thermischen Simulation nach Komponenten in Abhängigkeit der Ausgangsleistung bei Leistungsregelung über den Wechselrichter mit den betrachteten Modulationsverfahren: (a)-(c) ADC, (d)-(f) PSC, (g)-(i) AVC-/AVC-PL; Randbedingungen: $k = 0,6$ bzw. $k = 0,3$, $U_{DCin} = 400\text{ V}$, $U_{Bat,i} = 48\text{ V}$, $f = f_r = 55\text{ kHz}$, weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

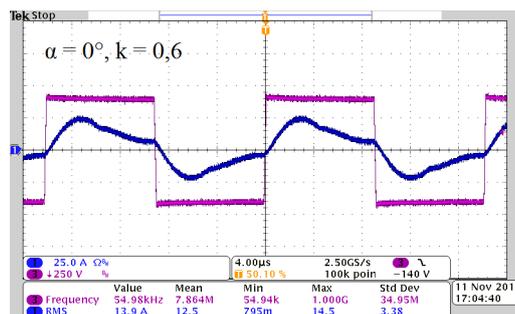


Abb. 7.11: Experimentelle Untersuchung der Primärspannung $u_1(t)$ (violett) und des Primärstroms $i_1(t)$ (dunkelblau) bei maximalem Modulationsgrad des Wechselrichters ($\alpha = 0^\circ$) mit $U_{DCin} = 400\text{ V}$, $U_{Bat,i} = 48\text{ V}$, $f = f_r = 55\text{ kHz}$ und mit $k = 0,6$, $P_{Bat} = 4952\text{ W}$ (a), $k = 0,3$, $P_{Bat} = 5150\text{ W}$ (b); weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

durch die höheren Schalt- und Leitverluste im Wechselrichter und die höheren Wicklungsverluste im Übertrager, verursacht durch einen höheren Primärstrom I_1 bei $k = 0,3$, erklären und steht in Einklang mit den Simulationsergebnissen aus Abb. 7.5.

Bei weiterer Betrachtung der Ergebnisse ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad kontinuierlich mit der Ladeleistung ansteigt, abgesehen von dem Moment des Umschaltens vom AVC-PL- zum AVC-Verfahren bei $k = 0,6$. Dies lässt sich anhand der Verlustaufteilung nach den einzelnen Komponenten aus der thermischen Simulation, dargestellt in Abb. 7.10b und 7.10c (ADC), in Abb. 7.10e und 7.10f (PSC) sowie in Abb. 7.10h und 7.10i (AVC/AVC-PL), ersehen. Danach sind die Schaltverluste im Wechselrichter über den gesamten Bereich der Ausgangsleistung nahezu konstant und fallen daher bei kleinen Ausgangsleistungen überproportional stark ins Gewicht. Lediglich im Bereich der Nennleistung, in dem der Modulationsgrad des Wechselrichters maximal ist, gehen die Schaltverluste zurück.

Dies lässt sich anhand von Abb. 7.11 begründen. Bei einem Betrieb des Wechselrichters mit maximalem Modulationsgrad ($\alpha = 0^\circ$) ergeben sich unabhängig vom angewandten Modulationsverfahren die dargestellten Verläufe der Primärspannung $u_1(t)$ und des Primärstroms $i_1(t)$. Wie zu erkennen, liegt ein leicht induktiver Arbeitspunkt vor. Der Strom zu den Schaltzeitpunkten ist aufgrund der Vollaussteuerung jedoch recht gering. Es bleibt anzumerken, dass der Stromverlauf $i_1(t)$ deutlich von der Sinusform abweicht. Begründen lässt sich diese Beobachtung durch die hohe Kopplung von $k = 0,6$, die dazu führt, dass die Tiefpasseigenschaft des resonanten Übertragers nicht so stark ausgeprägt ist und die Harmonischen nur schwach gedämpft werden (vgl. Abb. 5.3, Oberschwingungsanalyse).

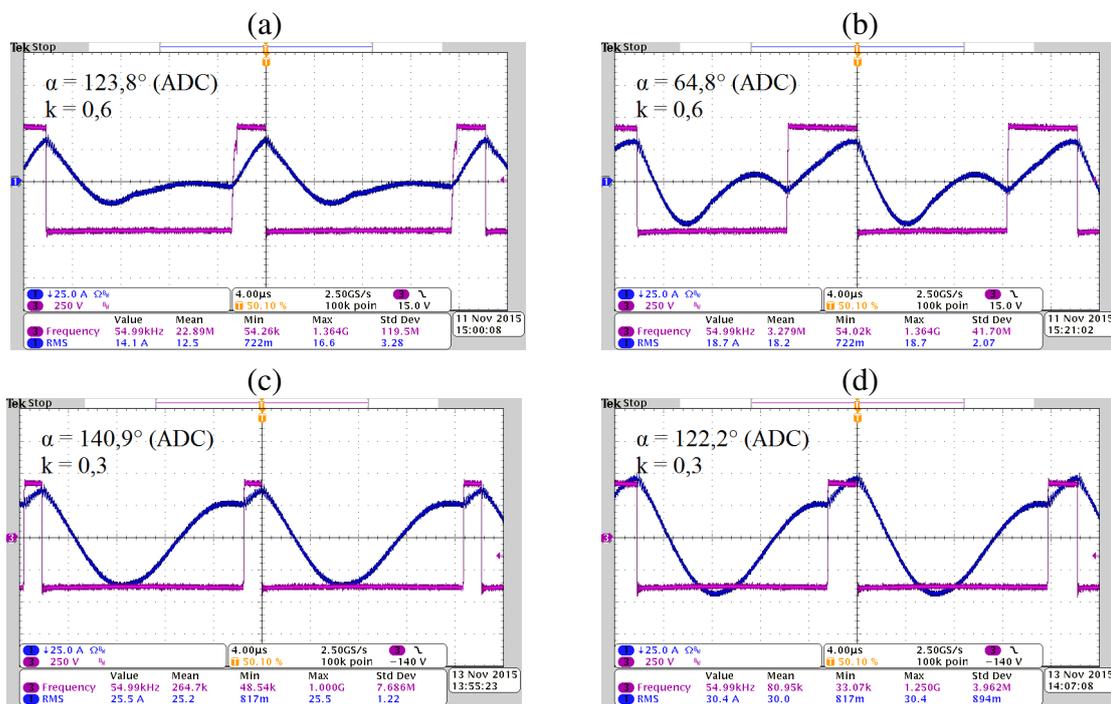


Abb. 7.12: Experimentelle Untersuchung der Primärspannung $u_1(t)$ (violett) und des Primärstroms $i_1(t)$ (dunkelblau) bei Einsatz des ADC-Verfahrens mit $U_{DCin} = 400\text{ V}$, $U_{Bat,i} = 48\text{ V}$, $f = f_r = 55\text{ kHz}$: (a) $k = 0,6$, $P_{Bat} = 1958\text{ W}$, (b) $k = 0,6$, $P_{Bat} = 3952\text{ W}$, (c) $k = 0,3$, $P_{Bat} = 1969\text{ W}$, (d) $k = 0,3$, $P_{Bat} = 3900\text{ W}$; weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

Des Weiteren fällt in Abb. 7.10 auf, dass die Schaltverluste bei dem ADC- und PSC-Verfahren etwa gleich hoch sind und über den gesamten Bereich der Ausgangsleistung sowohl bei $k = 0,6$ als auch bei $k = 0,3$ signifikant höher sind als bei dem AVC-/AVC-PL-Verfahren. Diese Beobachtung steht mit den theoretischen Ergebnissen zum Schaltverhalten (Abb. 6.5) in Einklang. Sie lässt sich zudem anhand der experimentellen Verläufe von $u_1(t)$ und $i_1(t)$ bei einem reduzierten Modulationsgrad der betrachteten Modulationsverfahren in Abb. 7.12, 7.13 und 7.14 erklären.

Für das ADC-Verfahren ist in Abb. 7.12 zu sehen, dass der Stromverlauf deutlich stärker von der Sinusform abweicht als bei einer Vollaussteuerung des Wechselrichters. In Abb. 7.12a und 7.12b lässt sich erkennen, dass einer der Schaltvorgänge bei $i_1(t) \approx 0$ und der andere bei $i_1(t) = \hat{i}_1$ erfolgt. Bei $k = 0,3$ finden die Schaltvorgänge bei $i_1(t) \approx \frac{1}{2} \cdot i_{1,\max}$ und $i_1(t) = \hat{i}_1$ statt.

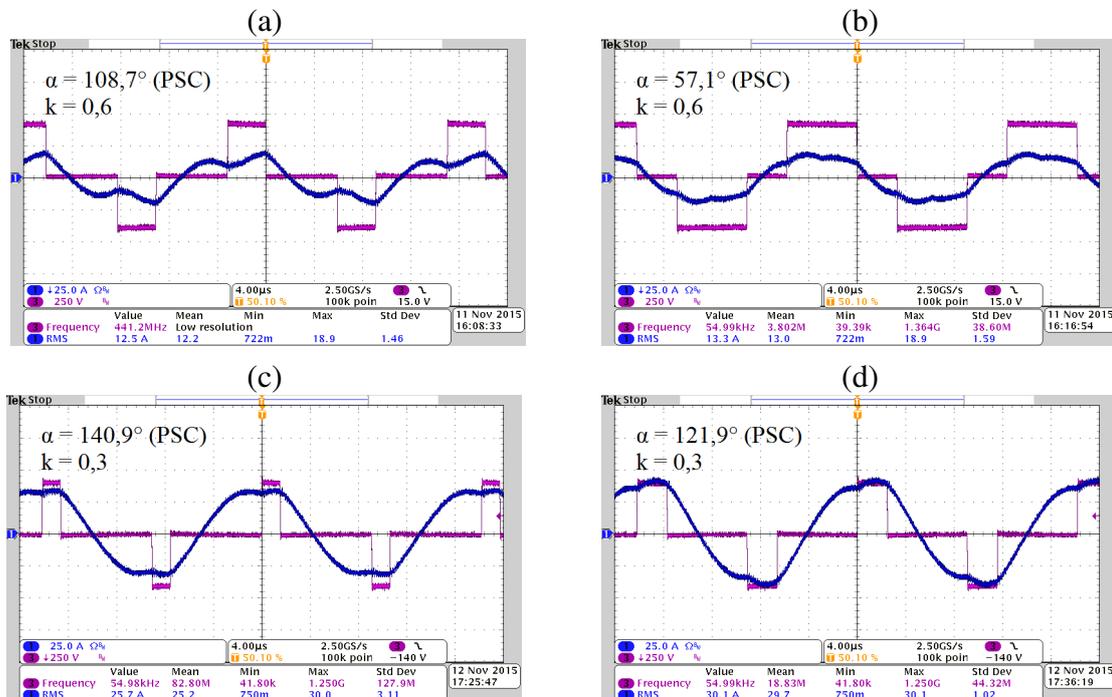


Abb. 7.13: Experimentelle Untersuchung der Primärspannung $u_1(t)$ (violett) und des Primärstroms $i_1(t)$ (dunkelblau) bei Einsatz des PSC-Verfahrens mit $U_{DCin} = 400\text{ V}$, $U_{Bat,i} = 48\text{ V}$, $f = f_r = 55\text{ kHz}$: (a) $k = 0,6$, $P_{Bat} = 1990\text{ W}$, (b) $k = 0,6$, $P_{Bat} = 3940\text{ W}$, (c) $k = 0,3$, $P_{Bat} = 1991\text{ W}$, (d) $k = 0,3$, $P_{Bat} = 3930\text{ W}$; weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

Für das PSC-Verfahren lässt sich eine ähnliche Beobachtung machen. Wie in Abb. 7.13 zu erkennen, führt das symmetrische Pulsmuster des PSC-Verfahrens zu einem Strom $i_1(t)$, der der Sinusform deutlich näher kommt als bei dem ADC-Verfahren. Die Momentanwerte des Stroms $i_1(t)$ in den Schaltzeitpunkten sind jedoch ähnlich hoch. Bei $k = 0,3$ finden die Schaltvorgänge zu Zeitpunkten statt, an denen $i_1(t) \approx \hat{i}_1$ ist. Diese Beobachtungen liefern eine Erklärung dafür, warum die Schaltverluste bei den Verfahren ADC und PSC im Teillastbereich einen großen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen. Zudem steht die-

se Beobachtung im Einklang mit der analytischen Untersuchung der Schaltvorgänge (Abb. 6.5).

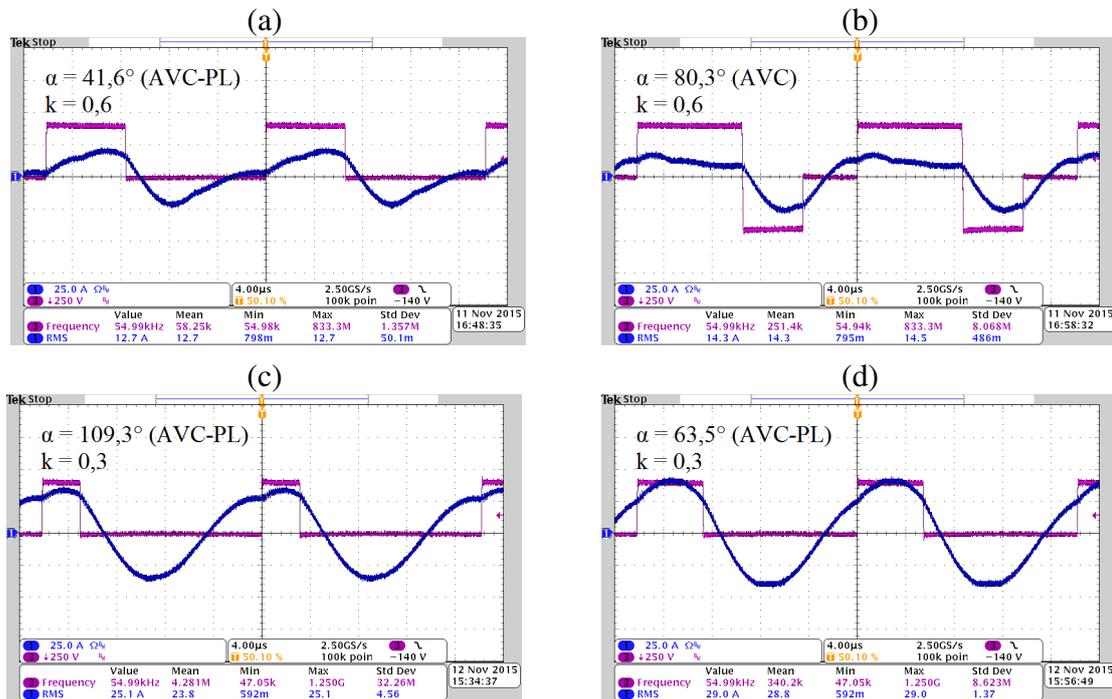


Abb. 7.14: Experimentelle Untersuchung der Primärspannung $u_1(t)$ (violett) und des Primärstroms $i_1(t)$ (dunkelblau) bei Einsatz des AVC-/AVC-PL-Verfahrens mit $U_{DCin} = 400\text{ V}$, $U_{Bat,i} = 48\text{ V}$, $f = f_r = 55\text{ kHz}$: (a) $k = 0,6$, $P_{Bat} = 1902\text{ W}$, (b) $k = 0,6$, $P_{Bat} = 3896\text{ W}$, (c) $k = 0,3$, $P_{Bat} = 1970\text{ W}$, (d) $k = 0,3$, $P_{Bat} = 3900\text{ W}$; weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

Bei Betrachtung der Stromverläufe in Abb. 7.14 ist zu erkennen, dass es bei dem AVC-Verfahren (Abb. 7.14b) ebenso zu ungünstigen Schaltvorgängen kommt, bei denen der Strom deutlich größer als null ist. Wie in Abb. 7.9 zu erkennen, unterscheidet sich der Wirkungsgrad in den entsprechenden Betriebspunkten (hohe Kopplung, hohe Ausgangsleistung) kaum von dem des ADC- und PSC-Verfahrens. Der Unterschied besteht in den Arbeitspunkten, in denen das AVC-PL-Verfahren eingesetzt werden kann (kleine Kopplung oder Teillastbereich). Bei einer kleinen Pulsweite, wie bei dem Betriebspunkt in Abb. 7.14c, sind die Schaltströme ähnlich hoch wie bei dem ADC- und PSC-Verfahren, bei großer Pulsweite (Abb. 7.14a) hingegen deutlich niedriger. Noch entscheidender ist jedoch die Tatsache, dass nur zwei anstelle von vier Leistungshalbleitern geschaltet werden. Da das AVC-PL-Verfahren bei $k = 0,3$ über den gesamten Bereich der Ausgangsleistung zum Einsatz kommt, erklärt dies die deutlich geringeren Schaltverluste im Vergleich zum ADC- und PSC-Verfahren.

Auf Basis der Verlustverteilung in Abb. 7.10 lassen sich potentielle Optimierungsansätze ableiten. Soll der Wirkungsgrad bei einem Betrieb mit dem AVC-/AVC-PL-Verfahren nochmals gesteigert werden, bietet sich insbesondere eine Erhöhung des Kupferquerschnitts in den Übertragerspulen an. Durch eine größere Dimensionierung der SiC-MOSFETs könnten zudem die Durchlassverluste im Wechselrichter reduziert werden, jedoch würden sich die

Schaltverluste erhöhen, sodass in einigen Betriebspunkten mit insgesamt höheren Verlusten gerechnet werden muss. Eine größere Dimensionierung der Dioden im Gleichrichter eignet sich nur begrenzt zur Wirkungsgradsteigerung, da nur eine vergleichsweise geringe Reduzierung der Durchlassverluste zu erwarten ist (vgl. Abb. 7.4, Verluste im Gleichrichter bei passender Auslegung und Überauslegung).

7.6.2 Leistungsregelung über den primärseitigen Tiefsetzsteller

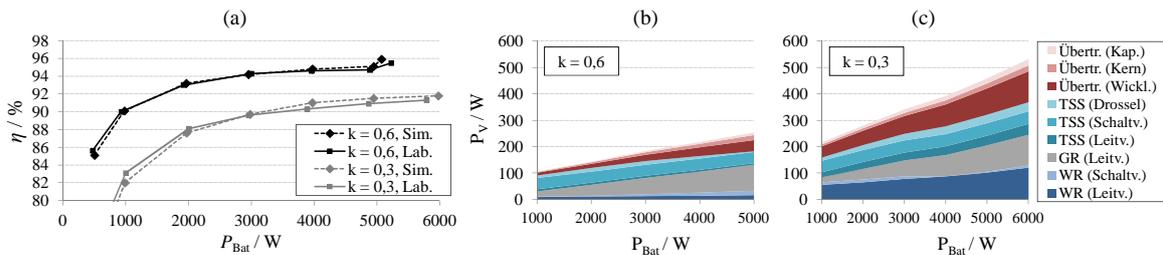


Abb. 7.15: Experimentelle Untersuchungen in Abhängigkeit der Ausgangsleistung bei Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller: (a) Wirkungsgrad, (b), (c) Differenzierung der Verlustleistung auf Basis der thermischen Simulation nach Komponenten; Randbedingungen: $k = 0,6$ bzw. $k = 0,3$, $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$, $U_{\text{Bat},i} = 48 \text{ V}$, $f = f_r = 55 \text{ kHz}$, weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

Bei einer Leistungsregelung über den primärseitigen Tiefsetzsteller ergibt sich der in Abb. 7.15a dargestellte Verlauf für den Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Ausgangsleistung. Es zeigt sich auch hier eine gute Übereinstimmung der Ergebnisse der thermischen Simulation mit den Laborergebnissen. Die mittlere absolute Abweichung beträgt $0,56 \%$.

Wie bei der Leistungsregelung über den Wechselrichter steigt der Wirkungsgrad mit der Ausgangsleistung an. Diese Beobachtung ist darauf zurückzuführen, dass die Verluste im Tiefsetzsteller annähernd konstant sind. Die Schaltverluste im Wechselrichter sind generell sehr gering, da der Wechselrichter stets mit maximalem Modulationsgrad betrieben wird und der Schaltvorgang nahe dem Nulldurchgang des resonanten Stroms $i_1(t)$ stattfindet, wie in Abb. 7.16 für verschiedene Betriebspunkte illustriert. Dort ist zu erkennen, dass die Leistungsregelung über die veränderliche Amplitude der Primärspannung erfolgt, die der Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers entspricht. Liegt der Nulldurchgang des Stroms exakt zwischen den um die Totzeit verschobenen Aus- und Einschaltvorgängen der Leistungshalbleiter eines Brückenzeuges, so zeigt sich, wie in Abb. 7.16d hervorgehoben, ein mehrfacher Polaritätswechsel in der Wechselrichterausgangsspannung. Dieser lässt sich damit begründen, dass in der kurzen Zeitspanne zwischen den Schaltvorgängen ein Freilauf vorliegt, bei dem die Polarität der Wechselrichterausgangsspannung von der Stromflussrichtung bestimmt wird.

Generell kann für die Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller festgestellt werden, dass die Effizienz für $k = 0,6$ stets höher ist als für $k = 0,3$. Die größte absolute Verlustleistung

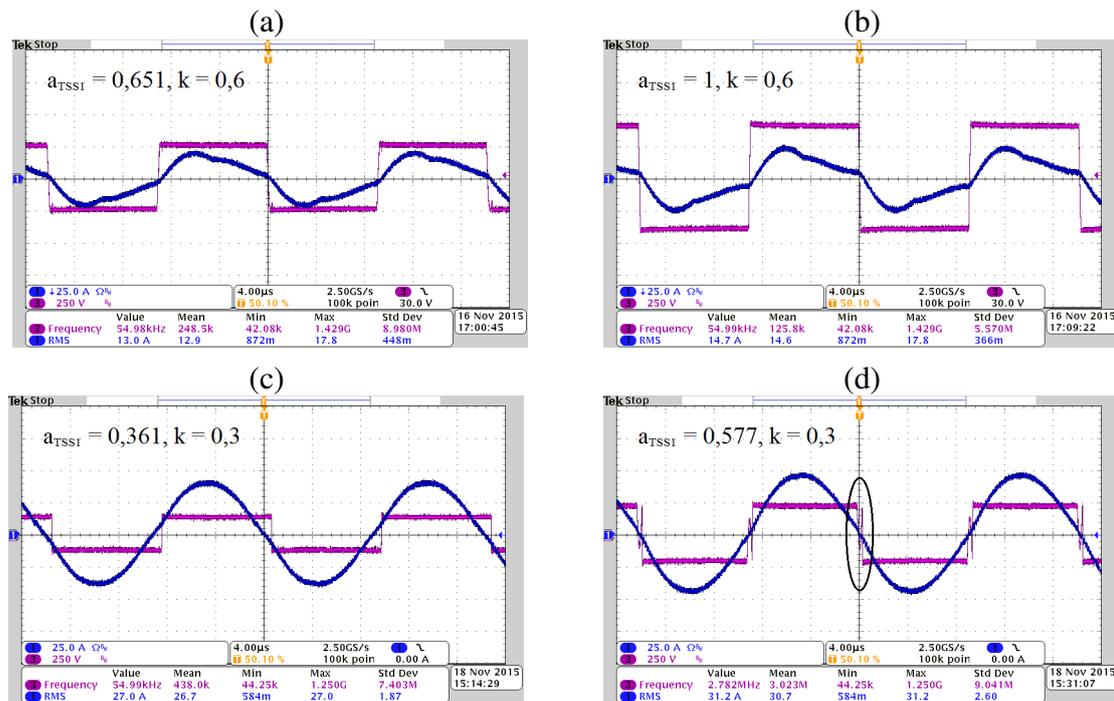


Abb. 7.16: Experimentelle Untersuchung der Primärspannung $u_1(t)$ (violett) und des Primärstroms $i_1(t)$ (dunkelblau) bei Leistungsregelung durch einen primärseitigen Tiefsetzsteller mit $U_{DCin} = 400\text{ V}$, $U_{Bat,i} = 24\text{ V}$, $f \approx f_r = 55\text{ kHz}$: (a) $k = 0,6$, $P_{Bat} = 3000\text{ W}$, (b) $k = 0,6$, $P_{Bat} = 5227\text{ W}$, (c) $k = 0,3$, $P_{Bat} = 2960\text{ W}$, (d) $k = 0,3$, $P_{Bat} = 5790\text{ W}$ (d); weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

ergibt sich mit 532 W bei $k = 0,3$ und Nennleistung. Damit sind die maximalen Verluste höher als bei einer Regelung der Ausgangsleistung über den Wechselrichter.

Hinsichtlich der Verlustaufteilung lässt sich feststellen, dass bei $k = 0,6$ die Verluste im Gleichrichter überwiegen. Eine Wirkungsgradverbesserung lässt sich in diesem Fall nur begrenzt erreichen, da sich durch eine größere Dimensionierung der Dioden nur eine vergleichsweise geringe Reduzierung der Durchlassverluste ergibt. Bei $k = 0,3$ lässt sich hingegen eine annähernd gleichmäßige Verlustverteilung auf alle Komponenten feststellen. Eine Wirkungsgradverbesserung ließe sich insbesondere durch eine größere Bauleistung der SiC-MOSFETs im Wechselrichter erreichen, da die Leitverluste einen großen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen, sowie durch einen größeren Kupferquerschnitt der Übertragerwicklungen zur Reduzierung der ohmschen Verluste.

Als Fazit lässt sich festhalten, dass der Vorteil einer Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller im Vergleich zu einer Regelung über den Wechselrichter in der Reduzierung der Schaltverluste im Wechselrichter liegt. Durch ein Schalten nahe der Nulldurchgänge des Stroms treten kaum Schaltverluste auf. Jedoch sind die zusätzlich ins System eingebrachten Verluste im Tiefsetzsteller größer als die eingesparten Schaltverluste. Der Wirkungsgrad ist in allen Betriebspunkten geringer als der bei einer Leistungsregelung nach dem AVC-/AVC-PL-Verfahren.

7.6.3 Leistungsregelung über den sekundärseitigen Tiefsetzsteller

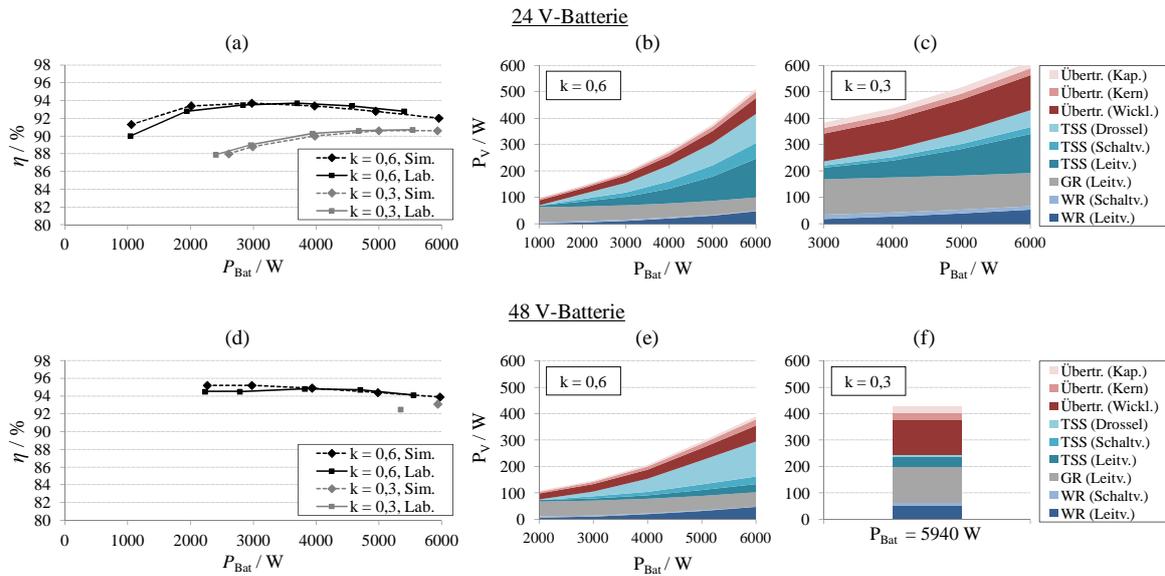


Abb. 7.17: Experimentelle Untersuchung in Abhängigkeit der Ausgangsleistung bei Leistungsregelung über einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller: (a) Wirkungsgrad, (b), (c) Differenzierung der Verlustleistung auf Basis der thermischen Simulation nach Komponenten; Randbedingungen: $k = 0,6$ bzw. $k = 0,3$, $U_{DCin} = 400\text{ V}$, $U_{Bat,i} = 24$ bzw. 48 V , $f = f_T = 55\text{ kHz}$, weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

Für eine Leistungsregelung über den sekundärseitigen Tiefsetzsteller sind die experimentell und simulativ bestimmten Verläufe für den Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Ausgangsleistung in Abb. 7.17a (24 V Batteriespannung) und Abb. 7.17d (48 V Batteriespannung) veranschaulicht. Um den Aufwand bei der praktischen Realisierung zu begrenzen, wird für beide Batteriespannungen dieselbe Systemauslegung auf eine sekundäre Zwischenkreisspannung von $U_{DC2,N} = 133,3\text{ V}$ gewählt. Es ist zu berücksichtigen, dass die Regelbarkeit der Ausgangsleistung für $U_{Bat,i} = 48\text{ V}$ dadurch eingeschränkt wird.

Für den Wirkungsgrad lässt sich bei einer 24 V-Batterie eine mittlere absolute Abweichung zwischen thermischer Simulation und Experiment von $0,41\%$ berechnen, bei einer 48 V-Batterie von $0,43\%$. Folglich herrscht eine gute Übereinstimmung zwischen der Simulation und experimentellen Untersuchung.

Wie in Abb. 7.17 zu erkennen, erweist sich die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller als vorteilhaft für den Betrieb des Wechselrichters, denn die Schaltverluste sind auf einem sehr geringen Niveau. Ursächlich dafür sind die Schaltvorgänge der Leistungshalbleiter, die in verschiedenen Betriebspunkten in unmittelbarer Nähe zum Stromnulldurchgang erfolgen (siehe Abb. 7.18).

Im Gegensatz zu den primärseitig geregelten Topologien ist der Wirkungsgrad bei hoher Kopplung im Bereich der Nennleistung nur geringfügig höher als bei niedriger Kopplung.

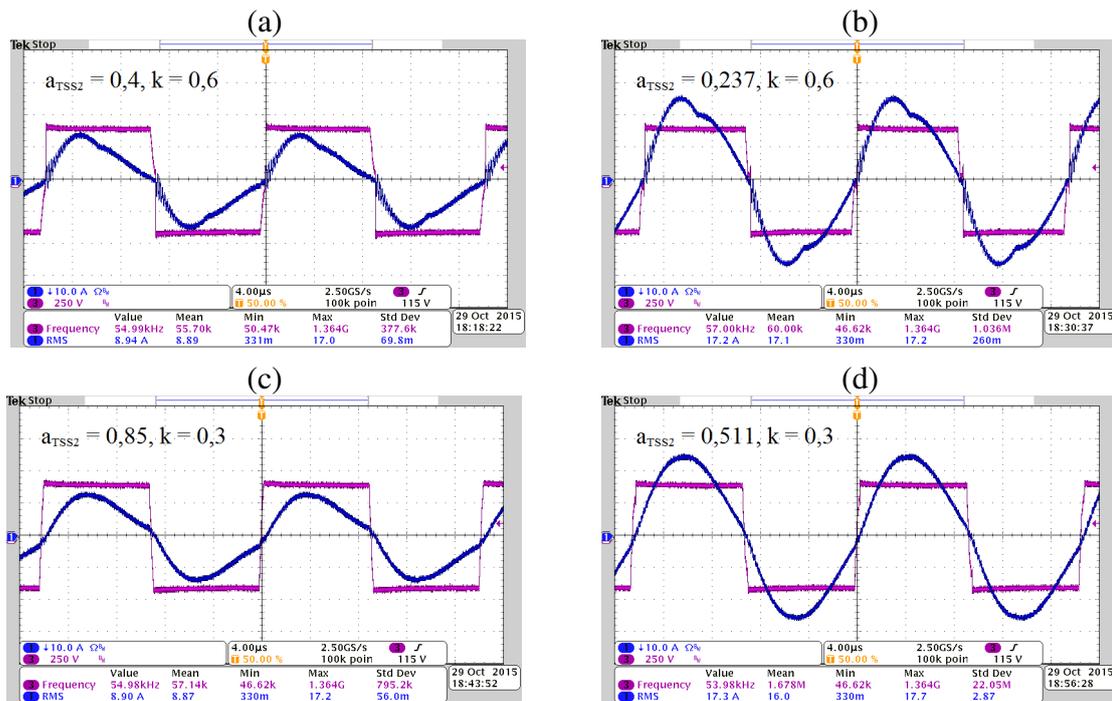


Abb. 7.18: Experimentelle Untersuchung der Primärspannung $u_1(t)$ (violett) und des Primärstroms $i_1(t)$ (dunkelblau) bei Leistungsregelung durch einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller mit $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$, $U_{\text{Bat,i}} = 24 \text{ V}$, $f \approx f_r = 55 \text{ kHz}$: (a) $k = 0,6$, $P_{\text{Bat}} = 3010 \text{ W}$, (b) $k = 0,6$, $P_{\text{Bat}} = 5850 \text{ W}$, (c) $k = 0,3$, $P_{\text{Bat}} = 2905 \text{ W}$, (d) $k = 0,3$, $P_{\text{Bat}} = 5885 \text{ W}$; weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

Dies liegt, wie schon in Kap. 7.4 beschrieben, an den gegenläufigen Tendenzen der Verlustleistungen bei Tiefsetzsteller, Gleichrichter und Übertrager.

Ein weiterer Unterschied zu den primärseitigen Regelungsmethoden zeigt sich im Teillastbetrieb. So erreicht der Wirkungsgrad bei $k = 0,6$ sein Maximum bei mittleren Leistungen. Bei hohen Leistungen nimmt die Verlustleistung überproportional stark zu. Als Ursache lassen sich die Verluste im Tiefsetzsteller ausmachen, da zur Steigerung der Ausgangsleistung der Tastgrad nach Gl. 6.45 reduziert wird. Dies führt dazu, dass einerseits die Durchlassverluste der Leistungshalbleiter und andererseits die ohmschen Verluste in der Induktivität aufgrund der höheren Ausgangsleistung und des damit verbundenen höheren Ausgangsstroms ansteigen. Zudem steigen die Schaltverluste der Leistungshalbleiter und die Kernverluste in der Drossel aufgrund der steigenden Spannung $U_{\text{DC2,N}}$. Die maximale Verlustleistung ergibt sich bei $k = 0,3$ und Nennleistung für eine 24 V-Batterie zu 614 W und für eine 48 V-Batterie zu 426 W. Im direkten Vergleich der Topologien mit 48 V-Batterien liegt die Topologie damit knapp hinter der Leistungsregelung über den Wechselrichter mit dem AVC-/AVC-PL-Verfahren.

Bei der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller lässt sich eine Wirkungsgradsteigerung durch eine größere Dimensionierung der MOSFETs im Tiefsetzsteller erreichen (Reduzierung der Durchlassverluste). Dabei ist zu beachten, dass die Schaltverluste mit steigender

Chipfläche zunehmen. Des Weiteren kann der Wirkungsgrad durch eine Erhöhung des Leitungsquerschnitts in den Übertragerspulen gesteigert werden.

Als Fazit lässt sich festhalten, dass durch die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller die Verluste im Wechselrichter stark reduziert werden können. Dies kompensiert in etwa die Verluste, die durch den Tiefsetzsteller hinzukommen. Die maximale Verlustleistung ist geringfügig höher als bei der Leistungsregelung mit dem AVC-/AVC-PL-Verfahren, allerdings deutlich geringer bei einem System mit einem primärseitigen Tiefsetzsteller.

7.6.4 Vergleich eines konventionellen Übertragers mit einem Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite

In Kap. 7.4 wurde gezeigt, dass durch einen Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite insbesondere bei den primärseitig geregelten Topologien der Wirkungsgrad des Gesamtsystems deutlich gesteigert werden kann. Um die simulativen Ergebnisse in einem direkten Vergleich zu überprüfen, werden Systeme mit einem konventionellen Übertrager und einem Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite entsprechend Tab. 7.8 im Labor realisiert. Ein Foto des Dual-Tap-Übertragers findet sich im Anhang (Abb. 10.8). Für beide Systeme kommt die Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller zum Einsatz.

Die minimale Kopplung wird wie in der Simulation (Abb. 7.6) auf $k_{\min} = 0,15$ reduziert. Die Dimensionierung der Leistungshalbleiter wird aus Gründen der Einfachheit bei beiden Systemen identisch gewählt und entspricht der Dimensionierung des Systems mit primärseitigem Tiefsetzsteller aus Tab. 7.9. Als Vergleichskriterium dient aufgrund der identischen Bauleistung an dieser Stelle ausschließlich der Wirkungsgrad.

Für beide Systeme werden Messreihen für $k = 0,15 \dots 0,6$ und $P_{\text{Bat}} \approx 5 \text{ kW}$ aufgenommen. Zusätzlich werden wiederum thermische Simulationen auf Basis der Laborparameter durchgeführt. In Abb. 7.19 sind der Wirkungsgrad sowie die Verlustaufteilung für das System mit konventionellem und Dual-Tap-Übertrager dargestellt.

Die Ergebnisse für den konventionellen Übertrager zeigen, dass die Verlustleistung bei kleinen Kopplungen ($k \leq 0,3$) stark ansteigt (Abb. 7.19b). Diese Beobachtung lässt sich hauptsächlich auf die Leitverluste im Wechselrichter zurückführen, die aufgrund des größer werdenden Primärstroms stark ansteigen. Aufgrund der Tatsache, dass die Sperrschichttemperatur in den SiC-MOSFETs auf 150°C zu begrenzen ist, ist eine experimentelle Untersuchung mit $k \leq 0,2$ mit den gegebenen Leistungshalbleitern nicht möglich. Im Vergleich zu den Ergebnissen der thermischen Simulation ergibt sich im Labor ein im Mittel um $0,76 \%$ geringerer Wirkungsgrad. Diese Abweichungen können durch Verluste in den Zuleitungen und Kontaktierungen erklärt werden, die im Simulationsmodell nicht berücksichtigt sind.

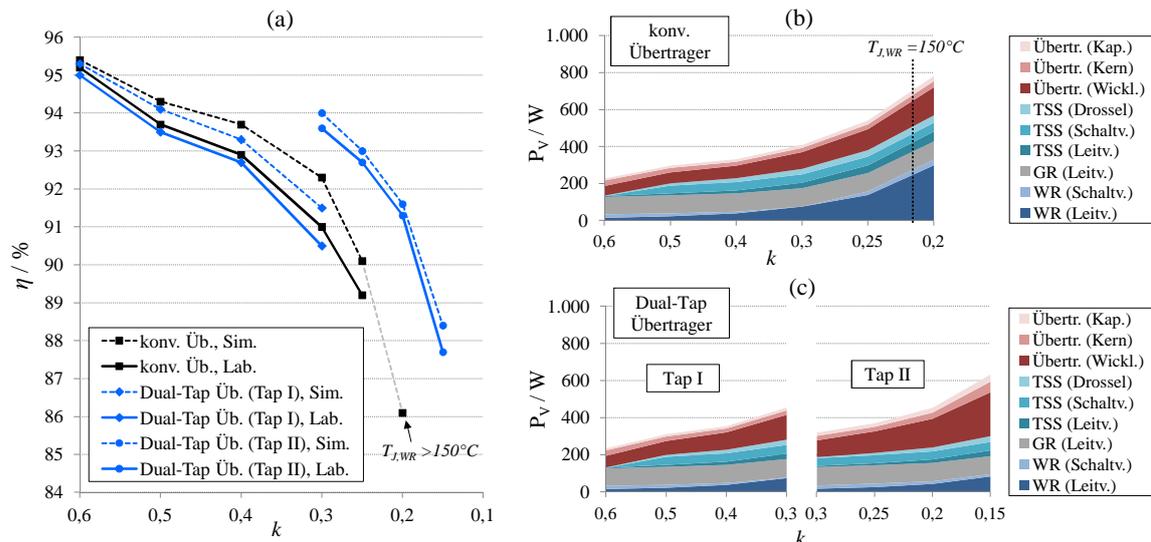


Abb. 7.19: Experimentelle Untersuchung eines konventionellen Übertragers und eines Übertragers mit zwei Abgriffen auf der Primärseite in Abhängigkeit der Kopplung bei Leistungsregelung über einen primärseitigen Tiefsetzsteller: (a) Wirkungsgrad (b), (c) Differenzierung der Verlustleistung auf Basis der thermischen Simulation nach Komponenten; Randbedingungen: $P_{\text{Bat}} \approx 5 \text{ kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$, $U_{\text{Bat,i}} = 48 \text{ V}$, $f = f_r = 80 \text{ kHz}$, weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

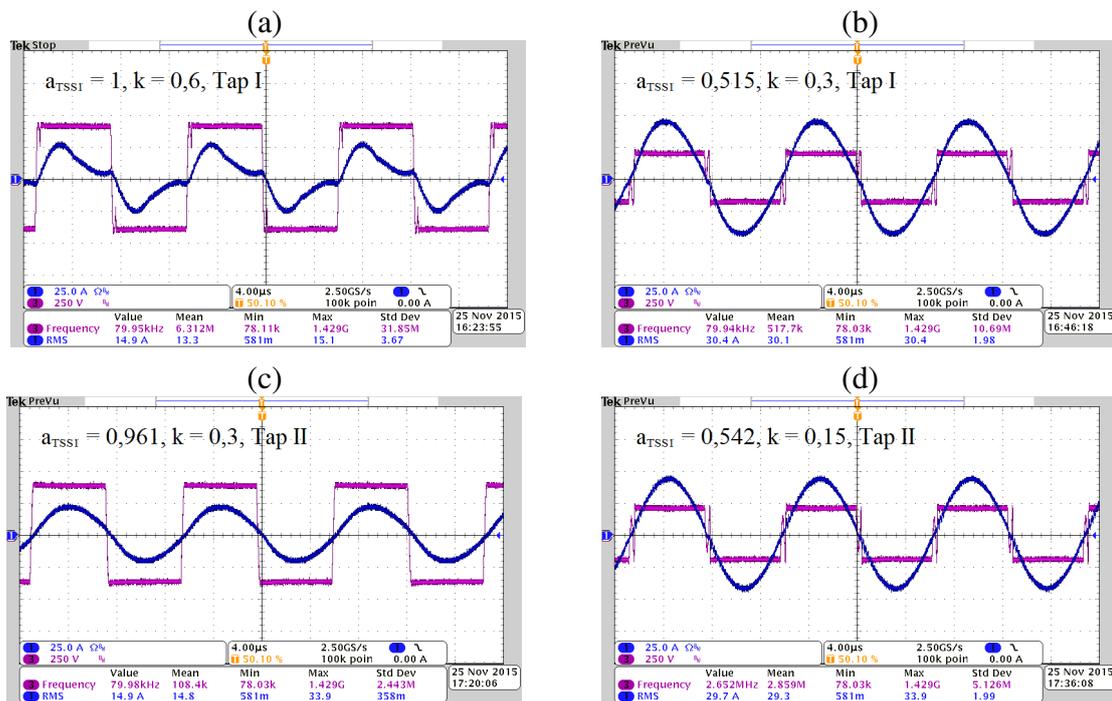


Abb. 7.20: Experimentelle Untersuchung der Primärspannung $u_1(t)$ (violett) und des Primärstroms $i_1(t)$ (dunkelblau) bei Einsatz eines Dual-Tap-Übertragers und Leistungsregelung durch einen primärseitigen Tiefsetzsteller mit $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$, $U_{\text{Bat,i}} = 48 \text{ V}$, $f = f_r = 80 \text{ kHz}$, $P_{\text{Bat}} \approx 5 \text{ kW}$; weitere Parameter siehe Abbildungen (a)-(d) und Tab. 7.8, 7.9 und 10.14

Wird anstelle des konventionellen Übertragers ein Dual-Tap-Übertrager eingesetzt, so zeigt sich bei hohen Kopplungen ($k > 0,3$) ein leicht schlechterer Wirkungsgrad als bei dem kon-

ventionellen Übertrager. Die Ursache dafür liegt in den Verlusten der Primärwicklung, die bei dem Dual-Tap-Übertrager größer sind, da der Leiterquerschnitt nur halb so groß ist (entsprechend der Randbedingung des gleichen Kupfervolumens zwischen konventionellem und Dual-Tap-Übertrager). Bei einer Kopplung von $k = 0,3$ kann der Wirkungsgrad von 90,5 % auf 93,6 % gesteigert werden, wenn der zweite Abgriff anstelle des ersten Abgriffs gewählt wird. Damit ist der Wirkungsgrad bei dieser Kopplung deutlich höher als für den konventionellen Übertrager. Bei Betrachtung der Verlustaufteilung lässt sich erkennen, dass bei Aktivierung des zweiten Abgriffs die Leitverluste im Wechselrichter und die Wicklungsverluste im Übertrager kleiner werden. Dies wiederum ist auf die deutliche Reduzierung des Primärstroms zurückzuführen, wie bei einem Vergleich von Abb. 7.20b (Tap I) mit 7.20c (Tap II) ersichtlich ist.

Wird die Kopplung weiter reduziert ($k < 0,3$), so steigen die Verluste stark an, maßgeblich verursacht durch die Wicklungsverluste des Übertragers. Obwohl der Primärstrom bei $k = 0,15$ (Abb. 7.20d) nicht höher ist als bei $k = 0,3$ und Abgriff I (7.20b), sind die Wicklungsverluste der Primärwicklung bei $k = 0,15$ deutlich höher, denn die Windungszahl n_1 ist bei Abgriff II doppelt so hoch wie bei Abgriff I. Ein Betrieb des Systems ist bei der sehr geringen Kopplung $k_{\min} = 0,15$ dennoch problemlos möglich. Es ergibt sich bei den Laboruntersuchungen ein Wirkungsgrad von 87,7 %. Für den Dual-Tap-Übertrager stehen die Simulationsergebnisse generell in Einklang mit den experimentellen Ergebnissen, die mittlere absolute Abweichung beträgt 0,52 %.

Als Fazit lässt sich festhalten, dass durch einen Dual-Tap-Übertrager anstelle eines konventionellen Übertragers bei gleicher Bauleistung der leistungselektronischen Komponenten eine deutliche Erhöhung des Wirkungsgrads im Bereich mittlerer und kleiner Kopplung zu erreichen ist (Steigerung um 2,6 % bei $k = 0,3$ und um 3,5 % bei $k = 0,25$). Zudem kann das System in einem größeren Kopplungsbereich betrieben werden. Nachteilig ist die leichte Reduzierung des Wirkungsgrads bei hohen Kopplungen (im Mittel 0,2 % für $k \geq 0,4$).

7.7 Experimentelle Untersuchung mit dem Flurförderfahrzeug

Zuletzt soll der Betrieb des induktiven Ladesystems mit dem Flurförderfahrzeug aus Abb. 2.1 bzw. Abb. 2.2 demonstriert werden. Dazu wird eine Auffahrrampe hergestellt, in die die Primärspule eingelassen wird (Abb. 10.6 im Anhang). Die Auffahrrampe erhält eine Positionierhilfe in Form einer Metallschiene, die den Versatz in Fahrtrichtung begrenzt. Des Weiteren werden Skalen zur Bestimmung der Positionierung in x - und y -Richtung angebracht (Abb. 10.6c, d). Die Sekundärspule wird am Fahrzeugunterboden montiert. Zur Abschirmung des magnetischen Feldes in Richtung des Fahrzeugs wird eine Aluminiumplatte mit 2 mm Dicke und der Breite und Länge des Spulengehäuses (640 x 500 mm) auf der Rückseite der sekundärseitigen Übertragerplatte angebracht. Mittels des LCR-Meters „ST2826A“ von

Sourcetric werden die Parameter des Übertragers für Nullversatz ($\Delta x = \Delta y = 0 \text{ mm}$) und Maximalversatz ($\Delta x = 50 \text{ mm}$, $\Delta y = 100 \text{ mm}$) bestimmt (Tab. 7.11). Bei Nullversatz ergibt sich eine Kopplung von 0,467, bei Maximalversatz beträgt diese 0,284.

n_1	n_2	$L_1 / \mu\text{H}$	$L_2 / \mu\text{H}$	k	f_r / kHz	C_1 / nF	C_2 / nF
8	2(5p)	53,5 .. 56,9	4,3 .. 4,7	0,284 .. 0,467	75	79,1	1008,0

Tab. 7.11: Parameter des resonanten Übertragers für die experimentelle Untersuchung des induktiven Ladesystems mit Flurförderfahrzeug mit $P_{\text{Bat,N}} = 6 \text{ kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$, $U_{\text{Bat,i}} = 48 \text{ V}$; Werte für L_1 , L_2 und k abhängig von Versatz Δx , Δy (vgl. Tab. 4.3 und 4.4); Wert in () Klammern: Anzahl paralleler Wicklungen

Für die Randbedingungen gelten dieselben Werte wie in den vorherigen Untersuchungen ohne Fahrzeug, d.h. $P_{\text{Bat,N}} = 6 \text{ kW}$, $U_{\text{DCin}} = 400 \text{ V}$ und $U_{\text{Bat,i}} = 48 \text{ V}$. Es wird die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit Leistungsregelung über den Wechselrichter für die Realisierung gewählt, da diese in den vorangegangenen Untersuchungen den höchsten Wirkungsgrad erzielte (vgl. Tab. 7.10). Dabei wird dieselbe Konfiguration der Leistungshalbleiter eingesetzt wie zuvor (Tab. 7.9, Topologie ohne Tiefsetzsteller). Das Übertragungssystem wird auf einen Betrieb in der Resonanzfrequenz ausgelegt, die Werte für f_r und C_1 , C_2 sind in Tab. 7.11 gegeben.

Wie bei den vorangegangenen Untersuchungen werden zwei Messreihen zum Ladebetrieb durchgeführt, bei denen das Fahrzeug zunächst optimal positioniert wird ($\Delta x = \Delta y = 0 \text{ mm}$ bzw. $k = 0,467$) und anschließend mit dem Maximalversatz ($\Delta x = 50 \text{ mm}$, $\Delta y = 100 \text{ mm}$ bzw. $k = 0,284$). Für beide Positionierungen werden Messwerte zum Wirkungsgrad von 0,5 kW bis zur Nennleistung von 6 kW aufgenommen. Analog dazu erfolgt wiederum eine thermische Simulation auf Basis der Laborparameter.

Um den Einfluss des Fahrzeugchassis in der Simulation zu berücksichtigen, wird ein Eisenverlustwiderstand R_{Fe} parallel zur Hauptinduktivität des Übertragers im T-ESB nach Abb. 3.3 vorgesehen. Da eine gleichungstechnische Berechnung von R_{Fe} hochkomplex ist, wird R_{Fe} auf Basis der Laborergebnisse durch einen Vergleich der Wirkungsgradkurven von Simulation und experimenteller Untersuchung bestimmt. Dabei wird angenommen, dass die Differenz der Verluste aus simulativer Untersuchung ohne den Eisenverlustwiderstand und der Verluste der experimentellen Untersuchung komplett auf die Eisenverluste entfällt und die übrigen Verluste vernachlässigt werden. Aufgrund der vergleichsweise geringen Wirkungsgraddifferenzen zwischen Simulation und Laboruntersuchung in den vorangegangenen Abschnitten (insbesondere Leistungsregelung über das AVC-/AVC-PL-Verfahren nach Abb. 7.10) ist der resultierende Fehler als gering einzuschätzen (<1 %).

Der simulativ ermittelte Wirkungsgrad mit einem Eisenverlustwiderstand von $1,5 \text{ k}\Omega$ für die Kopplung $k = 0,467$ (Nullversatz) bzw. mit einem Eisenverlustwiderstand $0,5 \text{ k}\Omega$ für die

Kopplung $k = 0,284$ (Maximalversatz) ist zusammen mit den Ergebnissen der Laboruntersuchung in Abb. 7.21 dargestellt. Des Weiteren ist die Verlustaufteilung auf Basis der thermischen Simulation für $k = 0,467$ und $k = 0,284$ veranschaulicht.

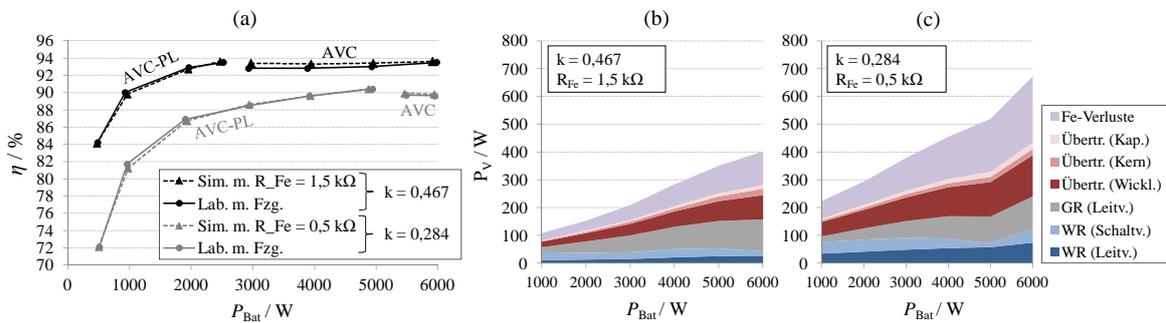


Abb. 7.21: Experimentelle Untersuchung mit Flurförderfahrzeug in Abhängigkeit der Ausgangsleistung bei Leistungsregelung über den Wechselrichter durch das AVC-/AVC-PL-Verfahren bei optimaler Positionierung des Fahrzeugs ($\Delta x = \Delta y = 0$ bzw. $k = 0,467$) und bei maximalem Versatz ($\Delta x = 50 \text{ mm}$, $\Delta y = 100 \text{ mm}$ bzw. $k = 0,284$): (a) Wirkungsgrad, (b), (c) Differenzierung der Verlustleistung auf Basis der thermischen Simulation (mit $R_{\text{Fe}}(k = 0,467) = 1,5 \text{ k}\Omega$ bzw. $R_{\text{Fe}}(k = 0,284) = 0,5 \text{ k}\Omega$) nach Komponenten; Randbedingungen: $f = f_r$, weitere Parameter nach Tab. 7.8, 7.9, 10.14 und 7.11

Wie zu erkennen ist, ergibt sich mit einem Eisenverlustwiderstand R_{Fe} in Höhe von $1,5 \text{ k}\Omega$ bzw. $0,5 \text{ k}\Omega$ eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Laboruntersuchung. Die mittlere absolute Abweichung des simulativ bestimmten von dem gemessenen Wirkungsgrad beträgt $0,2 \%$. Daraus lässt sich ableiten, dass eine Modellierung des Fahrzeugchassis durch einen parallel zur Hauptinduktivität geschalteten Eisenverlustwiderstand R_{Fe} möglich ist. Des Weiteren zeigen die Ergebnisse, dass der Eisenverlustwiderstand abhängig ist von einem bestimmten Versatz Δx , Δy bzw. einer Kopplung k , nicht jedoch von der übertragenen Leistung. Die Tatsache, dass der Eisenverlustwiderstand bei Maximalversatz mit $0,5 \text{ k}\Omega$ deutlich kleiner ist als bei Nullversatz ($1,5 \text{ k}\Omega$) lässt sich dadurch erklären, dass nach oben hin ein Teil der primärseitigen Übertragerspule nicht von der Sekundärspule abgedeckt ist. Folglich dringt ein größerer Anteil des Magnetfeldes in das Eisenmaterial des Fahrzeugchassis ein, sodass die Wirbelstromverluste höher ausfallen (je kleiner R_{Fe} , desto größer die Verluste).

Bei einem Vergleich der Ergebnisse für den Wirkungsgrad aus Abb. 7.21a mit Abb. 7.10 lässt sich erkennen, dass die Montage des Übertragers am Fahrzeug einen deutlichen Rückgang des Wirkungsgrades bewirkt. Die Nennleistung wird bei optimaler Positionierung mit einem Wirkungsgrad von $93,5 \%$ und bei Maximalversatz mit einem Wirkungsgrad von $89,6 \%$ übertragen. Damit liegen die Werte im Mittel um 2% bis 3% niedriger als für einen isolierten Übertrager. Wie in Abb. 7.21b, c ersichtlich ist dieser Rückgang zum Großteil auf die Eisenverluste im Fahrzeugchassis zurückzuführen. Bei Maximalversatz stellen sie die größte Verlustkomponente dar. Die übrigen Komponenten des Systems sind davon nur so weit

betroffen, als dass die Eisenverluste durch die primärseitigen Komponenten bereitgestellt werden müssen. Die maximale Eisenverlustleistung von 238 W bei $k = 0,284$ entspricht ca. 4 % der Nennleistung.

Hinsichtlich der Verlustaufteilung der übrigen Komponenten ergeben sich nur geringfügige Änderungen im Vergleich zu Abb. 7.10. Aufgrund der Tatsache, dass die Kopplungswerte bei der Untersuchung mit dem Fahrzeug im Vergleich zu der Untersuchung des isolierten Übertragers geringer ausfallen (0,467 zu 0,6 bzw. 0,284 zu 0,3), sind die ohmschen Verluste in den Übertragerwicklungen generell etwas höher.

Als Ergänzung zu dem Betrieb des Ladesystems ist anzumerken, dass eine Magnetfeldsimulation mit dem Fahrzeugchassis für die Betriebspunkte aus Abb. 7.21 ergibt, dass die magnetischen Streufelder in den zugänglichen Bereichen neben dem Fahrzeug die Grenzwerte aus [107] einhalten und somit unbedenklich sind. Des Weiteren konnte für einen Betrieb bei Nennleistung gezeigt werden, dass die Erwärmung metallischer Fremdkörper, die zwischen die Primär- und Sekundärspule geraten, unkritisch ist.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Montage des induktiven Übertragungssystems an einem metallischen Fahrzeugunterboden eines Flurförderfahrzeugs zu einer Abnahme des Wirkungsgrades führt. Es erscheint daher sinnvoll, stärkere Abschirmmaßnahmen zu ergreifen, beispielsweise eine großflächige Abdeckung des Fahrzeugunterbodens durch eine Aluminiumplatte. Nichtsdestotrotz ist ein Betrieb über den gesamten Leistungsbereich bis zur Nennleistung uneingeschränkt möglich. Mit mindestens 89,6 % liegt der Systemwirkungsgrad für Nennleistung sowohl bei minimaler als auch bei maximaler Kopplung über den spezifizierten Anforderungen (Tab. 2.3). Damit ist der Wirkungsgrad zudem nur geringfügig niedriger als bei vergleichbaren Systemen, die zur kabelgebundenen Ladung von Niedervoltbatterien eingesetzt werden können (Tab. 10.2).

7.8 Abschließender Topologievergleich

In diesem Abschnitt soll basierend auf den Ergebnissen der vorangegangenen Abschnitte eine Gegenüberstellung der betrachteten Topologien zur Leistungsregelung nach den Kriterien Funktionalität, Volumen, Kosten / Aufwand und Effizienz erfolgen (Tab. 7.12). Die Kriterien Funktionalität und Volumen werden qualitativ beurteilt. Die Kosten für die Leistungshalbleiter werden hingegen quantitativ auf Grundlage der Ergebnisse aus Kap. 7.3 bewertet und die Effizienz quantitativ auf Grundlage der simulativen und experimentellen Untersuchungen zum Wirkungsgrad aus Kap. 7.4 und 7.6.

Funktionalität

Aufgrund der primärseitigen Regelung erfordern die Topologien mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter bzw. über den primärseitigen Tiefsetzsteller eine Kommunikation

Kriterium	Topologie Leistungselektronik		
	ohne TSS	TSS primär	TSS sekundär
<u>Funktionalität</u>			
- Komm. über Luftspalt erforderlich	ja	ja	nein
- Weiches Schalten WR	nein	ja	ja
- Aufwand Spule primär / sekundär	gering / hoch	gering / hoch	gering / mittel
- Betrieb Teillastbereich	vollständig	vollständig	begrenzt
<u>Volumen</u>			
- Gesamtsystem	mittel	hoch	hoch
- fahrzeugseitig	gering	gering	mittel
<u>Kosten / Aufwand</u>			
- Kosten Gesamtsystem ohne LHL	mittel	hoch	hoch
- erforderl. Bauleistung P_B^* (24 V-Batt.)	83,6 kVA	110,3 kVA	116,0 kVA
- norm. Kosten konv. LHL (24 V-Batt.)	0,98	1,17	1,32
- norm. Kosten altern. LHL (24 V-Batt.)	1,96	2,32	1,77
<u>Effizienz (max. / min. Kopplung)</u>			
- Simulation Vollast** (24 V-Batt.)	95,6 % / 93,1 %	95,2 % / 91,5 %	92,9 % / 91,9 %
- Labor Vollast** (48 V-Batt.)	95,5 % / 92,8 %	95,5 % / 90,9 %	94,5 % / 92,5 %
- Labor Teillast** (48 V-Batt.)	94,8 % / 91,3 %	94,3 % / 89,6 %	94,5 % / -

Tab. 7.12: Vergleich der Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter nach dem AVC-/AVC-PL-Verfahren mit der Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller mit $U_{DC1,N} = 400\text{ V}$ und der Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller mit $U_{DC2,N} = 66,7\text{ V}$ (24 V-Batt.) bzw. $U_{DC2,N} = 133,3\text{ V}$ (48 V-Batt.) nach qualitativen und quantitativen Kriterien mit $f \approx f_t = 55\text{ kHz}$; **Vollast: $P_{\text{Bat}} = P_{\text{Bat},N}$, Teillast: $P_{\text{Bat}} = 3\text{ kW}$

über den Luftspalt zwischen der Primär- und Sekundärseite, die mit zusätzlichem Aufwand verbunden ist. Diese Anforderung ist technisch lösbar z.B. durch den Einsatz von Kommunikationstechnologien wie WLAN, Bluetooth, NFC [108]. Bei einer sekundärseitigen Regelung kann auf diese Anforderung verzichtet werden.

Ein weiches Schalten im Wechselrichter wird erzielt, wenn ein Tiefsetzsteller zur Leistungsregelung eingesetzt wird. Dies kann zum einen Vorteile hinsichtlich der Störaussendung bedeuten, zum anderen ist die Topologie damit auch für Schaltfrequenzen $\gg 100\text{ kHz}$ geeignet, die mit der Weiterentwicklung moderner Leistungshalbleiter wie GaN-Transistoren und SiC-MOSFETs eine immer größere Rolle spielen. Da bei der Leistungsregelung über den Wechselrichter die Schaltverluste aufgrund der harten Schaltvorgänge bereits bei Schaltfrequenzen $< 100\text{ kHz}$ einen erheblichen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen können (Abb. 7.10), ist diese Topologie weniger geeignet für extrem hohe Schaltfrequenzen als eine Topologie mit Tiefsetzsteller.

Der Aufwand für die Realisierung der Übertragerspule richtet sich insbesondere nach der Windungszahl und der Anzahl der parallelen Leitungen: Je niedriger die Windungszahl ist, desto höher wird der Aufwand für die Herstellung der Spule, da mehrere parallele Wicklungen in das Spulengehäuse hinein- und hinauszuführen sind, sich überkreuzen und die Zu-

leitungen entsprechend hohen Querschnitt aufweisen müssen. Dies gilt insbesondere für die Sekundärspule bei Systemen mit Niedervoltbatterien, bei denen die sekundäre Spannung U_2 nicht durch eine zusätzliche Komponente wie beispielsweise einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller von der Batteriespannung entkoppelt wird. Hier kann auch der Fall $n_2 < 1$ auftreten, in dem ein Spulenaufbau unpraktikabel ist. Als Beispiel dafür kann das System mit primärseitiger Regelung und 24 V-Batterie aus Tab. 7.1 herangezogen werden.

Der Betrieb im Teillastbereich ist dann von Interesse, wenn die Batterie mit dem Ladesystem regelmäßig voll geladen werden soll, da zum Ende des Ladevorgangs typischerweise die Leistung gedrosselt wird (Laden mit konstanter Spannung). Dagegen ist der Teillastbetrieb irrelevant, falls die Batterie häufig aber kurz zwischengeladen werden soll, wie es beispielsweise der Fall ist bei induktiven Ladepunkten an Bushaltestellen [109, 110]. Der Betrieb im Teillastbereich wird durch die primärseitig geregelten Topologien gänzlich ermöglicht, da die Primärspannung U_1 und damit die Ladeleistung über den Tastgrad des Tiefsetzstellers oder den Steuerwinkel des Wechselrichter bis auf null reduziert werden kann. Für den Fall der Regelung durch einen sekundärseitigen Tiefsetzsteller kann die Ladeleistung nicht unter einen Minimalwert reduziert werden, der sich aus Gl. 6.45 ergibt, wenn $a_{\text{TSS}2} = 1$ gewählt wird.

Volumen

Das Volumen des Gesamtsystems umfasst den Umrichter mit Kühlung, die Ansteuerung sowie die passiven Komponenten. Die Topologien mit Tiefsetzsteller erfordern jeweils einen Umrichter mit Ansteuerung und Induktivität mehr, weshalb das Volumen entsprechend höher bewertet wird.

Insbesondere das fahrzeugseitige Volumen kann für einige Anwendungen kritisch sein, da der Bauraum grundsätzlich stärker begrenzt ist als auf der stationären Seite. Die primärseitig geregelten Topologien bieten den Vorteil, dass fahrzeugseitig lediglich ein Diodengleichrichter erforderlich ist.

Kosten / Aufwand

Die Kosten für das Gesamtsystem ohne Leistungshalbleiter bestimmen sich aus dem Aufwand für den Umrichter mit Kühlung, die Ansteuerung sowie die passiven Komponenten. Da die Topologien mit Tiefsetzsteller jeweils einen Umrichter mit Ansteuerung und Induktivität mehr erfordern, sind die Kosten entsprechend höher bewertet.

Die erforderliche Bauleistung wurde hinreichend in Kap. 6.5 und 7.3 untersucht. Die angegebenen Werte beziehen sich auf die simulativen Ergebnisse mit einer Batteriespannung von 24 V aus Abb. 7.2. Danach erfordert die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller und $U_{\text{DC}2,\text{N}} = 66,7 \text{ V}$ die höchste Bauleistung, gefolgt von der Topologie mit primärseitigem

Tiefsetzsteller und $U_{DC1,N} = 400\text{ V}$ und der Leistungsregelung über den Wechselrichter mit dem AVC-/AVC-PL-Verfahren.

Eine Bewertung der Kosten der Leistungshalbleiter ist in Kap. 7.3 gegeben. Die angegebenen Werte entsprechen den Ergebnissen aus Abb. 7.2, wobei wiederum $U_{DC1,N} = 400\text{ V}$ bzw. $U_{DC2,N} = 66,7\text{ V}$ angenommen wird. Bei Verwendung konventioneller Leistungshalbleiter weist die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller die höchsten Kosten auf, bei Verwendung alternativer Leistungshalbleiter die geringsten.

Effizienz

Die Beurteilung der Kategorie Effizienz geschieht auf Basis der simulativen Ergebnisse eines Systems mit 24 V-Batterie aus Abb. 7.5 und auf Basis der experimentellen Untersuchungen mit einer 48 V-Batterie aus Abb. 7.9 jeweils für die minimale und maximale Kopplung. Es lässt sich erkennen, dass eine Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Regelung nach dem AVC-/AVC-PL-Verfahren in allen Betriebspunkten gleichwertig zu den Topologien mit Tiefsetzsteller oder diesen überlegen ist. Ein Vergleich der Verfahren mit Tiefsetzsteller untereinander führt zu keinem eindeutigen Ergebnis. Wird der maximale Wirkungsgrad als Kriterium herangezogen, so ist die Variante mit primärseitigem Tiefsetzsteller vorzuziehen. Wird dagegen der Wirkungsgrad bei minimaler Kopplung herangezogen, so ist die Variante mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller vorteilhaft.

Als Fazit des Vergleichs lässt sich feststellen, dass keine der betrachteten Topologien vollständig in allen Kriterien einer anderen Topologie überlegen ist. Die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter kann jedoch gegenüber den Topologien mit Tiefsetzsteller einige wichtige Vorteile vorweisen. Sie ermöglicht einen vollständigen Teillastbetrieb, zeichnet sich aus durch ein vergleichsweise geringes Volumen und geringe Kosten und erzielt den höchsten Wirkungsgrad. Aufgrund dieser Eigenschaften kann angenommen werden, dass die Topologie für eine Vielzahl von Anwendungen die bevorzugte Wahl darstellt. Letztlich ist die Wahl einer geeigneten leistungselektronischen Topologie aber von den Randbedingungen der zugrunde liegenden Anwendung abhängig. So kann es Fälle geben, bei denen der Einsatz eines Tiefsetzstellers erforderlich ist (z.B. in Anwendungen, in denen harte Schaltvorgänge im Wechselrichter vermieden werden sollen).

7.9 Zusammenfassung

In diesem Kapitel erfolgt die konkrete Auslegung induktiver Energieübertragungssysteme mit einem konventionellen Übertrager und einem Dual-Tap-Übertrager für das Anwendungsumfeld eines Flurförderfahrzeugs (24 V bzw. 48 V-Batteriespannung, Randbedingungen nach

Kap. 2). Die Auslegung geschieht für die drei betrachteten leistungselektronischen Topologien: ohne Tiefsetzsteller, mit primärseitigem Tiefsetzsteller und mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller. Die Topologien werden umfangreichen simulativen Untersuchungen zum Wirkungsgrad unterzogen, die auf Basis virtueller Leistungshalbleiter erfolgen. Zur Verifikation der simulativen Ergebnisse werden alle Topologien im Labor realisiert und experimentell untersucht. Darüber hinaus erfolgt der Einbau der primärseitigen Komponenten des Ladesystems in eine eigens konzipierte Ladeeinrichtung und der sekundärseitigen Komponenten in ein Flurförderfahrzeug. Der Ladebetrieb mit dem Flurförderfahrzeug wird unter realen Bedingungen demonstriert und analysiert.

In einem ersten Schritt können die analytisch berechneten Effektivwerte der Ströme in den leistungselektronischen Komponenten aus Kap. 6 simulativ bestätigt werden. Des Weiteren kann gezeigt werden, dass die Bauleistung der Leistungshalbleiter für die Topologie ohne Tiefsetzsteller am geringsten ist, gefolgt von der Topologie mit primärseitigem Tiefsetzsteller und sekundärseitigem Tiefsetzsteller. Aufgrund der unterschiedlichen Leistungshalbleiter, die zum Einsatz kommen, spiegelt die Bauleistung jedoch nicht die Kosten wider. Es wird gezeigt, dass die Topologie mit sekundärseitigem Tiefsetzsteller trotz der höchsten Bauleistung die geringsten Leistungshalbleiter-Kosten aufweist, sofern moderne Leistungshalbleiter wie SiC-MOSFETs und -Dioden zum Einsatz kommen.

In den simulativen bzw. experimentellen Analysen zum Wirkungsgrad kann herausgestellt werden, dass mittels konventioneller Leistungshalbleiter kein Wirkungsgrad erreichbar ist, der den Anforderungen genügt. Durch den Einsatz von SiC-Leistungshalbleitern lassen sich hingegen Wirkungsgrade erreichen, die bei Nennleistung deutlich über 90 % liegen und damit ebenso hoch wie bei induktiven Ladesystemen für Fahrzeuge mit Hochvoltbatterien. Als Ergebnis zeigt sich zudem, dass eine Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter nach dem AVC-/AVC-PL-Verfahren die höchste Effizienz erzielt.

In der Untersuchung zum Übertrageraufbau kann exemplarisch anhand eines Übertragers mit zwei Wicklungen auf der Primärseite gezeigt werden, dass der Wirkungsgrad gegenüber einem konventionellen Übertrager in den kritischen Betriebspunkten (kleine Kopplung, Nennleistung) erheblich gesteigert werden kann. Damit bietet das Konzept des Multi-Tap-Übertragers nicht nur Vorteile hinsichtlich der Reduzierung der Leistungshalbleiter-Bauleistung, sondern auch hinsichtlich der Effizienz.

In einer abschließenden Untersuchung kann für einen Ladebetrieb mit dem Flurförderfahrzeug, bei dem ein Wirkungsgrad von mindestens 89,6 % bei Nennleistung erzielt werden kann, der Nachweis erbracht werden, dass das entwickelte System die Anforderungen aus Kap. 2 erfüllt.

8 Zusammenfassung, Fazit und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit werden induktive Energieübertragungssysteme zur Ladung der Traktionsbatterie von Elektrofahrzeugen thematisiert. In einem allgemeingültigen Teil der Arbeit werden aktuelle Methoden und Verfahren zur Auslegung und zum Betrieb des Übertragers und der leistungselektronischen Komponenten beschrieben und verglichen und es werden neue Ansätze erarbeitet. Die Verifikation der Ergebnisse erfolgt exemplarisch anhand eines induktiven Ladesystems mit einer Nennleistung von 6 kW, das für den Einsatz in einem Flurförderfahrzeug mit Batteriespannungen von 24 V und 48 V entwickelt wird.

Nach der Definition der Randbedingungen zum betrachteten Flurförderfahrzeug in Kap. 2 und einer allgemeinen Beschreibung theoretischer Grundlagen in Kap. 3 erfolgt in Kap. 4 die detaillierte Untersuchung der magnetischen Eigenschaften von schwach gekoppelten Übertragern. Es wird das allgemeingültige Konzept der analytischen Beschreibung flach gewickelter Übertrager im magnetisch äquivalenten Kreis vorgestellt. Es kann gezeigt werden, dass mit diesem Konzept eine einfache Bestimmung grundlegender Übertragereigenschaften wie der Kopplung und des A_L -Wertes möglich ist. Des Weiteren erfolgt die konkrete Realisierung eines flach gewickelten Übertragers für das betrachtete Flurförderfahrzeug. Durch 2D- und 3D-Magnetfeldsimulationen und vergleichende Labormessungen werden die Übertragerparameter Kopplung, A_L -Wert und Widerstandskonstante bestimmt.

In Kap. 5 wird der beidseitig seriell kompensierte Übertrager anhand des elektrischen Ersatzschaltbildes analysiert. Anstelle der in der Literatur üblichen Betrachtung eines Lastwiderstands erfolgen die Untersuchungen allgemeingültig für eine variable Primär- und Sekundärspannung. Basierend auf diesen Ergebnissen werden die Grundlagen für eine primär- und sekundärseitige Leistungsregelung sowie für eine wirkungsgradoptimale Auslegung des Windungszahlverhältnisses hergeleitet. In einem weiteren Schritt wird mit dem Multi-Tap-Transformator ein neues Konzept für einen Übertrageraufbau mit mehreren Wicklungen auf der Primär und/oder der Sekundärseite präsentiert. Es kann gezeigt werden, dass im Vergleich zu einem konventionellen Übertrager der resonante Strom erheblich reduziert werden kann, sodass die leistungselektronischen und passiven Komponenten kleiner dimensioniert werden können. Zudem ergeben sich Vorteile hinsichtlich des Wirkungsgrads.

In Kap. 6 wird ein Überblick über mögliche leistungselektronische Topologien gegeben, die detailliert untersucht werden. Es kann gezeigt werden, dass eine Topologie bestehend aus Wechselrichter und Gleichrichter mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter die geringste Leistungshalbleiter-Bauleistung erfordert, sofern das ADC- oder AVC-/AVC-PL-Verfahren zum Einsatz kommt. Topologien mit primär- oder sekundärseitigem Tiefsetzsteller erfordern generell eine etwas höhere Bauleistung. Darüber hinaus erfolgt in diesem Kapitel

eine Analyse der erforderlichen Leistungshalbleiter- und Kondensator-Bauleistung für ein System mit einem Übertrager mit zwei Abgriffen auf der Primärseite entsprechend dem in Kap. 5 vorgeschlagenen Konzept. Aus der Untersuchung geht hervor, dass die Bauleistungen des Wechselrichters und eines ggf. vorhandenen Tiefsetzstellers erheblich reduziert werden können. Die Kondensator-Bauleistung kann zudem reduziert werden, wenn das Verhältnis aus minimaler und maximaler Kopplung kleiner als 0,25 ist.

In Kap. 7 erfolgt die Auslegung eines induktiven Ladesystems in verschiedenen Varianten mit den leistungselektronischen Topologien aus Kap. 6 für das betrachtete Flurförderfahrzeug. In umfangreichen simulativen und experimentellen Untersuchungen kann gezeigt werden, dass ein Gesamtsystemwirkungsgrad von deutlich über 90 % erreicht werden kann, wenn moderne Leistungshalbleiter zum Einsatz kommen. Als besonders vorteilhaft erweisen sich SiC-MOSFETs im Wechselrichter. Als weiteres Ergebnis kann festgestellt werden, dass eine Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter nach dem AVC-/AVC-PL-Verfahren den höchsten Wirkungsgrad sowohl bei minimaler als auch maximaler Kopplung erzielt. Darüber hinaus kann in diesem Kapitel exemplarisch anhand eines Übertragers mit zwei Wicklungen auf der Primärseite demonstriert werden, dass durch das Konzept des Multi-Tap-Transformators der Wirkungsgrad in induktiven Energieübertragungssystemen signifikant gesteigert werden kann.

8.2 Fazit

Als Fazit dieser Arbeit lässt sich festhalten, dass induktive Ladesysteme für Elektrofahrzeuge mit Niedervoltbatterien Wirkungsgrade deutlich über 90 % erreichen können. Bei einer ganzheitlichen optimalen Auslegung von Übertrager und Leistungselektronik nach den in dieser Arbeit beschriebenen Ansätzen sowie bei Implementierung eines geeigneten Verfahrens zur Leistungsregelung liegt die Effizienz damit auf einem ebenso hohen Niveau wie bei entsprechenden induktiven Ladesystemen für Fahrzeuge mit Hochvoltbatterien. Im Vergleich zu kabelgebundenen Ladesystemen liegt der Wirkungsgrad nur geringfügig niedriger.

Aus praktischer Sicht können die Untersuchungen in dieser Arbeit wesentlich dazu beitragen, dass induktive Ladesysteme künftig in Elektrofahrzeugen mit Niedervoltbatterien, beispielsweise in Flurförderfahrzeugen im Intralogistik-Bereich, Verbreitung finden. Durch induktive Ladeeinrichtungen ließen sich bislang ungenutzte Standzeiten der Fahrzeuge zum Zwischenladen der Traktionsbatterie verwenden, sodass die Einsatzdauer der Fahrzeuge gesteigert und die Fahrzeugflotte insgesamt effizienter eingesetzt werden kann.

Aus wissenschaftlicher Sicht trägt diese Arbeit zu einem Fortschritt der Forschung auf dem Gebiet der induktiven Energieübertragung bei. Zum einen werden neue allgemeingültige Konzepte und analytische Methoden zur Auslegung und zum Betrieb von induktiven Energieübertragungssystemen vorgestellt. Zum anderen erfolgen erstmals fundierte Vergleiche

zum Wirkungsgrad, zur Funktionalität und zu den Kosten von induktiven Ladesystemen für Elektrofahrzeuge mit Niedervoltbatterien.

Das Konzept des Multi-Tap-Übertragers, das universell einsetzbar ist, hat sich bei den Untersuchungen als besonders vorteilhaft erwiesen. Im Vergleich zu einem konventionellen Übertrager kann der Wirkungsgrad erheblich gesteigert und Kosten und Aufwand gesenkt werden. Bei dem Vergleich der leistungselektronischen Topologien hat insbesondere die Topologie ohne Tiefsetzsteller mit einer Leistungsregelung über den Wechselrichter nach dem AVC-/AVC-PL-Verfahren überzeugt. Es ist anzunehmen, dass diese Topologie aufgrund der vergleichsweise geringen Kosten bzw. des geringen Aufwandes und des hohen Wirkungsgrades für viele Anwendungen in der Praxis die bevorzugte Wahl darstellt.

8.3 Ausblick

Die in dieser Arbeit vorgestellten Untersuchungen zum Multi-Tap-Übertrager behandeln den Fall, dass primär- und sekundärseitig derselbe Abgriff gewählt wird. Wird diese Restriktion aufgehoben, dann ergibt sich nach Tab. 5.1 eine Vielzahl weiterer möglicher Übertragerkonfigurationen, die in zukünftigen Arbeiten thematisiert werden könnten. Darüber hinaus sollte eine Erweiterung des Konzepts auf parallel kompensierte Topologien bzw. auf hybride Topologien (SP, PS) überprüft werden.

Hinsichtlich einer Optimierung der Leistungselektronik erscheint es aussichtsreich, die Verwendung von GaN-Transistoren in Erwägung zu ziehen. GaN-Transistoren sind in verschiedenen Spannungsklassen bis 650 V erhältlich und daher besonders interessant für den Einsatz im Wechselrichter oder in einem der Tiefsetzsteller. Aufgrund ihrer niedrigen Schaltverluste versprechen GaN-Transistoren eine Steigerung des Wirkungsgrades und ermöglichen einen Betrieb mit sehr hohen Schaltfrequenzen.

Als Gegenstand weiterer zukünftiger Untersuchungen kann das induktive Ladesystem dienen, das im Rahmen dieser Arbeit exemplarisch für das Flurförderfahrzeug mit Niedervoltbatterie entwickelt wurde. Es sollten Lösungen erarbeitet werden, wie die Wirbelstromverluste im Fahrzeugunterboden reduziert werden können, um so den Gesamtsystemwirkungsgrad weiter zu erhöhen. Dabei sollte die Möglichkeit überprüft werden, den Fahrzeugunterboden großflächig mit einer Aluminiumplatte abzuschirmen. Des Weiteren könnte eine Erhöhung der Systemnennleistung des Ladesystems in Betracht gezogen werden. Aus praktischer Sicht wäre dies ein interessanter Aspekt, da kurze Standzeiten des Fahrzeugs noch effektiver genutzt werden könnten.

9 Literaturverzeichnis

- [1] *Pressemitteilung Nr. 1/2016 - Jahresbilanz - Fahrzeugzulassungen im Dezember 2015*, Kraftfahrt-Bundesamt (KBA) Flensburg, Jan. 2016, abgerufen am 15.01.2016. (http://www.kba.de/DE/Presse/Pressemitteilungen/2016/Fahrzeugzulassungen/pm01_2016_n_01_16_pm_komplett.html?nn=716864).
- [2] Bücker, J., Bösing, M., Bredehorn, M., Canders, W. R., Cebulski, B., Doetsch, P. und De Doncker, R. et al.: *Elektrofahrzeuge - Bedeutung, Stand der Technik, Handlungsbedarf*. VDE-Studie, 2010.
- [3] Löser, R.: *ABC der Batteriesysteme - Informationen rund um die gängigen Akkumulatoren*. Bundesverband eMobilität e.V., Neue Mobilität 07, Seiten 20–21, April 2012.
- [4] *Im Fokus der Forschung - die Hochvoltbatterie*, Volkswagen AG, abgerufen am 17.12.2015. (<http://emobility.volkswagen.de/de/de/private/Technologie/Akkutechnologie.html>).
- [5] *BMW i - Reichweite & Antrieb*, BMW AG, abgerufen am 17.12.2015. (<http://www.bmw.de/de/neufahrzeuge/bmw-i/i3/2015/antrieb-reichweite.html>).
- [6] *BMW i3 im Alltagstest - Was passiert, wenn man den Akku ganz leerfährt?*, Focus Online, abgerufen am 18.12.2015. (http://www.focus.de/auto/elektroauto/bmw-i3-im-alltagstest-was-passiert-wenn-man-den-akku-ganz-leerfaehrt_id_3562890.html).
- [7] *Tesla: Keine Zukunft für Batteriewechsel-Stationen?*, ecomento.tv, Juni 2015, abgerufen am 17.12.2015. (<http://ecomento.tv/2015/06/11/tesla-batteriewechsel-stationen-ohne-zukunft>).
- [8] Covic, G.A., Kissin, M.L.G., Kacprzak, D., Clausen, N. und Hao, Hao: *A bipolar primary pad topology for EV stationary charging and highway power by inductive coupling*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, Seiten 1832–1838, Sept. 2011.
- [9] Zhang, Wei, Wong, Siu Chung, Tse, C.K. und Chen, Qianhong: *A study of sectional tracks in roadway inductive power transfer system*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, Seiten 822–826, Sept. 2011.
- [10] Chen, Liang, Nagendra, G.R., Boys, J.T. und Covic, G.A.: *Double-Coupled Systems for IPT Roadway Applications*. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE Journal of, 3(1):37–49, März 2015.
- [11] Hui, S.Y.R., Zhong, Wenxing und Lee, C.K.: *A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer*. *Power Electronics*, IEEE Transactions on, 29(9):4500–4511, Sept. 2014.

-
- [12] Moradewicz, A.J. und Kazmierkowski, M.P.: *Contactless Energy Transfer System With FPGA-Controlled Resonant Converter*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 57(9):3181–3190, Sept. 2010.
- [13] Budhia, M., Covic, G. und Boys, J.: *A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems*. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 2487–2492, Nov. 2010.
- [14] Budhia, M., Covic, G.A. und Boys, J.T.: *Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 26(11):3096–3108, Nov. 2011.
- [15] Chopra, S. und Bauer, P.: *Analysis and design considerations for a contactless power transfer system*. In: *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, Seiten 1–6, Okt. 2011.
- [16] Huang, Chang Yu, Boys, J.T., Covic, G.A. und Budhia, M.: *Practical considerations for designing IPT system for EV battery charging*. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, Seiten 402–407, Sept. 2009.
- [17] Zhang, Wei, Wong, Siu Chung, Tse, C.K. und Chen, Qianhong: *Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 29(6):2979–2990, Juni 2014.
- [18] Deshmukh, R.A. und Talange, D.B.: *Design of 1kW inductive power transfer system for electric vehicle*. In: *Advancements in Power and Energy (TAP Energy), 2015 International Conference on*, Seiten 93–97, Juni 2015.
- [19] Jiang, Wei, Xu, Song, Li, Nailu, Lin, Zhengyu und Williams, B.W.: *Wireless power charger for light electric vehicles*. In: *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2015 IEEE 11th International Conference on*, Seiten 562–566, Juni 2015.
- [20] Tritschler, J., Reichert, S. und Goeldi, B.: *A practical investigation of a high power, bidirectional charging system for electric vehicles*. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*, Seiten 1–7, Aug. 2014.
- [21] Zheng, Cong, Lai, Jih Sheng, Chen, Rui, Faraci, W.E., Ullah Zahid, Z., Gu, Bin, Zhang, Lanhua, Lisi, G. und Anderson, D.: *High-Efficiency Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charging Application*. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of, 3(1):65–74, März 2015.

-
- [22] Zheng, Cong, Lai, Jih Sheng, Chen, Rui, Faraci, W.E., Ullah Zahid, Z., Gu, Bin, Zhang, Lanhua, Lisi, G. und Anderson, D.: *High-Efficiency Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charging Application*. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of, 3(1):65–74, März 2015.
- [23] Pregla, Reinhold: *Grundlagen der Elektrotechnik*. Hüthig GmbH & Co. KG, Heidelberg, 7. Auflage, 2004.
- [24] Unbehauen, Prof. Dr. Ing. Rolf: *Grundlagen der Elektrotechnik 1 - Allgemeine Grundlagen, Lineare Netzwerke, Stationäres Verhalten*. Springer-Verlag, 1994.
- [25] Reinhold Paul, Dr. Ing. habil.: *Elektrotechnik 1 - Felder und einfache Stromkreise*. Springer, 1993.
- [26] Reinhold Paul, Dr. Ing. habil.: *Elektrotechnik 2- Netzwerke*. Springer, 1994.
- [27] Nam, I., Dougal, R. und Santi, E.: *Optimal design method to achieve both good robustness and efficiency in loosely-coupled wireless charging system employing series-parallel resonant tank with asymmetrical magnetic coupler*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, Seiten 3266–3276, Sept. 2013.
- [28] Hagemann, Gerd: *Leistungselektronik - Grundlagen und Anwendungen in der elektrischen Antriebstechnik*. AULA-Verlag GmbH, Verlag für Wissenschaft und Forschung, Wiebelsheim, 3. Auflage, 2006.
- [29] Fang Lin Luo, Hong Ye: *Power Electronics: Advanced Conversion Technologies*. CRC Press, 2010.
- [30] Schröder, Jens: *Batterie-Stützung mit DC/DC-Wandler und Doppelschichtkondensatoren für elektrische Fahrtriebe*. Dissertation, Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Technische Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2013.
- [31] Wen, Wei, Lee, Y. S., Hoi Lam Chow, M. und Cheng, D.K. W.: *Interleaved boost converter with zero diode reverse-recovery loss*. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 40(4):1271–1285, Okt. 2004.
- [32] Funaki, T., Matsushita, Masashi, Sasagawa, M., Kimoto, T. und Hikiyama, T.: *A Study on SiC Devices in Synchronous Rectification of DC-DC Converter*. In: *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, Seiten 339–344, Feb. 2007.
- [33] Gorgerino, A., Guerra, A., Kinzer, D. und Marcinkowski, J.: *Comparison of High Voltage Switches in Automotive DC-DC Converter*. In: *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, Seiten 360–367, April 2007.

-
- [34] Chigira, M., Nagatsuka, Y., Kaneko, Y., Abe, S., Yasuda, T. und Suzuki, A.: *Small-size light-weight transformer with new core structure for contactless electric vehicle power transfer system*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, Seiten 260–266, Sept. 2011.
- [35] Budhia, M., Covic, G.A., Boys, J.T. und Huang, Chang Yu: *Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, Seiten 614–621, Sept. 2011.
- [36] Kobayashi, K., Yoshida, N., Kamiya, Y., Daisho, Y. und Takahashi, S.: *Development of a non-contact rapid charging inductive power supply system for electric-driven vehicles*. In: *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, Seiten 1–6, Sept. 2010.
- [37] Fujita, I., Yamanaka, T., Kaneko, Y., Abe, S. und Yasuda, T.: *A 10kW transformer with a novel cooling structure of a contactless power transfer system for electric vehicles*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, Seiten 3643–3650, Sept. 2013.
- [38] Achterberg, J., Lomonova, E.A. und Boeij, Jeroen de: *Coil Array Structures Compared for Contactless Battery Charging Platform*. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 44(5):617–622, Mai 2008.
- [39] Elliott, G., Raabe, S., Covic, G.A. und Boys, J.T.: *Multiphase Pickups for Large Lateral Tolerance Contactless Power-Transfer Systems*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(5):1590–1598, Mai 2010.
- [40] Ho, T.C.Y., Gomersall, B. und Ran, Li: *Contactless charging for electric vehicles with a large air gap*. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, Seiten 1–10, Aug. 2011.
- [41] Liu, Nan und Habetler, T.G.: *A study of designing a universal inductive charger for Electric Vehicles*. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Seiten 4528–4533, Nov. 2013.
- [42] Ning, Puqi, Miller, J.M., Onar, O.C. und White, C.P.: *A compact wireless charging system for electric vehicles*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, Seiten 3629–3634, Sept. 2013.
- [43] Wu, H.H., Gilchrist, A., Sealy, K.D. und Bronson, D.: *A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control*. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 8(3):585–595, Aug. 2012.

-
- [44] Nagatsuka, Y., Ehara, N., Kaneko, Y., Abe, S. und Yasuda, T.: *Compact contactless power transfer system for electric vehicles*. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, Seiten 807–813, Juni 2010.
- [45] Budhia, M., Boys, J.T., Covic, G.A. und Huang, Chang Yu: *Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(1):318–328, Jan. 2013.
- [46] Alatalo, M., Palmberg, E., Lundmark, S.T., Thiringer, T. und Karlsson, R.: *Wireless charging for vehicles-some key elements*. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*, Seiten 1–7, Aug. 2014.
- [47] Kurschner, D. und Rathge, C.: *Integrated contactless power transmission systems with high positioning flexibility*. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, Seiten 1696–1703, Sept. 2008.
- [48] Moon, S. und Moon, Gun Woo: *Wireless Power Transfer System with an Asymmetric 4-Coil Resonator for Electric Vehicle Battery Chargers*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP(99):1–1, 2015.
- [49] Miller, J.M., White, C.P., Onar, O.C. und Ryan, P.M.: *Grid side regulation of wireless power charging of plug-in electric vehicles*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, Seiten 261–268, Sept. 2012.
- [50] Roskopf, A., Bar, E. und Joffe, C.: *Influence of Inner Skin- and Proximity Effects on Conduction in Litz Wires*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 29(10):5454–5461, Okt. 2014.
- [51] Rossmannith, H., Doebroenti, M., Albach, M. und Exner, D.: *Measurement and Characterization of High Frequency Losses in Nonideal Litz Wires*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 26(11):3386–3394, Nov. 2011.
- [52] Acero, J., Alonso, R., Burdio, J.M., Barragan, L.A. und Puyal, D.: *Frequency-dependent resistance in Litz-wire planar windings for domestic induction heating appliances*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(4):856–866, Juli 2006.
- [53] Auvigne, C., Germano, P., Perriard, Y. und Ladas, D.: *About tuning capacitors in inductive coupled power transfer systems*. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, Seiten 1–10, Sept. 2013.
- [54] Miskiewicz, R.M., Moradewicz, A.J. und Kazmierkowski, M.P.: *Contactless battery charger with bi-directional energy transfer for plug-in vehicles with vehicle-to-grid capability*. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, Seiten 1969–1973, Juni 2011.

-
- [55] Wang, Chwei Sen, Stielau, O.H. und Covic, G.A.: *Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 52(5):1308–1314, Okt. 2005.
- [56] Stielau, O.H. und Covic, G.A.: *Design of loosely coupled inductive power transfer systems*. In: *Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on*, Band 1, Seiten 85–90 vol.1, 2000.
- [57] Villa, J.L., Sallan, J., Sanz Osorio, J.F. und Llombart, A.: *High-Misalignment Tolerant Compensation Topology For ICPT Systems*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 59(2):945–951, Feb. 2012.
- [58] Zhang, Yiming, Zhao, Zhengming und Chen, Kainan: *Frequency splitting analysis of magnetically-coupled resonant wireless power transfer*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, Seiten 2227–2232, Sept. 2013.
- [59] Cho, Shin Young, Lee, Il Oun, Moon, SangCheol, Moon, Gun Woo, Kim, Bong Chul und Kim, Ki Young: *Series-series compensated wireless power transfer at two different resonant frequencies*. In: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*, Seiten 1052–1058, Juni 2013.
- [60] Hou, Jia, Chen, Qianhong, Yan, Kaiqin, Ren, Xiaoyong, Wong, Siu Chung und Tse, C.K.: *Analysis and control of S/SP compensation contactless resonant converter with constant voltage gain*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, Seiten 2552–2558, Sept. 2013.
- [61] Zhang, Wei, Wong, Siu Chung, Tse, C.K. und Chen, Qianhong: *Compensation technique for optimized efficiency and voltage controllability of IPT systems*. In: *Circuits and Systems (ISCAS), 2012 IEEE International Symposium on*, Seiten 225–228, Mai 2012.
- [62] Nakadachi, S., Mochizuki, S., Sakaino, S., Kaneko, Y., Abe, S. und Yasuda, T.: *Bi-directional contactless power transfer system expandable from unidirectional system*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, Seiten 3651–3657, Sept. 2013.
- [63] Thenathayalan, I.D. und Joung-Hu, Park: *A novel Series-Series-Parallel Resonant Converter topology with loosely coupled transformers*. In: *Industrial Technology (ICIT), 2014 IEEE International Conference on*, Seiten 431–435, Feb. 2014.
- [64] Hou, Jia, Chen, Qianhong, Ren, Xiaoyong, Ruan, Xinbo, Wong, Siu Chung und Tse, C.K.: *Precise Characteristics Analysis of Series/Series-Parallel Compensated Contactless Resonant Converter*. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of, 3(1):101–110, März 2015.

-
- [65] Zhang, Wei, Wong, Siu Chung, Tse, C.K. und Chen, Qianhong: *Load-Independent Duality of Current and Voltage Outputs of a Series- or Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Converter With Optimized Efficiency*. Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of, 3(1):137–146, März 2015.
- [66] Wang, Chwei Sen, Stielau, O.H. und Covic, G.A.: *Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 52(5):1308–1314, Okt. 2005.
- [67] Kürschner, Daniel: *Methodischer Entwurf toleranzbehafteter induktiver Energieübertragungssysteme*. Shaker Verlag GmbH, 2010.
- [68] Peschiera, B. und Williamson, S.S.: *Review of inductive power transfer technology for electric and plug-in hybrid electric vehicles*. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Seiten 4672–4677, Nov. 2013.
- [69] Pantic, Z., Lee, K. und Lukic, S.: *Inductive power transfer by means of multiple frequencies in the magnetic link*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, Seiten 2912–2919, Sept. 2013.
- [70] Steigerwald, R.L.: *A comparison of half-bridge resonant converter topologies*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1987 IEEE*, Seiten 135–144, März 1987.
- [71] Wu, H.H., Gilchrist, A., Sealy, K. und Bronson, D.: *A 90 percent efficient 5kW inductive charger for EVs*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, Seiten 275–282, Sept. 2012.
- [72] Neves, A., Sousa, D.M., Roque, A. und Terras, J.M.: *Analysis of an inductive charging system for a commercial electric vehicle*. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, Seiten 1–10, Aug. 2011.
- [73] Mukhopadhyay, S.C., Gupta, G.S. und Lake, B.J.: *Design of a Contactless Battery Charger for Micro-robots*. In: *Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2008. IMTC 2008. IEEE*, Seiten 985–990, Mai 2008.
- [74] Joffe, C., Ditze, S. und Roskopf, A.: *A novel positioning tolerant inductive power transfer system*. In: *Electric Drives Production Conference (EDPC), 2013 3rd International*, Seiten 1–7, Okt. 2013.
- [75] Covic, G.A., Boys, J.T., Tam, A.M.W. und Peng, J.C. H.: *Self tuning pick-ups for inductive power transfer*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, Seiten 3489–3494, Juni 2008.

- [76] Mercier, P.P. und Chandrakasan, A.P.: *Rapid Wireless Capacitor Charging Using a Multi-Tapped Inductively-Coupled Secondary Coil*. Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, 60(9):2263–2272, Sept. 2013.
- [77] Kolar, J.W. und Friedli, T.: *The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems x2014;Part I*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 28(1):176–198, Jan. 2013.
- [78] Kim, Yun Sung, Sung, Won Yong und Lee, Byoung Kuk: *Comparative Performance Analysis of High Density and Efficiency PFC Topologies*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 29(6):2666–2679, Juni 2014.
- [79] Biela, J., Hassler, D., Miniböck, J. und Kolar, J.W.: *Optimal design of a 5kW/dm³ / 98.3rectifier*. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, Seiten 1709–1716, Juni 2010.
- [80] Petersen, M. und Fuchs, F.W.: *Load dependent power control in series-series compensated electric vehicle inductive power transfer systems*. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*, Seiten 1–10, Aug. 2014.
- [81] Bai, Sanzhong, Pantic, Z. und Lukic, S.: *A comparison study of control strategies for ZVS resonant converters*. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 256–262, Nov. 2010.
- [82] Burdio, J.M., Barragan, L.A., Monterde, F., Navarro, D. und Acero, J.: *Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 19(2):461–469, März 2004.
- [83] Jittakort, J., Yachiangkam, S., Sangswang, A., Naetiladdanon, S., Koumpai, C. und Chudjuarjeen, S.: *A variable-frequency asymmetrical voltage-cancellation control of series resonant inverters in domestic induction cooking*. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, Seiten 2320–2327, Mai 2011.
- [84] Boys, J.T., Huang, C. Y. und Covic, G.A.: *Single-phase unity power-factor inductive power transfer system*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, Seiten 3701–3706, Juni 2008.
- [85] Liu, Nan und Habetler, T.G.: *Design of an on-board charger for universal inductive charging in electric vehicles*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, Seiten 4544–4549, Sept. 2015.
- [86] Diekhans, Tobias und Doncker, Rik W.De: *A Pareto-Based Comparison of Power Electronic Topologies for Inductive Power Transfer*. In: *PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, Seiten 1–9, Mai 2015.

- [87] Diekhans, T., Stewing, F., Engelmann, G., Hoek, H. van und De Doncker, R.W.: *A systematic comparison of hard- and soft-switching topologies for inductive power transfer systems*. In: *Electric Drives Production Conference (EDPC), 2014 4th International*, Seiten 1–8, Sept. 2014.
- [88] Youssef, M.Z. und Jain, P.K.: *A review and performance evaluation of control techniques in resonant converters*. In: *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, Band 1, Seiten 215–221 Vol. 1, Nov. 2004.
- [89] Huang, Zhicong, Wong, Siu Chung und Tse, C.K.: *Design methodology of a series-series inductive power transfer system for electric vehicle battery charger application*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, Seiten 1778–1782, Sept. 2014.
- [90] Lee, Jun Young und Han, Byung Moon: *A Bidirectional Wireless Power Transfer EV Charger Using Self-Resonant PWM*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 30(4):1784–1787, April 2015.
- [91] Villar, I., Iruretagoyena, U., Rujas, A., Garcia-Bediaga, A. und Arenaza, I. Perez de: *Design and implementation of a SiC based contactless battery charger for electric vehicles*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, Seiten 1294–1300, Sept. 2015.
- [92] Onar, O.C., Chinthavali, M., Campbell, S., Ning, Puqi, White, C.P. und Miller, J.M.: *A SiC MOSFET based inverter for wireless power transfer applications*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, Seiten 1690–1696, März 2014.
- [93] Tanabe, H., Kojima, T., Imakiire, A., Fuji, K., Kozako, M. und Hikita, M.: *Comparison performance of Si-IGBT and SiC-MOSFET used for high efficiency inverter of contactless power transfer system*. In: *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2015 IEEE 11th International Conference on*, Seiten 707–710, Juni 2015.
- [94] Mohr, M. und Fuchs, F.W.: *Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with DC to DC boost converters for fuel cell generation systems*. In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, Seiten 10 pp.–P.10, Sept. 2005.
- [95] Franke, W. T., Mohr, M. und Fuchs, F.W.: *Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, Seiten 1814–1820, Juni 2008.
- [96] Chinthavali, M., Onar, O.C., Campbell, S.L. und Tolbert, L.M.: *Isolated wired and wireless battery charger with integrated boost converter for PEV applications*. In:

- Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, Seiten 607–614, Sept. 2015.
- [97] Miller, J.M., Onar, O.C. und Chinthavali, M.: *Primary-Side Power Flow Control of Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Charging*. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE Journal of, 3(1):147–162, März 2015.
- [98] Ibrahim, M., Pichon, L., Bernard, L., Razek, A., Houivet, J. und Cayol, O.: *Advanced Modeling of a 2-kW Series Resonating Inductive Charger for Real Electric Vehicle*. *Vehicular Technology*, IEEE Transactions on, 64(2):421–430, Feb. 2015.
- [99] Haldi, R. und Schenk, K.: *A 3.5 kW wireless charger for electric vehicles with ultra high efficiency*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, Seiten 668–674, Sept. 2014.
- [100] Deng, Junjun, Lu, Fei, Siqi, Li, Nguyen, Trong Duy und Mi, C.: *Development of a high efficiency primary side controlled 7kW wireless power charger*. In: *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2014 IEEE International*, Seiten 1–6, Dez. 2014.
- [101] Deng, Junjun, Li, Weihang, Li, Siqi und Mi, C.: *Magnetic integration of LCC compensated resonant converter for inductive power transfer applications*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, Seiten 660–667, Sept. 2014.
- [102] Pevere, A., Petrella, R., Mi, C.C. und Zhou, Shijie: *Design of a high efficiency 22 kW wireless power transfer system for EVs fast contactless charging stations*. In: *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2014 IEEE International*, Seiten 1–7, Dez. 2014.
- [103] Malesani, L., Rossetto, L., Tenti, P. und Tomasin, P.: *AC/DC/AC PWM converter with minimum energy storage in the DC link*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, Seiten 306–311, März 1993.
- [104] Graovac, D., Pürschel, M. und Kiep, A.: *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*. Infineon Technologies AG, Am Campeon 1-12, 85579 Neubiberg, Germany, Juli 2006. Application Note V 1.1.
- [105] Brown, J.: *Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance*. Vishay Siliconix, Dez. 2004. Application Note 608.
- [106] Li, Jieli, Abdallah, T. und Sullivan, C.R.: *Improved calculation of core loss with non-sinusoidal waveforms*. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, Band 4, Seiten 2203–2210 vol.4, Sept. 2001.

- [107] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection: *Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)*. Health Physics, 74:494–522, April 1998.
- [108] *Kabelloses Laden von Elektrofahrzeugen*. Abschlussbericht FuE-Programm "Förderung von Forschung und Entwicklung im Bereich der Elektromobilität", Conductix-Wampfler AG, Daimler AG, Weil am Rhein, Okt 2011.
- [109] Jung, Guho, Song, Boyune, Shin, Seungyong, Lee, Seokhwan, Shin, Jaegue, Kim, Yangsu, Lee, ChungHee und Jung, SangHun: *Wireless charging system for On-Line Electric Bus(OLEB) with series-connected road-embedded segment*. In: *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2013 12th International Conference on*, Seiten 485–488, Mai 2013.
- [110] *Braunschweig fährt induktiv! - Der erste emil-Elektrobus ist auf der M19 unterwegs.*, Braunschweiger Verkehrs-AG, Feb. 2014, abgerufen am 05.01.2016. (http://www.verkehr-bs.de/fileadmin/user_upload/downloads/Emil/Newsletter_4__v.pdf).
- [111] Diekhans, T. und De Doncker, R.W.: *A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations and Partial Load*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 30(11):6320–6328, Nov. 2015.
- [112] Nguyen, Trong Duy, Li, Siqi, Li, Weihan und Mi, C.C.: *Feasibility study on bipolar pads for efficient wireless power chargers*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, Seiten 1676–1682, März 2014.
- [113] Lee, Il Oun und Moon, Gun Woo: *Analysis and Design of a Three-Level LLC Series Resonant Converter for High- and Wide-Input-Voltage Applications*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 27(6):2966–2979, Juni 2012.
- [114] Krismer, F. und Kolar, J.W.: *Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 59(7):2745–2760, Juli 2012.
- [115] Ryu, Myunghyo, Jung, Donggeun, Baek, Juwon und Kim, Heunggeun: *An optimized design of bi-directional dual active bridge converter for low voltage battery charger*. In: *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International*, Seiten 177–183, Sept. 2014.
- [116] Musavi, F., Craciun, M., Gautam, D.S., Eberle, W. und Dunford, W.G.: *An LLC Resonant DC-DC Converter for Wide Output Voltage Range Battery Charging Applications*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 28(12):5437–5445, Dez. 2013.

-
- [117] De Bernardinis, A., Butterbach, S., Lallemand, R., Jeunesse, A., Coquery, G. und Aubin, P.: *Double resonant converter topology with fast switching semiconductors for lead-acid battery charger used in hybrid electric locomotive*. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, Seiten 239–244, Juni 2011.
- [118] Seliger, B., Popov, J., Eckardt, B. und März, M.: *Isolated High Voltage DC/DC Converter for Auxiliary Power Supply in Commercial Vehicles*. In: *PCIM Europe 2013; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, May 2013.
- [119] Zeljkovic, S., Reiter, T. und Gerling, D.: *Efficiency Optimized Single-Stage Reconfigurable DC/DC Converter for Hybrid and Electric Vehicles*. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, 2(3):496–506, Sept. 2014.
- [120] Chien, C.H., Wang, Y.H., Lin, B.R. und Liu, C.H.: *Implementation of an interleaved resonant converter for high-voltage applications*. *Power Electronics, IET*, 5(4):447–455, April 2012.

10 Anhang

10.1 Literaturüberblick über induktive Energieübertragungssysteme und Systeme zur kabelgebundenen Ladung

Literatur	$P_{\text{Bat,N}} / \text{kW}$	$U_{\text{DC1}} / \text{V}$	$U_{\text{Bat}} / \text{V}$	f / kHz	$\eta_{\text{DC-DC}}(P_{\text{Bat,N}}) / \%$	k
[20]	22	800	280–400	100	96–97,5	0,4
[42]	3	–	370	24/49	≈ 89	–
[21, 22]	4	320	250–450	156	95–96	0,25/0,52
[12]	3	–	–	60	90–95	0,2–0,8
[71]	5	400	300	20	91–94	$\geq 0,17$
[111]	3	400	400	35	92,1–95,8	0,19–0,45
[89]	4	400	400	100–200	93,4–94,5	$\approx 0,4$
[90]	6,6	400	350–400	20,3	88,1–95,3	–
[74]	3	400	250–400	≤ 150	≤ 94	0,25–0,6
[102]	5	400	–	69	≈ 89 (DC-AC)	0,295*
[96]	6,6	–	310	22	88–89	0,23
[91]	3,2	300–450	350–400	100	–	$\leq 0,4$
[97]	7	135	420	23	80–89	$\approx 0,2–0,3$
[18]	1	72	48	15	$\approx 88,6$	0,21
[98]	2	271	300	33	$\approx 89,2$	0,409*
[19]	0,25	16–25	48	31,5	≈ 65	–
[48]	3,3	$\geq 337,5$	283	90	90,5–96,6	0,191/0,284
[99]	3,5	400	310–410	96	94,3–96,5	0,098–0,219
[100]	7	425	300–450	79	≤ 93	0,32
[101]	5,6	≤ 450	300–450	95	93–95,4	0,14–0,3
[112]	8	≈ 425	440–500	–	$\leq 95,7$	0,188–0,311

Tab. 10.1: Literaturüberblick: Parameter induktiver Energieübertragungssysteme zur Ladung von Elektrofahrzeugen, *berechnet aus gegebenen Werten der Eigeninduktivitäten und der Gegeninduktivität

Literatur	$P_{\text{Bat,N}} / \text{kW}$	$U_{\text{DC1}} / \text{V}$	$U_{\text{DC2}} / \text{V}$	f / kHz	$\eta_{\text{DC-DC}}(P_{\text{Bat,N}}) / \%$
[113]	1	400–600	48	50	94,4–95,1
[114]	2	240–450	11–16	100	$\approx 89–94$
[115]	5	380	20–28	50–70	–
[116]	0,65	390	48–72	152	≈ 96
[117]	5,4	540	72	33,3	89–93
[118]	5	225–400	16–32	100	$\approx 93,2–94,1$
[119]	3	240–420	10,6–16	100	≈ 92
[120]	0,96	480–550	24	110	$\approx 88,5–90,5$

Tab. 10.2: Literaturüberblick: Parameter von DC/DC-Wandler-Systemen zur kabelgebundenen Ladung von Elektrofahrzeugen mit Niedervoltbatterien

10.2 Herleitung der Stromeffektivwerte im Tiefsetzsteller

Auf Basis der Gleichungen 3.46 bis 3.51 lassen sich die Effektivwerte des Ventils und der Freilaufdiode des Tiefsetzstellers bestimmen. Für das Ventil folgt:

$$\begin{aligned}
I_{V,TSS} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{V,TSS}(t)^2 dt} = \tilde{i}_{V,TSS} \\
&= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{a_{TSS} T_s} i_{L,TSS}(t)^2 dt} \\
&= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{a_{TSS} T_s} \left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} + \frac{\Delta i_{L,TSS}}{a_{TSS} T_s} t \right)^2 dt} \\
&= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{a_{TSS} T_s} \left(\left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} \right)^2 + 2 \cdot \left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} \right) \cdot \frac{\Delta i_{L,TSS}}{a_{TSS} T_s} t + \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{a_{TSS}^2 T_s^2} t^2 \right) dt} \\
&= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} \right)^2 t + \left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} \right) \cdot \frac{\Delta i_{L,TSS}}{a_{TSS} T_s} t^2 + \frac{1}{3} \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{a_{TSS}^2 T_s^2} t^3 \right]_0^{a_{TSS} T_s}} \\
&= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} \right)^2 a_{TSS} T_s + \left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} \right) \cdot \frac{\Delta i_{L,TSS}}{a_{TSS} T_s} (a_{TSS} T_s)^2 + \frac{1}{3} \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{a_{TSS}^2 T_s^2} (a_{TSS} T_s)^3 \right]} \\
&= \sqrt{\left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} \right)^2 a_{TSS} + \left(\bar{i}_{L,TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}}{2} \right) \cdot \Delta i_{L,TSS} a_{TSS} + \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{3} a_{TSS}} \\
&= \sqrt{\left(\bar{i}_{L,TSS}^2 - \bar{i}_{L,TSS} \cdot \Delta i_{L,TSS} + \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{4} \right) \cdot a_{TSS} + \bar{i}_{L,TSS} \Delta i_{L,TSS} a_{TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{2} a_{TSS} + \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{3} a_{TSS}} \\
&= \sqrt{\bar{i}_{L,TSS}^2 a_{TSS} - \bar{i}_{L,TSS} \Delta i_{L,TSS} a_{TSS} + \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{4} a_{TSS} + \bar{i}_{L,TSS} \Delta i_{L,TSS} a_{TSS} - \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{2} a_{TSS} + \frac{\Delta i_{L,TSS}^2}{3} a_{TSS}} \\
&= \sqrt{a_{TSS} \left(\bar{i}_{L,TSS}^2 + \frac{1}{12} \Delta i_{L,TSS}^2 \right)} \\
&= \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{a_{TSS} \left(\Delta i_{L,TSS}^2 + 12 \bar{i}_{L,TSS}^2 \right)}. \tag{10.1}
\end{aligned}$$

Die Berechnung für die Freilaufdiode erfolgt, abgesehen davon, dass die untere Grenze des Integrals zu $a_{TSS} T_s$ und die obere Grenze zu T_s zu wählen ist, vollkommen analog. Es ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 I_{D,TSS} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D,TSS}(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{a_{TSS} T_s}^{T_s} i_{L,TSS}(t)^2 dt} \\
 &= \dots = \frac{\sqrt{3}}{6} \sqrt{(1 - a_{TSS}) \left(\Delta i_{L,TSS}^2 + 12 \bar{i}_{L,TSS}^2 \right)} \\
 &= \tilde{i}_{D,TSS}.
 \end{aligned} \tag{10.2}$$

10.3 Parameter des Übertragers für das Flurförderfahrzeug

Parameter	Variable	Wert / mm
Länge der Übertragerplatte	l_{Pl}	640
Breite der Übertragerplatte	b_{Pl}	500
Höhe der Übertragerplatte	$h_{Pl,a}$	20
Länge eines Ferritstabs	l_{Ft}	160
Breite eines Ferritstabs	b_{Ft}	40
Dicke eines Ferritstabs	d_{Ft}	5
Radius eines Ferritstabs Längsseite / Querseite	$r_{Ft,i}, r_{Ft,a}$	145, 305 / 75, 235
Breite der Spule	b_{Sp}	≤ 150
Radius der Spule Längsseite / Querseite	$r_{Sp,i}, r_{Sp,a}$	$\geq 150, \leq 300 / \geq 80, \leq 230$
Durchmesser der Kupferwicklung	d_{Cu}	5

Tab. 10.3: Parameter für den Übertrageraufbau nach Abb. 4.9

10.4 Simulative Bestimmung der Kopplung

10.4.1 Untersuchung der optimalen Wicklungsanordnung

Zur Untersuchung der optimalen Spulenposition auf dem Ferritkern wird die Spulenbreite b_{Sp} der Primär- und Sekundärspule variiert und die Spule mittig ($r_{Sp,i} + r_{Sp,a} = \text{const.}$), innen ($r_{Sp,i} = \text{const.}$) bzw. außen ($r_{Sp,a} = \text{const.}$) positioniert. Die Ergebnisse für den Kopplungsfaktor mit und ohne Fahrzeugchassis für die beiden Simulationsmodelle sind in Abb. 10.1 dargestellt.

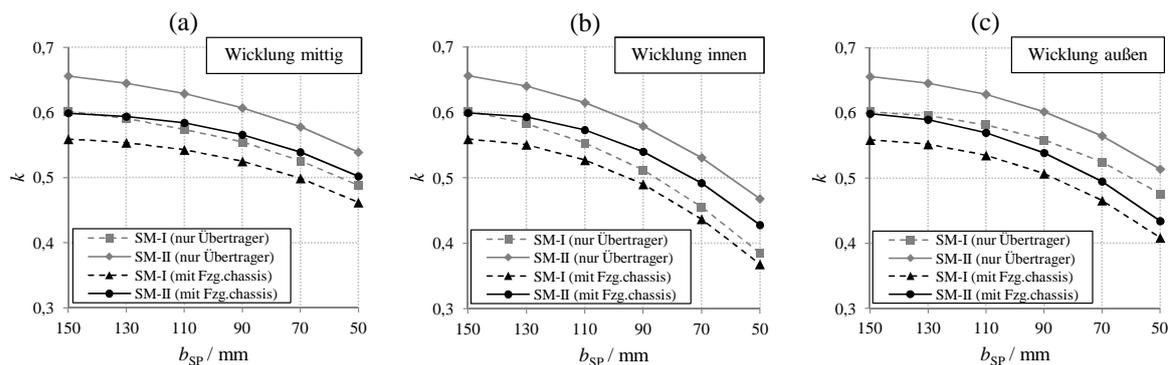


Abb. 10.1: Kopplung für verschiedene Spulenbreiten b_{Sp} von Primär- und Sekundärspule für die Simulationsmodelle SM-I und SM-II ohne und mit Fahrzeugchassis mit $z = z_N$: (a) Wicklung mittig, (b) Wicklung innen, (c) Wicklung außen

Es lässt sich erkennen, dass bei Berücksichtigung des Fahrzeugchassis die Kopplung immer niedriger ist als bei ausschließlicher Betrachtung des Übertragers. Die Differenz liegt im Mittel bei etwa 0,05. Dies lässt sich dadurch erklären, dass das Fahrzeug den Teil des Hauptflusses, der sich oberhalb der Sekundärspule befindet, auslöscht. Die Kopplung ist umso höher, je größer die Breite der Spule gewählt wird (unabhängig von der Wicklungsanordnung). Des Weiteren lässt sich erkennen, dass eine mittige Anordnung der Wicklung hinsichtlich der Kopplung optimal ist (unabhängig von der Breite der Spule). Im Folgenden wird daher stets von einer mittigen Positionierung ausgegangen.

10.4.2 Variation des Luftspaltes

Für die 2D-Modelle nach Abb. 4.10 und die 3D-Modelle nach Abb. 4.11 wird die Kopplung in Abhängigkeit des Abstands von primärer und sekundärer Spulenplatte z bestimmt. Es ergeben sich die in Tab. 10.4 dargestellten Werte.

Anhand der Simulationsergebnisse (Z1-Z6) ist zu erkennen, dass die Kopplung mit zunehmendem Luftspalt stetig abnimmt. Die Kopplung bei Berücksichtigung des Fahrzeugs ist zudem immer geringer als ohne Fahrzeug. In der 2D-Simulation ist zudem zu erkennen, dass die Kopplung für SM-I immer geringer ist als für SM-II. Des Weiteren ist zu erkennen, dass

Z	Spulenabstand z / mm		20	30	40	50	60	70	80	90	100
Simulation	1	2D SM-I o. Fzg. massiv	$k = 0,837$	0,777	0,716	0,658	0,601	0,548	0,499	0,453	0,412
	2	2D SM-II o. Fzg. massiv	$k = 0,865$	0,812	0,758	0,706	0,656	0,609	0,565	0,524	0,485
	3	2D SM-I m. Fzg. massiv	$k = 0,822$	0,753	0,685	0,620	0,558	0,502	0,450	0,403	0,361
	4	2D SM-II m. Fzg. massiv	$k = 0,841$	0,778	0,715	0,655	0,599	0,547	0,500	0,456	0,417
	5	3D o. Fzg. massiv	$k = 0,872$	0,861	0,763	0,710	0,659	0,610	0,565	0,523	0,482
	6	3D o. Fzg. Ferritstäbe	$k = 0,840$	0,781	0,723	0,668	0,616	0,566	0,521	0,479	0,440
Messung	7	o. Fzg. $n_1=10, n_2=10$	$k = 0,803$	0,744	0,688	0,634	0,585	–	0,494	–	0,421
	8	o. Fzg. $n_1=10, n_2=3(3p)$	$k = 0,755$	–	0,641	–	0,539	–	0,454	–	0,384
	9	m. Fzg. $n_1=10, n_2=10$	$k = 0,787$	0,738	0,661	0,615	0,546	0,511	0,460	0,422	–
	10	m. Fzg. $n_1=10, n_2=3(3p)$	$k = 0,738$	0,662	0,604	0,545	0,496	0,449	0,412	–	–

Tab. 10.4: Kopplung für verschiedene Abstandswerte z von primärer und sekundärer Spulenplatte, 2D- und 3D-Simulationsergebnisse (Z1-Z6) und Labormesswerte (Z7-Z10); „Z“ = Zeile

die Kopplung auf Basis der 3D-Simulation ohne Fahrzeug (Z5) teilweise höher ist als die der 2D-Simulation von SM-II (Z2). Dies lässt sich durch die Approximation mit der Rechteckform erklären.

Zur Bestimmung der absoluten Kopplung bei einer Realisierung mit Ferritstäben ohne die Ungenauigkeiten der Rechteckapproximation kann von der 2D-Simulation mit massivem Ferritkern ausgehend (Z1 und Z2) eine Abschätzung für eine Realisierung mit Ferritstäben vorgenommen werden. Dazu ist die Reduzierung der Kopplung durch den Einsatz von Ferritstäben durch Differenzbildung der Kopplungswerte der 3D-Simulationen aus Z5 und Z6 in Tab. 10.4 zu bestimmen. Der resultierende Wert für einen bestimmten Spulenabstand z wird im Folgenden als Korrekturwert für Ferritstabrealisierung $c_{F,Ferritstab}(z)$ bezeichnet. In Tab. 10.5 sind die Korrekturwerte für die betrachteten Spulenabstände berechnet. Es ist zu erkennen, dass eine Ferritstabrealisierung zu einer Reduzierung der Kopplung im Bereich von 0,032 und 0,044 im Vergleich zu einem massiven Kern führt.

Spulenabstand z / mm	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$c_{F,Ferritstab} = k(Z6) - k(Z5)$	0,032	0,035	0,040	0,042	0,043	0,044	0,044	0,044	0,042
$c_{F,Rechteck,I} = k(Z5) - k(Z1)$	0,035	0,039	0,047	0,052	0,058	0,062	0,066	0,070	0,070
$c_{F,Rechteck,II} = k(Z5) - k(Z2)$	0,007	0,004	0,005	0,004	0,003	0,001	0,000	-0,001	-0,003
$c_{F,Fahrzeug,I} = k(Z3) - k(Z1)$	0,015	0,024	0,031	0,038	0,043	0,046	0,049	0,050	0,051
$c_{F,Fahrzeug,II} = k(Z4) - k(Z2)$	0,024	0,034	0,043	0,051	0,057	0,062	0,065	0,068	0,068

Tab. 10.5: Korrekturwerte der Kopplungsfaktorberechnung für Ferritstabrealisierung, Rechteckapproximation und Fahrzeugchassis, berechnet auf Basis der Simulationsergebnisse der Zeilen 1 (Z1) bis 6 (Z6) in Tab. 10.4

Die Ergebnisse für den berechneten, in der Praxis zu erwartenden minimalen bzw. maximalen Kopplungswert ergeben sich für jeden der betrachteten Spulenabstände z durch Subtraktion des Korrekturfaktors $c_{F,Ferritstab}(z)$ von dem Kopplungswert $k(z)$ in Zeile 1 bzw. Zeile 2 in Tab. 10.4. Für Nennabstand $z_N = 60$ mm ist für eine ovale Geometrie eine Kopplung im Bereich von 0,558..0,613 zu erwarten. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.12a veranschaulicht.

Mit derselben Vorgehensweise kann die Kopplung für eine Realisierung mit Ferritstäben bei Berücksichtigung des Fahrzeugchassis bestimmt werden. Die Ergebnisse der Berechnung für den minimalen und maximalen Kopplungswert ergeben sich durch Subtraktion von $c_{F,\text{Ferritstab}}(z)$ von $k(z)$ in Z3 bzw. Z4 in Tab. 10.4. Für Nennabstand $z_N = 60\text{mm}$ und bei Berücksichtigung des Fahrzeugchassis ist für eine ovale Geometrie eine Kopplung im Bereich von 0,515..0,556 zu erwarten.

10.4.3 Versatz in Fahrtrichtung

Die Ergebnisse für die Simulation bei einer Realisierung mit Ferritstäben sind in Zeile 1 von Tab. 10.6 aufgelistet.

Z	Versatz Δx / mm	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Simulation												
1	3D o. Fzg. Ferritstäbe	$k = 0,616$	0,614	0,610	0,603	0,595	0,582	0,568	0,554	0,537	0,519	0,498
Messung												
2	o. Fzg. $n_1=10, n_2=10$	$k = 0,574$	0,573	0,569	0,563	0,554	0,543	0,532	0,518	0,503	0,485	0,468
3	o. Fzg. $n_1=10, n_2=3(3p)$	$k = 0,528$	0,527	0,525	0,520	0,515	0,506	0,494	0,484	0,469	0,455	0,441
4	m. Fzg. $n_1=10, n_2=10$	$k = 0,543$	0,541	0,535	0,526	0,517	0,504	0,488	0,474	0,460	0,443	0,425
5	m. Fzg. $n_1=10, n_2=3(3p)$	$k = 0,497$	–	0,496	–	0,482	–	0,460	–	0,429	–	0,401

Tab. 10.6: Kopplung für verschiedene Werte des Versatzes in Fahrtrichtung Δx von primärer und sekundärer Spulenplatte für verschiedene Simulationen

Um den Einfluss der Rechteckapproximation auf das Ergebnis zu eliminieren, kann für den Betrieb ohne Fahrzeug der Korrekturwert für Rechteckapproximation für die untere Grenze $c_{F,\text{Rechteck,I}}(z)$ aus der Differenz von $k(z)$ in Z5 und Z1 und für die obere Grenze $c_{F,\text{Rechteck,II}}(z)$ aus der Differenz von $k(z)$ in Z5 und Z2 bestimmt werden. Die Minimal- und Maximalwerte für die zu erwartende Kopplung in Abhängigkeit von Δx ergeben sich durch Subtraktion der Korrekturfaktoren $c_{F,\text{Rechteck,I}}(z = 60\text{mm})$ und $c_{F,\text{Rechteck,II}}(z = 60\text{mm})$ von $k(\Delta x)$ aus Z1 in Tab. 10.6. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.13a veranschaulicht.

Bei einer Betrachtung mit Fahrzeugchassis muss zusätzlich ein Korrekturwert für das Fahrzeugchassis ermittelt und ebenso wie der Korrekturwert für Rechteckapproximation von $k(z)$ subtrahiert werden. Der Korrekturwert für die untere Grenze $c_{F,\text{Fahrzeug,I}}$ kann durch Differenzbildung der Werte $k(z)$ in Z3 und Z1 und der Korrekturwert für die untere Grenze $c_{F,\text{Fahrzeug,II}}$ durch Subtraktion der Werte $k(z)$ in Z4 und Z2 in Tab. 10.4 erhalten werden. Die simulativen und experimentellen Ergebnisse ohne und mit Fahrzeug sind in Abb. 4.13 dargestellt.

10.4.4 Lateraler Versatz

Analog zum Versatz in Fahrtrichtung erfolgt die Berechnung der Kopplung für lateralen Versatz Δy auf Basis des 3D-Modells. Die Ergebnisse für die Simulation bei Realisierung mit Ferritstäben sind in Z1 von Tab. 10.7 aufgelistet.

Z	Versatz Δy / mm	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Simulation												
1	3D o. Fzg. Ferritstäbe	$k = 0,616$	0,613	0,608	0,600	0,588	0,573	0,555	0,534	0,511	0,485	0,457
Messung												
2	o. Fzg. $n_1=10, n_2=10$	$k = 0,574$	0,574	0,569	0,559	0,546	0,531	0,514	0,492	0,465	0,440	0,413
3	o. Fzg. $n_1=10, n_2=3(3p)$	$k = 0,529$	0,528	0,522	0,516	0,504	0,487	0,468	0,448	0,425	0,400	0,374
4	m. Fzg. $n_1=10, n_2=10$	$k = 0,544$	0,543	0,534	0,524	0,507	0,491	0,471	0,447	0,420	0,392	0,362
5	m. Fzg. $n_1=10, n_2=3(3p)$	$k = 0,496$	0,493	0,489	0,478	0,466	0,451	0,441	0,408	0,392	0,372	0,351

Tab. 10.7: Kopplung für verschiedene Werte des lateralen Versatzes Δy von primärer und sekundärer Spulenplatte für verschiedene Simulationen

Die Eliminierung des Einflusses von Rechteckapproximation und Fahrzeugchassis erfolgt analog zu dem Vorgehen bei Versatz in Fahrtrichtung über die Korrekturfaktoren $c_{F,Rechteck,I/II}$ und $c_{F,Fahrzeug,I/II}$. Die Ergebnisse der Berechnung für $k(\Delta y)$ sind in Abb. 4.14a und Abb. 4.14b veranschaulicht, ebenso wie die Messergebnisse der Laboruntersuchung.

10.5 Zahlenmäßiger Nachweis zur Widerstandskonstanten

In Kap. 5.2.2 wurde zur Vereinfachung der Beschreibung des Übertragerverhaltens die Bedingung 5.5 hergeleitet. Nach Kap. 4.4.5 kann für die Widerstandskonstante des betrachteten Übertragers näherungsweise ein Wert von $1 \text{ m}\Omega$ angenommen werden, für den A_L -Wert des Übertragers ein Wert von $1 \text{ }\mu\text{H}$. Die minimale Kopplung liegt nach Kap. 4.4.5 bei etwa 0,3. Unter Annahme einer Betriebs- und Resonanzfrequenz von 100 kHz folgt:

$$\begin{aligned} R_0 &\ll k \omega A_L \\ &\approx 0,001 \Omega \ll \approx 0,3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^5 \text{ Hz} \cdot 10^{-6} \text{ H} \\ &\approx 0,001 \Omega \ll \approx 1,885 \Omega \end{aligned} \quad (10.3)$$

Damit ist die Gültigkeit der Annahme 5.5 exemplarisch für die Randbedingungen in dieser Arbeit bestätigt. Es kann jedoch angenommen werden dass die Bedingung 5.5 von allgemeingültiger Bedeutung für induktive Energieübertragungssysteme zur Ladung von Elektrofahrzeugen ist, da die in der Literatur beschriebenen Systeme (Tab. 10.1) Parameterwerte aufweisen, die in derselben Größenordnung liegen wie die Randbedingungen dieser Arbeit.

10.6 Analytisch bestimmte Anforderungen an die Leistungshalbleiter

10.6.1 Allgemeine Anforderungen

Komponente	Variable	Topologie (Komponente der Leistungsregelung)		
		ohne TSS	TSS primärseitig	TSS sekundärseitig
Wechselrichter	U_{Br}^*	U_{DCin}	$a_{\text{TSS1,max}} U_{\text{DCin}}$	U_{DCin}
	$I_{\text{V,max}}^*$	abh. v. Mod.verf. (Abb. 6.7)	$\frac{\pi}{4} \frac{1}{a_{\text{TSS1,max}}} \frac{k_{\text{max}}}{k_{\text{min}}} \frac{P_{2,\text{N}}}{\eta U_{\text{DCin}}}$	$\frac{\pi}{4} \frac{P_{2,\text{N}}}{\eta U_{\text{DCin}}}$
	$I_{\text{D,max}}^*$	abh. v. Mod.verf. (Abb. 6.7)	–	–
Gleichrichter	U_{Br}^*	$U_{\text{Bat,max}}$	$U_{\text{Bat,max}}$	$\frac{U_{\text{Bat,max}}}{a_{\text{TSS2,min}}}$
	$I_{\text{D,max}}^*$	$\frac{\pi}{4} \frac{P_{2,\text{N}}}{U_{\text{Bat,N}}}$	$\frac{\pi}{4} \frac{P_{2,\text{N}}}{U_{\text{Bat,N}}}$	$\frac{\pi}{4} \frac{k_{\text{max}}}{k_{\text{min}}} \frac{P_{2,\text{N}}}{U_{\text{Bat,N}}} a_{\text{TSS2,min}}$
Tiefsetzsteller	U_{Br}^*	–	U_{DCin}	$\frac{U_{\text{Bat,max}}}{a_{\text{TSS2,min}}}$
	$I_{\text{V,max}}^*$	–	Gl. 6.34 mit $k = k_{\text{min}}$, $a_{\text{TSS1}} = \frac{a_{\text{TSS1,max}} k_{\text{min}}}{k_{\text{max}}}$	Gl. 6.54 mit $k = k_{\text{min}}$, $a_{\text{TSS2}} = \frac{k_{\text{max}}}{k_{\text{min}}} a_{\text{TSS2,min}}$
	$I_{\text{D,max}}^*$	–	Gl. 6.35 mit $k = k_{\text{min}}$, $a_{\text{TSS1}} = a_{\text{TSS1,min}}$	Gl. 6.55 mit $k = k_{\text{max}}$, $a_{\text{TSS2}} = a_{\text{TSS2,min}}$

Tab. 10.8: Anforderungen an die Sperrspannung und Stromtragfähigkeit der Ventile und Dioden für die betrachteten Topologien bei Betrieb in der Resonanzfrequenz

10.6.2 Konkrete Anforderungen für den betrachteten Übertrager

LHL Leit- verhalten	Modu- lation	HF-Wechselrichter								Gleichrichter		
		U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$		$I_{D,max}/A$				U_{Br}/V	$I_{D,max}/A$		
			H1	H2	L1	L2	H1	H2			L1	L2
non RC*	ADC	600	18,4	23,6	23,6	18,4	0	14,7	14,7	0	50	141,5
	PSC	600	21,1	21,1	21,1	21,1	10,5	10,5	10,5	10,5	50	141,5
	AVC	600	23,6	12,6	23,6	23,6	1,3	0	1,3	23,6	50	141,5

Tab. 10.9: Analytische Ergebnisse: Anforderungen an die leistungselektronischen Komponenten bei Leistungsregelung durch den Wechselrichter (Modulationsverfahren ADC, PSC und AVC) mit $P_{Bat,N} = 6\text{kW}$, $U_{DCin} = 400\text{V}$, $U_{Bat,N} = 33,3\text{V}$, $f_r = 100\text{kHz}$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}\text{H}$, $k_{min} = 0,3$, $k_{max} = 0,6$, übrige Parameter nach Tab. 7.1 und 7.2; *non RC: non reverse-conducting (nicht rückwärts leitfähige Leistungshalbleiter wie z.B. IGBTs)

Topo- logie	Zwischenkreis		Wechselrichter		Gleichrichter		Tiefsetzsteller		
	$U_{DC1,N}/V$	$U_{DC2,N}/V$	U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$	U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$	U_{Br}/V	$I_{V,max}/A$	$I_{D,max}/A$
TSS primär- seitig	400	33,3	600	23,6	50	141,5	600	21,3	21,3
	333,3	33,3	500	28,3	50	141,5	600	23,3	27,6
	266,7	33,3	400	35,3	50	141,5	600	26,1	36,8
	200	33,3	300	47,1	50	141,5	600	30,1	52,1
	133,3	33,3	200	70,7	50	141,5	600	36,8	82,3
TSS sekun- där- seitig	400	66,7	600	11,8	100	141,3	100	180,0	128,0
	400	100	600	11,8	150	94,2	150	147,7	147,7
	400	133,3	600	11,8	200	70,7	200	127,6	156,6
	400	200	600	11,8	300	47,1	300	104,2	165,1
	400	266,7	600	11,8	400	35,3	400	90,3	169,2

Tab. 10.10: Analytische Ergebnisse: Anforderungen an die leistungselektronischen Komponenten bei Leistungsregelung durch einen Tiefsetzsteller mit $P_{2,N} = 6\text{kW}$, $U_{Bat,N} = 33,3\text{V}$, $f_r = 100\text{kHz}$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}\text{H}$, $k_{min} = 0,3$, $k_{max} = 0,6$, $f_{TSS} = 20\text{kHz}$, übrige Parameter nach Tab. 7.1 und 7.2

10.7 Leistungshalbleiter

10.7.1 Parameter der ausgewählten realen Leistungshalbleiter

Typ	U_{Br} / V	Herst.-Teilenr.	$I_{V,max} / A^*$	P_B / W	$K / \text{€}^{**}$	$\frac{K}{P_B} / \frac{\text{€}}{\text{kW}}$
Si-MOSFET	75	IRFP4368PbF	250	18.750	5,52	0,294
	75	IRFP3077PbF	140	10.500	2,89	0,275
	75	IRFB3607PbF	56	4.200	1,14	0,271
	100	IRFP4468PbF	200	20.000	5,52	0,276
	100	IRFP4110PbF	130	13.000	2,81	0,216
	100	IRFB4410PbF	68	6.800	2,69	0,396
	150	IRFP4568PbF	121	18.150	5,63	0,310
	150	IRFP4321PbF	55	8.250	2,25	0,273
	150	IRFB4615PbF	25	3.750	1,26	0,336
	200	IRFP4668PbF	92	18.400	5,73	0,311
	200	IRFP4227PbF	46	9.200	2,84	0,309
	200	IRFB4620PbF	18	3.600	2,35	(0,653)
	250	IRFP4768PbF	66	16.500	6,42	0,389
	250	IRFP4332PbF	40	10.000	2,83	0,283
	250	IRFP4229PbF	31	7.750	2,84	0,366
	300	IRFP4868PbF	49	14.700	6,03	0,410
	300	IRFP4137PbF	27	8.100	3,80	0,469
	300	AUIRFS6535	13	3.900	1,34	0,344
	500	IXFK98N50P3	65	32.500	8,80	0,271
	500	IXFH50N60P3	33	16.500	4,52	0,274
500	IXFH20N50P3	13	6.500	2,43	0,374	
600	IXFH50N60P3	35	21.000	4,52	0,215	
600	IXFH28N60P3	18	10.800	3,23	0,299	
600	IXFH14N60P3	9,2	5.520	2,20	0,399	
SJ-MOSFET	650	IPW65R041CFD	43,3	28.145	9,69	0,344
	650	IPW65R080CFD	27,4	17.810	6,47	0,363
	650	IPW65R110CFD	19,7	12.805	4,72	0,369
	650	IPW65R150CFD	14,2	9.230	2,97	0,322
	650	IPW65R190CFD	11	7.150	2,42	0,338
	650	IPW65R310CFD	7,2	4.680	2,16	0,462
SiC-MOSFET	1200	C2M0025120D	60	72.000	61,38	0,853
	1200	C2M0040120D	40	48.000	29,92	0,623
	1200	C2M0080120D	24	28.800	15,24	0,529
	1200	C2M0160120D	12,5	15.000	7,31	0,487
	1200	C2M0280120D	6	7.200	4,76	0,661

Tab. 10.11: Parameter der ausgewählten realen MOSFETs als Basis für die Erstellung virtueller Leistungshalbleiter; $*T_C = 100^\circ\text{C}$; $**$ bei Abnahme von 100 Stück (Preise Mouser Electronics vom 27.11.2015)

Typ	U_{Br} / V	Herst.-Teilenr.	$I_{D,max} / A^*$	P_B / W	$K / \text{€}^{**}$	$\frac{K}{P_B} / \frac{\text{€}}{\text{kW}}$
Si-Diode	45	STPS61L45CW	60	2.700	2,87	1,063
	45	STPS40L45CT	40	1.800	1,52	0,844
	45	STPS20L45CFP	20	900	0,83	0,922
	60	STPS80L60CY	80	4.800	9,91	(2,065)
	60	STPS30L60CT	30	1.800	1,42	0,789
	60	STPS20L60CT	20	1.200	0,89	0,742
	100	STPS80H100CY	80	8.000	9,91	(1,239)
	100	STPS60H100CT	60	6.000	2,69	0,448
	100	STPS40H100CW	40	4.000	1,53	0,383
	100	STPS30H100CT	30	3.000	1,33	0,443
	200	STTH6002CW	60	12.000	3,48	0,290
	200	STTH3002CT	30	6.000	2,74	0,457
	200	STTH1202D	12	2.400	1,18	0,492
	300	STTH6003CW	60	18.000	3,60	0,200
	300	STTH3003CW	30	9.000	2,50	0,278
	300	STTH2003CT	20	6.000	1,24	0,207
	600	STTH60L06C	60	36.000	4,07	0,113
	600	STTH30L06CW	30	18.000	1,68	0,093
600	STTH15L06D	15	9.000	0,97	0,108	
SiC-Diode	650	IDW40G65C5	40	26.000	15,91	0,612
	650	IDW30G65C5	30	19.500	12,01	0,616
	650	IDW20G65C5	20	13.000	8,10	0,623
	650	IDW16G65C5	16	10.400	7,16	0,688
	650	IDW12G65C5	12	7.800	5,45	0,699
	650	IDW10G65C5	10	6.500	4,60	0,708
	650	IDH05G65C5	5	3.250	2,37	0,729

Tab. 10.12: Parameter der ausgewählten realen Dioden als Basis für die Erstellung virtueller Leistungshalbleiter; $*T_C \geq 100^\circ\text{C}$ (Datenblattangaben variieren); $**$ bei Abnahme von 100 Stück (Preise Mouser Electronics vom 27.11.2015)

10.7.2 Modellierung der virtuellen Leistungshalbleiter

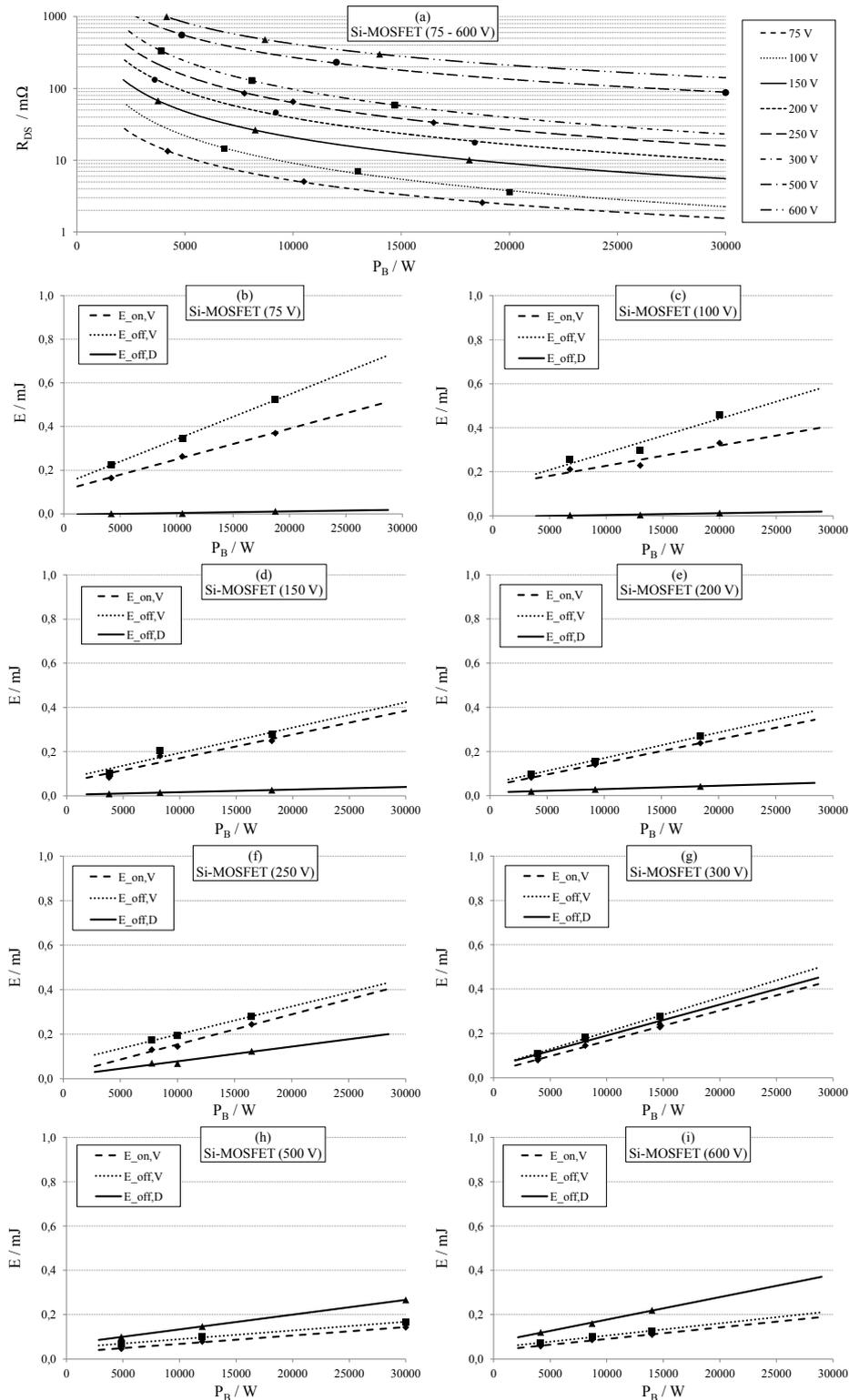


Abb. 10.2: Modellierung der virtuellen Leistungshalbleiter, diskrete Werte der realen Si-MOSFETs mit Sperrspannungen zwischen 75 und 600 V sowie Interpolation als Funktion der Bauleistung: (a) Durchlasswiderstand, (b)-(i) Schaltenergien; Datenblattangaben der Leistungshalbleiter aus Tab. 10.11, Randbedingungen: $U_{DS} = \frac{2}{3} U_{Br}$, $I_{DS} = 5 \text{ kW} / U_{Br}$, $U_{GS} = 15 \text{ V}$, $R_G = f(P_B)$, $L_{S\sigma} = 2 \text{ nH}$, $T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

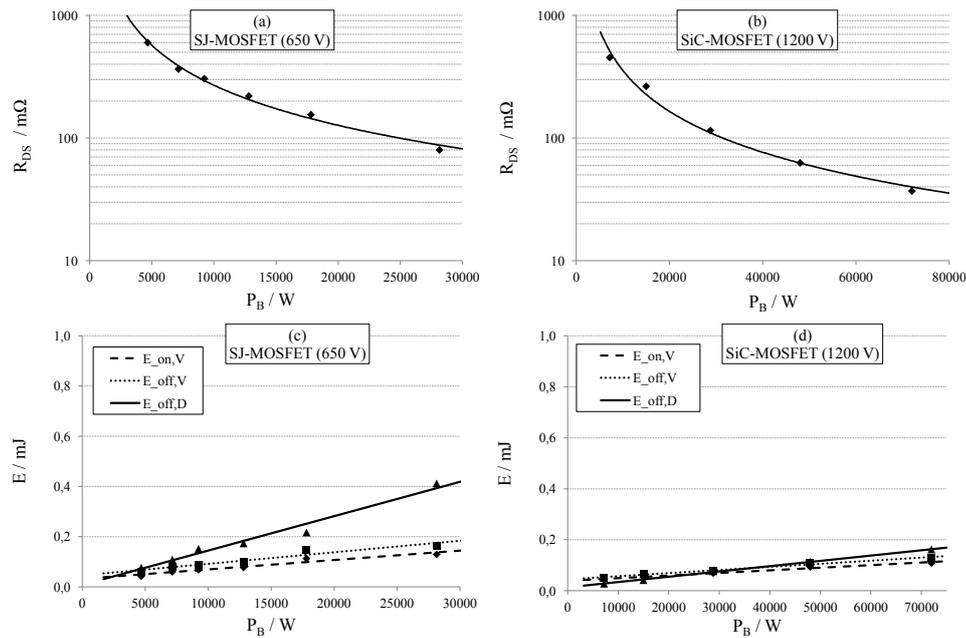


Abb. 10.3: Modellierung der virtuellen Leistungshalbleiter, diskrete Werte der realen SJ-MOSFETs und SiC-MOSFETs mit Sperrspannungen von 650 V bzw. 1200 V sowie Interpolation der Werte als Funktion der Bauleistung: (a), (b) Durchlasswiderstand, (c), (d) Schaltenergien; Datenblattangaben der Leistungshalbleiter aus Tab. 10.11, Randbedingungen: $U_{DS} = \frac{2}{3} U_{Br}$, $I_{DS} = 5 \text{ kW} / U_{Br}$, $U_{GS} = 15 \text{ V}$ bzw. $-5/20 \text{ V}$, $R_G = f(P_B)$, $L_{S\sigma} = 2 \text{ nH}$, $T_j = 125^\circ \text{C}$

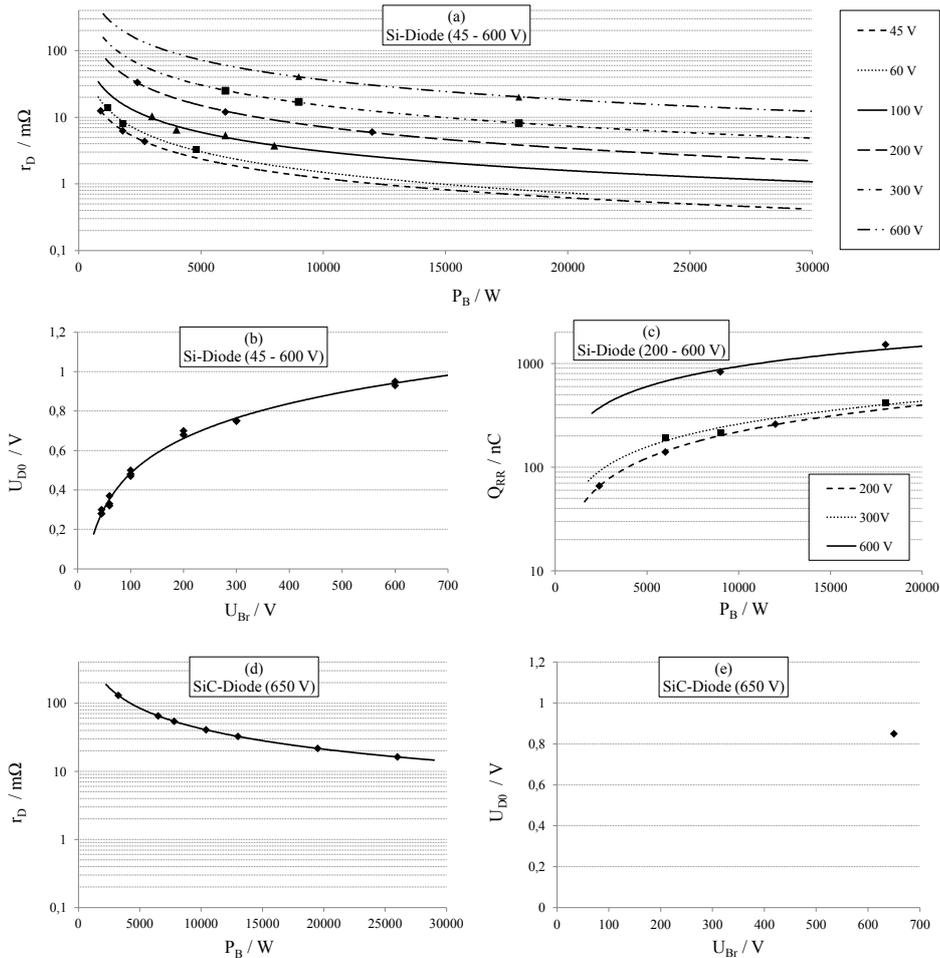


Abb. 10.4: Modellierung der virtuellen Leistungshalbleiter, diskrete Werte der realen Si-Dioden und SiC-Dioden mit Sperrspannungen von 45 und 600 V bzw. 650 V sowie Interpolation der Werte als Funktion der Bauleistung bzw. der Sperrspannung: (a), (d) differentieller Widerstand, (b), (e) Durchlassspannung, (c) Reverse-Recovery-Ladung; Datenblattangaben der Leistungshalbleiter aus Tab. 10.12, Randbedingungen: $\frac{di_F}{dt} = 200 \frac{A}{\mu s}$, $T_J = 25^\circ C$

10.8 Laboraufbau

10.8.1 Fotos der Komponenten

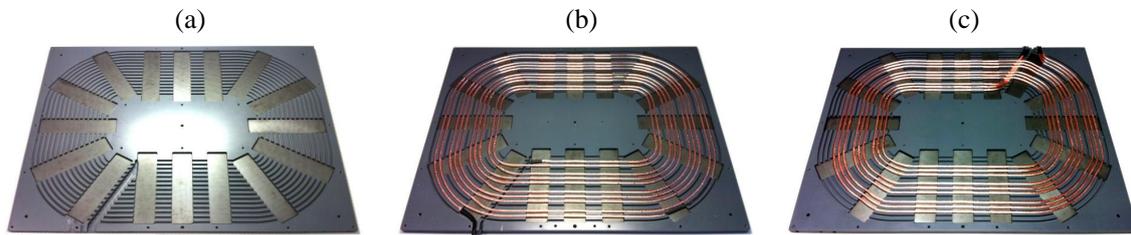


Abb. 10.5: Aufbau des Übertragers: (a) Spulenkörper mit 16 Ferritstäben à 160 x 40 x 5 mm, (b) Spulenkörper mit Ferritstäben und Kupferwicklung mit 10 Windungen, (c) Spulenkörper mit Ferritstäben und Kupferwicklung mit 3 Windungen und Parallelschaltung von 3 Wicklungen

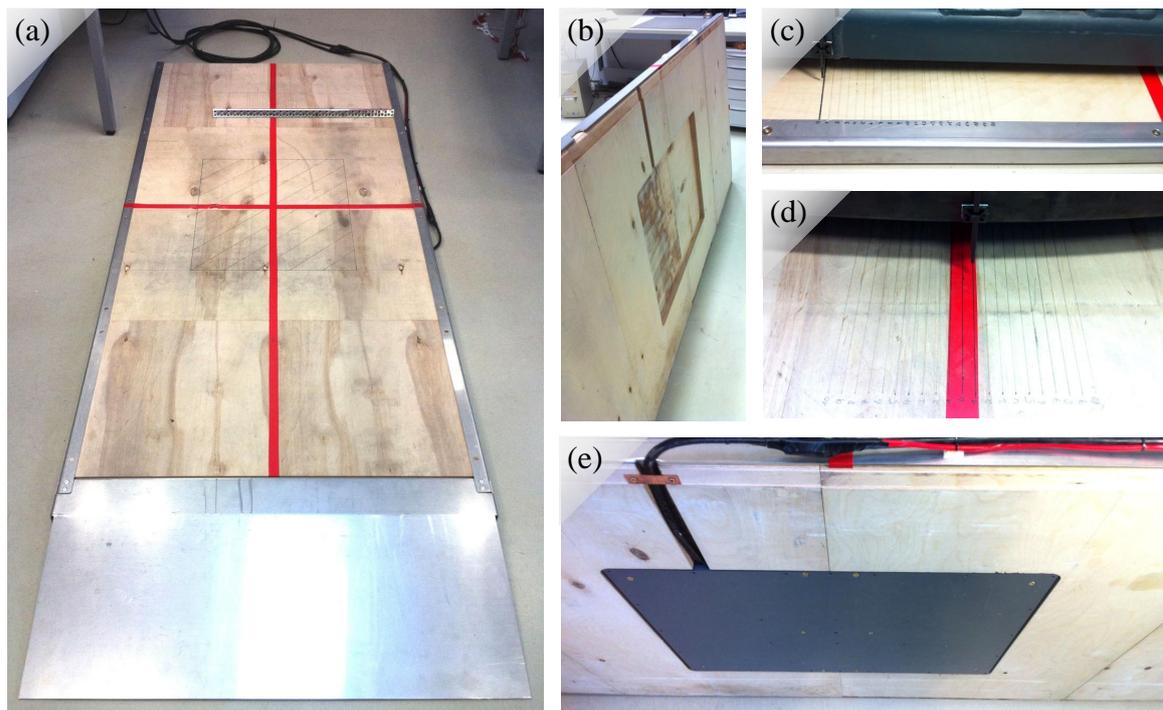


Abb. 10.6: Laboraufbau des Induktiven Ladesystems: (a) Auffahrrampe mit Positionierhilfe für Vorwärtsrichtung und Zuleitung zur primären Spulenplatte, (b) Rampenunterseite mit Ausfräsung für primärseitige Spulenplatte, (c) Skala zur Positionierung des Fahrzeugs in Fahrtrichtung Δx , (d) Skala zur lateralen Positionierung Δy des Fahrzeugs, (e) Rampenunterseite mit montierter primärseitiger Spulenplatte

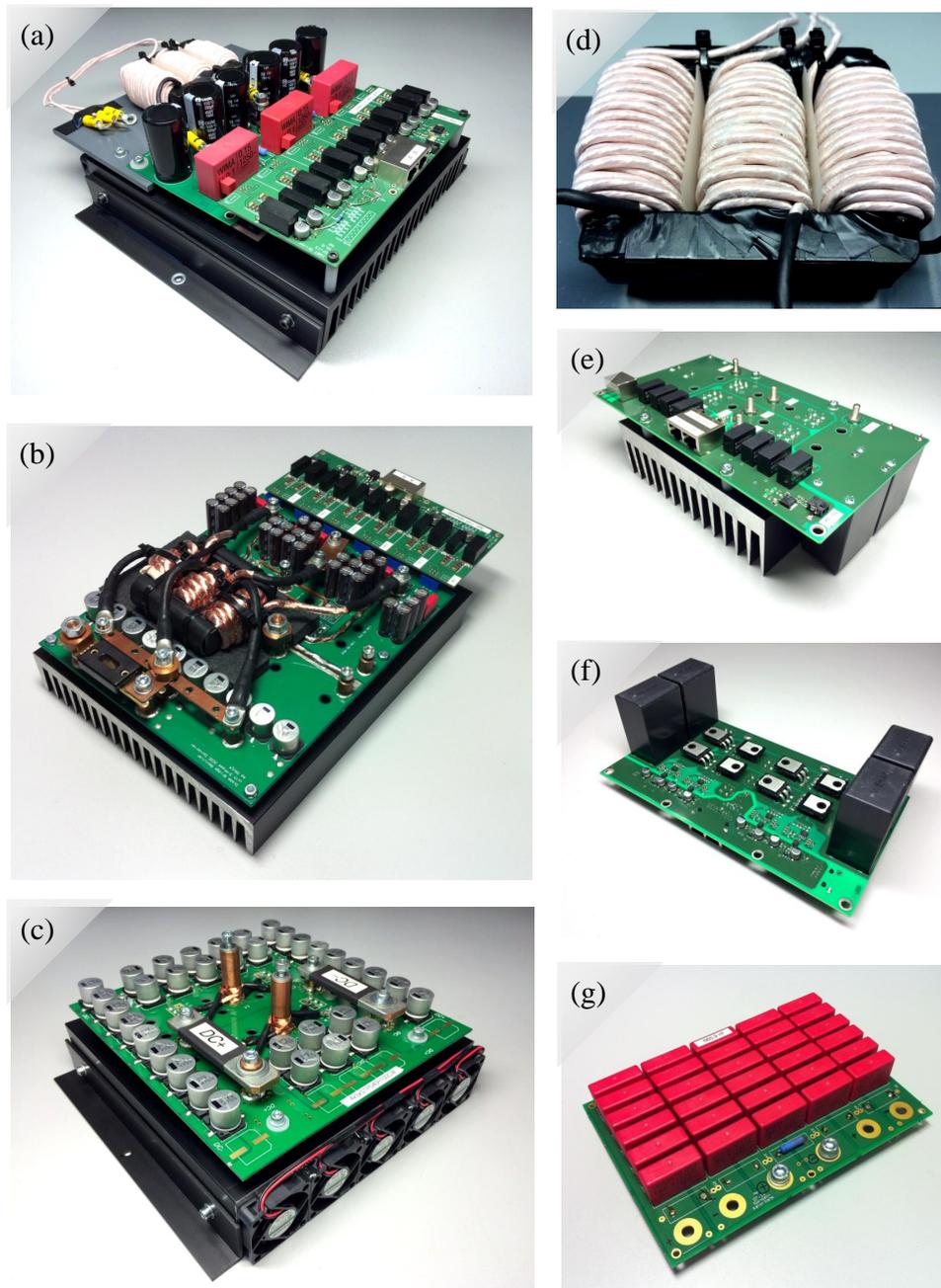


Abb. 10.7: Leistungselektronische Komponenten des Laboraufbaus: (a) Primärseitiger Tiefsetzsteller mit dreiphasig gekoppelter Induktivität ($U_{DC1,N}=400\text{ V}$), (b) sekundärseitiger Gleichrichter und sekundärseitiger Tiefsetzsteller mit dreiphasig gekoppelter Induktivität ($U_{DC2,N}=133,3\text{ V}$), (c) sekundärseitiger Gleichrichter der primärseitig geregelten Topologien ($U_{DC2,N}=66,6\text{ V}$), (d) dreiphasig gekoppelte Induktivität des primärseitigen Tiefsetzstellers mit 42 Windungen pro Schenkel, (e) Oberseite des Hochfrequenz-Wechselrichters ($U_{DC1,N}=400\text{ V}$) mit Treibereinheit und Anschluss terminals, (f) Unterseite des Wechselrichters ($U_{DC1,N}=400\text{ V}$) mit SiC-MOSFETs und antiparallelen SiC-Dioden sowie Folien-Zwischenkreiskondensatoren, (g) Kompensationskapazitäten Typ WIMA FKP1

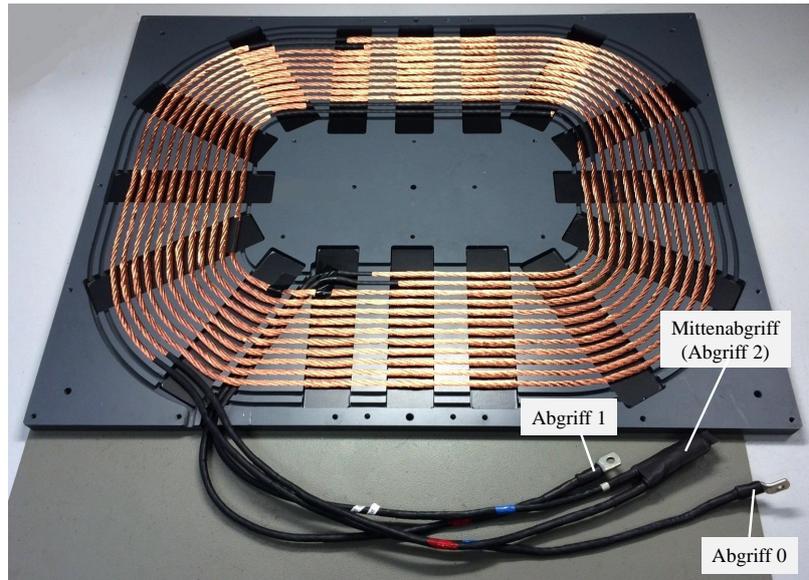


Abb. 10.8: Übertragerspule mit 2 unterschiedlichen Abgriffen (Windungszahl bei Verwendung des Mittenabgriffs: $n = 6$, Windungszahl bei Verwendung von Abgriff 1: $n = 12$), Bezeichnung der Abgriffe nach Abb. 6.12

10.8.2 Parameter der Komponenten

Topologie	TSS primär ($U_{DC1,N} = 400 \text{ V}$)	WR ($U_{DC1,N} = 400 \text{ V}$)	GR ($U_{DC2,N} = 48 \text{ V}$)	GR + TSS sekundär ($U_{DC2,N} = 133,3 \text{ V}$)
ohne TSS	–	0,15	0,3	–
TSS primär	0,5	0,3	0,3	–
TSS sekundär	–	0,3	–	0,15

Tab. 10.13: R_{th} -Werte (Kühlkörper zur Umgebung) der leistungselektronischen Komponenten des Laboraufbaus (Abschätzung der Werte bei forcierter Luftkühlung)

Topologie	C_{DCin} / μF	C_{DC1} / μF	C_{DC2} / μF	C_{Bat} / μF	$L_{TSS,a}$ / μH	$L_{TSS,b}$ / μH	$L_{TSS,c}$ / μH	$R_{L,TSS,a}$ / $\text{m}\Omega$	$R_{L,TSS,b}$ / $\text{m}\Omega$	$R_{L,TSS,c}$ / $\text{m}\Omega$
ohne TSS	140	–	–	9.570	–	–	–	–	–	–
TSS primär	330	140	–	9.750	630,8	639,4	632,0	24,6	23,0	22,6
TSS sekundär	120	–	2.040	10.000	36,3	37,5	35,7	1,8	1,9	1,7

Tab. 10.14: Parameter der passiven Komponenten des Laboraufbaus für die experimentelle Untersuchung der betrachteten Topologien: Zwischenkreiskapazitäten (Werte laut Hersteller), dreiphasig gekoppelte Induktivitäten (Werte gemessen mit LCR-Meter Sourcetronic ST2826A); a, b, c: jeweilige Phase des Tiefsetzstellers

10.9 Simulationsergebnisse zur Verlustleistung für ein System mit 48 V-Batterie

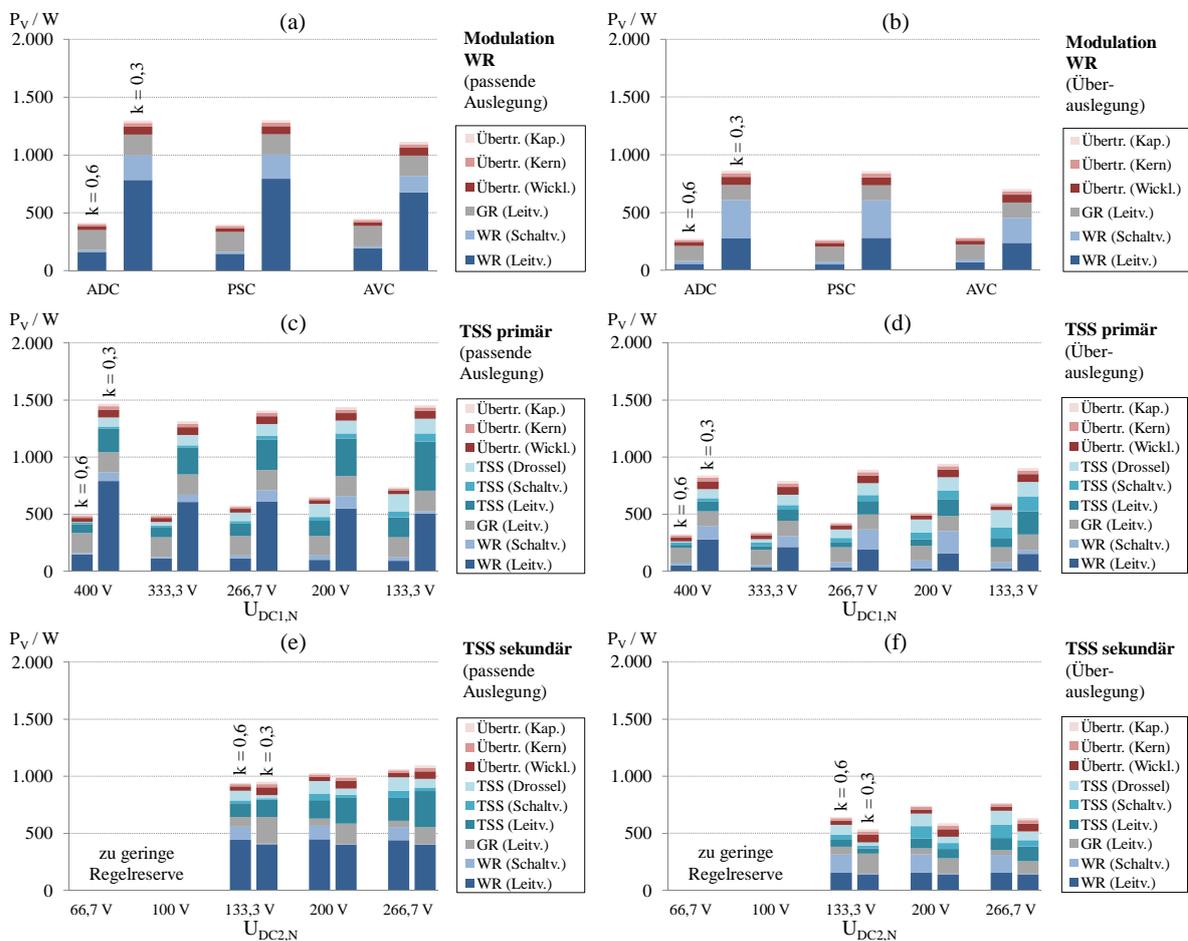


Abb. 10.9: Simulationsergebnisse zur Verlustleistung bei Verwendung konventioneller Si-LHL: (a), (b) Topologie ohne Tiefsetzsteller und Leistungsregelung über den HF-WR, (c), (d) Topologie mit primärseitigem TSS, (e), (f) Topologie mit sekundärseitigem TSS; Randbedingungen: $U_{Bat,i} = 48\text{ V}$, $P_{Bat,N} = 6\text{ kW}$, $f = f_r = 100\text{ kHz}$, $A_L = 1 \cdot 10^{-6}\text{ H}$, $k_{\max} = 0,6$, weitere Parameter nach Tab. 7.2 und 7.1

Liste eigener Veröffentlichungen

Liste der Veröffentlichungen als Erstautor

- [E1] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Comparative Study on Optimal Core Design for Maximizing the Coupling Coefficient in Electric Vehicle Inductive Power Transfer Systems*, in PCIM Europe 2013; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, Seiten 1-8, Mai 2013
- [E2] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Development of a 5 kW Inductive Power Transfer System Including Control Strategy for Electric Vehicles*, in PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, Seiten 1-8, Mai 2014
- [E3] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Load dependent power control in series-series compensated electric vehicle inductive power transfer systems*, in Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on, Seiten 1-10, Aug. 2014
- [E4] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Design of a Highly Efficient Inductive Power Transfer (IPT) System for Low Voltage Applications*, in PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, Seiten 1-8, Mai 2015
- [E5] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Investigation on power electronics topologies for inductive power transfer (IPT) systems in high power low voltage applications*, in Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on, Seiten 1-10, Sept. 2015
- [E6] Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Multi-tap transformer topologies for improved tolerance against misalignment in inductive power transfer systems for electric vehicles*, in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE, Seiten 1271-1278, Sept. 2015

Liste der Veröffentlichungen als Koautor

- [K1] Schroeder, J.C.; Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *Current-Sharing in Multiphase Interleaved Converters by Means of One Current Sensor*, in PCIM Europe 2012; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, Seiten 1-8, Mai 2012
- [K2] Schroeder, J.C.; Petersen, M.; Fuchs, F.W.: *One-sensor current sharing in multiphase interleaved DC/DC converters with coupled inductors*, in Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International, Seiten 1-7, Sept. 2012

Preise und Anerkennungen

Die Veröffentlichung [E4] wurde mit dem PCIM EUROPE 2015 Conference Young Engineer Award ausgezeichnet.

Lebenslauf

Name: Marinus Petersen

Geburtsdatum: 7. Aug. 1985

Geburtsort: Rendsburg

Familienstand: ledig

Staatsangehörigkeit: deutsch

Schulausbildung: 08/1996 – 06/2005
Gymnasium Kronwerk, Rendsburg, Abitur

Zivildienst: 08/2005 – 04/2006
newstart gGmbH, Büdelsdorf

Studium: 09/2006 – 01/2012:
Wirtschaftsingenieurwesen Elektro- und Informationstechnik,
Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Berufstätigkeit: 03/2012 – 12/2015:
Wissenschaftlicher Mitarbeiter, Lehrstuhl für Leistungselektronik,
Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

seit 02/2016:
Entwicklungsingenieur Leistungselektronik,
Jungheinrich AG, Norderstedt