

DISS. ETH Nr. 20241

Hochkompakter bidirektionaler DC-DC-Wandler für Hybridfahrzeuge

A B H A N D L U N G
zur Erlangung des Titels

DOKTOR DER WISSENSCHAFTEN

der

ETH ZÜRICH

vorgelegt von

STEFAN WAFFLER

Dipl.-Ing. Univ., Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

geboren am 19. September 1980,
aus Deutschland

Angenommen auf Antrag von

Prof. Dr. Johann Walter Kolar, Referent
Prof. Dr.-Ing. Andreas Steimel, Koreferent

2013

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Power Electronic Systems Laboratory (PES) der ETH Zürich. Gerne erinnere ich mich an diese äußerst lehrreiche Zeit und die Arbeit an einem ausgesprochen interessanten Forschungsthema zurück und bin allen, die zum guten Gelingen der Dissertation beigetragen haben sehr dankbar.

Mein besonderer Dank und meine höchste Anerkennung gilt Prof. Dr. Johann W. Kolar, der mir stets mit zahlreichen und wertvollen Ideen unterstützend zur Seite stand, aber auch Freiraum für eigene Kreativität ließ. Ebenso möchte ich Prof. Dr.-Ing. Andreas Steimel von der Ruhr Universität Bochum (RUB) für die freundliche Übernahme des Koreferats danken.

Besonders herzlich danke ich allen meinen Kollegen an der ETH Zürich, vor allem aber Uwe Badstübner, Dominik Bortis, Michael Hartmann und Florian Krismer, für das angenehme und freundschaftliche Arbeitsklima, für die konstruktiven fachlichen Diskussionen und für die schönen Momente bei Anlässen neben dem Doktorat.

Großer Dank geht auch an Simon Round, der mir zu Beginn meines Doktorats immer mit Rat und Tat zur Seite stand, die Mitarbeiter am Lehrstuhl Peter Albrecht, Roswitha Coccia-Kunz, Monica Kohn-Müller, Prisca Maurantonio, Dr. Beat Seiler und Claudia Stucki, die bei Problemen immer behilflich waren und an Peter Seitz, der als Mitarbeiter des Elektronik-Labors eine besondere Hilfe bei allen Hardware-Aufbauten war.

Mein Dank gilt nicht zuletzt meinen Eltern, meiner Familie und meinen Freunden, die mich über die gesamte Dauer des Doktorats unterstützten und mir zur Seite standen.

Stefan Waffler

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Inhaltsverzeichnis	v
Abstract	ix
Kurzfassung	xiii
Verwendete Formelzeichen	xvii
1 Einleitung	1
1.1 Hybridelektrofahrzeuge	6
1.2 Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeuge	12
1.3 Elektrische Energiespeicher	17
1.4 Anforderungen an den Wandler	20
1.5 Ziele und Gliederung der Arbeit	22
1.6 Liste der Publikationen	25
2 Realisierungen des Gleichspannungswandlers	27
2.1 Halbleitertechnologien	27
2.1.1 Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET)	29
2.1.2 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)	32
2.1.3 Anwendung bei Gleichspannungswandlern	34
2.2 Hart geschaltete Wandler	39
2.2.1 Kaskadierte Wandler	39
2.2.2 Inverswandler	48
2.2.3 Ćuk-Konverter und SEPIC	51
2.2.4 Vergleich der Wandlerstrukturen	59
2.3 Entlastungsnetzwerke	65
2.3.1 ARCP Konverter	66
2.3.2 SAZZ Konverter	73
2.3.3 SRDCL Konverter	77
2.3.4 ZCT-QZVT Konverter	81

2.4	Pseudo-Resonanzwandler	89
2.4.1	SCM- und TCM-Konverter	90
2.4.2	CF-ZVS-M-Konverter	98
2.5	Einsatz von Siliziumkarbid-Halbleitern	100
2.5.1	MOSFET und SiC-Dioden	100
2.5.2	IGBT und SiC-Dioden	101
2.5.3	SiC-Leistungsschalter	102
2.5.4	Diskussion	103
2.6	Zusammenfassung	108
3	CF-ZVS-M-Konverter	109
3.1	Modulationsverfahren	109
3.1.1	Funktionsprinzip	110
3.1.2	Umkehr der Energieflussrichtung	118
3.1.3	Berechnung der Schaltzeitpunkte	120
3.1.4	Maximal übertragbare Leistung	125
3.1.5	Dimensionierung der Spule	126
3.1.6	Dimensionierung der Kondensatoren	131
3.2	Optimierung des Modulationsverfahrens	133
3.2.1	Optimierung auf geringste Verluste	136
3.2.2	Probleme und Implementierung der verlustoptimalen Modulation	139
3.2.3	Optimierung auf Stetigkeit	143
3.2.4	Approximation der Stromeffektivwerte	146
3.2.5	Experimentelle Verifikation	149
3.3	Steuerung des Mindeststroms I_0	152
3.3.1	Einfluss der parasitären Ausgangskapazität	152
3.3.2	Einfluss der parasitären inversen Diode	158
3.3.3	Steuerung des Mindeststroms	166
3.3.4	Regelung des Mindeststroms	167
3.4	Start-Up-Modulation	174
3.4.1	Funktionsprinzip	174
3.4.2	Besonderheiten des Start-Up-Betriebs	177
3.4.3	Analytische Betrachtung	179
3.4.4	Experimentelle Verifikation	181
3.5	Zusammenfassung	183

4	Analytische Modellierung und Performance	185
4.1	Modell der Halbleiter	186
4.1.1	Verluste der MOSFETs	186
4.1.2	Verluste der Dioden	196
4.1.3	Volumen der Halbleiter	199
4.2	Modell der magnetischen Komponenten	200
4.2.1	Verluste im Kernmaterial	203
4.2.2	Optimale Kerngeometrie	212
4.2.3	Erweitertes Reluktanzmodell	218
4.2.4	Wicklungskonzept und -verluste	221
4.2.5	Feldverteilung im Wicklungsfenster	232
4.2.6	Optimale Windungszahl	243
4.2.7	Beziehung zwischen Baugröße und Verlusten	247
4.2.8	Kernverluste sättigbarer Induktivitäten	251
4.3	Modell der Kondensatoren	254
4.3.1	Einteilung anhand des Dielektrikums	255
4.3.2	Bauvolumen	259
4.3.3	Verluste	261
4.3.4	Beziehung zwischen Baugröße und Verlusten	262
4.4	Thermisches Modell	263
4.4.1	Anbindung der Halbleiter an den Kühler	264
4.4.2	Flüssigkeitskühler	266
4.5	CF-ZVS-M-Konverter im Vergleich	274
4.5.1	Vergleich des Wirkungsgrads	274
4.5.2	Vergleich der Leistungsdichte	278
4.6	Pareto-Rand des CF-ZVS-M-Konverters	281
4.7	Zusammenfassung	286
 5	 Mehrphasiger CF-ZVS-M Buck+Boost Konverter	 287
5.1	Phasenverschobene Ansteuerung	288
5.1.1	Herkömmliche Modulationsverfahren	292
5.1.2	CF-ZVS-M	295
5.2	Auslegung des Filters	296
5.2.1	Übertragungsfunktionen des Filters	297
5.2.2	Dimensionierung der Bauelemente	300
5.3	Optimale Phasenanzahl	305
5.3.1	Volumen der Spulen der Phasen	306
5.3.2	Volumen der Halbleiter der Phasen	306
5.3.3	Optimale Phasenanzahl	307

5.4	Prototyp des CF-ZVS-M-Konverters	309
5.4.1	Überwachung des Spulenstroms	312
5.4.2	Interaktion der Wandlerphasen	315
5.4.3	Kommunikation zwischen den Phasen	317
5.4.4	Umsetzung des Modulationsverfahrens	319
5.4.5	Wirkungsgrad	324
5.5	Effizienz im Teillastbetrieb	325
5.5.1	Pulsbetrieb	328
5.5.2	Abschalten von Wandlerphasen	330
5.5.3	Implementierung des Verfahrens	332
5.5.4	Experimentelle Verifikation	333
5.6	Stromaufteilung zwischen den Phasen	336
5.6.1	Wandler mit kontinuierlichem Spulenstrom	336
5.6.2	CF-ZVS-M-Konverter	338
5.6.3	Fazit	339
5.7	Vermeidung subharmonischer Frequenzanteile	341
5.7.1	Modifiziertes Modell des Wandlers	343
5.7.2	Sortierverfahren	345
5.7.3	Neuartiges Verfahren zur Rippel-Reduktion	346
5.7.4	Kombination der Verfahren	349
5.7.5	Bestimmung der Toleranzen im System	350
5.7.6	Experimentelle Ergebnisse	355
5.8	Zusammenfassung	357
6	Ausblick	359
	Literaturverzeichnis	378
	Lebenslauf	379

Abstract

The rapid increase in the need for energy results in the growing demand of primary energy carriers and in a shortage of resources and has led to a steadily rising of the oil prize in the past. Moreover, the greenhouse gases, primarily carbon dioxide, that are a product of the combustion of fossil fuels are important contributors to the global warming. Accordingly, early investments in climate protection are essential in order to limit damages to the environment and/or future climate changes. The high oil prize as well as the growing environmental awareness have accounted for a change in the automotive market and are reason for the intense research in the area of energy-efficient cars and alternative fuels. In comparison to conventional cars that are solely equipped with a combustion engine, batteries and fuel cells are enabling technologies for efficient hybrid cars or purely electric cars that could contribute to the reduction of the greenhouse gas emissions.

Hybrid and fuel cell cars use an electric energy storage unit, such as a battery or a super capacitor, that can provide additional traction power or can recuperate breaking energy. The electric energy storage systems that are utilized in today's full hybrids cars and fuel cell cars use an operating voltage in the range of 150 V to 450 V and are interfaced to the dc-link of the drive train by non-isolated bidirectional dc-dc converters with a power rating of 50 kW to 120 kW. Major technological challenges that are linked to such power electronic building blocks, are an extremely compact and lightweight construction as well as the highest possible efficiency that should also be achieved for part load operation. At the same time, complexity and costs are important criteria for the choice of a suitable converter topology.

Therefore, the focus of the PhD thesis is the conception and analysis of dc-dc converter topologies that operate with overlapping input and output voltage ranges and research in novel circuit topologies and modulation strategies that on the one hand reduce the semiconductor losses and allow to increase the power density.

For this purpose primarily methods are considered that provide soft switching conditions for the power semiconductor devices and a novel modulation strategy is developed that ensures zero voltage switching of the switches of a bi-directional dc-dc converter. The method, thereto, makes use of the parasitic properties of the applied MOSFET switches and operates without additional snubbers or auxiliary circuits, such that a simple and cost-effective realization is achieved. The work contains an optimization of the novel modulation strategy for the highest possible converter efficiency while maintaining zero voltage switching conditions and controllability of the converter. Experiments verify the operational principle.

For a comparison to known converter principles and the further optimization of the converter in terms of efficiency and power density, a detailed analytical modelling of the voltage and current stresses and the losses of the semiconductors and the high frequency losses of the magnetic components is given along with volume models of the semiconductors, the passive components, the cooling system and the circuitry required for measurements and control of the converter. The comparison of the considered converter concepts contains the determination of the chip area of the semiconductor devices that is required to ensure a specified minimum efficiency of a converter, the calculation of the efficiency of the converters for the same total chip area and the calculation of the power density for the same converter efficiency.

As the performance indices of the converter, such as power density and efficiency, are contradicting each other in reality, a compromise between these quantities must be chosen. Solutions of particular importance are the most efficient and the most compact design. These solutions as well as their compromises are calculated for the realized quasi-resonant converter based on the analytical models and appropriate optimization methods and the efficiency and power density Pareto front of the converter is identified.

Additional benefits are the result of a multi-phase converter design and interleaved operation of multiple converter phases that amongst other concepts allows to reduce the volume of the differential mode filters. The work contains modelling of the current load of a differential mode filter suitable for a dc-dc converter consisting of multiple parallel connected converter units and the dimensioning of the filter to comply with the specified maximum voltage ripple. Moreover, the optimum phase count to achieve the maximum possible overall power density of

the multi-phase converter is determined.

The multi-phase converter concept, furthermore, is advantageous in part load operation of the converter, where a higher efficiency is achieved by partial operation of the phases. An applicable control strategy and a control strategy that minimizes the sub-harmonic content in the spectrum of the output current of the multi-phase converter is given that is induced by tolerances between the inductors of the phases.

The theoretical considerations are verified with a fully functional laboratory prototype of a bi-directional, quasi-resonant dc-dc converter, consisting of three paralleled phases, that shows a power density of 30 kW/liter and a maximum efficiency of 99.3%.

Kurzfassung

Der rasante Anstieg des weltweiten Energiebedarfs äußert sich im steigenden Bedarf an Primärenergieträgern bei gleichzeitig voranschreitender Verknappung der Reserven. Die wachsende Kluft zwischen Angebot und Nachfrage hat in der Vergangenheit zu einem steten Anstieg des Rohölpreises geführt. Darüber hinaus sind die bei der Verbrennung von fossilen Energieträgern freigesetzten Treibhausgase, vorrangig Kohlendioxid, wichtige Mitverursacher der globalen Erwärmung. Um künftige Folgeschäden auf Grund von Klimaveränderungen abzumildern, müssen frühzeitig Investitionen in Klimaschutzmaßnahmen getätigt werden. Hohe Treibstoffkosten und ein zunehmendes Umweltbewusstsein haben zu einer Wandlung des Automobilmarktes beigetragen und intensive Forschungsanstrengungen auf dem Gebiet energieeffizienter Fahrzeuge und alternativer Treibstoffe initiiert. Im Vergleich zu Fahrzeugen in konventioneller Bauweise mit alleinigem Verbrennungsmotor ermöglicht die Batterie- oder Wasserstoff-Brennstoffzellen-Technologie die Konstruktion von effizienten Hybridelektrofahrzeugen oder voll elektrischen Antriebssträngen und trägt so zur Reduktion des Kohlendioxid-Ausstoßes bei.

Hybrid- sowie Brennstoffzellenfahrzeuge verfügen über elektrische Energiespeicher wie Batterien oder Superkondensatoren, die bei Bedarf zusätzliche Antriebsenergie zur Verfügung stellen oder Bremsenergie aufnehmen können. Die heute in Vollhybrid- oder Brennstoffzellenfahrzeugen eingesetzten elektrischen Energiespeicher weisen Betriebsspannungen im Bereich von 150 V bis 450 V auf und werden durch nicht-potentialgetrennte bidirektionale Gleichspannungswandler mit Leistungen im Bereich von 50 kW bis 120 kW an den Gleichspannungszwischenkreis des Antriebs angebunden. Die technischen Herausforderungen, die sich für eine derartige leistungselektronische Baugruppe stellen, sind eine äußerst kompakte und leichte Bauweise sowie ein höchstmöglicher Wirkungsgrad, der auch im Teillastbereich gegeben sein muss. Gleichzeitig sind die Komplexität und die Realisierungskosten ein entscheidendes Kriterium für einzusetzende Wandlerstruktur.

Der Schwerpunkt der Dissertation liegt daher in der Konzeption und Analyse von Gleichspannungswandler-Schaltungstopologien, welche einen Betrieb mit überlappendem Ein- und Ausgangsspannungsbereich ermöglichen sowie der Erforschung neuartiger Schaltungs- und Ansteuerkonzepte zur Reduktion der Halbleiterverluste bei gleichzeitiger signifikanter Erhöhung der Leistungsdichte.

Hierzu werden vorwiegend Methoden betrachtet, die zu einem entlasteten Schalten der Leistungshalbleiter führen und ein neuartiges Ansteuerkonzept geschaffen, welches eine Umschaltung der Leistungshalbleiter eines bidirektionalen Gleichspannungswandlers bei Spannung Null sicherstellt. Diese Methode nutzt die parasitären Eigenschaften der eingesetzten MOSFET-Schalter und kommt ohne zusätzliche Entlastungsnetzwerke aus, so dass eine einfache und kosteneffektive Realisierung erzielt wird. Die Arbeit beinhaltet eine Optimierung der neuartigen Modulationsmethode mit dem Ziel bestmöglicher Wandlereffizienz bei gleichzeitiger Sicherstellung des Nullspannungsschaltens und unter Beachtung der Regelbarkeit des Wandlers sowie die experimentelle Verifikation des Verfahrens.

Für einen Vergleich mit bekannten Wandlerkonzepten und für die weitere Optimierung des Wandlers hinsichtlich Effizienz und Leistungsdichte erfolgt eine detaillierte analytische Berechnung der Spannungs- und Strombeanspruchungen und Verlustleistungen der Leistungshalbleiter, der Hochfrequenzverluste der magnetischen Komponenten sowie Herleitung von Volumenmodellen der Halbleiter, der passiven Komponenten, des Kühlsystems und der Steuer-, Mess- und Regeleinrichtungen. Der Vergleich zwischen den betrachteten Schaltungskonzepten beinhaltet eine Bestimmung der erforderlichen Chipflächen der Halbleiterbauelemente zur Einhaltung der spezifizierten minimalen Effizienz, eine Gegenüberstellung der Wirkungsgrade bei gleicher eingesetzter Chipfläche und eine Gegenüberstellung der Leistungsdichten bei gleicher Effizienz.

Da die Performance-Indizes wie Leistungsdichte und Wirkungsgrad in der Realität einander entgegen laufen, kann lediglich eine Kompromisslösung umgesetzt werden. Sich auszeichnende Lösungen sind mitunter das effizienteste oder das volumenoptimale Design. Für den realisierten resonanten Wandler werden diese Lösungen sowie deren Kompromisse basierend auf den Modellen durch geeignete Optimierungsstrategien rechnerisch ermittelt und der Pareto-Rand des Wandlers aufgezeigt.

Eine weitere Verbesserung der Performance ist durch den Einsatz mehrphasiger Wandler mit phasenverschobener Ansteuerung der einzelnen Wandlereinheiten, wodurch sich unter Anderem das Bauvolumen der Filterkomponenten reduzieren lässt, erreichbar. Die Arbeit beinhaltet die Modellierung der Strombelastung des Ein- und Ausgangsfilters für den Einsatz bei einem aus mehreren parallel geschalteten Modulen bestehenden Gleichspannungswandler und dessen Auslegung zur Einhaltung der zulässigen Rippelgrößen. Darüber hinaus wird die optimale Anzahl der einzusetzenden Konvertermodule für die Maximierung der Leistungsdichte des Gesamtsystems bestimmt.

Weiterhin wird die Mehrphasigkeit des Wandlers für die Erzielung eines hohen Teillastwirkungsgrades genutzt, indem bei Teillast eine Abschaltung einzelner Wandlerphasen erfolgt und ein Konzept vorgestellt, welches die durch Bauteiltoleranzen der eingesetzten Induktivitäten hervorgerufenen Subharmonischen der Schaltfrequenz im Gesamtripel des Ausgangsstromes durch einen symmetrierenden Eingriff in die Steuerung der Module minimiert.

Die theoretischen Überlegungen werden mit einem voll funktionsfähigen Labormuster eines bidirektionalen, quasi-resonanten Gleichspannungswandlers verifiziert, welches aus drei parallel betriebenen Wandlereinheiten besteht und eine Leistungsdichte von 30 kW/Liter und eine maximale Effizienz von 99.3% aufweist.

Verwendete Formelzeichen

Allgemein

$x, x(t)$	Zeitlich veränderliche Größe
X	Zeitlich/während Schaltperiode konstante Größe
X, X_{rms}	Effektivwert
\hat{X}	Spitzenwert
\bar{X}, X_{avg}	Mittelwert
\tilde{x}	Wechselanteil einer zeitveränderlichen Größe
$\hat{\tilde{x}}$	Amplitude des Wechselanteils
\vec{x}	Vektor oder Tensor in Vektorschreibweise
\mathbf{X}	Matrix
e	Eulersche Zahl
j	$j^2 = -1$
$\mathcal{L}\{x\}$	Laplace-Transformation
$\mathcal{L}^{-1}\{x\}$	Inverse Laplace-Transformation

Geometrische Größen

A_c	$[\text{m}^2]$	Kernquerschnittsfläche
A_{CP}	$[\text{m}^2]$	Fläche des Kühlkörpers
A_{Cu}	$[\text{m}^2]$	Querschnittsfläche eines Leiters
A_g	$[\text{m}^2]$	Querschnittsfläche des Luftspalts
A_s	$[\text{m}^2]$	Querschnittsfläche der Einzelader einer Litze
A_w	$[\text{m}^2]$	Querschnittsfläche des Wicklungsfensters
A_{Si}	$[\text{mm}^2]$	Chipfläche eines Halbleiters
b_{CP}	$[\text{m}]$	Breite des Flüssigkeitskühlers
b_w	$[\text{m}]$	Breite des Wicklungsfensters
d_d	$[\text{m}]$	Dicke des Dielektrikums
d_{litz}	$[\text{m}]$	Außendurchmesser der Hochfrequenz-Litze
d_s	$[\text{m}]$	Einzeladerdurchmesser der Hochfrequenz-Litze

d_t	[m]	Durchmesser der Kühlkanäle
d_{TIM}	[m]	Dicke des Wärmeleitmaterials
δ	[m]	Skin-Tiefe
F_i	-	Streu-Faktoren des magnetischen Felds
f_{pack}	-	Packungsfaktor der Wandler-Komponenten
h_{CP}	[m]	Dicke des Flüssigkeitskühlers
k_{Cu}	-	Kupferfüllfaktor des Wicklungsfensters
k_{\square}	-	Füllfaktor bei Rechteckpackung von Rundleitern
k_{\circ}	-	Füllfaktor bei hexagonaler Packung
l_{CP}	[m]	Länge des Flüssigkeitskühlers
l_g	[m]	Länge des Luftspalts einer Induktivität
l_m	[m]	Länge des magnetischen Pfades
l_{wdg}	[m]	Mittlere Länge einer Windung
N	-	Windungszahl
N_c	-	Anzahl aneinander gereihter Kerne
N_s	-	Anzahl Einzeladern der Hochfrequenz-Litze
N_{Σ}	-	Phasenzahl des Wandlers
N	-	Anzahl aktivierter Phasen des Wandlers
p_A	[m ⁴]	Flächenprodukt
q_A	-	Flächenverhältnis
s_t	[m]	Abstand der Kühlkanäle
t_c	[m]	Dicke des Kernmaterials
t_w	[m]	Dicke der Wicklung
V_c	[m ³]	Kernvolumen
V_C	[m ³]	Gesamtvolumen eines Kondensators
V_{CP}	[m ³]	Volumen des Flüssigkeitskühlers
V_{GD}	[m ³]	Volumen der Gate-Treiber
V_L	[m ³]	Gesamtvolumen einer Induktivität
V_S	[m ³]	Volumen der Halbleiter
V_w	[m ³]	Volumen der Windung einer Induktivität
V_x	[m ³]	Volumen der Entlastungsnetzwerke

Elektrische und magnetische Größen

A_L	[H/Wdg.]	AL-Wert
β_1	[mm ² /A]	Drain-Stromdichte-Koeffizient 1. Ordnung
β_2	[mm ⁴ /A ²]	Drain-Stromdichte-Koeffizient 2. Ordnung
B	[T]	Magnetische Flussdichte
B_c	[T]	Magnetische Flussdichte im Kern

B_{sat}	[T]	Sättigungsinduktion des Kernmaterial
C	[F]	Kapazität
C_{oss}	[F]	MOSFET Ausgangskapazität
C_x	[F]	Resonanzkapazität
C_{GD}	[F]	Gate-Drain-Kapazität des MOSFETs
C_{GS}	[F]	Gate-Source-Kapazität des MOSFETs
C_{DS}	[F]	Drain-Source-Kapazität des MOSFETs
D	[As/m ²]	Elektrische Flussdichte
DPF	-	Displacement-Faktor
E	[J]	Elektrische Energie
E	[V/m]	Elektrische Feldstärke
E_c	[V/m]	Kritische Feldstärke
E_{off}	[J]	Ausschaltverluste
E_{on}	[J]	Einschaltverluste
E_{rr}	[J]	Rückwärtserholverluste
E_{sw}	[J]	Schaltverluste
ESR	[Ω]	äquivalenter Serienwiderstand
ϵ	[As/Vm]	Permittivität
η	-	Wirkungsgrad
F_H	-	Geometrie-Faktor des Streufelds des Luftspalts
F_R	-	Skin-Effekt-Faktor beim Rundleiter
G_R	-	Proximity-Effekt-Faktor beim Rundleiter
γ_i	-	Anteil der Chipfläche an Gesamtchipfläche
H	[A/m]	Magnetische Feldstärke
H_{DC}	[A/m]	Gleichanteil der magnetischen Feldstärke
H_g	[A/m]	Magnetische Feldstärke des Streufelds
I_0	[A]	Mindeststrom für weiches Schalten
I_1	[A]	Strom auf Wandlerseite 1
I_2	[A]	Strom auf Wandlerseite 2
I_C	[A]	Kollektorstrom
I_D	[A]	Drainstrom
I_{max}	[A]	Maximal zulässiger Eingangs- bzw. Laststrom
I_{rm}	[A]	Amplitude der Rückstromspitze
J	[A/m ²]	Elektrische Stromdichte
J_D	[A/m ²]	Drainstromdichte
J_{crit}	[A/m ²]	Kritische Stromdichte für Synchrongleichrichtung
J_w	[A/m ²]	Stromdichte im Wicklungsfenster
k	-	Koppelfaktor zweier Spulen
\hat{i}_L	[A]	Stromrippelamplitude

L	[H]	Induktivität
L_x	[H]	Resonanzinduktivität
M	[H]	Gegeninduktivität
o		Arbeitspunkt des Wandlers
P	[W]	Elektrische Leistung
P_c	[W]	Verluste des Kernmaterials
P_{demand}	[W]	Gesamtantriebsleistung des Fahrzeugs
$P_{e/g}$	[W]	Leistung des Verbrennungsmotors
P_{el}	[W]	Elektrische Antriebsleistung des Fahrzeugs
P_{FC}	[W]	Leistung der Brennstoffzelle
P_{max}	[W]	Maximal zulässige Leistung des Wandlers
P_L	[W]	Verluste der Spulen
P_S	[W]	Halbleiterverluste
Φ	[Wb]	Magnetischer Fluss
Ψ	[Wb]	verketteter magnetischer Fluss
Q	[As]	Elektrische Ladung
Q_G	[As]	Gate-Ladung des MOSFETs
Q_G^*	[As/mm ²]	Spezifische Gate-Ladung des MOSFETs
Q_{rr}	[As]	Rückwärtserholladung der Diode
R	[Ω]	Elektrischer Widerstand
R_m	[A/Wb]	Magnetischer Widerstand
$R_{DS(\text{on})}$	[Ω]	Leitwiderstand des MOSFETs
$R_{DS(\text{on})}^*$	[Ωmm^2]	Spezifischer Leitwiderstand des MOSFETs
$R_{\text{ph},n}$	[Ω]	Effektiver Längswiderstand einer Wandler-Phase
$R_{s,DC}$	[Ω]	Gleichstromwiderstand einer Einzelader der Litze
r_D	[Ω]	Kleinsignalwiderstand der Diode
r_D^*	[Ωmm^2]	Spezifischer Kleinsignalwiderstand der Diode
r_L	-	Relativer Stromrippel
ρ	[W/kg]	Leistungsdichte
SOC_{bat}	-	Ladezustand des Batterie
SOC_{SC}	-	Ladezustand des Superkondensators
σ_{Cu}	[S/m]	Elektrische Leitfähigkeit von Kupfer
U_1	[V]	Spannung auf Wandlerseite 1
U_2	[V]	Spannung auf Wandlerseite 2
U_{CE}	[V]	Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs
$U_{CE(\text{sat})}$	[V]	Sättigungsspannung des IGBTs
U_{DS}	[V]	Drain-Source-Spannung des MOSFETs
U_{DSS}	[V]	Sperrspannung des MOSFETs
U_F	[V]	Vorwärtsspannungsabfall der Diode

U_{FC}	[V]	Ausgangsspannung der Brennstoffzelle
U_{GS}	[V]	Gate-Source-Spannung des MOSFETs
U_{max}	[V]	Maximal zulässige Eingangs- bzw. Lastspannung
U_{SC}	[V]	Spannung des Superkondensators
U_{th}	[V]	Schleusenspannung des MOSFETs oder IGBTs
\hat{u}	[V]	Amplitude des Spannungsrippels
\ddot{u}	-	Trafoübersetzungsverhältnis
μ	[m ² /Vs]	Ladungsträgerbeweglichkeit
μ	[Vs/Am]	Permeabilität
v	-	Spannungsübersetzungsverhältnis des Wandlers
Z	[Ω]	Impedanz

Größen im Zeit oder Frequenzbereich

D	-	Tastgrad
D_i	-	Tastgrad des i -ten Zeitintervalls
D_{Σ}	-	Summe der Tastgrade des CF-ZVS-M-Konverters
f	[Hz]	Frequenz
f_r	[Hz]	Repetitionsrate
f_{sw}	[Hz]	Schaltfrequenz
φ_i	[rad]	Phasenwinkel
ω	[rad/s]	Kreisfrequenz
s	[rad/s]	Komplexe Frequenz
t_1	[s]	1. Schaltzeitpunkt
t_i	[s]	i -ter Schaltzeitpunkt
t_{rr}	[s]	Rückwärtserholzeit der Diode
τ_{rr}	[s]	Rückwärtserholzeitkonstante der Diode
$\tau_{c,eff}$	[s]	Effektive Ladungsträgerlebensdauer der Diode
T_p	[s]	Dauer der Schaltperiode
$T_{p,S}$	[s]	Dauer der Schaltperiode im Start-Up-Betrieb
T_x	[s]	Dauer der Resonanz(halb)periode
ΔT	[s]	Zeitfehler bei Synchrongleichrichtung

Mechanische und physikalische Größen

\dot{m}_f	[kg/s]	Massenstrom eines Fluids
η_f	[m ² /s]	Dynamische Viskosität eines Fluids
ρ_f	[kg/m ³]	Dichte eines Fluids

v_f [m/s] Geschwindigkeit des Fluids

Thermische Größen

α	[W/m ² K]	Wärmeübergangskoeffizient
α_1	[K ⁻¹]	Temperaturkoeffizient 1. Ordnung
α_2	[K ⁻²]	Temperaturkoeffizient 2. Ordnung
c_p	[J/kgK]	Spezifische Wärmekapazität
Nu	-	Nußelt-Zahl
λ	[W/Km]	Wärmeleitfähigkeit
\dot{q}	[W/m ²]	Wärmestrom
R_{th}	[Km/W]	Thermischer Widerstand
Re	-	Reynolds-Zahl
Pr	-	Prandtl-Zahl
T_f	[K]	Temperatur des Kühlmediums
T_h	[K]	Oberflächentemperatur des Kühlers
T_i	[K]	Einlasstemperatur des Kühlmediums
T_j	[K]	Sperrschichttemperatur eines Halbleiters

1

Einleitung

Energieträger in Form von Elektrizität oder Treibstoffen sind wichtige Triebfedern für Wirtschaftswachstum und Wohlstand einer modernen, industriell und technologisch geprägten Gesellschaft. Mit einem Anteil von 57% stellt Erdöl in der Schweiz den mit Abstand wichtigsten Primärenergieträger dar [1]. Damit unterliegt die Schweiz im weltweiten Vergleich einer überdurchschnittlich hohen Abhängigkeit von diesem wertvollen Rohstoff. Um so besorgniserregender ist in diesem Zusammenhang die weltweit steigende Nachfrage nach Erdöl, ins besondere in bevölkerungsreichen aufstrebenden Industriestaaten wie China oder Indien, bei gleichzeitig voranschreitender Verknappung der Reserven. Bereits heute gilt der Großteil der weltweiten Erdölvorkommnisse als entdeckt (vgl. **Abb. 1.1**) und man nimmt an, dass das globale Ölför-

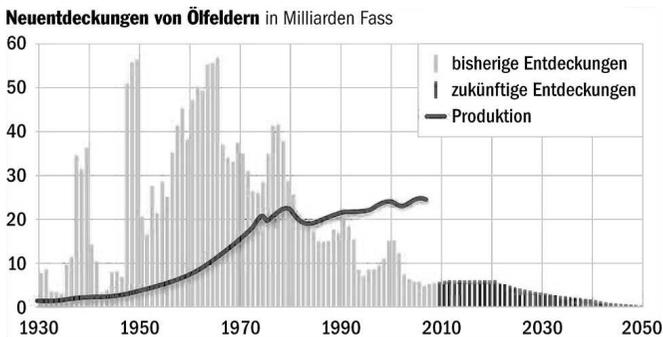


Abb. 1.1: Weltweite Neuentdeckungen von Ölvorkommnissen und Produktion von Erdöl [2].

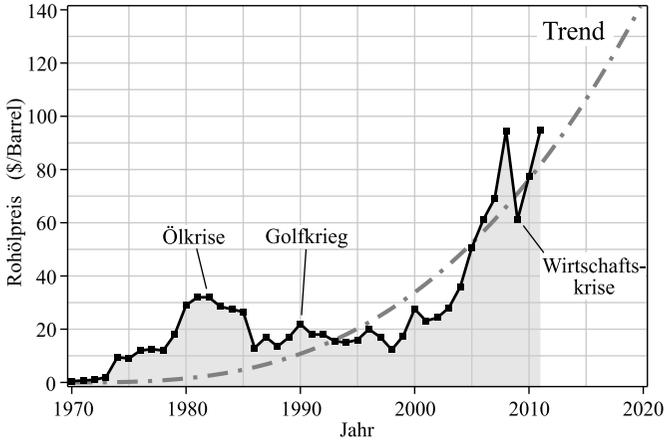


Abb. 1.2: Entwicklung des Erdölpreises, Preis pro Fass (OPEC Basket Price¹) nach [3].

dermaximum (Peak-Oil) bereits erreicht oder überschritten ist [1][2].

Die stetig wachsende Kluft zwischen Angebot und Nachfrage spiegelt sich auch im Ölpreis wider und der Rohölpreis hat nach der Finanz- und Wirtschaftskrise 2009 erneut einen Höchststand erreicht (**Abb. 1.2**). Hierzu hat das steigende Verkehrsaufkommen einen wesentlichen Beitrag geliefert. Noch nie in der Geschichte waren die pro Person zurückgelegten Distanzen höher als in der heutigen globalisierten Welt und die Mobilität, die durch Kraftfahrzeuge geboten wird, ist aus dem Alltag nicht mehr wegzudenken. Egal ob für Fahrten in Beruf oder Freizeit; ein wesentlicher Anteil des Pro-Kopf-Energieverbrauchs ist auf den Individualverkehr zurückzuführen. Jedoch wird der motorisierte Individualverkehr unter anderem wegen der Preisentwicklung auf dem Kraftstoffmarkt in der jetzigen Form in Zukunft nicht mehr aufrecht zu erhalten sein.

Ein weiteres Problem, dass sich im Zusammenhang mit fossilen Energieträgern wie Erdöl stellt, sind die bei deren Verbrennung freigesetzten Treibhausgase, vorrangig Kohlendioxid (CO_2). Diese sind wichtige Mitverursacher der globalen Erwärmung. Modelle prognostizieren

¹Gewichteter Mittelwert des Ölpreises verschiedener erdölfördernder OPEC-Mitgliedstaaten, der weltweit als wichtiger Preisindikator für Rohöl genutzt wird. Der Preis der in Europa weit verbreiteten, qualitativ höherwertigen Sorte Brent liegt oberhalb des OPEC Basket Prize.

einen Temperaturanstieg von 2°C bis zum Jahr 2100, wenn die globale Kohlendioxidkonzentration einen kritischen Wert von 450 ppm überschreitet [4]. Mit einem derartigen Anstieg wären erhebliche Klimaveränderungen, wie z.B. der Anstieg des Meeresspiegels, extremere Klimaschwankungen und -ereignisse wie Stürme, Fluten oder Kälte- und Hitzewellen verbunden. Um künftige Folgeschäden auf Grund von Klimaveränderungen abzumildern, müssen frühzeitig Investitionen in Klimaschutzmaßnahmen getätigt werden. Entscheidend für die Umsetzung dieser Maßnahmen ist es, dass entsprechende gesetzliche Grundlagen zur Einhaltung der Klimaschutzziele geschaffen werden.

Im Bereich des Transportwesens beschränkt die Verordnung (EG) Nr. 443/2009 der Europäischen Union ab 2012 die CO₂-Emissionen von neuen Personenkraftwagen. Demnach dürfen die produzierten Neuwagen eines Automobilherstellers (Flotte) im Mittel einen CO₂-Ausstoß von 130 gCO₂/km (ab 2012) bzw. 95 gCO₂/km (ab 2020) nicht mehr überschreiten [5]. Für Halter von Kraftfahrzeugen wurden durch Steuerergünstigungen für Hybridfahrzeuge (Schweiz, Kanton Zürich) oder durch eine von den CO₂-Emissionen abhängige Besteuerung (Deutschland) Anreize für den Erwerb umweltfreundlicher Fahrzeuge geschaffen.

Prognostizierte Verkaufszahlen von Hybridfahrzeugen

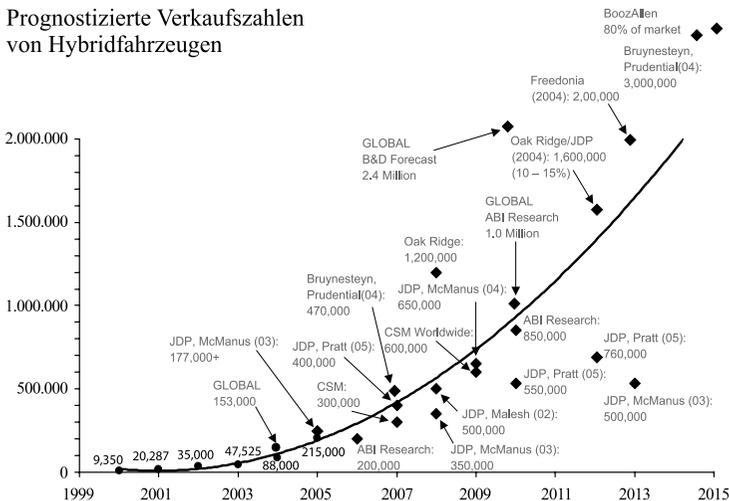


Abb. 1.3: Prognostizierte Verkaufszahlen von Hybridelektrofahrzeugen, weltweit, nach [6].

Die genannten Aspekte – steigende Kraftstoffpreise und ein wachsendes Umweltbewusstsein – beeinflussen das Fahrverhalten haben aber auch dazu beigetragen, dass intensive Forschung auf dem Gebiet energieeffizienter Fahrzeuge und alternativer Treibstoffe betrieben wird und dass sich der Automobilmarkt gewandelt hat. Neben klassischen Konzepten zur Reduktion des Energiebedarfs eines Fahrzeugs, wie Verbesserung der Verbrennungsmotoren, Leichtbauweise, Optimierung der Rollwiderstände oder der Aerodynamik, schreitet ins besondere die Elektrifizierung des Antriebsstrangs voran, die großes Potential zur Steigerung der Energieeffizienz und zur Reduktion des Schadstoffausstoßes bietet. Dabei ist vor allem der rasante Anstieg der Verkaufszahlen von Hybridelektrofahrzeugen (Hybrid Electrical Vehicles, HEV) hervorzuheben (vgl. **Abb. 1.3**). Diese Fahrzeuge gewinnen wegen der potentiellen Treibstoffersparnis von etwa 30% - 50% (Vollhybrid, Stadtverkehr) [7] und der damit verbundenen Reduktion der CO₂-Emissionen immer mehr an Attraktivität.

Neben der Weiterentwicklung der bereits etablierten Hybrid-Konzepte stellen die Suche nach alternativen Kraftstoffen und die Entwicklung der erforderlichen Antriebskonzepte weitere wichtige Forschungsschwerpunkte dar. Um den positiven Effekt dieser neuartigen Technologien auf die Umwelt beurteilen zu können, ist es nicht ausreichend, die Konzepte anhand des Schadstoffausstoßes am Fahrzeug selbst (vom Tank zum Rad, „Tank-to-Wheel“) zu vergleichen. Vielmehr ist es entscheidend, die gesamte Kette der Kraftstoffherzeugung zu betrachten – von der Quelle bis zum Rad („Well-to-Wheel“). **Abb. 1.4** zeigt einen Vergleich der zu erwarteten Well-to-Wheel-Emissionen von Fahrzeugen mit unterschiedlichen Antriebskonzepten. Die Analyse zeigt, dass sich durch den Umstieg auf geeignete Kraftstoffe und Methoden zur Gewinnung dieser Kraftstoffe und durch die Elektrifizierung des Antriebs der Gesamtausstoß von Treibhausgasen im Vergleich zu herkömmlichen Antriebskonzepten drastisch reduzieren lässt. Hinsichtlich der CO₂-Bilanz besonders hervorzuheben sind Hybrid-Fahrzeuge, die Cellulose-Ethanol² als Kraftstoff nutzen und Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeuge, für die der zum Antrieb nötige Wasserstoff aus regenerativen Energiequellen wie Wind- oder Solarenergie gewonnen wird.

² Cellulose-Ethanol wird wie Bioethanol aus pflanzlichen Rohstoffen gewonnen. Zur Herstellung von Cellulose-Ethanol werden Pflanzenabfälle oder Energiepflanzen genutzt, die sich im Vergleich zu den zur Bioethanol-Produktion nötigen stärke- oder zuckerhaltigen Pflanzen umweltschonender und mit besserer CO₂-Bilanz anbauen lassen. Nachteilig sind derzeit die hohen Produktionskosten.

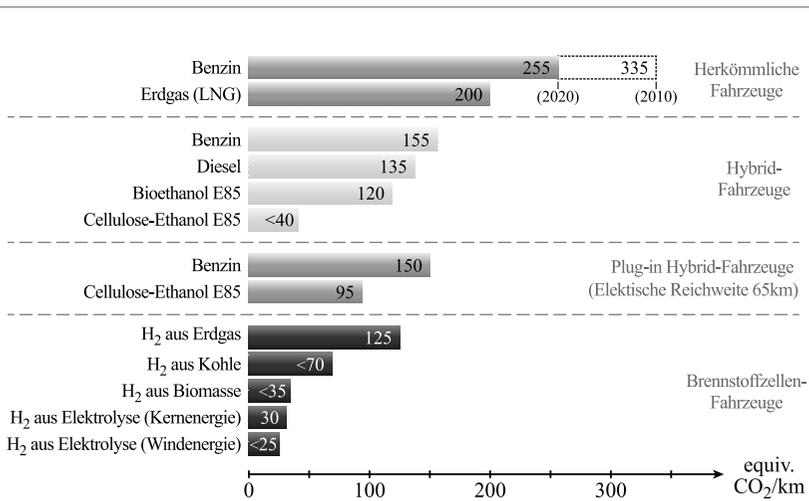


Abb. 1.4: Gesamtausstoß von Treibhausgasen (Well-to-Wheel) unterschiedlicher Fahrzeugtypen pro zurückgelegtem Kilometer auf Basis im Jahr 2020 verfügbarer Technologien, nach [8].

Die Europäische Union hat am 28. April 2010 im Rahmen der Strategie Europa 2020 Stellung zur Thematik sauberer und energieeffizienter Fahrzeuge bezogen:

„Es ist überaus wichtig, dass die Forschung für Fahrzeuge mit Elektroantrieb und Wasserstoff-Brennstoffzellen fortgesetzt wird. Die Herstellung dieser Fahrzeuge und ihrer Bestandteile ist nach wie vor teuer. Durch die Forschung könnten die Kosten für diese Fahrzeuge reduziert werden. So müssen vor allem neue Werkstoffe erforscht werden, die in Batterien und zur Speicherung von Wasserstoff für Brennstoffzellenfahrzeuge zum Einsatz kommen können, sowie alternative Technologien zum Aufladen und zur Speicherung von Energie.“ [9]

Sie unterstreicht dadurch die Wichtigkeit der Forschung an den in der vorliegenden Dissertation diskutierten leistungselektronischen Baugruppen, die zur elektrischen Anbindung von, in Hybrid- und Brennstoffzellenfahrzeugen genutzten, Energiespeichern dienen. Bevor auf Details und auf Anforderungen an diese Systeme und die neuen Beiträge der Arbeit eingegangen wird, werden im Folgenden zunächst die prinzipiellen Merkmale und die Funktionsweise von Hybrid- und Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeugen skizziert.

1.1 Hybridelektrofahrzeuge

Hybridfahrzeuge weisen mindestens zwei unterschiedliche Energiewandler und zwei Energiespeicher auf. Meist wird der Begriff synonym zu Hybridelektrofahrzeugen mit Verbrennungsmotor verwendet. Diese Fahrzeuge weisen neben einem herkömmlichen Ottomotor oder Dieselmotor, für die Benzin oder Dieselmotorkraftstoff als chemischer Energiespeicher fungiert, einen zusätzlichen Elektromotor und einen elektrischen Energiespeicher (Batterie oder Superkondensator) auf. Die Gesamtantriebsleistung

$$P_{\text{demand}} = P_{e/g} + P_{el} \quad (1.1)$$

setzt sich aus der vom Verbrennungsmotor abgegebenen Leistung $P_{e/g}$ und der elektrischen Leistung P_{el} zusammen.

Der Grundgedanke der Hybridisierung des Antriebs besteht darin, die Vorteile eines herkömmlichen Fahrzeugs (z.B. hohe Reichweite, schnelle Betankung) mit den Vorteilen eines reinen Elektrofahrzeugs (z.B. hoher Wirkungsgrad des Antriebsstrangs, keine CO₂-Emission) zu vereinen. Eine Verbesserung des Wirkungsgrads wird auf verschiedene Weisen erreicht.

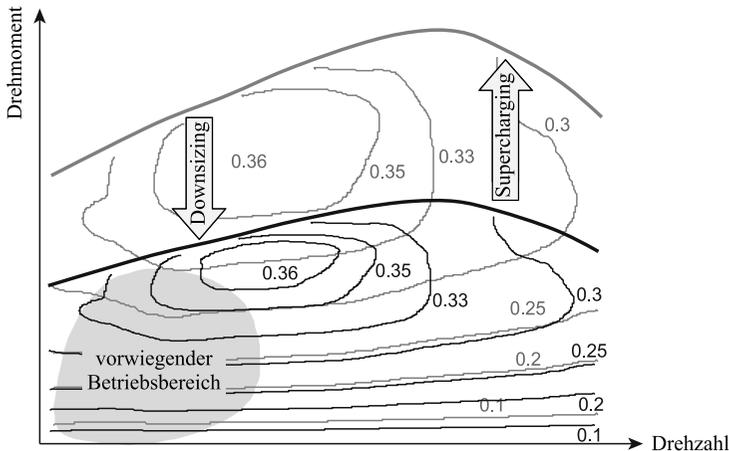


Abb. 1.5: Erhöhung der Teillast-Effizienz (vorwiegender Betriebsbereich) des Antriebs durch Downsizing des Verbrennungsmotors. Das Defizit im maximalen Drehmoment kann durch einen zusätzlichen Elektromotor kompensiert werden (Supercharging), nach [10].

Downsizing des Verbrennungsmotors

Zum einen ist es nötig, den Antrieb auf ein für das gewünschte Beschleunigungsverhalten gefordertes, maximales Drehmoment auszulegen. Bei einem ausschließlich von einem Verbrennungsmotor angetriebenen Fahrzeug bedeutet dies, dass der Motor vorwiegend im Teillastbetrieb und somit bei geringer Effizienz betrieben werden muss. Durch die unterstützende Wirkung eines Elektromotors (Supercharging) im Drehmomentmaximum wird eine Reduktion des maximalen Drehmoments des Verbrennungsmotors (Downsizing) möglich und der Betrieb bei Teillast des Gesamt-Antriebsystems begünstigt (vgl. **Abb. 1.5**) [11].

Betriebspunktverschiebung des Verbrennungsmotors

Zusätzlich zur positiven Wirkung des Downsizing des Verbrennungsmotors kann mit Hilfe des elektrischen Antriebsteils eine Betriebspunktverschiebung des Verbrennungsmotors erfolgen [12], d.h. der Verbrennungsmotor wird bevorzugt in der Nähe des Wirkungsgradmaximums betrieben und die Differenz P_{el} zur vom Fahrer angeforderten Leistung P_{demand} wird durch den elektrischen Teil des Antriebs ausgeglichen. Auf Grund der Tatsache, dass der Wirkungsgrad der elektrischen Maschine und der erforderlichen Leistungselektronik deutlich über dem des Verbrennungsmotors liegen, wirkt sich diese Vorgehensweise günstig auf die Gesamteffizienz des Antriebs aus.

Die elektrische Leistung P_{el} weist entweder ein positives oder ein negatives Vorzeichen auf, d.h. der elektrische Antrieb wirkt entweder motorisch, wobei Energie aus dem zusätzlichem elektrischen Speicher entnommen wird, oder generatorisch, wobei die überschüssige Leistung des Verbrennungsmotors genutzt wird um den elektrischen Energiespeicher zu laden. Weiterhin ist es im Generatorbetrieb möglich, das Fahrzeug zu verzögern, d.h. zumindest einen Teil der Bremsenergie zurückzugewinnen und im elektrischen Energiespeicher zu speichern (Rekuperation). Man unterscheidet folgende Betriebsmodi des Hybridelektrofahrzeugs:

- ▶ $P_{e/g} = 0, P_{el} > 0$: Rein elektrischer Antrieb
- ▶ $P_{e/g} > 0, P_{el} = 0$: Rein verbrennungsmotorischer Antrieb
- ▶ $P_{e/g} > 0, P_{el} > 0$: Leistungsaddition (Boost-Betrieb)
- ▶ $P_{e/g} > 0, P_{el} < 0$: Laden des elektrischen Energiespeichers
- ▶ $P_{e/g} = 0, P_{el} < 0$: Rekuperation

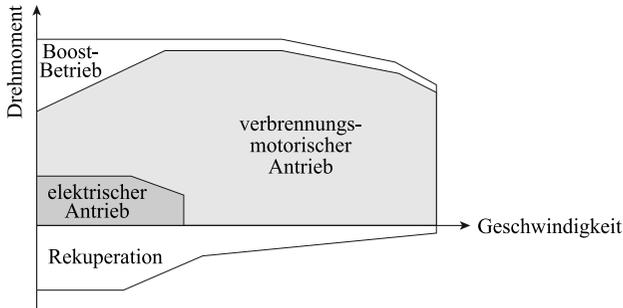


Abb. 1.6: Bevorzugte Betriebsmodi in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit und des Gesamtantriebsmoments, nach [13].

Es ist Aufgabe eines geeigneten Energiemanagement-Systems für den hinsichtlich Gesamtwirkungsgrad des Fahrzeugs optimalen Wechsel zwischen den Betriebsmodi zu sorgen. Die bevorzugten Betriebsmodi in Abhängigkeit von Geschwindigkeit und Gesamtantriebsmoment zeigt **Abb. 1.6**. Es ist üblich den Ladezustand (State of Charge, SOC) des elektrischen Energiespeichers innerhalb eines Nennbereichs einzuregulieren, z.B. zwischen 60% bis 80%, damit ausreichend Energiereserven für die elektrische Unterstützung des Verbrennungsmotors vorliegen und eine Restkapazität für die Betriebspunktverschiebung und Rekuperation verbleibt [14].

Systemstrukturen von Hybridelektrofahrzeugen

Es existiert eine Vielzahl von Systemstrukturen von Hybridfahrzeugen, die sich in der Anordnung der Energiewandler und Energiespeicher unterscheiden. Wichtige Grundstrukturen sind der Serien- und der Parallel-Hybrid (vgl. **Abb. 1.7**).

Beim *Serien-Hybrid* sind die Energiewandler des Fahrzeugs in Reihe geschaltet. Die vom Verbrennungsmotor abgegebene mechanische Energie wird mittels eines Generators zunächst vollständig in elektrische Energie umgewandelt und mit Hilfe eines Gleichrichters in einen Gleichspannungszwischenkreis (DC-Link) eingespeist. Alternativ oder additiv kann Energie aus dem elektrischen Energiespeicher in den DC-Link eingespeist werden. Der Antrieb des Fahrzeugs erfolgt rein elektrisch mittels eines mit dem DC-Link verbundenen Umrichters und einer elektrischen Maschine. Es existiert keine direkte mechanische Verbindung des

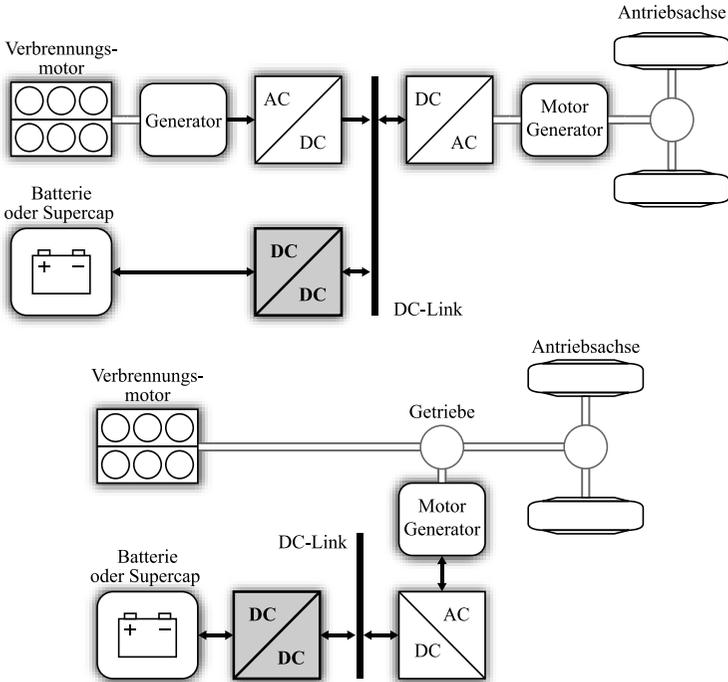


Abb. 1.7: Varianten von Hybridfahrzeugen: Serien-Hybrid (oben) und Parallel-Hybrid (unten).

Verbrennungsmotors mit der Antriebsachse. Für die Funktionalität der Rekuperation wird die Antriebsmaschine generatorisch genutzt und der Antriebsumrichter muss bidirektional ausgeführt sein. Die Anbindung des elektrischen Energiespeichers an den DC-Link erfolgt über einen bidirektionalen Gleichspannungswandler, der die Spannungsunterschiede zwischen dem elektrischen Speicher und dem DC-Link ausgleicht. Die Struktur des Serien-Hybrids bietet wegen der nicht vorhandenen mechanischen Anbindung des Verbrennungsmotors an die Antriebsräder Flexibilität bei der Anordnung der Komponenten. Nachteilig ist der wegen der Serienanordnung resultierende schlechte Wirkungsgrad des Antriebsstrangs. Darüber hinaus weist die Struktur eine hohe Anzahl an Antriebselementen (Verbrennungsmotor, Generator, Motor) auf und Antriebsumrichter und die Antriebsmaschine sind auf die geforderte Spitzenleistung des Fahrzeugs auszulegen, wodurch die Kosten steigen.

Beim *Parallel-Hybrid* sind im Gegensatz zum Serien-Hybrid sowohl der Verbrennungsmotor als auch die elektrische Maschine über ein Getriebe mechanisch an die Antriebsachse gekoppelt. Der Vorteil dieser Anordnung besteht darin, dass keine zweifache Wandlung zwischen mechanischer und elektrischer Energie erfolgt, wodurch der Antriebsstrang des Parallel-Hybrid einen höheren Wirkungsgrad aufweist. Darüber hinaus ist eine geringere Anzahl an Antriebselementen erforderlich und die elektrische Maschine und die leistungselektronischen Wandler müssen nicht für die Spitzenleistung des Antriebs dimensioniert werden. Ein bidirektionaler Gleichspannungswandler kann eingesetzt werden, um die Gesamteffizienz des elektrischen Antriebsteils zu verbessern. Die direkte mechanische Kopplung (Drehzahlkopplung) des Parallel-Hybrids verbietet eine unabhängige Regelung von Verbrennungsmotor und elektrischer Maschine. Zudem gestaltet sich die Betriebspunktverschiebung des Verbrennungsmotors in einen hinsichtlich Wirkungsgrad optimalen Drehzahl- und Drehmomentbereich schwierig.

Kommerzielle Hybridfahrzeuge nutzen oft Mischformen der genannten Systemstrukturen, die Vorteile beider Konzepte ausnutzen und deren Nachteile abschwächen. So existieren Varianten, die den variablen Wechsel zwischen Serien- oder Parallel-Betrieb erlauben oder leistungsverzweigende Varianten, die die Leistung des Verbrennungsmotors teils mechanisch, teils elektrisch über eine Generator/Motor-Kombination der Antriebsachse zuführen [7, 12]. Wegen der Vielzahl der Realisierungsmöglichkeiten dieser so genannten *Serien-Parallel-* und *Komplex-Hybrid-Fahrzeugen* wird auf eine genaue Beschreibung verzichtet.

Klassifizierung von Hybridelektrofahrzeugen

Üblich ist es, Hybridelektrofahrzeuge nach der Leistung des Elektromotors – der Hybridisierungsstufe – zu klassifizieren. Man unterscheidet zwischen Mikro-, Mild- und Vollhybrid (vgl. **Tab. 1.1**). Mit zunehmender elektrischer Leistung wächst das Potential zur Kraftstoffersparnis aber auch die Komplexität des Fahrzeugs und dessen Kosten. Daten zur elektrischen Leistung kommerzieller Mild- und Vollhybride sowie von Konzeptfahrzeugen finden sich in **Tab. 1.2**.

Beim *Mikrohybrid* übernimmt die elektrische Maschine die Funktion einer Start-Stop-Automatik, d.h. die Maschine wird zum automatischen Starten des Verbrennungsmotors vor dem Anfahren und generatorisch zum Rückgewinnen von Bremsenergie genutzt. Bei Stillstand des Fahrzeugs erfolgt in der Regel ein automatisches Abstellen des Verbren-

Tab. 1.1: Einordnung von Hybridfahrzeugen, nach [7]

Art	Spannung	Elektrische Leistung	Energieersparnis	Mehrkosten
Mikrohybrid	12 V	2.5 kW	5-10 %	gering
Mildhybrid	100-200 V	10-20 kW	20-30 %	20-30 %
Vollhybrid	200-300 V	50 kW	30-50 %	30-40 %

Tab. 1.2: Daten des elektrischen Antriebssystems von kommerziellen Hybridelektrofahrzeugen und Konzeptfahrzeugen.

Modell	Spannung [V]	Batterie Leistung [kW]	Zellen [# Serie]	DC-Link Spannung [V]
Honda Insight [15]	100.8	10	84 Ni-MH	k.A.
Mercedes Benz S 400 [16]	126.0	15	32 Li-Ion	k.A.
Toyota Prius '04 [17]	201.6	20	168 Ni-MH	200...500
Toyota Camry '07 [17]	244.8	30	204 Ni-MH	250...650
BMW ActiveHybrid X6 [18]	312.0	57	260 Ni-MH	k.A.
HySUV ^{*)} [19]	390.0	67	100 Li-Ion	250...430

^{*)} Konzeptfahrzeug Daimler / Magna Steyr

nungsmotors, um Kraftstoff zu sparen. Beim *Mildhybrid* ist die elektrische Leistung ausreichend zur Unterstützung des Verbrennungsmotors (Boosten) und beim *Vollhybrid* ausreichend für ein rein elektrisches Anfahren oder Fahren.

Der elektrische Energiespeicher eines *Plug-in-Hybrids* (Plug-in Hybrid Electrical Vehicle, PHEV) lässt sich über das Stromnetz aufladen. Meist weisen Plug-in-Hybride eine vergrößerte Kapazität dieses Speichers auf, so dass auch größere Strecken rein elektrisch und ohne CO₂-Emissionen zurückgelegt werden können.

1.2 Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeuge

Brennstoffzellenfahrzeuge weisen eine Brennstoffzelle als primäre, für den Antrieb des Fahrzeugs genutzte Energiequelle auf. Die Brennstoffzelle wandelt hierzu die chemische Reaktionsenergie der zugeführten Brennstoffe direkt in elektrische Energie in Form einer Gleichspannung um und der Antrieb des Fahrzeugs erfolgt rein elektrisch. Ein Brennstoffzellenfahrzeug weist daher eine geringe Geräusentwicklung auf. Von besonderer Bedeutung für den Automobilbereich sind die Wasserstoff-Sauerstoff-Brennstoffzellen, die als Reaktionsgase den als Kraftstoff mitgeführten Wasserstoff und Luftsauerstoff nutzen.

Da als Endprodukt der chemischen Reaktion in der Brennstoffzelle reines Wasser erzeugt wird, emittieren Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeuge keine Treibhausgase oder andere Schadstoffe und zeigen daher ein hohes Potential zur Reduktion der Well-to-Wheel-Emissionen (vgl. **Abb. 1.4**). Dies setzt voraus, dass der erforderliche Wasserstoff, der in der Natur nur in gebundener Form vorkommt, auf geeignete, umweltschonende Weise erzeugt wird. Übliche Methoden sind die Reformierung von Kohlenwasserstoffen, wie Kohle, Methan oder Methanol aber auch Biomasse, bei der als Nebenprodukt jeweils das Treibhausgas Kohlendioxid anfällt, oder die Elektrolyse von Wasser. Umweltschonend aber kostenintensiv ist die CO₂-neutrale Gewinnung aus Biomasse oder durch Elektrolyse, sofern elektrische Energie aus erneuerbaren Energiequellen, z.B. Solarenergie oder Windkraft, genutzt wird.

Heutige Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeuge sind in der Regel mit Druckgasbehältern ausgestattet und die Betankung erfolgt ähnlich zur herkömmlichen Betankung und in kurzer Zeit. Mit dem Honda FCX und dem Toyota FCHV sind erste Kleinserienfahrzeuge im Handel und werden in Pilotprojekten getestet.

Wesentliche Probleme der Brennstoffzellenfahrzeuge sind neben den hohen Kosten die begrenzte Reichweite und die noch fehlende Infrastruktur zur Betankung der Fahrzeuge. Forschungsschwerpunkte sind die Weiterentwicklung der Brennstoffzellen, der Wasserstoff-Druckgaspeicher, der aus Gründen der Sicherheit und Dichtigkeit sehr aufwändig in der Herstellung ist und alternative Speichermethoden, wie das Binden von Wasserstoff in Metall-Hydrid-Speichern [20]. Ebenfalls von entscheidender Bedeutung ist die weitere Erforschung und Kostenreduktion der leistungselektronischen Baugruppen, wie Gleichspannungswandler, Wechselrichter und der elektrischen Maschinen [21].

Brennstoffzellen

Es existieren unterschiedlichste Ausführungen von Brennstoffzellen, die sich in der Art des Elektrolyts oder des eingesetzten Brennstoffes unterscheiden. Beispiele sind die Protonenaustauschmembran-Brennstoffzelle (Polymer Exchange Membrane Fuel Cell, PEMFC), alkalische Brennstoffzellen (Alkaline Fuel Cell, AFC), die Phosphorsäure-Brennstoffzelle (Phosphoric Acid Fuel Cell, PAFC), die Schmelzkarbonat-Brennstoffzelle (Molten Carbonate Fuel Cell, MCFC), Festoxid-Brennstoffzellen (Solid Oxide Fuel Cell, SOFC) und die Direktmethanol-Brennstoffzelle (Direct Methanol Fuel Cell, DMFC). Die PEMFC eignet sich wegen der niedrigen Betriebstemperatur, der hohen Leistungsdichte und dem schnellen Anlauf besonders für den Einsatz in Kraftfahrzeugen [23].

Die PEMFC besteht aus der dünnen, protonenleitenden Polymermembran, die zwischen zwei katalytisch aktiven Elektroden (Anode und Kathode) und Gasdiffusionslagen eingebettet ist (vgl. **Abb. 1.8**). An der Anode wird Wasserstoff zugeführt, an der Kathode Luftsauerstoff. Anodenseitig wird Wasserstoff unter Abgabe von zwei Elektronen zu Protonen oxidiert, die durch die Membran diffundieren. An der Kathode wird Sauerstoff mit den Elektronen, die von der Anode über einen äußeren Stromkreis mit elektrischem Verbraucher zur Kathode geleitet wurden, reduziert und reagiert mit den Protonen zu Wasser [24].

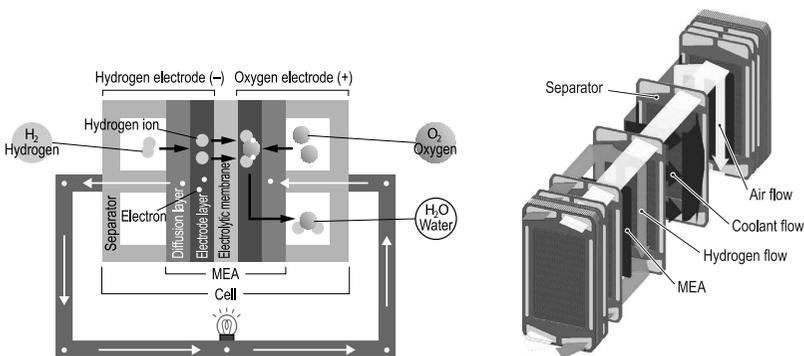
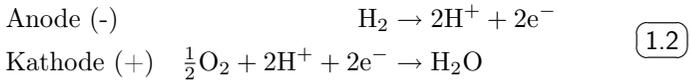


Abb. 1.8: Funktionsprinzip und Aufbaukonzept der „V-Flow“ Protonenaustauschmembran-Brennstoffzelle des Honda FCX Clarity [22].

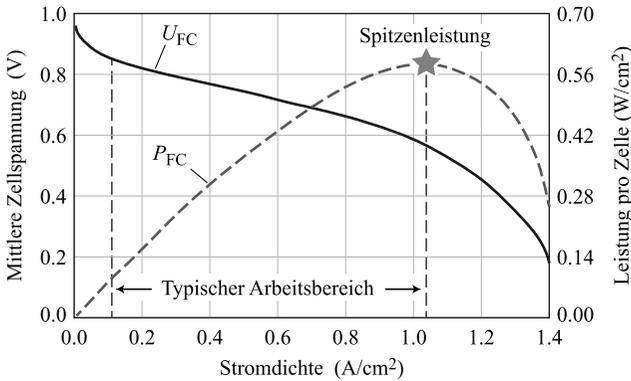


Abb. 1.9: Ausgangsspannung einer PEMFC-Brennstoffzelle in Abhängigkeit der Elektrodenstromdichte, nach [25].

Die theoretische Ruhespannung der PEMFC beträgt 1.23 V, entsprechend der Differenz der Elektrodenpotentiale von Sauerstoff und Wasserstoff. In der Praxis wird diese jedoch auf Grund von Spannungsverlusten, die z.B. aus Reaktionshemmungen oder ungenügender Gasdifffusion resultieren, nicht erreicht. Darüber hinaus ist die Ausgangsspannung der Brennstoffzelle, wie in **Abb. 1.9** dargestellt, abhängig von der Elektrodenstromdichte – also dem Laststrom – und beträgt im typischen Arbeitsbereich etwa 0.6 V bis 0.9 V [23, 25]. Um die zur Lieferung hoher Leistungen erforderlichen Ströme zu reduzieren, werden oft Hunderte von Einzelzellen in Serie geschaltet (Fuel Cell Stack).

Für den Betrieb der Brennstoffzelle ist eine Vielzahl an Hilfskomponenten erforderlich. Dazu zählen unter anderem ein Kompressor zur Luftverdichtung, Luftbefeuchter, Pumpen und Sensoren und elektromotorisch oder magnetisch angetriebene Ventile zur Regelung der Massenströme der Reaktionsgase [26]. Obwohl die chemische Reaktion selbst keinen Einschränkungen bezüglich Dynamik unterliegt, weist eine Brennstoffzelle wegen der Beteiligung der mechanischen Komponenten an der Zuführung und Regelung der Reaktionsgase dennoch eine sehr begrenzte Reaktionsgeschwindigkeit gegenüber Laständerungen auf [23]. Beim Einsatz in Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeugen muss daher in der Regel eine zweite Energiequelle in Form einer Batterie oder eines vergleichbaren Energiespeichers vorgesehen werden, um den kurzzeitigen Leistungsbedarf, z.B. bei Beschleunigung des Fahrzeugs, zu decken.

Systemstrukturen von Brennstoffzellenfahrzeugen

Mögliche Systemstrukturen eines Brennstoffzellenfahrzeugs mit sekundärer Energiequelle und einem Gleichspannungswandler zum Ausgleich der Spannungsunterschiede zwischen diesem Speicher und der Brennstoffzelle zeigt **Abb. 1.10**. Diese Fahrzeuge werden wegen der beiden Energiespeicher auch als Brennstoffzellen-Hybridfahrzeuge (Fuel Cell Hybrid Vehicle, FCHV) bezeichnet und weisen eine mit Serien-Hybrid-elektrofahrzeugen vergleichbare Systemstruktur auf. Neben der Steigerung der Dynamik der Brennstoffzelle kann der zusätzliche elektrische Energiespeicher analog zum Serien-Hybrid für eine Betriebspunktverschiebung der Brennstoffzelle in einen effizienten Arbeitspunkt oder zur Rekuperation genutzt werden. Ein weiterer Vorteil sind die besseren Kaltstart-Eigenschaften, da das Fahrzeug bereits angetrieben werden kann, bevor die Betriebstemperatur der Brennstoffzelle erreicht ist [26].

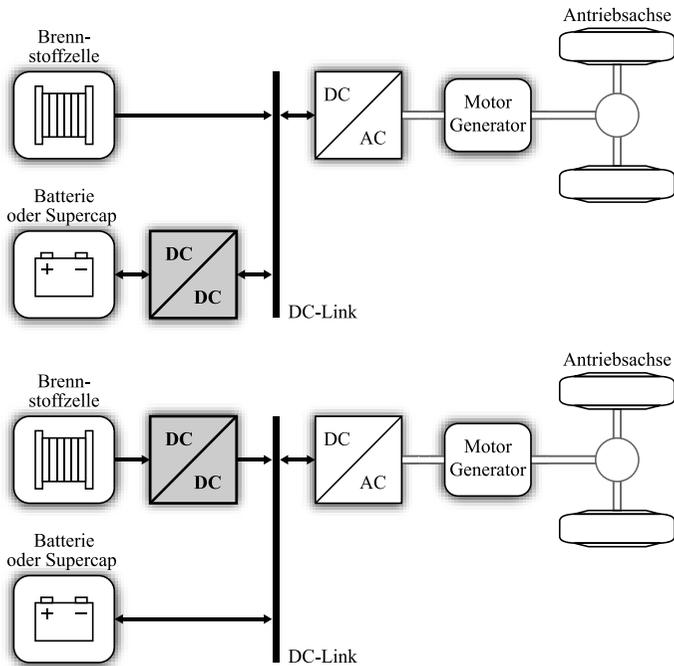


Abb. 1.10: Systemstrukturen von Brennstoffzellenfahrzeugen.

Tab. 1.3: Daten des elektrischen Antriebssystems von Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeugen (Konzeptfahrzeuge)

Modell	Batterie Spannung [V]	Brennstoffz. Spannung [V]	Max. Leistung [kW]	Max. Strom [A]
Daimler F600 Hygenius [28]	200 ... 290	300 ... 450	70	280
Honda FCX ^{*)} [22, 29]	288 Li-Ion	260 ... 370	100	k.A.
Hy.Power (VW) [30]	180 ... 360 SC	240 ... 345	50	k.A.
HySYS [31]	120 ... 430	120 ... 430	107	250
Toyota FCHV-adv ^{*)} [32]	274 Ni-MH	400	90	k.A.
SPACT-80 [33]	540	214 ... 460	100	600

^{*)} Kleinserienfahrzeug

Für die Positionierung eines Gleichspannungswandlers existieren, wie in **Abb. 1.10** dargestellt, mehrere Varianten. Die Anordnung in Serie zur Brennstoffzelle bietet den Vorteil, dass der Wandler unidirektional ausgelegt werden kann und keine hohe Dynamik aufweisen muss. Wegen der Reihenschaltung zur primären Energiequelle weist der Antriebsstrang jedoch eine reduzierte Effizienz auf [27], so dass der Gleichspannungswandler oft mit dem sekundären Energiespeicher verbunden wird, z.B. bei den Kleinserienfahrzeugen Honda FCX Clarity und Toyota FCHV-adv. In diesem Fall ist eine bidirektionale Ausführung höherer Dynamik erforderlich.

Die technischen Daten des elektrischen Antriebssystems von ausgewählten Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeugen (Kleinserie und Konzeptfahrzeuge) finden sich in **Tab. 1.3**. Typische Betriebsspannungen der eingesetzten Gleichspannungswandler liegen im Bereich von etwa 150 V bis 450 V bei Spitzenleistungen von 50 kW bis 100 kW.

1.3 Elektrische Energiespeicher

Wie in den voranstehenden Abschnitten dargestellt, verfügen sowohl Hybridelektrofahrzeuge mit Verbrennungsmotor als auch Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeuge über elektrische Energiespeicher, die unterstützend für den Antrieb wirken oder zur Aufnahme von zurückgewonnener Bremsenergie dienen. Wegen des mobilen Einsatzes sollten diese Speicher ein möglichst niedriges Gewicht, ein geringes Bauvolumen, geringe Kosten und hohe Zyklenfestigkeit aufweisen. Darüber hinaus sind Sicherheitsaspekte, wie z.B. die Explosionsgefahr, wichtige Entscheidungskriterien für einzusetzende Speichertechnologien [35].

Unterschiedliche Speichertechnologien können anhand ihrer Leistungsdichte in W/kg (verfügbare Leistung pro Gewichtseinheit) und ihrer Energiedichte in Wh/kg (verfügbare Speicherkapazität pro Gewichtseinheit) beurteilt werden. Der Quotient zwischen Energiedichte und Leistungsdichte entspricht der Zeit für eine vollständige Entladung des Speichers. Bei Fahrzeugen korreliert eine höhere Energiedichte mit einer größeren Reichweite und eine höhere Leistungsdichte mit einer besseren Fahrleistung. Heutige Zielvorgaben für in Hybridelektrofahrzeugen genutzte elektrische Speicher liegen bei etwa 650 W/kg und 8 Wh/kg [36]. Wie **Abb. 1.11** zu entnehmen ist, sind Superkondensatoren, Nickel-Metallhydrid (Ni-MH) und Lithium-Ionen (Li-Ion) Akkus potentielle Technologien zur Erfüllung dieser Anforderung.

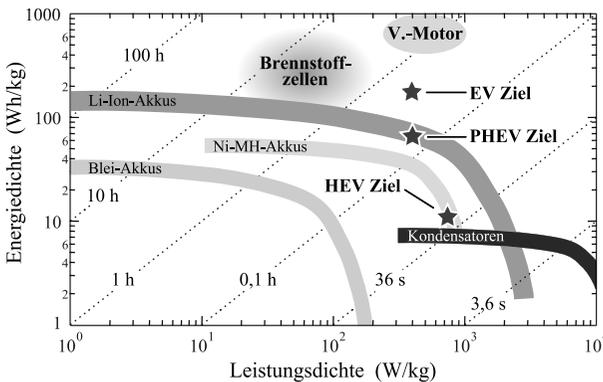


Abb. 1.11: Ragone-Diagramm zum Vergleich der Leistungsdichte und der Energiedichte verschiedener Energiequellen [34].

Superkondensatoren

Superkondensatoren oder genauer elektrochemische Doppelschichtkondensatoren, bestehen aus zwei hochporösen Elektroden großer Oberfläche (Material meist Aktivkohle), die von einem flüssigen Elektrolyt benetzt sind. In einer äußerst dünnen Grenzschicht zu den Elektroden lagern sich Ionen des Elektrolyten ab und bilden eine Kapazität hoher Energiedichte. Die eingesetzten Elektrolyte erlauben eine Betriebsspannung von etwa 2.7 V [37], so dass für höhere Leistungen Serienschaltungen eingesetzt werden.

Superkondensatoren weisen eine vielfach höhere Zyklenfestigkeit als Batterien auf und eine bessere Lade-Entlade-Effizienz. Bei Mildhybriden ist die Treibstoffersparnis im Vergleich zum Verbrennungsfahrzeug etwa 10% bis 15% höher, falls ein Superkondensator statt einer gleich schweren Batterie eingesetzt wird [37]. Bei Vollhybriden jedoch werden wegen der höheren Energiedichte Batterien gegenüber Superkondensatoren bevorzugt [12]. Der Ladezustand (State of Charge, SOC) eines Superkondensators lässt sich als Verhältnis der Kondensatorspannung U_{SC} zur maximalen Kondensatorspannung $U_{SC,max}$ angeben

$$\text{SOC}_{SC} = \left(\frac{U_{SC}}{U_{SC,max}} \right)^2. \quad (1.3)$$

Beim Betrieb in Hybridelektrofahrzeugen ist es üblich, einen Superkondensator bis auf etwa $\text{SOC}_{SC} = 25\%$ zu entladen [30]. Damit variiert die Kondensatorspannung in einem weiten Bereich zwischen 50% bis 100% der maximalen Spannung $U_{SC,max}$.

Nickel-Metallhydrid- und Lithium-Ionen-Akkumulatoren

Nickel-Metallhydrid- und Lithium-Ionen-Akkumulatoren sind galvanische Zellen (Sekundärzellen), an deren Elektroden chemische Reaktionen zur Umwandlung zwischen chemischer Energie und elektrischer Energie stattfinden. Diese chemischen Reaktionen sind reversibel, so dass die Akkumulatoren mehrfach entladen und wieder geladen werden können. Eine Ni-MH- oder Li-Ion-Zelle besteht aus zwei Elektroden (Anode und Kathode), die durch einen ionenleitenden Separator getrennt sind. Bei Ni-MH-Zellen findet über den Separator ein Austausch von Hydroxidionen (OH^-) und bei Li-Ion-Zellen ein Austausch von Lithium-Ionen (Li^+) statt. Für ein Ladungsgleichgewicht zwischen den Elektroden sorgen die im äußeren Stromkreis fließenden Elektronen.

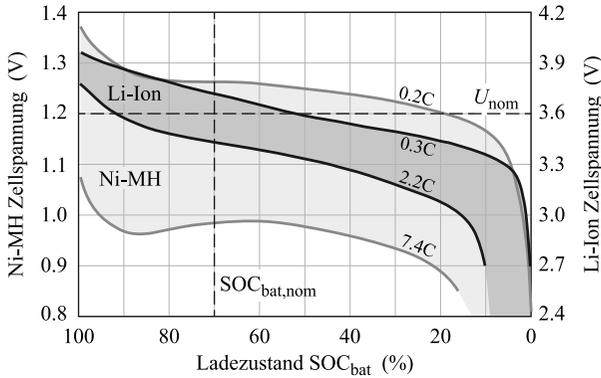
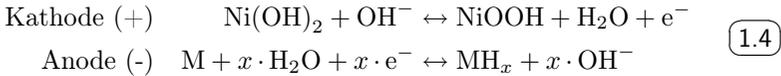
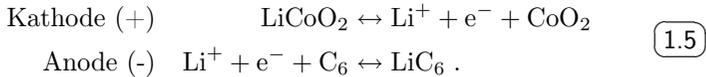


Abb. 1.12: Zellspannungen von Ni-MH und Li-Ion Batterien in Abhängigkeit des Ladezustands und des Entladestroms. Daten für Saft Ni-MH-Zelle VH D 9500 XP und Saft Li-Ion-Zelle VL 45 E [38, 39].

Die Reaktionsgleichungen für die meistverwendeten Materialsysteme [36] sind



bzw.



Ni-MH-Zellen weisen eine Nennspannung von 1.2 V und Li-Ion-Zellen eine Nennspannung von 3.6 V auf, jedoch variiert die Zellspannung in Abhängigkeit des Ladezustands SOC_{bat} und des Lade- bzw. Entladestroms (vgl. **Abb. 1.12**). Es existieren mathematische Modelle zur Beschreibung der Zellspannung und zum Management des Lade- bzw. Entladevorgangs [40, 35]. Bei Hybridfahrzeugen wird der Ladezustand auf einen nominalen Wert $\text{SOC}_{\text{bat,nom}}$ von etwa 60% bis 80% eingeregelt, kann aber kurzzeitig in einem weiteren Bereich variieren [14].

Batteriepakete aus Ni-MH-Zellen weisen günstigere Eigenschaften im Fehlerfall und niedrigere Kosten auf als Li-Ion-Batteriepakete, weswegen diese bei heutigen Vollhybriden dominieren [36]. Li-Ion-Zellen sind wegen der höheren Energie- und Leistungsdichte und des besseren elektrischen Wirkungsgrads vielversprechend für rein elektrische Antriebe oder Plug-in-Hybridfahrzeuge, die höhere Kapazitäten erfordern.

1.4 Anforderungen an den Wandler

An einen Gleichspannungswandler, der in Vollhybriden oder Brennstoffzellenfahrzeugen zur Anbindung einer Hochspannungsbatterie eingesetzt wird (vgl. **Abb. 1.13**), werden vielfältige Anforderungen gestellt. Kernmerkmale sind die Bidirektionalität und eine hohe elektrische Leistung. Für ein Hybridelektrofahrzeug der Kompaktklasse mit einem Gewicht von 1.0 t wird eine Spitzenleistung von 42 kW angestrebt, für ein Mittelklassenfahrzeug (Gewicht 1.7 t) 72 kW und für ein Geländefahrzeug (Gewicht 2.3 t) 97 kW und eine Dauerleistung, die in etwa der halben Maximalleistung entspricht [41].

In dieser Leistungsklasse werden Spannungen im Bereich von 400 V bevorzugt [21]. Gründe hierfür sind, dass handelsübliche 600-V-Halbleiter eingesetzt werden können, bei einer noch moderaten Strombelastung des Wandlers. Vielfach überlappen sich der Bereich der Batteriespannung U_1 und der Bereich der Spannung U_2 am Spannungszwischenkreis womit ein Tiefsetz- und ein Hochsetzbetrieb nötig ist. Bei Wasserstoff-Brennstoffzellenfahrzeugen ist dies durch die Abhängigkeit der Batteriespannung vom Ladezustand und der Ausgangsspannung der Brennstoffzelle von der Ausgangsleistung begründet. Bei Hybridelektrofahrzeugen mit Verbrennungsmotor, z.B. dem Toyota Prius, wird die Spannung des Zwischenkreises zur Steigerung der Effizienz von Antriebsumrichter und Antriebsmaschine variiert [42]. Je nach Konzept können die Spannungsbereiche bei diesen Fahrzeugen ebenfalls überlappen.

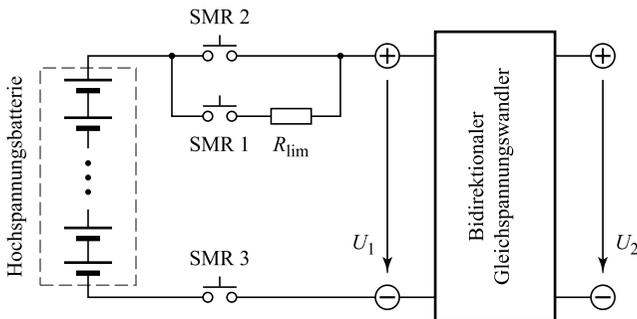


Abb. 1.13: Anbindung einer Hochspannungsbatterie (Batteriespannung U_1) an einen Spannungszwischenkreis (Spannung U_2) durch einen bidirektionalen Gleichspannungswandler. Die Batterie kann mit Hilfe des System Main Relays (SMR) abgetrennt werden [12].

Ein weiteres Merkmal ist die Entwärmung durch Flüssigkeitskühlung. Gemäß der FreedomCAR Roadmap des U.S. Departement of Energy (DOE) [41] wird für das Jahr 2010 eine Kühlwassertemperatur von 90°C angestrebt. eine elektrische Isolation des Gleichspannungswandlers, der eine Hochspannungsbatterie mit einem Hochspannungszwischenkreis verbindet, ist nicht zwingend erforderlich [43]. Ins besondere beim Einsatz in Brennstoffzellenfahrzeugen werden strenge Anforderungen an die erlaubten Rippleströme gestellt [33, 23]. Mittel zur Reduktion der Ripplestrombelastung der Brennstoffzelle bei gleichzeitig kompaktem Aufbau des Wandlers sind der Betrieb mit hoher Schaltfrequenz und Mehrphasigkeit mit phasenverschobener Ansteuerung der Wandleinheiten. Wichtige allgemeine Ziele sind die Minimierung von

- ▶ Gewicht
- ▶ Baugröße
- ▶ Verlustleistung
- ▶ Kosten
- ▶ Ausfallwahrscheinlichkeit

des Wandlers [44]. Aufgrund des mobilen Einsatzes sind die Verluste und das Gewicht besonders hervorzuheben, da diese Größen in direktem Zusammenhang mit dem Kraftstoffverbrauch stehen. Kosten und Ausfallwahrscheinlichkeit können unter anderem gesenkt werden, indem einfache Strukturen des Leistungsteils mit wenigen Komponenten und herkömmliche Halbleiter-Technologien eingesetzt werden. Die typischen Daten und Anforderungen an einen Gleichspannungswandler zum Einsatz in Hybrid- und Brennstoffzellenfahrzeugen sind in **Tab. 1.4** zusammengestellt und sind in guter Übereinstimmung mit den Daten realisierter Systeme, die sich in **Tab. 1.2** und **Tab. 1.3** finden.

Tab. 1.4: Typische Kenndaten des Gleichspannungswandlers

Batteriespannung	$U_{1,\min} \dots U_{1,\max}$	150 ... 450 V
DC-Link-Spannung	$U_{2,\min} \dots U_{2,\max}$	150 ... 450 V
Spitzenleistung	P_{\max}	70 kW
Spitzenstrom	I_{\max}	250 A
Betriebsmodi		Hochsetzen, Tiefsetzen
Leistungsfluss		bidirektional
Merkmale		einfache Struktur, mehrphasig
Kühlung		Wasserkühlung bei 90°C

1.5 Ziele und Gliederung der Arbeit

Der Schwerpunkt der Dissertation liegt auf der Konzeption und Analyse von Gleichspannungswandler-Schaltungstopologien mit den in **Tab. 1.4** aufgeführten Eckdaten, die im Vergleich zu bestehenden Konzepten eine Reduktion der Halbleiterverluste bei gleichzeitiger signifikanter Erhöhung der Leistungsdichte zulassen und der Realisierung eines voll funktionsfähigen Labormusters. Die Struktur der Arbeit ist im Wesentlichen an eine typische Methodik zur Konzeption von leistungselektronischen Wandlern angelehnt, die folgende Schritte umfasst [7]:

- ▶ *Elektrisches Design*
Auswahl des Schaltungskonzepts, der Halbleiter (Kapitel 2)
Modellierung und Optimierung (Kapitel 4)
- ▶ *Design der Regelung*
Ansteuermethode zur Einstellung der Spannung (Kapitel 3)
Steuerkonzept für bidirektionalen Leistungsfluss (Kapitel 3)
- ▶ *Design der magnetischen Komponenten*
Auslegung der magnetischen Komponenten (Kapitel 4)
- ▶ *Mechanisches und thermisches Design*
Modellierung der Verluste (Kapitel 4)
Auslegung und Design der Kühleinrichtung (Kapitel 4)
Konstruktiver Aufbau des Wandlers (Kapitel 5)

Hierzu werden im **Kapitel 2** mögliche Halbleitertechnologien evaluiert, insbesondere hinsichtlich ihrer Anwendbarkeit bei hoher Schaltfrequenz und bei weich schaltenden Wandlern, die im Fokus der Dissertation stehen. Ein Betrieb bei hoher Schaltfrequenz ist unabdingbar für einen hochkompakten Aufbau, der aus Gründen der Volumens- und Gewichtsreduktion erwünscht ist.

Im weiteren Verlauf des Kapitels wird zunächst auf herkömmliche, hart geschaltete Wandlerstrukturen eingegangen, die den geforderten Tiefsetz- und Hochsetzbetrieb erlauben und anschließend auf Modifikationen dieser Topologien, die eine Reduktion der Schaltverluste ermöglichen oder entlastetes Schalten der Halbleiter erlauben. Diese Modifikationen sind der Einsatz von Siliziumkarbid-Halbleitern, Entlastungsnetzwerken oder Ansteuerkonzepten, die auch ohne schaltungstechnischen Mehraufwand zu einem entlasteten Schalten der Halbleiter des Wandlers führen.

In **Kapitel 3** wird ein neuartiges Ansteuerkonzept eines bidirektionalen Gleichspannungswandlers vorgestellt, welches eine Umschaltung der MOSFET-Schalter bei Spannung Null sicherstellt und ohne weitere Entlastungsnetzwerke auskommt, so dass eine einfache und kosteneffektive Realisierung erzielt wird. Das Kapitel beinhaltet eine genaue Beschreibung des Funktionsprinzips, die analytische Modellierung des Verfahrens und Dimensionierungsvorschriften für die erforderlichen passiven Bauelemente.

Es wird eine Optimierung der neuartigen Modulationsmethode mit dem Ziel bestmöglicher Wandlereffizienz bei gleichzeitiger Sicherstellung des Nullspannungsschaltens und unter Beachtung der Regelbarkeit des Wandlers vorgestellt und eine neuartige Regelung des für die Schalentlastung nötigen Mindeststroms vorgeschlagen. Abschließend wird ein gesondertes Start-Up-Ansteuerverfahren präsentiert, das ein Aufstarten des Wandlers ab Ausgangsspannung Null erlaubt.

In **Kapitel 4** werden die für einen Vergleich des neuartigen Ansteuerkonzepts mit bekannten Wandlerkonzepten und für die weitere Optimierung des Wandlers hinsichtlich Wirkungsgrad und Leistungsdichte nötigen analytischen Modelle der Verlustleistungen der Leistungshalbleiter und der Hochfrequenzverluste der magnetischen Komponenten vorgestellt und Volumenmodelle der Halbleiter, der passiven Komponenten, des Kühlsystems und der Steuer-, Mess- und Regeleinrichtungen hergeleitet.

Der Vergleich zwischen den betrachteten Schaltungskonzepten beinhaltet eine Bestimmung der erforderlichen Chipfläche der Halbleiterbauelemente zur Einhaltung der spezifizierten minimalen Effizienz, eine Gegenüberstellung der Wirkungsgrade bei gleicher eingesetzter Chipfläche und eine Gegenüberstellung der Leistungsdichten bei gleicher Effizienz. Für den realisierten Wandler mit neuartigem Ansteuerkonzept wird darüber hinaus der η - ρ -Pareto-Rand der Wandlerdimensionierung bestimmt, der den bestmöglichen Kompromiss zwischen den einander entgegengerichteten Performance-Indizes Wirkungsgrad und Leistungsdichte aufzeigt.

Kapitel 5 beschäftigt sich mit weiteren Vorteilen, die sich durch den Einsatz eines mehrphasigen Wandlers mit phasenverschobener Ansteuerung der einzelnen Wandlereinheiten erreichen lassen. Das Kapitel beinhaltet die Modellierung der Strombelastung des Ein- und Ausgangsfilters für den Einsatz bei einem aus mehreren parallel geschalteten Modulen bestehenden Gleichspannungswandler und dessen Auslegung zur

Einhaltung der zulässigen Ripplegrößen. Darüber hinaus wird die optimale Anzahl der einzusetzenden Konvertermodule für die Maximierung der Leistungsdichte des Gesamtsystems bestimmt.

Weiterhin wird die Mehrphasigkeit des Wandlers für die Erzielung eines hohen Teillastwirkungsgrades genutzt, indem eine Abschaltung einzelner Wandlerphasen erfolgt und ein Konzept vorgestellt, welches die durch Bauteiltoleranzen der eingesetzten Induktivitäten hervorgerufenen Subharmonischen der Schaltfrequenz im Gesamtrippel des Ausgangsstromes durch einen symmetrierenden Eingriff in die Steuerung der Module minimiert.

Die theoretischen Überlegungen werden mit einem voll funktionsfähigen Labormuster eines bidirektionalen, resonanten Gleichspannungswandlers verifiziert, welches aus drei parallel betriebenen Wandlereinheiten besteht und eine Leistungsdichte von 30 kW/Liter und eine maximale Effizienz von 99.3% aufweist.

1.6 Liste der Publikationen

Publikationen auf Konferenzen

- ▶ S. Waffler, J.W. Kolar, "Comparative Evaluation of Soft-Switching Concepts for Bi-directional Buck+Boost DC-DC Converters", *Invited Paper at the International Power Electronics Conference (IPEC)*, Sapporo, Japan, June 21-24, 2010.
Auszeichnung: Prize Paper Award
- ▶ J.W. Kolar, J. Biela, S. Waffler, T. Friedli, U. Badstuebner, "Performance Trends and Limitations of Power Electronic Systems", *Invited Plenary Paper at the 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, Nuremberg, Germany, March 16-18, 2010.
- ▶ S. Waffler, M. Preindl, J.W. Kolar, "Multi-objective Optimization and Comparative Evaluation of Si Soft-switched and SiC Hard-switched Automotive DC-DC Converters", *Proceedings of the 35th annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Porto, Portugal, pp. 3850 - 3857, November 3-5, 2009.
- ▶ J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, B. Wrzecionko, J.W. Kolar, "SiC vs. Si - Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Power Electronics Converter Systems by SiC Power Semiconductors", *Proceedings of the 13th International Conference on Silicon Carbide and Related Materials*, Nuremberg, Germany, October 11 - 16, 2009.
- ▶ S. Waffler, J.W. Kolar, "Efficiency Optimization of an Automotive Multi-Phase Bi-directional DC-DC Converter", *Proceedings of the 6th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, Wuhan, China, pp. 566 - 572, May 17-20, 2009.
- ▶ J. Biela, S. Waffler, J.W. Kolar, "Mission Profile Optimized Modularization of Hybrid Vehicle DC/DC Converter Systems", *Proceedings of the IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, Wuhan, China, pp. 1390 - 1396, May 17-20, 2009.
- ▶ S. Waffler, J. Biela, J.W. Kolar, "Output Ripple Reduction of an Automotive Multi-Phase Bi-Directional DC-DC Converter", *Proceedings of the 1st IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, San Jose, CA, pp. 2184 - 2190, September 20-24, 2009.
- ▶ S. Waffler, S.D. Round, J.W. Kolar, "High Temperature (>200°C) isolated gate drive topologies for Silicon Carbide (SiC) JFET", *Proceedings of the 34th Annual IEEE Conference of Industrial Electronics (IECON)*, Orlando, Florida, pp. 2867 - 2872, November 10-13, 2008.
- ▶ S. Waffler, J.W. Kolar, "High Temperature Gate Drive for SiC-JFETs", *ECPE - HOPE Symposium on Automotive Power Electronics - High*

Density Power Electronics for Hybrid Traction, Sindelfingen, Germany, October 7-8, 2008.

- ▶ D. Bortis, S. Waffler, J. Biela, J.W. Kolar, "25kW 3-phase Unity Power Factor Buck Boost Rectifier with Wide Input and Output Range for Pulse Load Application", *Proceedings of the 16th IEEE International Pulsed Power Conference (PPPS)*, Albuquerque (New Mexico), USA, Vol. 2, pp. 1505 - 1508, June 17-22, 2007.
- ▶ S. Waffler, J.W. Kolar, "A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bi-directional Buck+Boost Converters", *Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics (ICPE)*, Daegu, South Korea, pp. 889 - 894, October 22 - 26, 2007.
Auszeichnung: Best Paper Award

Publikationen in internationalen Fachzeitschriften

- ▶ J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, J.W. Kolar, "SiC vs. Si - Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC-DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010.
- ▶ S. Waffler, J.W. Kolar, "A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bi-directional Buck+Boost Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 6, pp. 1589 - 1599, June 2009.
- ▶ D. Bortis, S. Waffler, J. Biela, J.W. Kolar, "25-kW Three-Phase Unity Power Factor Buck-Boost Rectifier With Wide Input and Output Range for Pulse Load Applications", *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 36, Issue 5, Part 3, p. 2747 - 2752, October 2008.

Patente

- ▶ S. Waffler, "Verfahren zur Reduktion der Ausgangsspannungswelligkeit von mehrphasigen leistungselektronischen Wandlern."
- ▶ S. Waffler, J.W. Kolar, "Ansteuerschaltung für leistungselektronische Schalter."
- ▶ D. Bortis, S. Waffler, J. Biela, J.W. Kolar, "Verfahren zur Konstantstromspeisung von Pulsed Power Systemen bei hoher pulsfrequenter Schwankung der Eingangskondensatorspannung."

2

Mögliche Realisierungen des Gleichspannungswandlers

2.1 Halbleitertechnologien

Gleichspannungswandler nutzen periodisch betätigte elektronische Ventile und kapazitive oder magnetische Energiespeicher zur Umsetzung einer Gleichspannung auf einen niedrigeren oder einen höheren Wert. Da die elektronischen Ventile (Halbleiterschalter) eine Kernkomponente derartiger Wandler darstellen und die elektrischen Verluste, die beim Betätigen des Ventils (Schaltverluste) und beim Führen eines Stroms im Ventil (Leitverluste) entstehen, einen wesentlichen Anteil der Gesamtverluste des Wandlers stellen, ist die Wahl einer geeigneten Halbleitertechnologie ein äußerst wichtiger Aspekt beim Design eines Gleichspannungswandlers. Halbleiterbauelemente lassen sich in zwei Hauptgruppen einordnen: Unipolare und bipolare Bauelemente [45].

In *unipolaren Bauelementen* wird der Strom von nur einer Sorte von Ladungsträgern getragen – Elektronen oder Löchern. Wichtige Vertreter sind der Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) und der Junction Field Effect Transistor (JFET). Diese Bauelemente weisen eine überwiegend ohmsche Durchlasscharakteristik auf, die bei einer Auslegung für hohe Sperrspannungen hohe Leitverluste im Vergleich zu bipolaren Bauelementen bedingt. Der Transport durch Elektronen, wie er z.B. beim n-Kanal-MOSFET vorliegt, führt wegen deren höheren Beweglichkeit zu besseren Bauteileigenschaften. Aus der Tatsache, dass in unipolaren Bauelementen keine Speicherladungen auf- oder abgebaut werden müssen, ergeben sich günstige Schalteigenschaften.

ten und die Eignung zum Einsatz bei hohen Schaltfrequenzen.

In *bipolaren Bauelementen* wird der Strom von zwei Sorten von Ladungsträgern getragen – Elektronen und Löchern. Der Spannungsabfall über diesen Bauteilen wird im Gegensatz zu unipolaren Bauelementen nicht durch eine Widerstandscharakteristik bestimmt, sondern im Wesentlichen durch die Schleusenspannung eines pn-Übergangs, weswegen sich auch für hohe Sperrspannungen und hohe Ströme Bauelemente mit niedrigen Durchlassverlusten realisieren lassen. Allerdings ergeben sich wegen der nachteiligen Effekte beim Ausräumen der im pn-Gebiet während der Leitphase akkumulierten Speicherladung schlechtere Schalteigenschaften als bei unipolaren Bauelementen, so dass als Schalter genutzte bipolare Bauelemente bevorzugt bei niedrigeren Schaltfrequenzen eingesetzt werden. Wichtige Vertreter sind pin-Dioden und der Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT).

In der betrachteten Leistungsklasse und für die nötige Sperrspannungsfestigkeit sind IGBTs und MOSFETs auf Basis von Silizium die meistverwendeten Leistungshalbleiter [46]. Unter den Siliziumkarbid-Bauelementen findet auch der JFET weite Anwendung [47, 48]. Aus den grundlegenden Eigenschaften der unipolaren und bipolaren Siliziumbauelemente lässt sich der in **Abb. 2.1** dargestellte, typische Einsatzbereich ableiten. Im Bereich der nötigen Sperrspannung von 600 V und der gewünschten mittleren bis hohen Schaltfrequenz ist die Entscheidung für oder gegen eine Halbleitertechnologie nicht eindeutig und von vielen Faktoren, wie dem Betriebspunkt (Spannungs- und Stromform) und der Betriebsart (hartes Schalten oder weiches Schalten) abhängig, so dass beide Konzepte evaluiert werden müssen.

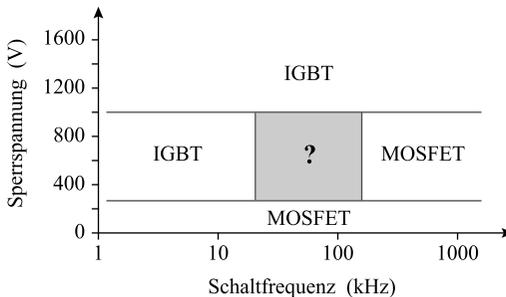


Abb. 2.1: Typischer Einsatzbereich für Silizium-IGBTs und Silizium-MOSFETs (nach [49]).

2.1.1 Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET)

Der MOSFET ist ein spannungsgesteuertes, unipolares Halbleiterbauelement, das einen Gate- (G), einen Drain- (D) und einen Source-Anschluss (S) aufweist. In der Funktion als Leistungs-MOSFET wird fast ausschließlich der n-Kanal-Anreicherungstyp eingesetzt, bei dem durch Anlegen einer positiven Spannung U_{GS} zwischen Gate und Source ein Elektronenstrom im Kanalgebiet gesteuert wird, das sich zwischen Drain- und Source-Anschluss befindet. Grund der höheren Verbreitung des n-Kanal-MOSFETs ist, dass wegen der höheren Beweglichkeit der Elektronen im Vergleich zu Löchern ein geringerer Drain-Source-Widerstand $R_{DS(on)}$ vorliegt. Im Folgenden wird daher nur der n-Kanal-MOSFET betrachtet.

Konventioneller MOSFET

Abb. 2.2 a) zeigt den prinzipiellen Aufbau eines konventionellen vertikalen n-Kanal-MOSFETs (VDMOS, Vertically Double-diffused Metal Oxide Semiconductor). Für U_{GS} größer der Schleusenspannung U_{th} befindet sich der MOSFET im eingeschalteten Zustand und es bildet sich eine Inversionsschicht im p^+ -Gebiet unterhalb des Gate-Anschlusses aus (n-leitender Kanal), über die Elektronen vom Source-Anschluss zur n^- -Epitaxieschicht und schließlich zum Drain-Anschluss fließen können¹[50].

Der Leitwiderstand entlang des Elektronenflusses zwischen Drain und Source setzt sich zusammen aus dem Widerstand R_{n^+} des n^+ -Source-Gebiets, dem Widerstand R_{ch} des Kanals, dem Widerstand R_{epi} der n^- -Epitaxieschicht und dem Widerstand R_{sub} des Substrats

$$R_{DS(on)} = R_{n^+} + R_{ch} + R_{epi} + R_{sub} . \quad (2.1)$$

Für $U_{GS} = 0\text{ V}$ wird wegen der p^+n^- -Schichtfolge ein Stromfluss verhindert und der MOSFET befindet sich im ausgeschalteten Zustand. Die Sperrspannung teilt sich entsprechend der in **Abb. 2.2 a)** dargestellten elektrischen Feldstärke über die Schichtfolge auf.

¹ Grundsätzlich ist im eingeschalteten Zustand wegen des fehlenden pn-Übergangs ebenfalls ein Elektronenfluss vom Drain- zum Source-Anschluss denkbar. Dieser Effekt wird im Falle einer Synchrongleichrichtung ausgenutzt, um den Spannungsabfall über dem Schalter, der andernfalls durch die Charakteristik der inversen Diode bestimmt würde, zu reduzieren und dadurch ebenfalls die Leitverluste.

Bauelemente mit hoher Sperrspannungsfestigkeit lassen sich realisieren, indem die Dicke der n^- -Epitaxieschicht in ausreichendem Maße erhöht wird. Dies hat zur Folge, dass in diesem Fall der Widerstand R_{epi} der Epitaxieschicht einen Großteil des Leitwiderstands $R_{\text{DS(on)}}$ stellt. Bei einem 30-V-MOSFET betragen die Anteile von R_{ch} und R_{epi} an $R_{\text{DS(on)}}$ in etwa 28% und 29%, bei einem 600-V-MOSFET 1.5% und 96.5% [45]. Der Anstieg von R_{epi} ist verantwortlich dafür, dass die Leitverluste derart ansteigen, dass der Einsatz des konventionellen MOSFETs bei hoher Sperrspannung nicht mehr praktikabel ist.

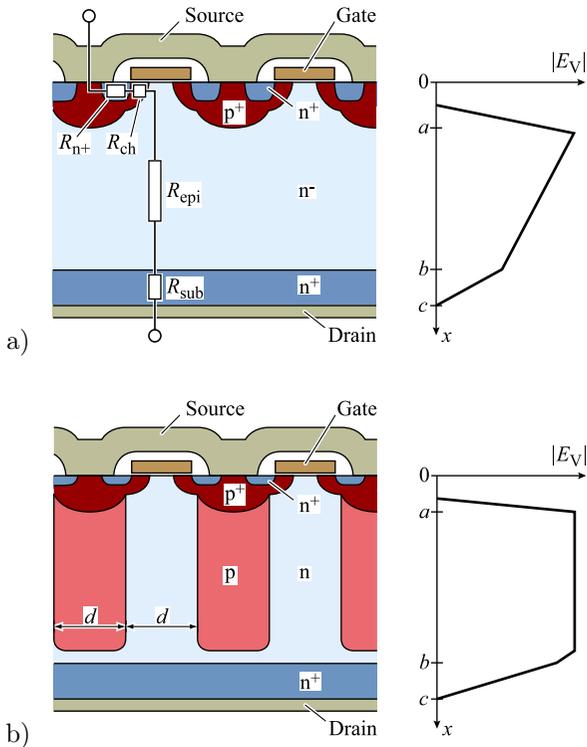


Abb. 2.2: Vereinfachte Prinzipdarstellung des konventionellen vertikalen MOSFETs (a) und des Super-Junction-MOSFETs (b) und Verlauf der elektrischen Feldstärke in lateraler Richtung.

Super-Junction (SJ) MOSFET

Durch eine Modifikation des MOSFETs zum so genannten Super-Junction-MOSFET lässt sich der Widerstand der n⁻-Epitaxieschicht drastisch reduzieren. Hierfür werden, wie in **Abb. 2.2 b)** dargestellt, p-dotierte Säulen in die Mittelzone des MOSFET eingebracht. Die Dotierung der Säulen muss derart eingestellt sein, dass sich die Ladungen der p-Säulen und der n-Zone kompensieren, was eine Herausforderung bei der Herstellung dieser Bauteile darstellt. Andernfalls reduziert sich die Sperrspannung [51]. Im Idealfall ergibt sich in der Mittelzone ein konstanter statt fallender Verlauf der elektrischen Feldstärke, der bei gegebener Dicke der Epitaxieschicht die höchstmögliche Sperrspannung erlaubt.

Die spezifischen (auf die Chipfläche A_{Si} bezogenen) Leitwiderstände des konventionellen vertikalen MOSFETs und des vertikalen Super-Junction-MOSFETs lassen sich nach [52] angeben mit

$$\begin{aligned} R_{\text{DS(on),std}}^* &= \frac{27}{8} \cdot \frac{U_{\text{DSS}}^2}{\mu \epsilon_s E_c^3}, \\ R_{\text{DS(on),SJ}}^* &= 4d \cdot \frac{U_{\text{DSS}}}{\mu \epsilon_s E_c^2}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Werden beim konventionellen MOSFET die schwachen Abhängigkeiten der kritischen Feldstärke E_c und der Ladungsträgerbeweglichkeit μ von der Sperrspannung U_{DSS} berücksichtigt und beim Super-Junction-MOSFET die Abhängigkeit von E_c und μ von der Dotierkonzentration können genauere quantitative Näherungen der idealen Leitwiderstände der beiden Strukturen angegeben werden [52]

$$\begin{aligned} R_{\text{DS(on),std}}^* &\approx 8.30 \cdot 10^{-7} \cdot \left(\frac{U_{\text{DSS}}}{1\text{V}} \right)^{2.5} \Omega\text{mm}^2, \\ R_{\text{DS(on),SJ}}^* &\approx 1.98 \cdot 10^{-4} \cdot \left(\frac{d}{1\mu\text{m}} \right)^{5/4} \cdot \left(\frac{U_{\text{DSS}}}{1\text{V}} \right) \Omega\text{mm}^2. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Dabei wird die Proportionalität $R_{\text{DS(on),SJ}}^* \sim U_{\text{DSS}}^{2.5}$ als so genanntes „Silicon Limit“ des konventionellen MOSFETs bezeichnet, das jedoch durch die Super-Junction-Struktur überwunden wird. Wie die Graphen des spezifischen Leitwiderstands aus **Abb. 2.3** zeigen, ist der konventionelle MOSFET besser geeignet für eine niedrige Sperrspannungsbelastung. Ab einer Sperrspannung von etwa 300 V überwiegen die Vorteile des Super-Junction-Konzepts.

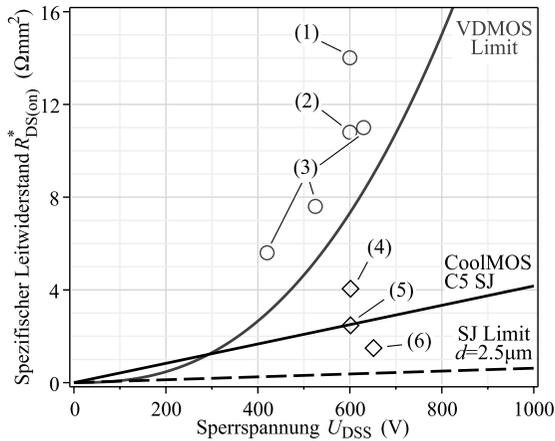


Abb. 2.3: Spezifischer Leitwiderstand verschiedener MOSFETs in konventioneller VDMOS-Technologie und Super-Junction-Technologie in Abhängigkeit der Sperrspannung; zugehörige technologische Grenzen und Daten für IXYS IXFB82N60P (1), Microsemi APT66M60B2 (2), „Best Standard MOSFET“ nach [46] (3), Microsemi APT94N60L2C3 (4), Infineon CoolMOS C5 (5) und ST STY112N65M5 (6).

2.1.2 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

Die Grundtypen des IGBT sind der Punch-Through (PT)- und der Non-Punch-Through (NPT)-IGBT, deren struktureller Aufbau in **Abb. 2.4** dargestellt ist. Die Struktur ist der des MOSFETs sehr ähnlich, weist jedoch eine zusätzliche p-Schicht am Kollektor-Anschluss (C) auf, so dass eine pnp-Schichtfolge entsteht, die einen Bipolartransistor formt. Vereinfacht kann der IGBT daher als eine Kaskadenschaltung eines Bipolartransistors mit einem MOSFET beschrieben werden [45, 50], die die Ausgangscharakteristik eines Bipolartransistors aufweist, aber wie ein MOSFET durch eine positive Spannung U_{GE} zwischen Gate- und Emitter-Anschluss gesteuert wird. Die Dicke der niedrig dotierten n^- -Schicht des NPT-IGBTs ist derart bemessen, dass sie die vollständige Sperrspannung aufnehmen kann. Beim PT-IGBT ist die n^- -Schicht sehr niedrig dotiert und es wird ein n^- -Buffer eingefügt, so dass die Feldstärke einen trapezförmigen Verlauf annimmt und somit die Schichtdicke und die Sättigungsspannung verringert werden kann [53]. Die

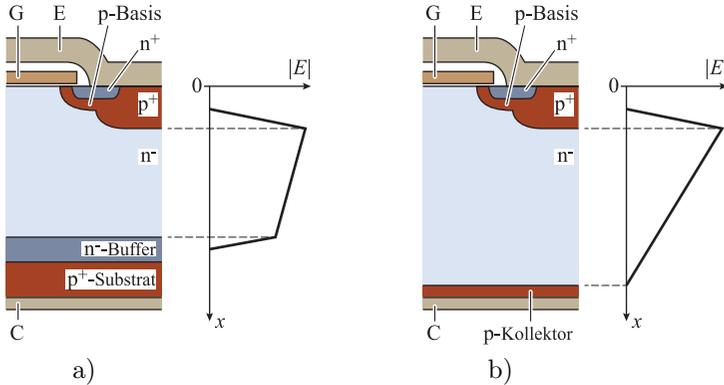


Abb. 2.4: Vereinfachte Prinzipdarstellung eines PT-IGBTs (a) und eines NPT-IGBTs (b) und Verlauf der elektrischen Feldstärke in vertikaler Richtung.

PT-Struktur weist einen negativen Temperaturkoeffizienten auf, der bei der Parallelschaltung mehrerer Bauelemente problematisch sein kann. Mit dem Trench-IGBT und dem Trench-Fieldstop (FS) IGBT existieren Weiterentwicklungen der PT- und NPT-Struktur, die deren Vorteile vereinen [45].

Im Vergleich zum MOSFET ergeben sich durch die, einem Bipolartransistor relativ vergleichbare Ausgangscharakteristik, folgende wichtige Vor- und Nachteile: Einerseits weist der IGBT keine Widerstandscharakteristik auf, sondern einen durch die Sättigungsspannung bestimmten Spannungsabfall. Dadurch lassen sich Bauteile mit hoher Stromtragfähigkeit und niedrigen Leitverlusten realisieren. Allerdings werden im leitenden Zustand in der Nähe des Kollektors Ladungsträger angehäuft (Speicherladung), die nach dem Ausschalten des IGBTs über einen verhältnismäßig langen Zeitraum durch Rekombinationsprozesse abgebaut bzw. durch den Stromfluss ausgeräumt werden [45]. Der durch das Ausräumen der Speicherladung bei bereits gesperrtem Schalter fließende Strom (Tailstrom) ist verantwortlich für die im Vergleich zum MOSFET hohen Schaltverluste des IGBT, so dass der IGBT vorwiegend für niedrige bis mittlere Schaltfrequenzen von etwa 50 kHz eingesetzt wird. Die Problematik der Verluste durch den Tailstrom ist ebenfalls bei einem Nullspannungsschalten (Zero Voltage Switching, ZVS) gegeben [54], so dass der IGBT in dieser Betriebsart nur begrenzt Vorteile bringt.

2.1.3 Anwendung bei Gleichspannungswandlern

Eine grundlegende Möglichkeit zur Reduktion des Bauvolumens eines Gleichspannungswandlers stellt die Erhöhung der Schaltfrequenz dar. Da die magnetische bzw. elektrische Energie in diesem Fall für einen kürzeren Zeitraum zwischengespeichert werden muss, ergeben sich bei unverändertem Strom- bzw. Spannungsrippel kleinere Induktivitäts- bzw. Kapazitätswerte und das von den passiven Bauteilen des Leistungsteils beanspruchte Volumen sinkt. Andererseits nimmt in gleichem Maße die Häufigkeit zu, mit der die elektronischen Ventile des Wandlers, z.B. Schalter und Dioden, pro Zeiteinheit betätigt werden müssen, so dass die Schaltverluste steigen, sofern die Schaltvorgänge verlustbehaftet sind, d.h. ein hart geschalteter Betrieb vorliegt.

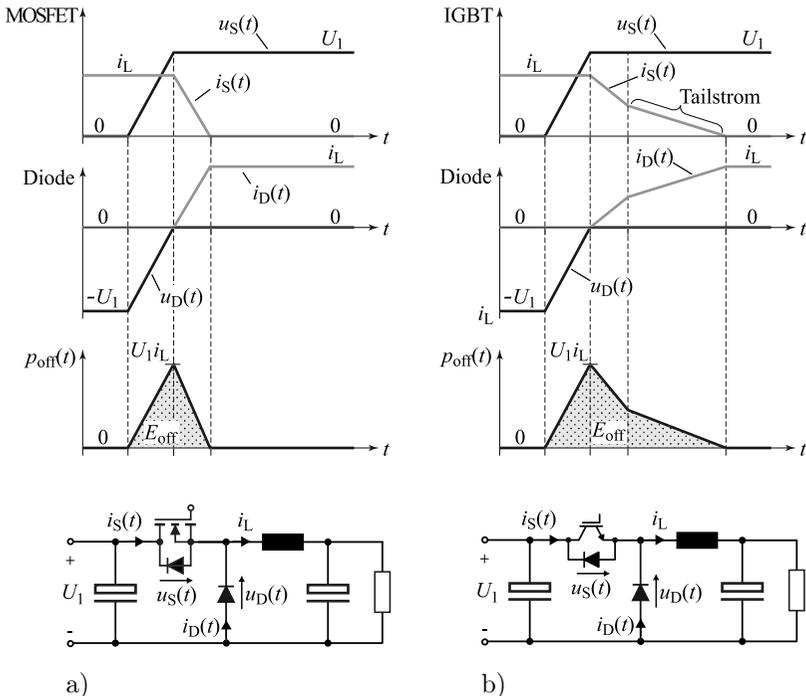


Abb. 2.5: Vereinfachter Zeitverlauf der Spannungen und Ströme an Schalter und Diode beim Ausschalten einer induktiven Last durch einen MOSFET (a) und einen IGBT (b), nach [55].

Schaltverluste entstehen, wenn das Integral der momentanen Leistung an einem Bauelement während des Schaltvorgangs einen von Null verschiedenen Wert annimmt; z.B. folgt für die Ausschaltverluste eines Schalters, der den Strom $i_S(t)$ führt und an dem die Spannung $u_S(t)$ anliegt

$$E_{\text{sw}} = \int_{\substack{\text{Dauer des} \\ \text{Schaltvorgangs}}} i_S(t) u_S(t) dt . \quad (2.4)$$

Die typisch beim Abschalten eines MOSFETs oder IGBTs gegen eine ideale Diode vorliegenden Zeitverläufe sind in **Abb. 2.5** als abschnittsweise linear genäherte Funktionen dargestellt. Während des Schaltvorgangs kommutiert der als konstant angenommene Strom i_L durch eine induktive Last vom Schalter auf die Diode. Da die Diode erst dann den Strom i_L übernehmen kann, wenn die Sperrspannung vollständig abgebaut ist, ergibt sich ein Zeitfenster in dem sowohl die Spannung als auch der Strom an den Ventilen einen Wert größer Null aufweist – es entstehen Schaltverluste. In **Abb. 2.5 b)** ist der durch das Ausräumen der Speicherladung aus einem IGBT verursachte Tailstrom dargestellt. Da dieser Vorgang bei sperrendem IGBT stattfindet und die Schaltzeiten eines IGBT ein Vielfaches länger sind als die des MOSFETs [55], ist mit erhöhten Ausschaltverlusten zu rechnen.

Der Einschaltvorgang bei einer realen Silizium-pin-Diode ist in der **Abb. 2.6** dargestellt. In der pin-Diode werden im Leitzustand wegen der bipolaren Struktur Minoritätsladungsträger angesammelt; es liegt also eine Speicherladung (Reverse Recovery Charge) Q_{rr} vor, die vergleichbar zum Tailstrom des IGBTs zu Ausräumeeffekten während des Schaltvorgangs führt bevor die Diode in den sperrenden Zustand übergeht. Wie in der Abbildung dargestellt, führt die Diode während der Zeit in der die Speicherladung ausgeräumt wird, einen negativen Rückwärts-erholstrom. Da die Diode erst mit dem Erreichen der Rückstromspitze $-I_{\text{rm}}$ beginnt, die Sperrspannung aufzunehmen, entstehen Schaltverluste (Rückwärtserholverluste). Dabei sind die Speicherladung Q_{rr} , die Höhe der Rückstromspitze $-I_{\text{rm}}$ und die Dauer t_{rr} des Rückwärtserholvorgangs und somit auch die Höhe der Verluste Funktionen der Stromänderungsgeschwindigkeit di_D/dt des Stroms beim Ausschalten der Diode und des zuvor in der Diode fließenden Stroms i_L .

Daten der Ausschaltverluste E_{off} , der Gesamtschaltverluste E_{sw} und der Sättigungsspannung bzw. des differentiellen Leitwiderstands von 600V, 30A IGBTs in NPT, PT und Trench-Fieldstop Technologie und von Super-Junction-MOSFETs, jeweils im TO-247 Package, sind in

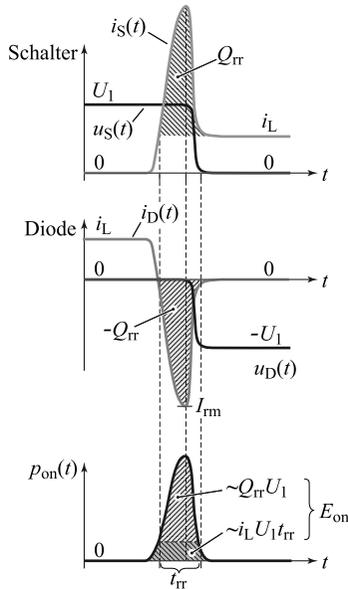


Abb. 2.6: Vereinfachter Zeitverlauf der Spannungen und Ströme beim Einschalten eines MOSFETs oder IGBTs [55]. Durch Abkommutieren einer nichtidealen Diode entstehen Rückwärtserholverluste.

Tab. 2.1 aufgeführt. **Abb. 2.7** zeigt eine grafische Auswertung der zu erwartenden spezifischen Verluste der unterschiedlichen Schalter (Leitverluste und Ausschaltverluste bei 400 V und normiert auf den Schalterennennstrom). Wie erwartet fallen die Gesamtverluste der MOSFETs bei einer hohen Schaltfrequenz von beispielsweise 100 kHz wegen der geringeren Schaltverluste niedriger aus als bei den IGBTs.

Dennoch stellen die Schaltverluste einen erheblichen Anteil an den Gesamtverlusten. Unter anderem sind die Einschaltverluste von MOSFETs in einer Halbbrückenanordnung, die ein topologisches Grundelement von bidirektionalen Gleichspannungswandlern darstellt, von besonderer Bedeutung. Dies, weil die inverse, parasitäre Diode der MOSFETs oftmals ein schlechtes Rückwärtserholverhalten aufweist. Daher müssen geeignete Maßnahmen getroffen werden um die Schaltverluste zu reduzieren. Dies wird z.B. erreicht durch:

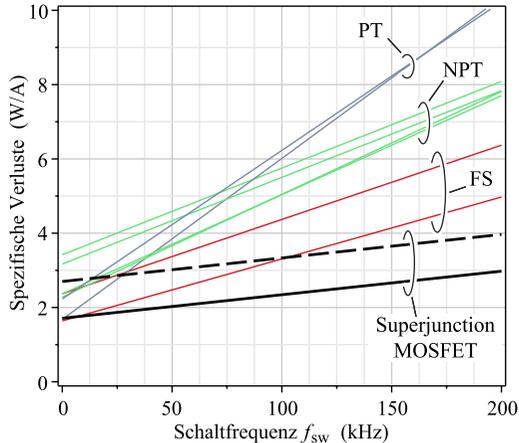
- ▶ Einsatz von Halbleitern mit geringeren Schaltverlusten
- ▶ Schalten unter günstigen Strom- bzw. Spannungsverhältnissen.

Tab. 2.1: Kenndaten von 600-V-30-A-IGBTs und 600-V-MOSFETs

IGBTs					
Hersteller	Typ	Technologie	$U_{CE(sat)}$ [V]	E_{off} [mJ]	E_{sw} [mJ]
Infineon	SGW30N60HS	NPT	3.42	0.70	1.26
Infineon	IGP30N60H3	Trench FS	2.37	0.60	1.55
IRF	IRG4PC50U	PT	1.68	1.30	1.60
IXYS	IXDH35N60B	NPT	2.37	0.80	2.40
IXYS	IXGR40N60C2	FS	1.64	0.50	0.80
Microsemi	APT30GT60BRDLG	NPT	2.28	0.83	1.80
Microsemi	APT30GS60BRDQ2G	NPT	3.17	0.70	1.88
ST	STGW20NC60V	PT	2.23	1.20	2.00

MOSFETs					
Hersteller	Typ	Technologie	$R_{DS(on)}$ [m Ω]	E_{off} [mJ]	E_{sw} [mJ]
Infineon	IPW60R045CP	Super-J.	90	k.A.	k.A.
ST	STW77N65M5	Super-J.	57	0.19	0.48

alle Kenndaten für $I_C = I_D = 30A$, $U_{CE} = U_{DS} = 400V$ und $T_j = 125^\circ C$


Abb. 2.7: Spezifische Verluste unterschiedlicher PT, NPT und Field-stop (FS) IGBTs im Vergleich zu Super-Junction-MOSFETs.

Zum ersten Lösungsansatz zählt die Anwendung von Siliziumkarbid-Schottky-Dioden, durch die sich Rückwärtserholungsverluste vermeiden lassen, zum zweiten Lösungsansatz Schaltungen oder Ansteuerverfahren der Schalter, die zu einem entlasteten Schalten führen, d.h. zu einem Schalten unter Spannung Null (Zero Voltage Switching, ZVS) und/oder unter Strom Null (Zero Current Switching, ZCS). In diesem Fall liefert das Integral (2.4) keinen Beitrag und es entstehen keine Schaltverluste. Die genannten Methoden sind Kerngegenstand der Dissertation.

Wird im Idealfall eine Reduktion der Schaltverluste auf Null erreicht, sind die Leitverluste maßgeblich für die Entscheidung zwischen IGBT oder MOSFET. Wie **Tab. 2.1** zu entnehmen ist, liegt die Sättigungsspannung eines IGBTs im Bereich zwischen 1 V und 3 V. Bei einem im Rahmen der Dissertation realisierten sechs-phasigen, weich schaltenden Gleichspannungswandler liegen die maximalen Ein- und Ausgangsströme bei 45 A. In diesem Bereich liegen die Leitverluste eines MOSFETs mit einem Leitwiderstand von 20 m Ω bis 50 m Ω unterhalb der Leitverluste eines IGBTs (vgl. **Abb. 2.8**). Diskrete MOSFETs mit diesen Daten sind handelsübliche Bauteile. Weitere Vorteile des MOSFETs sind der niedrige Vorwärtsspannungsabfall bei kleinen Strömen, der einen besseren Teillastwirkungsgrad im Vergleich zum IGBT erwarten lässt, und die Möglichkeit der Synchrongleichrichtung. Aus diesen Gründen steht der MOSFET im Fokus der folgenden Betrachtungen.

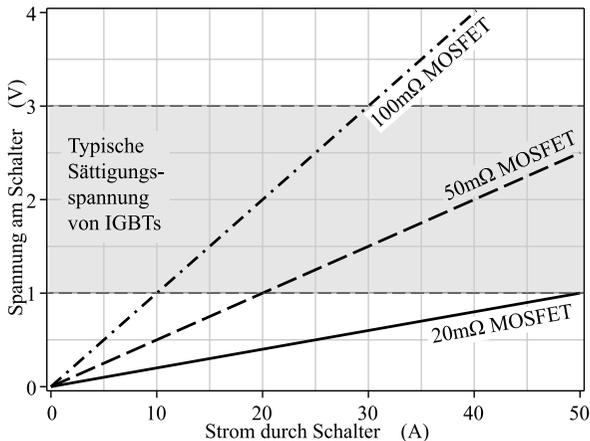


Abb. 2.8: Spannungsabfall am IGBT und am MOSFET.

2.2 Hart geschaltete Wandler

Zur Erfüllung eines bidirektionalen Tiefsetz- und Hochsetz-Betriebs ohne galvanische Trennung zwischen Ausgangs- und Eingangsspannungsschleife sind verschiedene Schaltungsgrundkonzepte aus der Literatur bekannt. Eine offensichtliche Lösung stellt das Kaskadieren eines Tiefsetzstellers und eines Hochsetzstellers mit gemeinsamer Induktivität L [56, 57, 58] und das Kaskadieren eines Hochsetzstellers und eines Tiefsetzstellers mit einem gemeinsamen Zwischenkreiskondensator C_3 dar (vgl. Abschnitt 2.2.1). Als weitere Schaltungsvarianten sind der bidirektionale Inverswandler (vgl. Abschnitt 2.2.2) [57] sowie der Ćuk- und der SEPIC-Konverter (vgl. Abschnitt 2.2.3) anzusehen, die lediglich zwei Leistungsschalter aufweisen und topologisch aus den vorstehend genannten Konzepten ableitbar sind.

Für alle obig angeführten Varianten stellt sich bei höherer Schaltfrequenz das Problem ansteigender Schaltverluste und eines dadurch reduzierten Wirkungsgrads. Eine Verbesserung ist mit Resonanzwandlern oder mit, die Schaltung ergänzenden, Entlastungsnetzwerken, die in Abschnitt 2.4 genauer erörtert werden, oder durch Einsatz von Siliziumkarbid-Halbleitern (vgl. Abschnitt 2.5) zu erreichen. Im Folgenden soll zunächst auf die erwähnten Grundsaltungen eingegangen werden und eine erste Bewertung der unterschiedlichen Konzepte getroffen werden. **Abb. 2.9** gibt einen Überblick über diese Schaltungen und die im Anschluss behandelten Möglichkeiten zur Reduktion der Schaltverluste.

2.2.1 Kaskadierte Wandler

Ein Hochsetz- und Tiefsetzbetrieb bei voll bidirektionalem Leistungstransfer kann durch Kaskadieren zweier Halbbrückenschaltzellen, jeweils bestehend aus zwei Schaltern, einem Kondensator und einer Induktivität am Ausgang der Halbbrücke, erreicht werden. Abhängig von der Anordnung der beiden Schaltzellen resultiert ein kaskadierter Wandler mit Spannungszwischenkreis (vgl. **Abb. 2.10**) oder mit Stromzwischenkreis (vgl. **Abb. 2.11**).

Betriebsmodi

Je nach Größenverhältnis der Spannungen U_1 und U_2 und abhängig von der Richtung des Leistungstransfers wird jeweils einer der Schalter

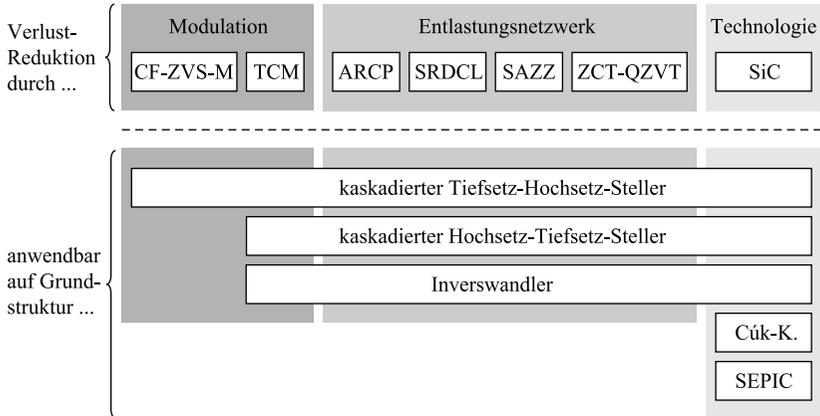


Abb. 2.9: Überblick über die behandelten Wandlerkonzepte und Möglichkeiten zur Reduktion der Schaltverluste.

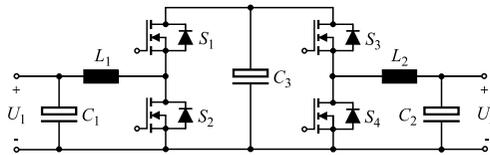


Abb. 2.10: Kaskadierter Hochsetz-Tiefsetzsteller mit Spannungszwischenkreis.

S_i mit einem pulsweitenmodulierten Steuersignal getaktet und die Diode des dem getakteten Schalters der Halbbrücke gegenüberliegenden Schalters als Freilaufdiode genutzt. Der nötige Tastgrad D des pulsweitenmodulierten Signals bei eingeregelter Ausgangsspannung ist analog zum einfachen Tiefsetz- oder Hochsetzsteller zu bestimmen und lässt sich wie in [55] hergeleitet aus den Spannungen U_1 und U_2 berechnen. Eine Leistung $P > 0$ beschreibt den Leistungstransfer von Seite 1 zu Seite 2 des Wandlers, $P < 0$ den Leistungstransfer von Seite 2 zu Seite 1. In **Tab. 2.2** sind beispielhaft die unterschiedlichen Betriebsmodi des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers aus **Abb. 2.11** angegeben.

Bei Spannungsgleichheit müssen beide Schaltzellen getaktet werden, um den Spannungsabfall über den Leistungshalbleitern auszugleichen und gleichzeitig ausreichend (dynamische) Regelreserve im Tastgrad beizubehalten. Der Übergangsbereich wird sinnvollerweise in ei-

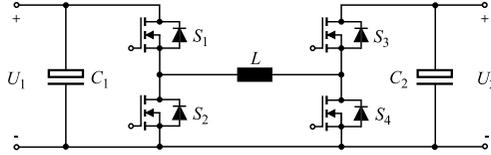


Abb. 2.11: Kaskadierter Tiefsetz-Hochsetzsteller mit Stromzwischenkreis.

Tab. 2.2: Betriebsmodi des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers

Betriebsart	Leistungs-transfer	Schalter S_1	Schalter S_2	Schalter S_3	Schalter S_4
$U_1 > U_2$	$1 \rightarrow 2$	getaktet	Freilauf*	ein	aus
$U_1 \approx U_2$	$1 \rightarrow 2$	getaktet	Freilauf*	Freilauf*	getaktet
$U_1 < U_2$	$1 \rightarrow 2$	ein	aus	Freilauf*	getaktet
$U_1 > U_2$	$2 \rightarrow 1$	Freilauf*	getaktet	ein	aus
$U_1 \approx U_2$	$2 \rightarrow 1$	Freilauf*	getaktet	getaktet	Freilauf*
$U_1 < U_2$	$2 \rightarrow 1$	ein	aus	getaktet	Freilauf*

* wahlweise getaktet bei Synchrongleichrichtung

nem Hystereseband eingeschlossen, so dass ein laufender Wechsel zwischen Betrieb eines einzelnen der kaskadierten Wandler und dem Betrieb beider Wandler ausgeschlossen ist. Durch das Takten beider Schaltzellen mit der Schaltfrequenz f_{sw} und die dadurch zusätzlich entstehenden Schaltverluste ist in diesem Bereich mit einer reduzierten Effizienz des Wandlers zu rechnen.

Dimensionierung

Beim unidirektionalen Tiefsetz- und Hochsetzsteller wird der Strom durch L unterhalb einer kritischen Ausgangsleistung $P_{2,crit}$ typischerweise diskontinuierlich und oberhalb $P_{2,crit}$ kontinuierlich geführt. Die Auslegung der Induktivität erfolgt, indem die zulässige maximale Stromrippelamplitude \hat{i}_L , die beim maximalen Mittelwert $I_{L,avg,max} = I_{max}$ des Spulenstroms i_L erreicht wird, begrenzt wird. Werte des relativen Stromrippels

$$r_L = \frac{\hat{i}_L}{I_{L,avg,max}} = \frac{\hat{i}_L}{I_{max}} \quad (2.5)$$

im Bereich von 10% bis 20% stellen dabei einen guten Kompromiss zwischen den Hochfrequenzverlusten der Spule L , den Verlusten in den Halbleitern und der Baugröße der Spule dar [55]. Bei hochkompakten Wandlern findet man Auslegungen mit r_L bis zu 50% [59].

Bei $P > 0$ liegt im Tiefsetzbetrieb während der Zeit in der der Schalter S_1 ausgeschaltet ist die Spannung $-U_2$ an der Induktivität und im Hochsetzbetrieb die Spannung U_1 während der Schalter S_4 eingeschaltet ist. Damit lässt sich die Amplitude des Stromrippels in Abhängigkeit des Tastgrads D bzw. des Spannungsübersetzungsverhältnisses $v = U_2/U_1$ herleiten

$$\hat{i}_L = \begin{cases} \frac{U_2(1-D)T_p}{2L} & = \frac{U_1 T_p}{2L} \cdot v(1-v) & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ \frac{U_1 D T_p}{2L} & = \frac{U_1 T_p}{2L} \cdot \frac{v-1}{v} & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases} \quad (2.6)$$

Durch Bilden der Ableitungen

$$\frac{d\hat{i}_L}{dU_1} = \begin{cases} \frac{T_p}{2L} \cdot \frac{U_2^2}{U_1^2} & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ \frac{T_p}{2L} \cdot \frac{(U_2 - 2U_1)}{U_2} & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\frac{d\hat{i}_L}{dU_2} = \begin{cases} \frac{T_p}{2L} \cdot \frac{(U_1 - 2U_2)}{U_1} & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ \frac{T_p}{2L} \cdot \frac{U_1^2}{U_2^2} & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases}$$

wird ersichtlich, dass der Stromrippel sein Maximum bei $U_1 = U_{\max}$, $v = 1/2$ bzw. bei $U_2 = U_{\max}$, $v = 2$ annimmt. Deckt der spezifizierte Betriebsspannungsbereich beide Fälle ab, kann mit Hilfe von (2.6) die Induktivität L des Stromzwischenkreiswandlers berechnet werden; die Induktivitäten $L_1 = L_2 = L$ des Spannungszwischenkreiswandlers sind mittels

$$L = \frac{U_1 T_p}{2\hat{i}_L} \cdot \frac{v-1}{v} \Big|_{U_1=U_{\max}, v=1/2} = \frac{U_{\max} T_p}{8r_L I_{\max}} \quad (2.8)$$

bestimmbar.

Bei der Auslegung der Kondensatoren muss zwischen Strom- und Spannungszwischenkreis unterschieden werden. Beim **Stromzwischenkreis** wird je nach Betriebsart entweder der Kondensator C_1 oder der

Kondensator C_2 mit einem geschalteten, blockförmigen Strom beaufschlagt. Der Spannungsrippel an C_1 nimmt sein Maximum beim maximalen Strommittelwert $I_{L,\text{avg,max}} = I_{\text{max}}$ und bei $P > 0$, $v = 1/2$ (Tiefsetzbetrieb) bzw. $P < 0$, $v = 1/2$ (Hochsetzbetrieb) an, der Spannungsrippel an C_2 analog dazu bei $v = 2$. Deckt der spezifizierte Betriebsspannungsbereich diese Fälle ab, kann unter der Annahme zeitlich konstanter Ein- und Ausgangsströme der Wert der Kondensatoren ausgehend von den maximal zulässigen Spannungsrippeln $\hat{u}_{C,i}$ hergeleitet werden.

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{\Delta Q_1}{2\hat{u}_{C1}} \Bigg|_{P>0,v=1/2,I_1=I_{\text{max}}/2} = \frac{I_{\text{max}}T_p}{8\hat{u}_{C1}} \\ C_2 &= \frac{\Delta Q_2}{2\hat{u}_{C2}} \Bigg|_{P>0,v=2,I_2=I_{\text{max}}/2} = \frac{I_{\text{max}}T_p}{8\hat{u}_{C2}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Beim **Spannungszwischenkreis** kann im Vergleich zum Stromzwischenkreis bei gleichem Spannungsrippel am Ausgang des Wandlers der Wert von C_1 und C_2 wegen der Filterwirkung der Induktivitäten L_1 , L_2 verringert werden [60]

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{\hat{i}_L T_p}{8\hat{u}_{C1}} = \frac{r_L I_{\text{max}} T_p}{8\hat{u}_{C1}} \\ C_2 &= \frac{\hat{i}_L T_p}{8\hat{u}_{C2}} = \frac{r_L I_{\text{max}} T_p}{8\hat{u}_{C2}} . \end{aligned} \quad (2.10)$$

Allerdings ist ein zusätzlicher Zwischenkreiskondensator mit gleichen Dimensionierungskriterien wie die Kondensatoren des Stromzwischenkreiswandlers erforderlich

$$C_3 = \frac{I_{\text{max}} T_p}{8\hat{u}_{C3}} . \quad (2.11)$$

Die Beanspruchung der Schalter ist für beide Schaltungsvarianten identisch, solange jeweils nur eine der Halbbrücken getaktet wird, um die geforderte Spannungsübersetzung zu erreichen. Die Schalter S_1 , S_2 müssen eine Spannungsfestigkeit größer dem Maximalwert der Spannung U_1 , die Schalter S_3 , S_4 eine Spannungsfestigkeit größer dem Maximalwert der Spannung U_2 aufweisen. Die Strombelastung der Schalter S_i ist v.a. im Teillastbetrieb abhängig davon, ob eine Synchrongleichrichtung genutzt wird und von der Methodik, mit der die Schalter zur Synchrongleichrichtung angesteuert werden.

Synchrongleichrichtung

Der Vorwärtsspannungsabfall U_F der antiparallel zu den Schaltern S_i liegenden Dioden ist v.a. im Teillastbetrieb für einen wesentlichen Teil der Leitverluste verantwortlich. Darüber hinaus verursacht das Abkummern der Dioden beim Einschalten des Schalters zu Beginn jeder Schaltperiode Rückwärtserholverluste. **Abb. 2.12** veranschaulicht den Stromverlauf in der Drossel L und der Diode D_2 des Schalters S_2 des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers im Tiefsetzbetrieb mit $P > 0$. Mit dem Schließen des Schalters S_1 im Zeitpunkt $t = T_p$ startet der Erholprozess der Diode, d.h. das Ausräumen der Speicherladung Q_{rr} durch den Rückstrom, wodurch zusätzliche Schaltverluste entstehen (vgl. Abschnitt 2.1.3 und Abschnitt 4.1.2).

Sowohl Leitverluste als auch Rückwärtserholverluste lassen sich mittels Synchrongleichrichtung reduzieren. Hierfür wird die Eigenschaft unipolarer Halbleiterschalter wie MOSFETs oder JFETs mit Widerstandscharakteristik ausgenutzt, Strom auch in Rückwärtsrichtung tragen zu können. Mit dem Einschalten des Schalters S_2 zum Zeitpunkt t_3 nach Ablauf der Totzeit $t_3 - t_1$ (vgl. Abb. **Abb. 2.13**) wird der Strom aus der antiparallelen Diode des Schalters übernommen. Kurz vor Ende der Freilaufphase wird zum Zeitpunkt t_4 der Schalter S_2 wieder geöffnet bevor zum Zeitpunkt T_p der Schalter S_1 zu Beginn der folgenden Schaltperiode geschlossen wird. Die Totzeit $T_p - t_4$ ist derart kurz zu

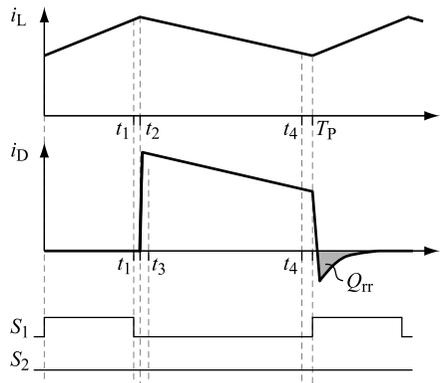


Abb. 2.12: Entstehung der Rückwärtserholverluste beim Abkummern der Freilaufdiode des hart geschalteten kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers ohne Synchrongleichrichtung.

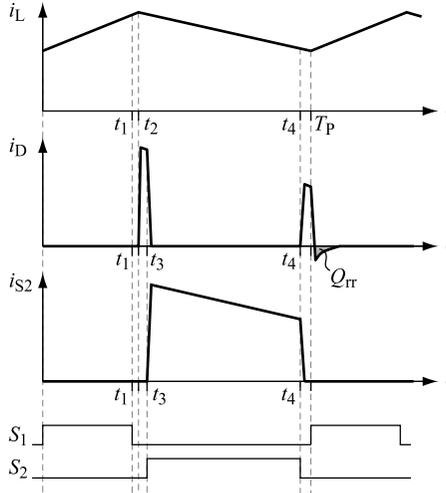


Abb. 2.13: Prinzip der Verringerung der Rückwärtserholverluste des hart geschalteten kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers durch Synchrongleichrichtung.

wählen, dass der Schalterstrom nicht, wie in der Abbildung dargestellt, zunächst wieder auf die antiparallele Diode kommutiert, da ansonsten wieder mit Rückwärtserholverlusten gerechnet werden muss.

Im Idealfall ist der resultierende Spannungsabfall über dem Leitwiderstand $R_{DS(on)}$ des Schalters während der Zeitspanne $t_3 < t < t_4$ immer kleiner als die Vorwärtsspannung der Diode, so dass die Leitverluste sinken. Hierfür muss bei Bauteilen mit parasitärer Diode darauf geachtet werden, dass die kritische Stromdichte

$$J_{crit} = \frac{U_F}{R_{DS(on)}^* - r_D^*} \quad (2.12)$$

im Bauteil nicht überschritten wird; andernfalls teilt sich der Gesamtstrom auf Schalter und Diode auf. In (2.12) bezeichnet $R_{DS(on)}^*$ den auf den Kehrwert der Chipfläche des Schalters bezogenen spezifischen Leitwiderstand und r_D^* den auf den Kehrwert der Chipfläche der Diode bezogenen spezifischen Kleinsignalwiderstand, jeweils in der Einheit $[\Omega \cdot \text{mm}^2]$. Für eine effiziente Synchrongleichrichtung muss daher ein Schalter mit geringem spezifischen Leitwiderstand und/oder ausreichender Chipfläche ausgewählt werden.

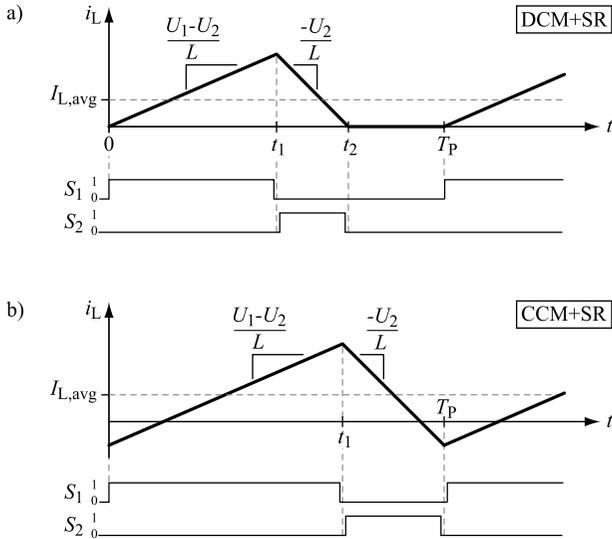


Abb. 2.14: Synchrongleichrichtung im Teillastbetrieb bei diskontinuierlichem Spulenstrom (a) und kontinuierlichem Spulenstrom (b).

Bei niedriger Ausgangsleistung sind zwei Methoden der Synchrongleichrichtung denkbar. Zum einen kann wie in **Abb. 2.14 a)** dargestellt der zur Synchrongleichrichtung genutzte Schalter S_2 kurz vor dem Stromnulldurchgang ($t = t_2$) ausgeschaltet werden, zum anderen nach dem Stromnulldurchgang am Ende der Schaltperiode (**Abb. 2.14 b)**). Die erste Möglichkeit weist den geringeren Stromeffektivwert auf, hat jedoch den Nachteil, dass der Schalter S_1 zu Beginn der Schaltperiode hart eingeschaltet wird. Bei der zweiten Methode kann das Einschalten des Schalters S_1 unter Nullspannung erfolgen, sofern der Strom zu Beginn der Schaltperiode einen ausreichend negativen Wert für das Umladen der parasitären Ausgangskapazitäten C_{oss} der Schalter S_i aufweist. Auf das Funktionsprinzip des Nullspannungsschaltens wird in Abschnitt 2.4.1 genauer eingegangen. Aus regelungstechnischer Sicht ist vorteilhaft, dass kein Übergang zwischen diskontinuierlicher Stromführung (Discontinuous Conduction Mode, DCM) und kontinuierlicher Stromführung (Continuous Conduction Mode, CCM) stattfindet und dadurch das Verhalten der Regelstrecke über dem gesamten Leistungsbereich dem des CCM-Betriebs entspricht.

Für den Fall der Synchrongleichrichtung bei CCM lässt sich der Effektivwert des Drosselstroms unter Beachtung des Stromrippels mit

$$I_{L,\text{rms}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{v^2(1-v)^2}{12} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \frac{1}{v^2} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ \sqrt{\frac{(v-1)^2}{12v^2} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases} \quad (2.13)$$

berechnen, wobei v das Spannungsübersetzungsverhältnis und Z die normierte Induktivität bezeichnet

$$v = \frac{U_2}{U_1}, \quad Z = \frac{L}{T_p}. \quad (2.14)$$

Für die Effektivwerte der Schalterströme bei $P > 0$ folgt unter Vernachlässigung der Taktung beider Halbbrücken im Bereich gleicher Spannungen $U_1 \approx U_2$

$$I_{S1,\text{rms}} = \begin{cases} \sqrt{v} I_{L,\text{rms}} & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ I_{L,\text{rms}} & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases} \quad (2.15)$$

$$I_{S2,\text{rms}} = \begin{cases} \sqrt{1-v} I_{L,\text{rms}} & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ 0 & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases} \quad (2.16)$$

$$I_{S3,\text{rms}} = \begin{cases} I_{L,\text{rms}} & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ \sqrt{\frac{1}{v}} I_{L,\text{rms}} & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases} \quad (2.17)$$

und

$$I_{S4,\text{rms}} = \begin{cases} 0 & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ \sqrt{\frac{v-1}{v}} I_{L,\text{rms}} & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases} \quad (2.18)$$

und für die Effektivwerte der Ströme in den Kondensatoren C_1, C_2

$$I_{C1,\text{rms}} = \begin{cases} \sqrt{\frac{v^3(1-v)^2}{12} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \frac{1-v}{v^2} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} & \text{für } U_2 \leq U_1 \\ \frac{1}{6}\sqrt{3} \cdot \frac{(v-1)U_1}{vZ} & \text{für } U_2 > U_1 \end{cases} \quad (2.19)$$

$$I_{C2,\text{rms}} = \begin{cases} \frac{1}{6}\sqrt{3} \cdot \frac{(1-v)U_1}{Z} & U_2 \leq U_1 \\ \sqrt{\frac{(v-1)^2}{12v^3} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \frac{v-1}{v^2} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} & U_2 > U_1 \end{cases} \quad \text{für} \quad (2.20)$$

2.2.2 Inverswandler

Eine Alternative zum Kaskadieren zweier Wandler stellt der bidirektionale Inverswandler nach **Abb. 2.15** dar, bei dem mit nur zwei Schaltern ein Tiefsetzen sowie ein Hochsetzen der Spannung U_1 ermöglicht wird. Je nach Energieflussrichtung wird entweder der Schalter S_1 oder der Schalter S_2 mit dem Tastgrad

$$\begin{aligned} D_{S1} &= \frac{U_2}{U_1 + U_2} = \frac{v}{v + 1} & \text{für} & P > 0 \\ D_{S2} &= \frac{U_1}{U_1 + U_2} = \frac{1}{v + 1} & & P < 0 \end{aligned} \quad (2.21)$$

getaktet [60], damit sich das gewünschte Spannungsübersetzungsverhältnis v einstellt. Die Invertierung der Spannung stellt bei der Anwendung für ein Hybrid- oder Brennstoffzellenfahrzeug keinen Nachteil dar, da die Hochspannungsbatterie direkt und ausschließlich am Gleichspannungswandler angebunden ist und aus Sicherheitsgründen eine vollständige elektrische Isolation der Batterie von den restlichen Fahrzeugteilen und leistungselektronischen Baugruppen besteht.

Hauptvorteil dieser Schaltung ist die im Vergleich zum Kaskadenwandler geringere Anzahl an Schaltern. Jedoch wird dieser Vorteil relativiert durch die höhere Anforderung an die Sperrspannungsfestigkeit. Die maximale Sperrspannung beträgt beim Inverswandler $U_1 + U_2$ und

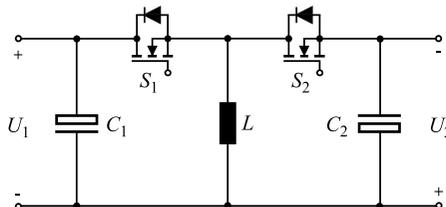


Abb. 2.15: Bidirektionaler Inverswandler.

ist bei gleichen maximalen Spannungen $U_{1,\max} = U_{2,\max}$ (siehe Spezifikation lt. **Tab. 1.4**) genau doppelt so hoch wie beim Kaskadenwandler, bei gleichzeitig schlechterer Ausnutzung der Schalter [60].

Bei CCM-Betrieb des Inverswandlers ist der Mittelwert des Drosselstroms gleich der Summe von Ein- und Ausgangsstrom [60].

$$I_{L,\text{avg}} = I_1 + I_2 = \frac{P}{U_1} \cdot \frac{v+1}{v} \quad (2.22)$$

Für $P > 0$ lassen sich der Effektivwert des Drosselstroms mit

$$I_{L,\text{rms}} = \sqrt{\frac{v^2}{12(v+1)^2} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \frac{(v+1)^2}{v^2} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} \quad (2.23)$$

angeben, für die Effektivwerte der Ströme in den Schaltern S_1 und S_2 folgt

$$I_{S1,\text{rms}} = \sqrt{\frac{v}{v+1}} \cdot I_{L,\text{rms}} \quad (2.24)$$

$$I_{S2,\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{v+1}} \cdot I_{L,\text{rms}}$$

und die Effektivwerte der Ströme in den Kondensatoren C_1 und C_2 betragen

$$I_{C1,\text{rms}} = \sqrt{\frac{v^3}{12(v+1)^3} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \frac{1}{v} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} \quad (2.25)$$

$$I_{C2,\text{rms}} = \sqrt{\frac{v^2}{12(v+1)^3} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \frac{1}{v} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2}.$$

Dimensionierung

Für $P > 0$ wird während der Schalter S_1 eingeschaltet ist, die Spannung U_1 an die Induktivität L gelegt. Mit dem in (2.21) angegebenen Tastgrad kann die Amplitude des Ripplestroms berechnet werden

$$\hat{i}_L = \frac{U_1 D T_p}{2L} = \frac{U_1 T_p}{2L} \cdot \frac{v}{v+1} = \frac{T_p}{2L} \cdot \frac{U_1 U_2}{U_1 + U_2}. \quad (2.26)$$

Ein Vergleich der Stromrippelamplitude des Inverswandlers und des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers ist in **Abb. 2.16** dargestellt. Der

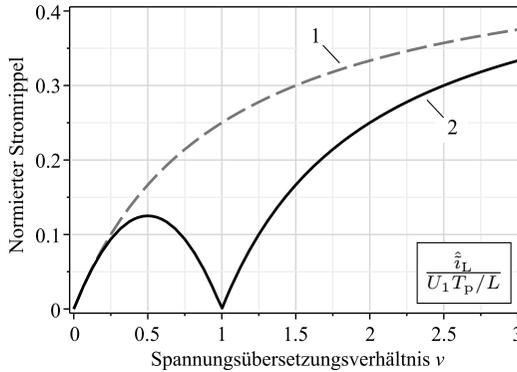


Abb. 2.16: Vergleich der Stromrippelamplituden des Inverswandlers (1) und des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers (2).

Inverswandler weist bei gleichem Wert der Induktivität L den höheren Ripplestrom und dadurch höhere Hochfrequenz- und Kernverluste in der Spule auf. Mit (2.26) und (2.22) lässt sich eine Dimensionierungsvorschrift für die Induktivität L ableiten

$$L = \frac{U_1 T_p}{2\hat{i}_L} \cdot \frac{v}{v+1} = \frac{T_p}{2\hat{i}_L} \cdot \frac{U_1 U_2}{U_1 + U_2}. \quad (2.27)$$

Wegen

$$\begin{aligned} \frac{dL}{dU_1} &= \frac{T_p}{2\hat{i}_L} \cdot \frac{U_2^2}{(U_1 + U_2)^2} > 0 \\ \frac{dL}{dU_2} &= \frac{T_p}{2\hat{i}_L} \cdot \frac{U_1^2}{(U_1 + U_2)^2} > 0 \end{aligned} \quad (2.28)$$

ist der geforderte Wert für L an der oberen Grenze der Betriebsspannung $U_1 = U_2 = U_{\max}$ und dem in diesem Fall höchstmöglichen Mittelwert des Stroms $I_{L,\text{avg}} = I_1 + I_2 = 2P_{\max}/U_{\max}$ maximal und es folgt

$$L = \left. \frac{T_p}{2\hat{i}_L} \cdot \frac{U_1 U_2}{U_1 + U_2} \right|_{\hat{i}_L=r_L \cdot \frac{2P_{\max}}{U_{\max}}, U_1=U_2=U_{\max}} = \frac{T_p U_{\max}^2}{8r_L P_{\max}}. \quad (2.29)$$

Beim Inverswandler werden immer beide Kondensatoren C_1 und C_2 mit hohen Stromeffektivwerten beansprucht, da diese jeweils direkt an

einem der Schalter angebunden sind. Die Amplituden der Rippelspannungen lassen sich aus den pro Schaltperiode aus dem Kondensator entnommenen Ladungen ΔQ_i bestimmen.

$$\begin{aligned}\hat{u}_{C1} &= \frac{\Delta Q_1}{2C_1} = \frac{I_1(1-D)T_p}{2C_1} = \frac{I_1 T_p}{2C_1} \cdot \frac{U_1}{U_1 + U_2} = \frac{PT_p}{2C_1(U_1 + U_2)} \\ \hat{u}_{C2} &= \frac{\Delta Q_2}{2C_2} = \frac{I_2 D T_p}{2C_2} = \frac{I_2 T_p}{2C_2} \cdot \frac{U_2}{U_1 + U_2} = \frac{PT_p}{2C_2(U_1 + U_2)}\end{aligned}\tag{2.30}$$

Aus den Ableitungen

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{u}_{C1}}{dU_1} &= \frac{d\hat{u}_{C1}}{dU_2} = -\frac{PT_p}{2C_1(U_1 + U_2)^2} < 0 \\ \frac{d\hat{u}_{C2}}{dU_1} &= \frac{d\hat{u}_{C2}}{dU_2} = -\frac{PT_p}{2C_1(U_1 + U_2)^2} < 0\end{aligned}\tag{2.31}$$

ist ersichtlich, dass das Maximum der Rippelspannungsamplitude an den unteren Grenzen des Betriebsspannungsbereichs ($U_1 = U_{\min}$, $U_2 = U_{\min}$) vorliegt. Als Dimensionierungsvorschrift der Kondensatoren folgt

$$\begin{aligned}C_1 &= \frac{I_1 T_p}{2\hat{u}_{C1}} \cdot \frac{U_1}{U_1 + U_2} \Big|_{I_1=I_{\max}, U_1=U_2=U_{\min}} = \frac{I_{\max} T_p}{4\hat{u}_{C1}} \\ C_2 &= \frac{I_2 T_p}{2\hat{u}_{C2}} \cdot \frac{U_2}{U_1 + U_2} \Big|_{I_2=I_{\max}, U_1=U_2=U_{\min}} = \frac{I_{\max} T_p}{4\hat{u}_{C2}}.\end{aligned}\tag{2.32}$$

2.2.3 Čuk-Konverter und SEPIC

Der Čuk-Konverter und der SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) nutzen einen Kondensator C_S für einen kapazitiven Energietransfer zwischen Eingang und Ausgang des Wandlers. Dadurch wird ein bidirektionaler Tiefsetz- sowie ein Hochsetzbetrieb mit nur zwei Leistungshalbleitern S_1 und S_2 ermöglicht.

Im stationären Zustand fällt über den beiden Induktivitäten L_1 , L_2 des Čuk-Konverters nach **Abb. 2.17 b**) keine Spannung ab, so dass die Spannung am Kondensator C_S im Mittel der Summe der Ein- und Ausgangsspannung $U_1 + U_2$ entspricht. Weil die Serienschaltung der Schalter S_1 und S_2 parallel zu C_S liegt, muss die minimale Sperrspannung dieser Schalter ebenfalls $U_1 + U_2$ betragen. Bei der gewählten Orientierung der

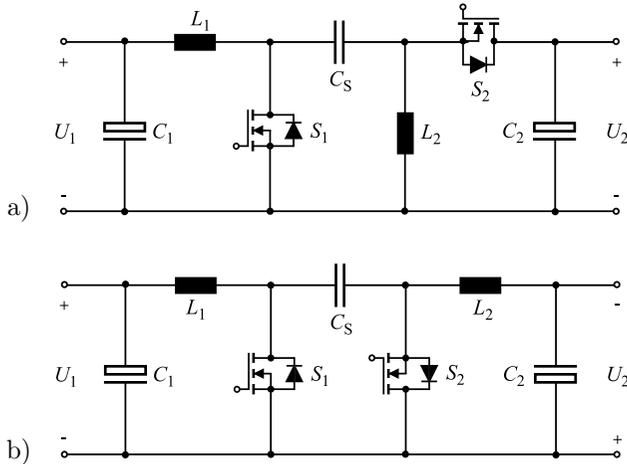


Abb. 2.17: Schaltungstopologie des SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) (a) und des Čuk-Konverters (b).

Spannung U_2 nach **Abb. 2.17 b)** wird bei $P > 0$ durch Taktung des Schalters S_1 entweder die Spannung U_1 (S_1 geschlossen) oder $-U_2$ (S_1 geöffnet) an die Induktivität L_1 angelegt. Aus der Bedingung, dass der zeitliche Mittelwert der Spannung über der Induktivität L_1 im stationären Zustand Null ist,

$$\int_{T_p} u_{L1}(t) dt = 0 = DT_p U_1 + (1 - D)T_p (-U_2), \quad (2.33)$$

kann der Tastgrad des Schalters S_1

$$D = \frac{U_2}{U_1 + U_2} = \frac{v}{v + 1} \quad (2.34)$$

berechnet werden.

Im Gegensatz zum Čuk-Konverter entspricht beim SEPIC der Mittelwert der Spannung über dem Kondensator C_S der Eingangsspannung U_1 . Die nötigen Sperrspannungen der Schalter S_1 und S_2 betragen wiederum $U_1 + U_2$ und bei $P > 0$ wird ebenso wie beim Čuk-Konverter je nach Stellung des Schalters S_1 entweder die Spannung U_1 oder $-U_2$ an L_1 angelegt, so dass der Tastgrad identisch ist zum Čuk-Konverter. Allerdings ist die Ausgangsspannung des SEPIC nicht invertiert.

Der Ćuk-Konverter im Vergleich zum SEPIC

Wegen der gleichen Beziehung für den Tastgrad sind bei beiden Topologien die Effektiv- und Mittelwerte der Ströme durch die Elemente C_1 , L_1 , S_1 und C_S identisch, allerdings muss beim Ćuk-Konverter der Kondensator C_S eine höhere Spannungsfestigkeit aufweisen. Beim SEPIC wird die nicht invertierte Ausgangsspannung durch Vertauschung der Elemente S_2 und L_2 erreicht, was sich jedoch nachteilig auf die Strombelastung der Bauelemente auswirkt. Zum einen ist der Ausgangskondensator C_2 mit einem deutlich höheren Ripplestrom beaufschlagt, da die Filterwirkung durch die Induktivität L_2 entfällt. Zum anderen muss der Schalter S_2 beim SEPIC für $t > DT_p$ die Summe der Ströme beider Drosseln führen; beim Ćuk-Konverter hingegen nur den Strom durch Spule L_2 .

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass trotz der Ähnlichkeiten im Funktionsprinzip und im Aufbau der beiden Schaltungen der Ćuk-Konverter wegen der in Summe geringeren Bauteilbelastungen bevorzugt werden sollte, wenn die invertierte Ausgangsspannung in der Applikation keinen Nachteil darstellt. Die weitere Analyse beschränkt sich daher auf den Ćuk-Konverter.

Aus **Abb. 2.17** ist unmittelbar ersichtlich, dass die Mittelwerte der Drosselströme des Ćuk-Konverters dem Eingangs- bzw. Laststrom des Wandlers entsprechen

$$\begin{aligned} I_{L1,\text{avg}} &= I_1 = \frac{P}{U_1} \\ I_{L2,\text{avg}} &= I_2 = \frac{P}{vU_1} . \end{aligned} \tag{2.35}$$

Die zugehörigen Effektivwerte betragen

$$\begin{aligned} I_{L1,\text{rms}} &= \sqrt{\frac{v^2}{12(1+v)^2} \left(\frac{U_1}{Z_1}\right)^2 + \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} \\ I_{L2,\text{rms}} &= \sqrt{\frac{v^2}{12(1+v)^2} \left(\frac{U_1}{Z_2}\right)^2 + \frac{1}{v^2} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} \end{aligned} \tag{2.36}$$

mit $Z_1 = L_1/T_p$ und $Z_2 = L_2/T_p$. Mit dem Tastgrad (2.34) folgen die

Effektivwerte der Schalterströme

$$\begin{aligned}
 I_{S1,\text{rms}} &= \sqrt{\frac{v}{1+v}} \cdot I_{L1,\text{rms}} \\
 I_{S2,\text{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{1+v}} \cdot I_{L2,\text{rms}} .
 \end{aligned}
 \tag{2.37}$$

Da die Kondensatoren C_1 und C_2 lediglich mit dem Ripplestrom der Induktivitäten belastet werden, besteht keine Abhängigkeit der Effektivwerte der Kondensatorströme von der übertragenen Leistung, sondern lediglich eine Proportionalität zum Kehrwert der Induktivitäten bzw. deren normierten Größen Z_i .

$$\begin{aligned}
 I_{C1,\text{rms}} &= \frac{1}{6}\sqrt{3} \cdot \frac{vU_1}{(1+v)Z_1} \\
 I_{C2,\text{rms}} &= \frac{1}{6}\sqrt{3} \cdot \frac{vU_1}{(1+v)Z_2}
 \end{aligned}
 \tag{2.38}$$

Der Strom durch den für den kapazitiven Leistungstransfer genutzten Kondensator C_S weist im Gegensatz dazu eine Abhängigkeit von P auf

$$\begin{aligned}
 I_{CS,\text{rms}} &= \sqrt{\frac{v^2}{12(1+v)^3} \left[\left(\frac{U_1}{Z_1}\right)^2 + v \left(\frac{U_1}{Z_2}\right)^2 \right] + \frac{1}{v} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} = \\
 &\stackrel{Z_1=Z_2=Z}{=} \sqrt{\frac{v^2}{12(1+v)^2} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \frac{1}{v} \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} .
 \end{aligned}
 \tag{2.39}$$

Dimensionierung des Čuk-Konverters

Für beide Wandler gilt, dass bei $P > 0$ und eingeschaltetem Schalter S_1 die Spannung an den Induktivitäten L_1 und L_2 jeweils U_1 beträgt und bei ausgeschaltetem Schalter $-U_2$. Daraus lässt sich der Stromripple

$$\hat{i}_{L1} = \frac{U_1 D T_P}{2L_1} = \frac{U_1 T_P}{2L_1} \cdot \frac{v}{v+1} = \frac{T_P}{L_1 P} \cdot \left(\frac{U_1 U_2}{U_1 + U_2}\right)^2
 \tag{2.40}$$

der Induktivität L_1 ableiten, dessen Maximum wie beim Inverswandler an der oberen Grenze der Betriebsspannung ($U_1 = U_2 = U_{\max}$) erreicht wird (vgl. (2.31)). In diesem Fall beträgt der Mittelwert des Stroms in

den Induktivitäten $I_1 = I_2 = P_{\max}/U_{\max}$ und es folgt

$$L_1 = L_2 = \frac{T_p}{2\hat{i}_L} \cdot \frac{U_1 U_2}{U_1 + U_2} \Big|_{\hat{i}_L = r_L \cdot \frac{P_{\max}}{U_{\max}}, U_1 = U_2 = U_{\max}} = \frac{T_p U_{\max}^2}{4r_L P_{\max}}. \quad (2.41)$$

Die Spannungsrippel an den Kondensatoren können unter Annahme eines konstanten Ein- und Ausgangsstroms vereinfacht aus den, dem Kondensator zugeführten Ladungen berechnet werden.

$$\begin{aligned} \hat{u}_{C1} &= \frac{\Delta Q_{C1}}{2C_1} = \frac{T_p \hat{i}_{L1}}{8C_1} \\ \hat{u}_{C2} &= \frac{\Delta Q_{C2}}{2C_2} = \frac{T_p \hat{i}_{L2}}{8C_2} \\ \hat{u}_{CS} &= \frac{\Delta Q_{CS}}{2C_S} = \frac{I_2 D T_p}{2C_S} = \frac{I_2 T_p}{2C_S} \cdot \frac{U_2}{U_1 + U_2} = \frac{P T_p}{2C_S (U_1 + U_2)} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Aus (2.42) ist direkt ersichtlich, dass die Rippelspannungsamplitude für die Kondensatoren C_1 und C_2 beim maximalen Eingangsrippelstrom bzw. beim maximalen Ausgangsrippelstrom ihr Maximum aufweist; somit ist der durch $U_1 = U_2 = U_{\max}$ und $P = P_{\max}$ definierte Betriebspunkt (vgl. (2.41)) ausschlaggebend für die Dimensionierung dieser Kondensatoren.

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{T_p \hat{i}_{L1}}{8\hat{u}_{C1}} \Big|_{\hat{i}_{L1} = r_{L1} P_{\max}/U_{\max}} = \frac{T_p r_{L1} P_{\max}}{8\hat{u}_{C1} U_{\max}} \\ C_2 &= \frac{T_p \hat{i}_{L2}}{8\hat{u}_{C2}} \Big|_{\hat{i}_{L2} = r_{L2} P_{\max}/U_{\max}} = \frac{T_p r_{L2} P_{\max}}{8\hat{u}_{C2} U_{\max}} \end{aligned} \quad (2.43)$$

Unter Beachtung der Ableitungen

$$\frac{d\hat{u}_{CS}}{dU_1} = \frac{d\hat{u}_{CS}}{dU_2} = -\frac{P T_p}{2C_S} \cdot \frac{1}{(U_1 + U_2)^2} < 0 \quad (2.44)$$

lässt sich als ungünstigste Spannungsconstellation $U_1 = U_2 = U_{\min}$ ermitteln und hiermit der Werte des Kondensators C_S festlegen.

$$C_S = \frac{I_2 T_p}{2C_S} \cdot \frac{U_2}{U_1 + U_2} \Big|_{I_2 = I_{\max}, U_1 = U_2 = U_{\min}} = \frac{I_{\max} T_p}{4\hat{u}_C} \quad (2.45)$$

Magnetisch gekoppelte Induktivitäten

Beim Čuk-Konverter bietet es sich an, die Induktivitäten L_1 und L_2 wie in **Abb. 2.18** dargestellt durch eine gekoppelte Induktivität zu ersetzen um den Stromrippel am Eingang oder am Ausgang zu reduzieren. Das Verhalten einer gekoppelten Induktivität kann mit dem T-Ersatzschaltbild nach **Abb. 2.19** beschrieben werden [61]. Da jedoch das vom Ersatzschaltbild abgeleitete Gleichungssystem mit den vier Variablen L_1, L_2, M, \ddot{u} überbestimmt ist, kann der Parameter \ddot{u} frei gewählt werden. In der Regel wird \ddot{u} gleich dem Übersetzungsverhältnis des idealen Übertragers

$$\ddot{u} := \frac{N_1}{N_2}, \tag{2.46}$$

d.h. gleich dem Verhältnis der Windungszahlen N_1 und N_2 definiert. Der Zusammenhang zwischen den Selbstinduktivitäten L_1, L_2 und der Gegeninduktivität M kann durch den Koppelfaktor

$$0 \leq k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \leq 1 \tag{2.47}$$

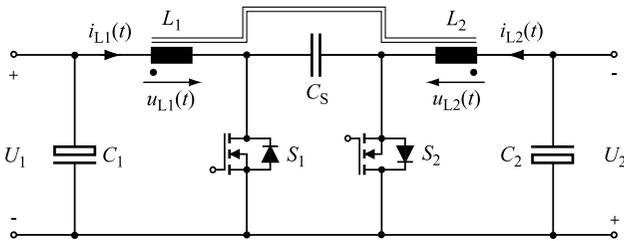


Abb. 2.18: Čuk-Konverter mit gekoppelten Induktivitäten.

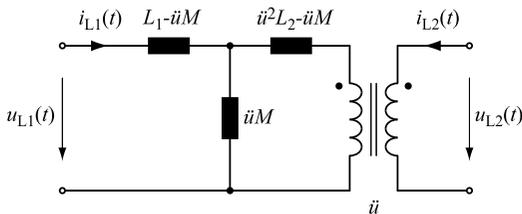


Abb. 2.19: T-Ersatzschaltbild der gekoppelten Induktivitäten.

ausgedrückt werden, der ein Maß dafür ist, welcher Anteil des Gesamtflusses mit den beiden Spulen verkettet ist. Für die Wahl $\ddot{u} = 1$ folgt für die Beziehungen zwischen den Spannungen und den Strömen im T-Ersatzschaltbild

$$\begin{aligned} u_{L1}(t) &= (L_1 - M) \frac{di_{L1}(t)}{dt} + M \left(\frac{di_{L1}(t)}{dt} + \frac{di_{L2}(t)}{dt} \right) \\ u_{L2}(t) &= (L_2 - M) \frac{di_{L2}(t)}{dt} + M \left(\frac{di_{L1}(t)}{dt} + \frac{di_{L2}(t)}{dt} \right). \end{aligned} \quad (2.48)$$

Da die Spannungen $u_{L1}(t)$ und $u_{L2}(t)$ durch die äußere Beschaltung der gekoppelten Induktivitäten vorgegeben werden und im stationären Zustand immer den gleichen Wert aufweisen² gilt

$$\begin{aligned} u_{L1}(t) &= u_{L2}(t) \\ (L_1 - M) \frac{di_{L1}(t)}{dt} &= (L_2 - M) \frac{di_{L2}(t)}{dt}. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Aus der Bedingung (2.49) lassen sich zwei vorteilhafte Realisierungsmöglichkeiten der Zweiwicklungsinduktivität ableiten.

Möglichkeit 1: Halbierung beider Stromrippel. Die Zweiwicklungsinduktivität kann derart dimensioniert werden, dass die beiden Stromrippel die gleiche Amplitude aufweisen. In diesem Fall müssen wegen der Gleichheit der Spannungen $u_{L1}(t)$ und $u_{L2}(t)$ auch die Stromanstiegsgeschwindigkeiten den gleichen Wert aufweisen, so dass sich (2.49) weiter vereinfacht und die Forderung gleicher Selbstinduktivitäten

$$L_1 = L_2 = L \quad (2.50)$$

und mit (2.47) die Beziehung

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = kL \quad (2.51)$$

hergeleitet werden kann. Beispielhaft soll der Fall betrachtet werden, dass die Spannung $u_{L1}(t) = U_1$ an die Induktivität angelegt wird. In diesem Fall folgt aus (2.48)

$$\begin{aligned} u_{L1}(t) &= (L_1 - M) \frac{di_{L1}(t)}{dt} + M \left(\frac{di_{L1}(t)}{dt} + \frac{di_{L2}(t)}{dt} \right) \\ U_1 &= (L - M) \frac{di_{L1}(t)}{dt} + M \cdot 2 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = (L + M) \frac{di_{L1}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.52)$$

² Für $P > 0$ ist $u_{L1}(t) = u_{L2}(t) = U_1$ für $t \leq DT_p$ (Schalter S_1 geschlossen) und $u_{L1}(t) = u_{L2}(t) = -U_2$ für $t > DT_p$ (Schalter S_1 geöffnet), wenn sich die Spannung am Kondensator C_S auf $U_1 - U_2$ eingestellt hat (stationärer Zustand).

und damit für die Stromanstiegsgeschwindigkeit

$$\frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{U_1}{L + M} = \frac{U_1}{(1 + k)L} . \quad (2.53)$$

Aus (2.53) ist ersichtlich, dass sich im Grenzfall der idealen Kopplung ($k = 1$) der beiden Spulen die Stromanstiegsgeschwindigkeit und damit die Stromrippelamplitude halbiert. Im Umkehrschluss kann daher bei gegebener Stromrippelamplitude $\hat{i}_{L1} = \hat{i}_{L2}$ bei Kopplung der Spulen deren Induktivität halbiert werden und wegen der geringeren zu speichernden Gesamtenergie $2 \cdot 1/2LI_{\max}^2$ das Gesamtvolumen ebenfalls in etwa um den Faktor 2 gesenkt werden. Dieser Sachverhalt wird in [62] detailliert hergeleitet.

Möglichkeit 2: Auslöschung des Ein- oder Ausgangsstromrippels. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Kopplung der Induktivitäten so zu wählen, dass entweder der Stromrippel \hat{i}_{L1} oder \hat{i}_{L2} ausgelöscht wird. Beispielsweise soll die Dimensionierung für $\hat{i}_{L2} = 0$ hergeleitet werden. In diesem Fall wird die Ableitung $di_{L2}(t)/dt$ in (2.49) zu Null und es folgt

$$\begin{aligned} (L_1 - M) \frac{di_{L1}(t)}{dt} &= 0 \\ \Rightarrow L_1 &= M . \end{aligned} \quad (2.54)$$

Der Koppelfaktor berechnet sich für $L_1 = M$ zu

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} . \quad (2.55)$$

Sind beide Windungen auf dem gleichen Kern mit AL-Wert A_L aufgebracht, gilt weiterhin für das Verhältnis der beiden Induktivitäten

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{N_1^2 A_L}{N_2^2 A_L} = \frac{N_1^2}{N_2^2} = \ddot{u}^2 \quad (2.56)$$

und somit für das Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (2.57)$$

Aus den beiden Bedingungen (2.55) und (2.57) wird unmittelbar ersichtlich, dass eine Rippelauslöschung erfolgt falls $\ddot{u} = k$ gilt. Dieses Kriterium kann in der Praxis durch Einstellen des Luftspalts und Anpassen der Windungszahlen erfüllt werden.

2.2.4 Vergleich der Wandlerstrukturen

Wie in Abschnitt 5.1 noch gezeigt wird, ist eine Unterteilung des Wandlers in N_Σ Teileinheiten (Phasen) geringerer Leistung sinnvoll, beispielsweise um durch zueinander phasenverschobene Taktung der einzelnen Phasen eine höhere effektive Schaltfrequenz $N_\Sigma \cdot f_{sw}$ zu erzielen. Dadurch lassen sich bei unveränderten Spannungsrippeln \hat{u}_{C1} und \hat{u}_{C2} kompaktere Ein- und Ausgangsfilter und somit kompaktere Wandler realisieren. Mit den vorgestellten Modellen und Vorschriften zur Dimensionierung der Komponenten ist es möglich, den kaskadierten Hochsetz-Tiefsetzsteller, den kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller, den Inverswandler und den Čuk-Konverter für einen typischen Fall von $N_\Sigma = 6$ Phasen mit

$$\begin{aligned} P_{\max} &= \frac{P_{\max,\Sigma}}{N_\Sigma} = \frac{70\text{kW}}{6} \approx 12\text{ kW} \\ I_{\max} &= \frac{I_{\max,\Sigma}}{N_\Sigma} = \frac{250\text{A}}{6} \approx 45\text{ A} , \end{aligned} \quad (2.58)$$

und angenommenen Maximalwerten für die Spannungs- und Stromrippe von

$$\begin{aligned} \hat{u}_{C,\max} &= 5\text{ V} \\ r_{L,\max} &= 50\% \end{aligned} \quad (2.59)$$

und einer Schaltfrequenz von

$$f_{sw} = 100\text{ kHz} \quad (2.60)$$

hinsichtlich der Belastung der Bauelemente und weiterer Kriterien zu vergleichen.

Abschätzung der Volumina der passiven Bauelemente

Die durch die Dimensionierungsvorschriften bestimmten Maximalwerte der Spannungs- und Strombelastungen der passiven Bauelemente sind in **Tab. 2.3** zusammengefasst. Zur ersten Abschätzung der zu erwartenden Baugröße der unterschiedlichen Wandlerkonzepte lassen sich die in den Spulen und Kondensatoren gespeicherten Energien

$$\begin{aligned} E_L &= \sum_i \frac{1}{2} L_i I_{L,i,\max}^2 \\ E_C &= \sum_i \frac{1}{2} C_i U_{C,i,\max}^2 \end{aligned} \quad (2.61)$$

Tab. 2.3: Dimensionierung der passiven Bauelemente

Bauteil	Wert	Maximale Spannung	Maximaler Spitzenstrom
Kaskadierter Hochsetz-Tiefsetzsteller			
C_1, C_2	5.6 μ F	450V	
C_3	11.3 μ F	450V	
L_1, L_2	25.0 μ H	450V	67.5A
Kaskadierter Tiefsetz-Hochsetzsteller			
C_1, C_2	11.3 μ F	450V	
L	25.0 μ H	450V	67.5A
Inverswandler			
C_1, C_2	22.5 μ F	450V	
L	42.2 μ H	450V	135.0A
Ćuk-Konverter			
C_1, C_2	3.3 μ F	450V	
C_S	22.5 μ F	900V	
L_1, L_2	84.4 μ H	450V	67.5A

bestimmen, die näherungsweise proportional sind zum Bauvolumen (vgl. Abschnitt 4.3). Ein Vergleich von E_L und E_C ist in **Abb. 2.20** dargestellt.

Der kaskadierte Hochsetz-Tiefsetzsteller verlangt im Vergleich zum kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller zwei identische Induktivitäten L_1 und L_2 , gleichbedeutend mit dem doppelten Bauvolumen. Beim Inverswandler und Ćuk-Konverter ist bei gleichem relativem Stromrippel ein deutlich höherer Induktivitätswert erforderlich. Dies ist dadurch begründet, dass in den Zeitintervallen $0 \leq t < DT_p$ und $DT_p \leq t < T_p$ als Spannung an den Induktivitäten jeweils die volle Ein- bzw. Ausgangsspannung auftritt, was im Vergleich zu den kaskadierten Wandlern eine höhere Stromrippelamplitude \tilde{i}_L zur Folge hat. Aufgrund dieser Tatsache muss beim Ćuk-Konverter im Vergleich zum kaskadierten Hochsetz-Tiefsetzsteller, trotz identischer Anordnung und Spitzenstrombelastung der Induktivitäten L_1 und L_2 mit einem Vielfachen des Bauvolumens der magnetischen Komponenten gerechnet werden; dies gilt auch für die Realisierung eines Ćuk-Konverters mit gekoppelten Induktivitäten,

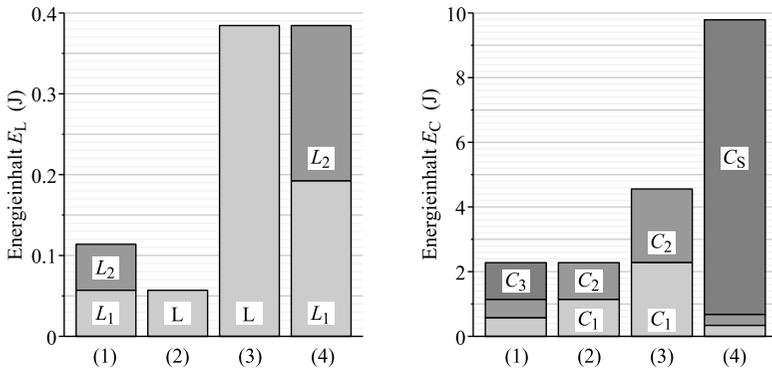


Abb. 2.20: Maximaler Energieinhalt der Induktivitäten und Kondensatoren des Hochsetz-Tiefsetzstellers (1), des Tiefsetz-Hochsetzstellers (2), des Inverswandlers (3) und des Čuk-Konverters (4).

welche eine Halbierung der Baugröße erlauben würde. Eine ähnlich ungünstige Situation wie beim Čuk-Konverter zeigt sich auch beim Inverswandler, der zwar nur eine Induktivität erfordert, deren Strommittelwert sich jedoch aus der Summe von Ein- und Ausgangsstrom bestimmt.

Zwar fällt die in den Kondensatoren C_1 und C_2 des kaskadierten Hochsetz-Tiefsetzstellers maximal gespeicherte Energie geringer aus als beim kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller, jedoch wird dieser Vorteil durch den zusätzlich nötigen Zwischenkreiskondensator C_3 im spezifizierten Betriebsbereich gerade kompensiert. Beim Inverswandler ist wegen des höheren Spulenstrommittelwerts $I_{L,avg}$ im Vergleich zum kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller im schlimmsten Fall mit der doppelten Stromrippelamplitude in den Kondensatoren C_1 und C_2 zu rechnen, wodurch höhere Kapazitätswerte eingesetzt werden müssen.

Strom- und Spannungsbelastung der Bauteile

Die maximale Spannung und die maximalen Spitzenströme der Schalter S_i sind in **Tab. 2.4** aufgeführt. Beim Inverswandler und Čuk-Konverter müssen wegen der höheren Spitzenspannung Bauelemente mit einer Sperrspannung von $U_{DSS} = 1200 \text{ V}$ eingesetzt werden. Einen detaillierten Vergleich der Strombelastung der Halbleiter und passiven Bauelemente in Abhängigkeit des Spannungsübersetzungsverhältnisses v zeigen die in **Abb. 2.21** und **Abb. 2.22** dargestellten, normierten

Tab. 2.4: Dimensionierung der aktiven Bauelemente

Topologie	Maximale Spannung	Sperrspannung	Maximaler Spitzenstrom
Kask. Hochsetz-Tiefsetzsteller	450 V	600 V	67.5 A
Kask. Tiefsetz-Hochsetzsteller	450 V	600 V	67.5 A
Inverswandler	900 V	1200 V	135 A
Ćuk-Konverter	900 V	1200 V	67.5 A

Quadratsummen³ der Ströme, jeweils für den Arbeitspunkt

$$\begin{aligned}
 U_1 &= \frac{U_{\min} + U_{\max}}{1 + v} \\
 U_2 &= \frac{U_{\min} + U_{\max}}{1 + v} \cdot v \\
 P &= \frac{U_{\min} + U_{\max}}{2} \cdot \frac{I_{\max}}{2},
 \end{aligned} \tag{2.62}$$

entsprechend einer Auslenkung der Spannungen U_1, U_2 um die mittlere Betriebsspannung und bei mittlerer Leistung P . Wie **Abb. 2.21 a**) zu entnehmen ist, liegt beim Ćuk-Konverter die niedrigste Strombelastung der Schalter S_i vor und der kaskadierte Hochsetz-Tiefsetzsteller profitiert von einer im Vergleich zum kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller über den gesamten Betriebsspannungsbereich besseren Ausnutzung der Schalter. Der Inverswandler weist trotz der geringeren Schalterzahl die schlechteste Performance auf.

In Hinblick auf eine praktische Realisierung ist es entscheidend, dass beim Inverswandler und Ćuk-Konverter Halbleiter doppelter Sperrspannungsfestigkeit U_{DSS} eingesetzt werden müssen. Wie in Abschnitt 2.1.1 gezeigt wurde, steigt der spezifische Leitwiderstand eines MOSFETs mit zunehmendem U_{DSS} an. Im günstigsten Fall kann bei Einsatz von Super-Junction-MOSFETs eine rein lineare Abhängigkeit $R_{\text{DS(on)}}^* \sim U_{\text{DSS}}$ erreicht werden, wodurch bei gleicher Siliziumfläche eine Verdopplung der Sperrspannung mit einer Verdopplung des $R_{\text{DS(on)}}^*$ und somit der Leitverluste einhergeht. Dieser Tatsache wird durch den Gewichtungsfaktor $\beta_{\text{DSS}} = 1$ in **Abb. 2.21 b**) Rechnung getragen.⁴

³ Bei Bauelementen mit ohmscher Verlustcharakteristik (Leitwiderstand des MOSFETs, äquivalenter Serienwiderstand von Spule oder Kondensator) ist die Quadratsumme wegen $P_V = R_V I^2$ proportional zur Gesamtverlustleistung.

⁴ Es ist anzumerken, dass gegenwärtig (2010) keine Super-Junction-MOSFETs mit Sperrspannungen größer 900V kommerziell erhältlich sind.

Abb. 2.22 zeigt die Gesamtstrombelastungen der Spulen und Kondensatoren. Demgemäß sind beim kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller geringe Verluste der Induktivität L zu erwarten. Beim Čuk-Konverter ist wegen des kapazitiven Energietransfers mit einer hohen Gesamtstrombelastung der Kondensatoren zu rechnen.

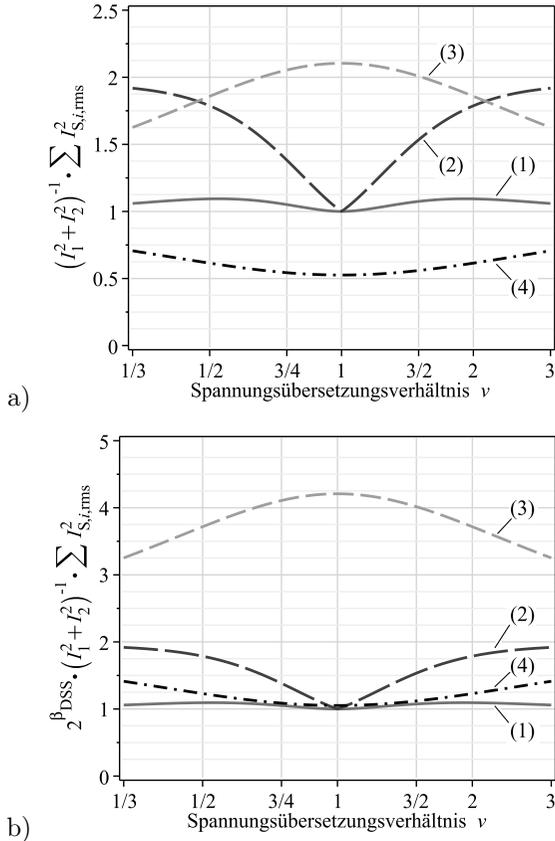


Abb. 2.21: Normierte Summe der Effektivwerte der Schalterströme des Hochsetz-Tiefsetzstellers (1), des Tiefsetz-Hochsetzstellers (2), des Inverswandlers (3) und des Čuk-Konverters (4) ohne a) und mit b) Gewichtungsfaktor $\beta_{DSS} = 1$ zur Berücksichtigung der unterschiedlichen Schaltersperrspannungen.

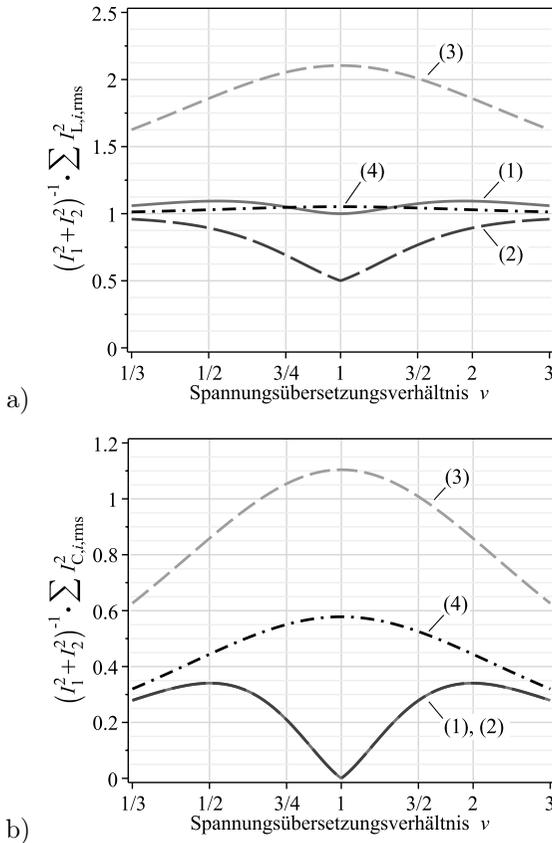


Abb. 2.22: Normierte Summe der Effektivwerte der Spulenströme a) und Kondensatorströme b) des Hochsetz-Tiefsetzstellers (1), Tiefsetz-Hochsetzstellers (2), Inverswandlers (3) und Ćuk-Konverters (4).

Fazit

Für geringstmögliche Halbleiterverluste stellt der kaskadierte Hochsetz-Tiefsetzsteller mit Spannungszwischenkreis die beste Lösung unter den untersuchten Schaltungskonzepten dar. Den besten Kompromiss von Halbleiterverlusten und Verlusten in den passiven Bauelementen zum Gesamtbauvolumen, das im Wesentlichen durch die passiven Komponenten dominiert wird, bietet jedoch der kaskadierte Tiefsetz-Hochsetzsteller mit Stromzwischenkreis.

2.3 Entlastungsnetzwerke

Eine Reduktion der Schaltverluste der erläuterten Wandler-Topologien lässt sich dadurch erreichen, dass durch eine äußere Beschaltung vor dem Ein- bzw. Ausschalten der Schalter S_i ein günstiger Zustand geschaffen wird, so dass der eigentliche Schaltvorgang unter Nullspannung und/oder Nullstrom erfolgen kann (weiches Schalten) wobei nur sehr geringe Schaltverluste entstehen. Diese äußere Beschaltung, allgemein auch aktives Entlastungsnetzwerk genannt, besteht dabei in der Regel aus Resonanzinduktivitäten und -kondensatoren und Hilfsschaltern, welche die in Abschnitt 2.2 vorgestellten Wandler erweitern – im Idealfall ohne deren Funktionalität zu beeinflussen. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass wegen der beim weichen Schalten reduzierten Steilheit der Spannungs- und Stromänderungen über den Schaltern die elektromagnetische Störaussendung verringert wird.

Jedoch bringt diese Art der Verlustreduktion mehrere Nachteile und neue Probleme mit sich. Zum einen erhöht sich wegen des Zusatzaufwands an Bauteilen und Ansteuerlogik die Komplexität des Wandlers und damit auch die Fertigungskosten und Zuverlässigkeit. Zum anderen ermöglicht das Entlastungsnetzwerk meist nur innerhalb eines begrenzten Spannungs- oder Leistungsbereichs ein (vollständiges) Nullspannungsschalten (Zero Voltage Switching, ZVS) bzw. Nullstromschalten (Zero Current Switching, ZCS) und es entstehen im Entlastungsnetzwerk zusätzliche Leit- und Schaltverluste.

Ob der Mehraufwand, der durch Einsatz des Entlastungsnetzwerks entsteht durch eine ausreichende Verbesserung des Wirkungsgrads gerechtfertigt wird, ist abhängig von verschiedensten Parametern, wie die Wahl der für die Schalter S_i eingesetzten Halbleiter oder der Schaltfrequenz f_{sw} des Wandlers, und kann, falls eine Prädiktion angestrebt wird, nur mit ausführlichen analytischen Modellen zur Berechnung der Verluste und Volumina der Bauteile geklärt werden.

Im Folgenden werden daher zunächst die wichtigsten Vertreter und Prinzipien der Entlastungsnetzwerke vorgestellt und die Dimensionierungsvorschriften und allgemeinen Modelle zur Berechnung der Bauteilbelastungen hergeleitet, wobei als Basis der kaskadierte Tiefsetz-Hochsetzsteller dient, der in Abschnitt 2.2.4 als vielversprechender Ausgangspunkt für einen kompakten und effizienten Wandler identifiziert wurde. Ein ausführlicher Vergleich der mit den vorgestellten Konzepten erreichbaren Effizienz und Leistungsdichte findet sich in Abschnitt 4.5.

2.3.1 Auxiliary Resonant Commutated Pole (ARCP) Konverter

Beim Auxiliary Resonant Commutated Pole (ARCP) Konzept wird, wie in **Abb. 2.23** dargestellt, pro Halbbrückenweig ein aktives Entlastungsnetzwerk hinzugefügt, jeweils bestehend aus einer Resonanzinduktivität $L_{x,i}$, zwei Resonanzkondensatoren $C_{x,i}$ parallel zu den Hauptschaltern S_i und zwei Hilfsschaltern $S_{x,i}$ mit Seriodioden D_i um einen bidirektional sperrenden Schalter zu realisieren. Dieser bidirektionale Schalter ist mit dem geteilten Ein- bzw. Ausgangskondensator verbunden, so dass nach Einschalten eines Hilfsschalters die halbe Spannung U_1 bzw. U_2 an die Resonanzinduktivität $L_{x,i}$ angelegt wird und ein resonantes Umschwingen der Spannungen an den Kondensatoren $C_{x,i}$ eingeleitet wird. Nach Abschluss des Umschwingvorgangs kann der Hauptschalter S_i verlustarm unter Nullspannung eingeschaltet werden.

Neben der von Lockwood 1983 vorgestellten Grundidee [63] sind weitere Abwandlungen des ARCP bekannt, die sich vor allem in der Art der Realisierung des bidirektionalen Schalters unterscheiden, wie beispielsweise antiparallel geschaltete Thyristoren [64], zwei antiseriell geschaltete IGBTs oder MOSFETs [65] oder die in **Abb. 2.23** dargestellte Variante [66], bei der für die beiden Hilfsschalter wahlweise auch ein Halbbrückenmodul eingesetzt werden kann.

Funktionsprinzip für den Tiefsetzbetrieb

Im Tiefsetzbetrieb bei $P > 0$ wird der Schalter S_1 getaktet und der Schalter S_2 zur Synchrongleichrichtung genutzt. Zu Beginn der Schaltperiode wird zunächst der Schalter S_2 ausgeschaltet (vgl. **Abb. 2.24**,

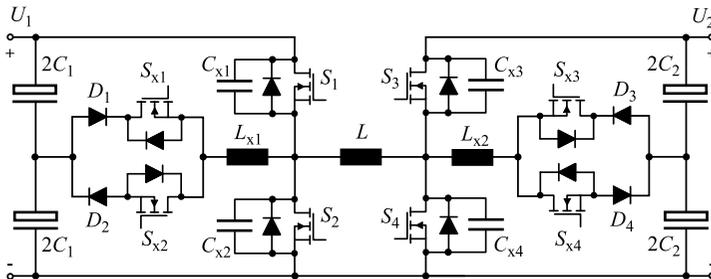


Abb. 2.23: Auxiliary Resonant Commutated Pole (ARCP).

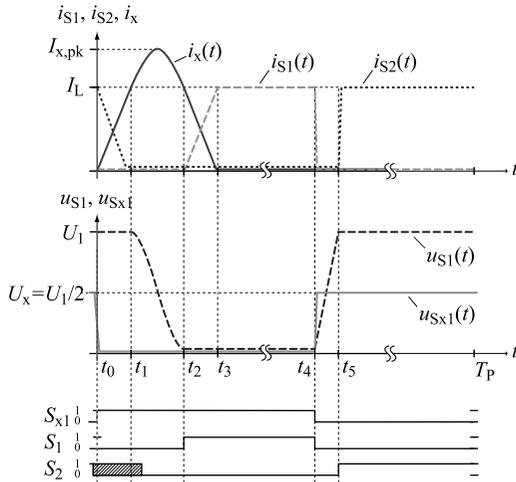


Abb. 2.24: Timing-Diagramm zur Ansteuerung der Schalter des ARCP-Konverters im Tiefsetzbetrieb und $P > 0$.

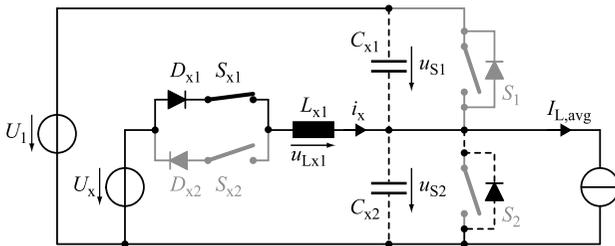


Abb. 2.25: Ersatzschaltbild des ARCP für den Entlastungsvorgang im Tiefsetzbetrieb bei $P > 0$.

$t = t_0$), bevor der Schalter S_1 eingeschaltet wird ($t = t_2$) und den Laststrom übernimmt, der bei kontinuierlich geführten Strom in L und bei Vernachlässigung des Stromrippels dem Mittelwert $I_{L,avg} = I_2$ entspricht. Ohne Entlastungsnetzwerk würde der zu schaltende Laststrom innerhalb der Totzeit $t_2 - t_1$ zunächst durch die inverse Diode des MOSFETs S_2 weitergeführt. Dadurch würde die Spannung über dem Schalter S_1 beim Einschalten des Schalters den vollen Wert der Eingangsspannung U_1 aufweisen und die inverse Diode des Schalters S_2 müsste hart, d.h. verlustbehaftet abgeschaltet werden. Mit dem aktiven Entlas-

tungsnetzwerk kann dafür gesorgt werden, dass das Einschalten von S_1 unter Nullspannung erfolgen kann. **Abb. 2.25** zeigt ein Ersatzschaltbild für die **Entlastungssequenz beim Einschalten** im Zeitintervall $t_0 < t < t_2$, die in folgende Schritte eingeteilt werden kann:

⊗ *Ausgangssituation*, $t < t_0$: Der Laststrom I_L wird durch den Schalter S_2 geführt (Synchrongleichrichtung), die Spannungen an den Hauptschaltern betragen demnach $u_{S2} = 0V$ und $u_{S1} = U_1$. Beide Hilfsschalter sind geöffnet, der Resonanzstrom i_x ist Null, so dass die Sperrspannung an S_{x1} den Wert $u_{S_{x1}} = U_x = U_1/2$ annimmt.

⊗ *Zeitintervall* $t_0 \leq t < t_1$: Im Zeitpunkt t_0 wird der Schalter S_2 geöffnet und der Hilfsschalter S_{x1} geschlossen. Die inverse Diode des Schalters S_2 übernimmt den Laststrom I_L zunächst abrupt. Die Spannung an der Resonanzinduktivität $u_{L_{x1}} = U_x - u_{S2} = U_x$ bewirkt einen linearen Stromanstieg in L_{x1} ; der Laststrom wird vom Resonanzkreis übernommen und der Strom in der inversen Diode des Schalter S_2 fällt bis zum Ende des Intervalls linear ab.

⊗ *Zeitintervall* $t_1 \leq t < t_2$: Ist der Strom i_{S2} im Zeitpunkt t_1 auf Null gefallen, sperrt die inverse Diode des Schalters S_2 . Der weiter ansteigende Resonanzstrom i_x bewirkt ein resonantes Umschwingen der Spannungen an den Kondensatoren C_{x1} und C_{x2} bei einer Resonanzhalbperiodendauer von $T_x = \pi\sqrt{2C_x L_x} = t_2 - t_1$.

⊗ *Zeitintervall* $t_2 \leq t < t_3$: Im Zeitpunkt t_2 (Ende der Resonanzhalbperiode) hat die Spannung am Kondensator C_{x2} ihren Maximalwert erreicht. Im Idealfall entspricht diese der doppelten Spannung U_x , also der Spannung U_1 , so dass die Spannung an C_{x1} Null ist und der Schalter S_1 unter Nullspannung verlustarm eingeschaltet werden kann (ZVS). Ab diesem Zeitpunkt liegt an L_{x1} die Spannung $u_{L_{x1}} = -U_x$ und der Strom i_x klingt bis zum Ende des Intervalls linear ab während der Laststrom I_L vom Schalter S_1 übernommen wird.

⊗ *Endzustand*, $t = t_3$: Zum Zeitpunkt t_3 erreicht der Resonanzstrom i_x den Wert Null und der Laststrom wird vollständig vom Schalter S_1 geführt; die Entlastungssequenz ist abgeschlossen und der Schalter S_1 bleibt entsprechend dem Tastgrad D eingeschaltet, bis im Zeitpunkt t_4 das Ausschalten erfolgt.

Die **Entlastungssequenz beim Ausschalten** des Schalters S_1 beginnt im Zeitpunkt t_4 und kann in folgende Schritte unterteilt werden:

⊗ *Ausgangssituation*, $t_3 < t < t_4$: Der Laststrom I_L wird vom Schalter S_1 geführt, die Spannungen an den Hauptschaltern sind $u_{S1} = 0V$ und $u_{S2} = U_1$, die Diode D_{x1} sperrt und der Resonanzstrom i_x ist Null.

⊗ *Zeitintervall* $t_4 \leq t < t_5$: Im Zeitpunkt t_4 werden der Hauptschalter S_1 und der Hilfsschalter S_{x1} geöffnet. Das Öffnen von S_2 erfolgt unter geringen Verlusten, da die Spannungsänderung am Schalter während des Schaltvorgangs durch den parallel geschalteten Kondensator C_{x1} begrenzt und die Spannung über dem Schalter dadurch auf einem niedrigen Wert gehalten wird. Nach Abschluss des Schaltvorgangs lädt der Laststrom I_L den Resonanzkondensator C_{x1} und entlädt C_{x2} . Die Spannungsänderung an den beiden Kondensatoren erfolgt wegen des im Zeitintervall als konstant angenommenen Laststroms linear.

⊗ *Endzustand*, $t = t_5$: Im Zeitpunkt t_5 ist der Kondensator C_{x2} vollständig entladen und die inverse Diode des Schalters S_2 beginnt zu leiten. Kurz darauf kann auch der zur Synchrongleichrichtung genutzte Schalter S_2 spannungslos eingeschalten werden.

Dimensionierung

Mit dem beschriebenen Ablauf der Entlastungssequenz lässt sich die Zeitfunktion des Resonanzstroms angeben,

$$i_{Lx1} = \begin{cases} \frac{U_1}{2L_{x1}} t & 0 \leq t < t_1 \\ I_L + \frac{U_1}{2} \sqrt{\frac{2C_x}{L_x}} \cdot \sin \frac{t - t_1}{\sqrt{2C_x L_x}} & \text{für } t_1 \leq t < t_2 \\ I_L - \frac{U_1}{2L_x} (t - t_2) & t_2 \leq t < t_3 \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (2.63)$$

wobei die Zeitpunkte $t_1 = T_{\text{rf}}$, $t_2 = T_{\text{rf}} + T_x$ und $t_3 = 2T_{\text{rf}} + T_x$ als Funktion der Stromanstiegszeit

$$T_{\text{rf}} = \frac{2I_L L_x}{U_1} \quad (2.64)$$

und der Dauer des Umschwingvorgangs

$$T_x = t_2 - t_1 = \pi \sqrt{2C_x L_x} \quad (2.65)$$

angegeben werden können. Die Resonanzbauelemente des Entlastungsnetzwerks müssen derart ausgewählt werden, dass die Dauer des Umschwingvorgangs T_x größer ist als die Summe der während des Zeitintervalls $t_1 < t < t_2$ zum Ausschalten des Schalters S_2 und zum Einschalten des Schalters S_1 nötigen Schaltzeiten.

Da von einer Vorgabe von T_x und (2.65) lediglich das Verhältnis zwischen den Größen C_x und L_x ableitbar ist, ist für eine explizite Lösung ein weiteres Kriterium erforderlich. Es bietet sich an, die Resonanzbauelemente derart zu bestimmen, dass die Leitverluste⁵

$$E_{\text{cond}} = \int_{t=0}^{t_3} R_x i_{Lx1}^2(t) dt = R_x \left(\frac{4L_x}{3U_1} I_L^3 + \pi \sqrt{2C_x L_x} \cdot I_L^2 + 4C_x U_1 I_L + \pi U_1^2 \sqrt{\frac{C_x^3}{8L_x}} \right), \quad (2.66)$$

die im nicht idealen Entlastungsnetzwerk mit effektivem Widerstand R_x entstehen, minimal sind. Zur Berechnung dieser Werte wird zunächst (2.65) nach C_x aufgelöst und in (2.66) eingesetzt. Ein anschließendes Ableiten nach L_x und Lösen der Gleichung

$$\frac{dE_{\text{cond}}}{dL_x} = R_x \left(\frac{4I_L^3}{3U_1} - \frac{2T_x^2 U_1 I_L}{\pi^2 L_x^2} - \frac{T_x^3 U_1^2}{4\pi^2 L_x^3} \right) \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.67)$$

liefert

$$\begin{aligned} L_x &= 0.442 \cdot T_x \cdot \frac{U_1}{I_L} \\ C_x &= 0.115 \cdot T_x \cdot \frac{I_L}{U_1}. \end{aligned} \quad (2.68)$$

Aus (2.68) ist ersichtlich, dass die optimalen Bauteilwerte vom Arbeitspunkt U_1 , I_L abhängen und ein Kompromiss getroffen werden muss. Vorteilhaft ist die Auslegung für den maximal zu entlastenden Strom $I_L = I_{\text{max}}$ und die mittlere Spannung $U_1 = (U_{\text{min}} + U_{\text{max}})/2$,

$$\begin{aligned} L_x &= 0.221 \cdot T_x \cdot \frac{U_{\text{min}} + U_{\text{max}}}{I_{\text{max}}} \\ C_x &= 0.230 \cdot T_x \cdot \frac{I_{\text{max}}}{U_{\text{min}} + U_{\text{max}}}. \end{aligned} \quad (2.69)$$

Mit (2.63) lässt sich außerdem der Mittelwert

$$I_{Lx1,\text{avg}} = \frac{T_x}{T_p} \left(I_L + \frac{2Z_x}{\pi U_1} I_L^2 + \frac{U_1}{\pi Z_x} \right) \quad (2.70)$$

⁵ Die vorgestellte Art der Auslegung gibt einen guten Ausgangspunkt für die Wahl der Resonanzbauelemente an. Für eine verlustoptimale Auslegung sollten zusätzlich die Schaltverluste der Haupt- und Hilfsschalter sowie parasitäre Elemente, wie die Ausgangskapazität der Hauptschalter berücksichtigt werden.

und der Effektivwert

$$I_{L_{x1},\text{rms}} = \sqrt{\frac{T_x}{T_p} \left(\frac{4Z_x}{3\pi U_1} I_L^3 + I_L^2 + \frac{2U_1}{\pi Z_x} I_L + \frac{U_1^2}{8Z_x^2} \right)} \quad (2.71)$$

des Resonanzstroms bestimmen, wobei $Z_x = \sqrt{L_x/2C_x}$ die Impedanz des Resonanzkreises bezeichnet und $I_L = P/(vU_1)$ gilt.

Einschränkungen und parasitäre Effekte

Für den funktionsgemäßen Betrieb des Entlastungsnetzwerks muss der Tastgrad D der Hauptschalter so weit eingeschränkt werden, dass sich der Resonanzstrom $i_{L_{x,i}}$ entsprechend **Abb. 2.24** ausprägen kann.

$$\frac{t_3 - t_1}{T_p} < D < 1 - \frac{t_2}{T_p} \quad (2.72)$$

In der Realisierung nach [66] ist der nutzbare Bereich des Tastgrads 0.04 ... 0.78. Beim untersuchten kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller ist diese Einschränkung im Wesentlichen bei Spannungsgleichheit von Bedeutung. In diesem Fall ist es erforderlich, beide Halbbrücken zu takten; jeweils mit einem Tastgrad, der ausreichend Zeitreserve für die Entlastungssequenz bietet.

Bei der Beschreibung der Funktionsweise und der Dimensionierung wurden die Verluste des Entlastungsnetzwerks bisher vernachlässigt. Bei einer Realisierung des ARCP muss sichergestellt werden, dass beim Start der Resonanzschwingung genügend zusätzliche Energie in L_{x1} gespeichert ist, so dass die Verluste des Entlastungsnetzwerks ausgeglichen werden und somit das Umschwingen der Spannungen an den Resonanzkondensatoren im Zeitpunkt t_3 vollständig abgeschlossen werden kann. Erreicht werden kann dies, indem der Schalter S_2 zu einem späteren Zeitpunkt als t_1 abgeschaltet wird [66] (vgl. auch **Abb. 2.24**).

Weiterhin können durch das Entlastungsnetzwerk die Schaltverluste nicht vollständig verhindert werden. Zum einen erfolgt das Einschalten der Hilfsschalter nicht verlustlos, da diese Schalter zwar stromlos eingeschaltet werden, jedoch beim Einschaltvorgang die in der Ausgangskapazität des Schalters aufgrund der anliegenden Sperrspannung gespeicherte Energie vernichtet werden muss (vgl. Abschnitt 4.1.1). Zum anderen wird durch das Ausschalten des Hauptschalters S_1 im Zeitpunkt t_4 das Laden der Ausgangskapazität des Hilfsschalters S_{x1} über

die Resonanzinduktivität eingeleitet, wobei ebenfalls Verluste entstehen. Eine Möglichkeit zur Reduktion dieser Verluste ist der Einsatz von sättigbaren Resonanzinduktivitäten, der in Abschnitt 2.3.2 beschrieben wird.

Zusätzlich treten beim Sperren der inversen Dioden der Hauptschalter, z.B. der inversen Diode des Schalters S_1 bei t_1 und beim Sperren der Dioden des Entlastungsnetzwerks, z.B. der Diode D_{x1} zum Zeitpunkt t_3 Rückwärtserholverluste auf [67]. Beim Entlastungsnetzwerk können die Rückwärtserholverluste durch den Einsatz von schnellen Dioden weitgehend vermieden werden. Jedoch weisen die inversen Dioden der Hauptschalter oftmals ein nachteiliges Rückwärtserholverhalten auf, das bei der Verlustberechnung berücksichtigt werden sollte. Ein Modell zur Berechnung der Rückwärtserholladung Q_{rr} der inversen Dioden der Schalter S_i wird in Abschnitt 3.3.2 hergeleitet und analytische Formeln zur Abschätzung der Rückwärtserholverluste finden sich in Abschnitt 4.1.2.

Zuletzt ist die ungleichmäßige Strombelastung am Mittelabgriff der geteilten Kondensatoren C_1 , C_2 als Nachteil anzuführen. Je nach Betriebsart (Hochsetzen oder Tiefsetzen und der Richtung des Leistungstransfers) wird jeweils nur ein einzelner Hilfsschalter $S_{x,i}$ getaktet und der Resonanzstrom weist stets dieselbe Flussrichtung auf. Dadurch wird eine allmähliche Änderung der Mittelpunktspannung zu Werten ungleich der halben Betriebsspannung bewirkt, der durch eine zusätzliche Symmetrierschaltung entgegengewirkt werden muss [66].

Schaltungsvarianten

Eine Möglichkeit zur Umgehung der Aufteilung der Kondensatoren C_1 und C_2 in eine Reihenschaltung bietet die Schaltung nach **Abb. 2.26**, bei der die erforderliche halbe Spannung von U_1 bzw. U_2 durch einen Autotransformator mit Übersetzungsverhältnis 1:1 erzeugt wird [68]. Der Resonanzstrom $i_{Lx,i}$ wird hier jedoch zusätzlich durch den Autotransformator geführt und teilt sich zu gleichen Teilen auf den Hilfsschalter und die zusätzliche Hilfsdiode auf. Vor allem bei hohen Schaltfrequenzen stellt der Autotransformator ein limitierendes Element der Schaltung dar, dessen Verluste trotz des hochfrequenten Resonanzstroms mit hohem Spitzenwert gering gehalten werden müssen.

In [66] werden weitere Varianten des ARCP-Konzepts vorgeschlagen und verglichen, unter anderem der ARCP++, bei welchem mittels Unterteilung der Kondensatoren C_1 und C_2 in drei Segmente und hartem Abschalten der Hilfsschalter eine kürzere Gesamtdauer des Entlastungs-

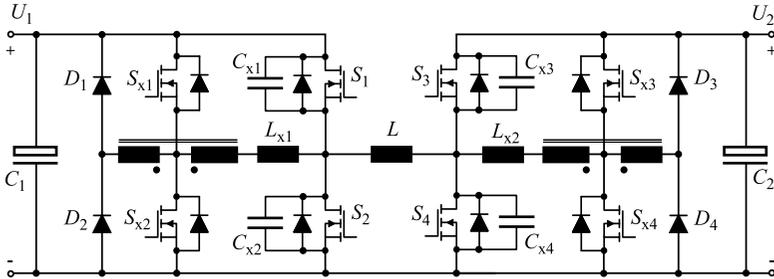


Abb. 2.26: Auxiliary Resonant Commutated Pole (ARCP) Converter mit Autotransformatoren zur Erzeugung der Versorgungsspannung der Entlastungsnetzwerke.

vorgangs erreicht wird. Weiterhin wird der Auxiliary Resonant Pole (ARP) beschrieben, bei dem die Einschränkung im Tastgrad ebenfalls geringer ausgeprägt ist als beim ARCP. Jedoch besitzt der ARP wegen der höheren Stromeffektivwerte im Resonanzkreis kaum praktische Bedeutung [66].

2.3.2 Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition (SAZZ) Converter

Ein dem ARCP verwandtes Konzept zur Entlastung der Hauptschalter S_i wird beim Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition (SAZZ) Converter [69] angewandt, bei dem, wie in **Abb. 2.27** dargestellt, jeweils parallel zu den Hauptschaltern eine Reihenschaltung eines Resonanzkondensators $C_{x,i}$ mit einer Diode $D_{c,i}$ eingeführt wird. Mit einer durch das Einschalten des zugehörigen Hilfsschalters $S_{x,i}$ ausgelösten Resonanzschwingung zwischen der Induktivität $L_{x,i}$ und dem Kondensator $C_{x,i}$ kann die Spannung über dem Hauptschalter auf Null gebracht werden. Der Hauptschalter kann im Anschluss wie beim ARCP-Konzept unter Nullspannung eingeschaltet werden. Eine vergleichbare Schaltung beinhaltet auch das früher in [70] vorgeschlagene und beschriebene Entlastungsnetzwerk.

Die Entlastungssequenz vor Einschalten des Hauptschalters im Zeitpunkt t_2 entspricht der des ARCP-Konverters, mit der Ausnahme, dass anstelle beider Resonanzkondensatoren des Brückenzeigs nur der dem zu entlastenden Hauptschalter parallele Resonanzkondensator umgela-

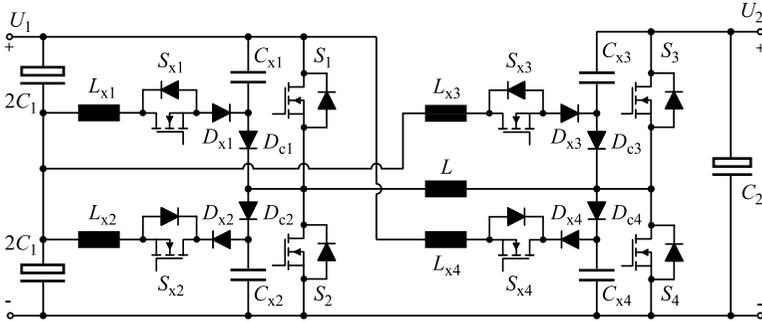


Abb. 2.27: Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition (SAZZ) Konverter, mit geteiltem Kondensator C_1 zur Einstellung der Versorgungsspannung des Entlastungsnetzwerks.

den werden muss. Daher ist bei Dimensionierung des SAZZ-Konverters für die gleiche Dauer der Resonanzhalbperiode T_x im Vergleich zu (2.69) die doppelte Kapazität C_x erforderlich und es folgt

$$L_x = 0.221 \cdot T_x \cdot \frac{U_{\min} + U_{\max}}{I_{\max}} \quad (2.73)$$

$$C_x = 0.460 \cdot T_x \cdot \frac{I_{\max}}{U_{\min} + U_{\max}} .$$

Weiterhin behalten (2.70) und (2.71) ihre Gültigkeit und der Mittel- und Effektivwert des Resonanzstroms lassen sich für $P > 0$ und $v \leq 1$ wie beim ARCP mit

$$I_{Lx1, \text{avg}} = \frac{T_x}{T_p} \left(I_L + \frac{2Z_x}{\pi U_1} I_L^2 + \frac{U_1}{\pi Z_x} \right) , \quad (2.74)$$

$$I_{Lx1, \text{rms}} = \sqrt{\frac{T_x}{T_p} \left(\frac{4Z_x}{3\pi U_1} I_L^3 + I_L^2 + \frac{2U_1}{\pi Z_x} I_L + \frac{U_1^2}{8Z_x^2} \right)} \quad (2.75)$$

berechnen, wobei jedoch die für die Resonanzhalbperiode und die charakteristische Impedanz Z_x angepasste Werte,

$$T_x = \pi \sqrt{C_x L_x}$$

$$Z_x = \sqrt{\frac{L_x}{C_x}} , \quad (2.76)$$

einzusetzen sind. Die zusätzliche Diode D_{c1} führt während $t_0 \leq t < t_1$ und $t_2 \leq t < t_3$ den Resonanzstrom $i_x(t)$ und während $t_1 \leq t < t_2$ den Laststrom I_L , so dass sich Mittel- und Effektivwert angeben lassen mit

$$\begin{aligned} I_{Dc1, \text{avg}} &= \frac{T_x}{T_p} \left(\frac{2Z_x}{\pi U_1} I_L^2 + I_L \right) \\ I_{Dc1, \text{rms}} &= \sqrt{\frac{T_x}{T_p} \left(\frac{4Z_x}{3\pi U_1} I_L^3 + I_L^2 \right)}. \end{aligned} \quad (2.77)$$

Alternative Spannungsversorgung der Entlastungsnetzwerke

In [59] wird für den SAZZ-Konverter eine alternative Möglichkeit zur Erzeugung der Hilfsspannungen U_x der Entlastungsnetzwerke vorgeschlagen, die aber auch beim ARCP anwendbar ist. Wie in **Abb. 2.27** dargestellt, können beispielsweise die Hilfsspannungen der den Schaltern S_3 und S_4 zugeordneten Entlastungsnetzwerke auch von Seite 1 des Wandlers bezogen werden, wodurch die Aufteilung des Kondensators C_2 entfällt. Die optimale Wahl ist dabei abhängig vom Betriebsspannungsbereich und vom Spannungsübersetzungsverhältnis. Damit eine vollständige Entladung der Resonanzkondensatoren und Nullspannungsschalten sichergestellt werden, muss dafür gesorgt werden, dass in jedem Arbeitspunkt

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}U_1 &\leq U_{x1} \leq U_1 \\ 0 &\leq U_{x2} \leq \frac{1}{2}U_1 \\ \frac{1}{2}U_2 &\leq U_{x3} \leq U_2 \\ 0 &\leq U_{x4} \leq \frac{1}{2}U_2 \end{aligned} \quad (2.78)$$

gilt.

Eine weitere Möglichkeit stellt die Anordnung der Resonanzinduktivitäten nach **Abb. 2.28** dar [71], bei der jeweils zwei der Induktivitäten $L_{x,i}$ zu L_{x12} und L_{x34} zusammengefasst und in Reihe zur Induktivität L geschaltet werden. Hinsichtlich der Erzeugung der Hilfsspannungen der Entlastungsnetzwerke verhält sich die Schaltung wie bei einer direkten Anbindung der Resonanzinduktivitäten an die Betriebsspannung U_1 bzw. U_2 , da bei einer typischen Dimensionierung $L_{x,ij} \gg L$ gilt. Vorteilhaft ist hierbei, dass die Teilung der Kondensatoren C_1 und C_2 entfällt und die Resonanzinduktivitäten und die Induktivität L magnetisch integriert werden können. Allerdings wird durch diese Wahl der Hilfsspannungen (Anbindung des Entlastungsnetzwerks an die Spannung der

gegenüberliegenden Halbbrücke) der Bereich, in dem eine vollständige Entlastung erreicht wird, auf $1/2 < v < 2$ eingeschränkt.

Einsatz von sättigbaren Resonanzinduktivitäten

Ein weiteres durch die Nichtidealitäten der Halbleiter verursachtes Problem zeigt sich beim Abschalten des Hauptschalters S_1 im Zeitpunkt t_4 . Wie in **Abb. 2.24** dargestellt, ist die Ausgangskapazität des Hilfsschalters S_{x1} dann entladen und muss, nachdem der Schalter S_1 zum Zeitpunkt t_5 vollständig gesperrt hat, die Sperrspannung $U_1 - U_x = U_1/2$ aufnehmen. Die durch Abschalten des Hauptschalters S_1 am Resonanzkondensator C_{x1} auftretende Spannungsänderung regt damit den Serienschwingkreis bestehend aus Resonanzinduktivität L_{x1} und den parasitären Kapazitäten des Hilfsschalters S_{x1} und der Diode D_{x1} zu einer hochfrequenten Schwingung an.

Wie in [72] gezeigt wird, können die durch die Schwingung entstehenden Verluste und Störungen durch den Einsatz sättigbarer Resonanzinduktivitäten $L_{x,i}$ deutlich verringert werden. Für den Sättigungsstrom wird dabei ein derart niedriger Wert gewählt, dass die Amplitude der unerwünschten Stromschwingung auf ein tolerierbares Maß begrenzt, die eigentliche Resonanzschwingung während $t_1 < t < t_2$ jedoch nicht wesentlich beeinträchtigt wird.

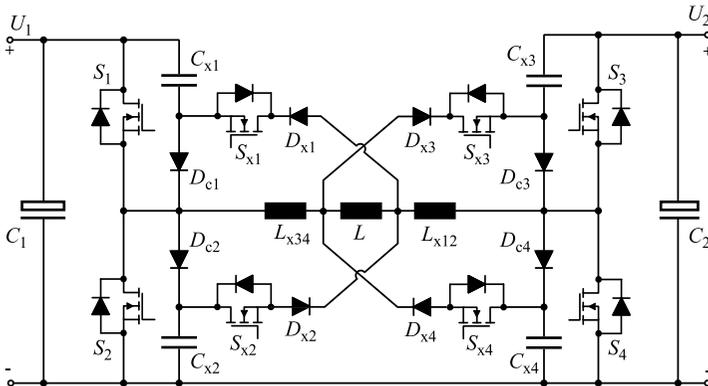


Abb. 2.28: Ausführungsvariante des Snubber Assisted Zero Voltage and Zero Current Transition (SAZZ) Konverter.

2.3.3 Synchronous Resonant DC Link (SRDCL) Konverter

Ein weiteres Konzept mit dem ein Nullspannungsschalten der Hauptschalter erreicht werden kann, stellt der Synchronous Resonant DC Link (SRDCL) [73] dar. Wie in **Abb. 2.29** dargestellt, wird hierzu der Zwischenkreiskondensator an den Halbbrücken ersetzt durch einen Resonanzkondensator $C_{x,i}$. Über die zusätzliche Hilfsschaltung bestehend aus einem Hilfsschalter $S_{x,i}$, einer Hilfsdiode $D_{x,i}$, der Resonanzinduktivität $L_{x,i}$ und einem weiteren Resonanzkondensator $C_{c,i}$ kann nach Öffnen des Hilfsschalters eine Resonanzschwingung ausgelöst werden, so dass die Spannung über dem Resonanzkondensator $C_{x,i}$ auf Null gebracht wird und beide Hauptschalter spannungslos geschaltet werden können.

Funktionsprinzip für den Tiefsetzbetrieb

Die Entlastungssequenz lässt sich im Tiefsetzbetrieb für $P > 0$ in folgende Zeitintervalle unterteilen.

⊗ *Ausgangssituation*, $t < t_0$: Vor Beginn der Schaltperiode bei $t = t_0$ ist der Hauptschalter S_1 geöffnet und der Strom durch die Induktivität L läuft über den geschlossenen Hauptschalter S_2 oder dessen inverse Diode frei. Der Hilfsschalter S_{x1} ist geschlossen und der Resonanzstrom $i_{Lx1} = I_0 < 0$ zirkuliert im Entlastungsnetzwerk über die Bauelemente L_{x1} , D_{x1} und S_{x1} (vgl. auch **Abb. 2.30**). Weiterhin soll davon ausgegangen werden, dass alle dynamischen Ausgleichsvorgänge abgeschlos-

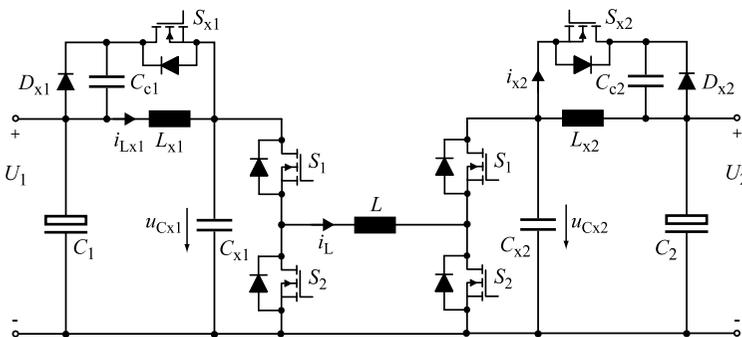


Abb. 2.29: Synchronous Resonant DC Link (SRDCL) Konverter.

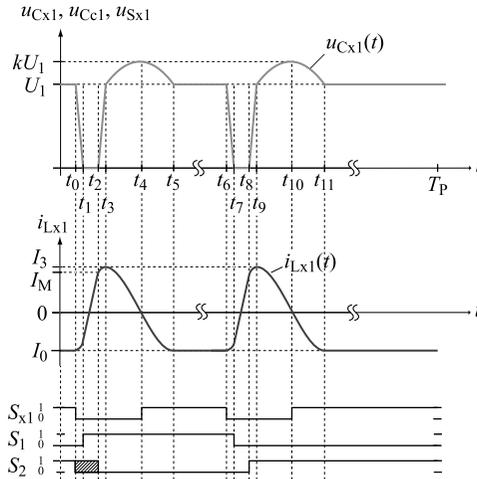


Abb. 2.30: Zeitverlauf der Zwischenkreisspannung und des Resonanzstroms beim Synchronous Resonant DC Link (SRDCL).

sen sind, d.h. der Resonanzkondensator C_{c1} ist über den geschlossenen Hilfsschalter entladen und die Spannung an C_{x1} beträgt $u_{Cx1} = U_1$.

⊗ *Zeitintervall* $t_0 \leq t < t_1$: Zu Beginn der Schaltperiode ($t = t_0$) wird der Hilfsschalter S_{x1} geöffnet. Da der Resonanzstrom nun nicht mehr im Entlastungsnetzwerk zirkulieren kann, beginnt ein resonantes Entladen des Kondensators C_{x1} über L_{x1} .

⊗ *Zeitintervall* $t_1 \leq t < t_2$: Bei $t = t_1$ ist C_{x1} vollständig entladen und die inversen Dioden der Hauptschalter S_1 und S_2 beginnen zu leiten. Die Spannung an L_{x1} beträgt $U_1 - u_{Cx1} = U_1$ und der Strom in L_{x1} steigt linear an. Bis zum Nulldurchgang des Stroms kann der Hauptschalter S_1 wegen der leitenden inversen Diode strom- und spannungslos eingeschaltet werden. Nach dem Stromnulldurchgang übernimmt der Hauptschalter S_1 den Strom von der inversen Diode des Schalters S_2 , bis im Zeitpunkt t_2 Schalterstrom und Resonanzstrom den gleichen Wert wie der Laststrom i_L aufweisen.

⊗ *Zeitintervall* $t_2 \leq t < t_3$: Im Zeitpunkt t_2 sperrt die inverse Diode des Schalters S_2 , worauf C_{x1} resonant über L_{x1} geladen wird bis die Spannung u_{Cx1} im Zeitpunkt t_3 die der Eingangsspannung U_1 erreicht.

⊗ *Zeitintervall* $t_3 \leq t < t_5$: Ohne den Kondensator C_{c1} würde sich die Resonanzschwingung mit einer Kreisfrequenz $\omega_0 = 1/\sqrt{C_{x1}L_{x1}}$ fort-

setzen bis (bei vernachlässigten Verlusten) die doppelte Spannung U_1 erreicht ist. Die dadurch drastisch gesteigerte Anforderung an die Sperrspannungsfestigkeit der eingesetzten Halbleiter kann durch den zusätzlichen Kondensator C_{c1} abgemildert werden. Mit Kondensator C_{c1} wird die inverse Diode des Hilfsschalters S_{x1} im Zeitpunkt t_3 in Vorwärtsrichtung gepolt, beginnt zu leiten, und der Resonanzstrom teilt sich auf die beiden Kondensatoren C_{x1} und C_{c1} auf, wodurch sich die Kreisfrequenz der Schwingung auf $\omega_1 = 1/\sqrt{(C_{x1} + C_{c1})L_{x1}}$ ändert und die im Zeitpunkt t_4 erreichte maximale Spannung $k \cdot U_1$ reduziert wird. Weiterhin kann während dieses Zeitintervalls, beispielsweise im Zeitpunkt t_4 , der Hilfsschalter S_{x1} als Vorbereitung auf die nächste Entlastungssequenz wieder geschlossen werden. Dies erfolgt wegen der leitenden inversen Diode unter Nullspannung.

⊗ *Zeitintervall* $t_5 \leq t < t_6$: Im Zeitpunkt t_5 hat die Spannung über C_{x1} wieder den Wert der Eingangsspannung U_1 erreicht und die Spannung wird wegen des nun wieder geschlossenen Hilfsschalters auf U_1 geklemmt. Der Resonanzstrom, der sich im Zeitpunkt t_5 eingestellt hat, zirkuliert bis zum Ende des Intervalls durch L_{x1} , D_{x1} und S_{x1} .

⊗ *Zeitintervall* $t_6 \leq t < T_p$: Vor Abschalten des Schalters S_1 zum Zeitpunkt t_7 kann durch Öffnen des Hilfsschalters bei t_6 eine erneute Entlastungssequenz gestartet werden, mit vergleichbarem Ablauf wie für $t_0 \leq t < t_6$.

Dimensionierung

In der Praxis muss der Resonanzstrom zum Zeitpunkt t_3 einen über dem Laststrom i_L liegenden Mindestwert I_M aufweisen, um ein weiches Schalten in jedem Arbeitspunkt zu gewährleisten und die Verluste im Entlastungsnetzwerk auszugleichen. Der Mindestwert I_M kann dabei während $t_1 < t < t_2$ durch Schließen beider Hauptschalter S_1 und S_2 eingestellt werden (vgl. **Abb. 2.30**).

Die Dimensionierung folgt aus einem Kompromiss zwischen Spannungsüberhöhung im Zeitintervall $t_3 < t < t_5$ und Gesamtdauer T_{lim} der Entlastungssequenz, die dominiert wird von der Dauer des Zeitintervalls

$$t_5 - t_3 = \frac{\pi}{\omega_1} = \frac{\pi}{\sqrt{(C_{x1} + C_{c1})L_{x1}}} . \quad (2.79)$$

Entweder ist mit erhöhter Spannungsbelastung der Halbleiter oder mit einer Einschränkung des Tastgrads zu rechnen, also des Betriebsspannungsbereichs in dem weiches Schalten ermöglicht wird. In [73] werden

Formeln hergeleitet die diesen Sachverhalt verdeutlichen. Zum einen kann die Gesamtdauer

$$\begin{aligned} T_{\text{lim}} &= (t_5 - t_0) - (t_2 - t_1) = \\ &= \frac{1}{\omega_0} \left(2 \arctan \frac{1}{\mu} + \pi \sqrt{1+a} \right) \end{aligned} \quad (2.80)$$

der Resonanzvorgänge und zum anderen der Spannungsüberhöhungsfaktor

$$k = 1 + \sqrt{\frac{1+\mu^2}{1+a}} \quad (2.81)$$

angegeben werden, wobei

$$\begin{aligned} \mu &= \omega_0 \cdot \frac{L_x I_M}{U_1} = \omega_0 T' = 2\pi \frac{T'}{T_0} \\ a &= \frac{C_c}{C_x} \end{aligned} \quad (2.82)$$

gilt. Gleichung (2.81) kann nach a aufgelöst und in (2.80) eingesetzt werden. Es folgt

$$T_{\text{lim}} = \frac{2}{\omega_0} \arctan \frac{1}{2\pi \frac{T'}{T_0}} + \frac{\pi}{\omega_0(k-1)} \sqrt{1 + \left(2\pi \frac{T'}{T_0} \right)^2}. \quad (2.83)$$

Die Zeitdauer T' , in der der Resonanzstrom im Zeitintervall $t_1 < t < t_2$ von 0 auf I_M ansteigt ist bei einer üblichen Dimensionierung größer als T_0 , so dass (2.83) mit Hilfe der Kleinwinkelnäherung und durch Vernachlässigung des Faktors 1 unter der Wurzel mit

$$T_{\text{lim}} \approx \frac{2}{\omega_0^2 T'} + \frac{\pi T'}{k-1} = C_x \cdot \frac{2U_1}{I_M} + L_x \cdot \frac{\pi I_M}{(k-1)U_1}. \quad (2.84)$$

approximiert werden kann. Bei gegebenem Wert für C_x (größer als die Ausgangskapazität der Hauptschalter) kann von (2.84) eine Dimensionierungsvorschrift für L_x abgeleitet werden

$$L_x = \frac{1}{\pi} (k-1) T_{\text{lim}} \cdot \frac{U_{\text{max}}}{I_{\text{max}}} + \frac{2}{\pi} (1-k) C_x \cdot \frac{U_{\text{max}}^2}{I_{\text{max}}^2}. \quad (2.85)$$

Aus (2.81), (2.82) und (2.85) folgt

$$C_c = a C_x = \frac{T_{\text{lim}}}{\pi(k-1)} \cdot \frac{I_{\text{max}}}{U_{\text{max}}} + \left[\frac{\pi - 2(k-1)}{\pi(k-1)^2} - 1 \right] C_x. \quad (2.86)$$

Vor- und Nachteile des Schaltungskonzepts

Ein Vorteil des SRDCL ist der verhältnismäßig geringe Bauteil Aufwand des aktiven Entlastungsnetzwerks, da pro Spannungsschiene nur ein einzelner Hilfsschalter benötigt wird. Dies ist besonders vorteilhaft, wenn der SRDCL bei einer Vollbrücke oder Dreiphasenbrückenschaltung eingesetzt wird. In der beabsichtigten Anwendung für die Halbbrücken des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers sind jedoch vielmehr die Leitverluste im Entlastungsnetzwerk von Bedeutung. Diese fallen beim SRDCL-Konverter wegen der zusätzlichen Bauelemente im Hauptstrompfad ($D_{x,i}$ und $S_{x,i}$ bzw. $L_{x,i}$) im Vergleich zum ARCP- oder SAZZ-Konverter deutlich höher aus, so dass diese Konzepte bevorzugt werden sollten.

Ebenfalls nachteilig ist die Spannungsüberhöhung am Resonanzkondensator $C_{x,i}$. Bei typischen Werten des Spannungsüberhöhungsfaktors von $k \approx 1.3$ [73] und einer maximalen Betriebsspannung $U_{\max}=450\text{V}$ hat dies zur Folge, dass keine 600V-Halbleiter eingesetzt werden können, wodurch mit erhöhten Verlusten zu rechnen ist.

Zuletzt schränkt der SRDCL den nutzbaren Bereich des Tastgrads zu sehr ein, so dass speziell bei Spannungsgleichheit ($D \approx 1$) und im Start-Up-Betrieb ($D \approx 0$) kein weiches Schalten mehr gewährleistet werden kann. Wegen der aufgeführten Nachteile ist der Einsatz des SRDCL für den zu realisierenden hocheffizienten Wandler nicht zielführend.

2.3.4 Zero Current Transition - Quasi Zero Voltage Transition (ZCT-QZVT) Konverter

Bei den vorgehend beschriebenen ARCP-, SAZZ- und SRDCL-Konverterkonzepten wird eine aktive Schaltentlastung vorrangig dadurch erreicht, dass mit Hilfe eines Resonanzkreises die Spannung über dem zu entlastenden Schalter auf Null gebracht wird. Alternativ kann der Strom durch den zu entlastenden Schalter von einem Resonanzkreis übernommen werden, so dass der Schalter im Anschluss stromlos und somit unter geringen Verlusten geschaltet werden kann.

Den wichtigsten Vertreter dieser Methode stellt der Zero Current Transition (ZCT) Konverter dar, der erstmals 1964 von McMurray zur Anwendung bei einem thyristorgesteuerten Wechselrichter vorgeschlagen wurde [74]. Basierend auf dieser Schaltungstopologie (**Abb. 2.31**) wurden weitere modifizierte, vorteilhaftere Steuerkonzepte vorgeschla-

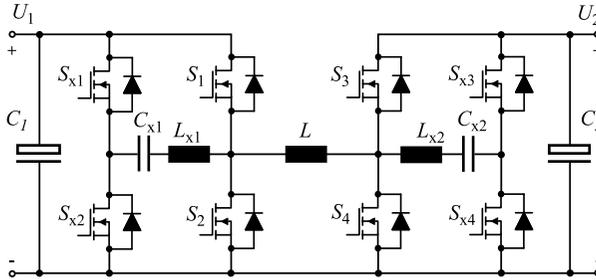


Abb. 2.31: Bidirektionaler Zero Current Transition Quasi Zero Voltage Transition (ZCT-QZVT) Konverter mit vier Hilfsschaltern $S_{x,i}$ und den aus den Bauelementen $L_{x,i}$ und $C_{x,i}$ bestehenden Resonanzkreisen.

gen. Beim Improved Zero Current Transition (IZCT) Konverter können neben den Hauptschaltern auch die Hilfsschalter stromlos geschaltet werden [75]. Ein weiteres Konzept, das in [76] bei einem Vergleich bekannter ZCT-Konzepte als das vielversprechendste identifiziert wurde, ist das Zero Current Transition - Quasi Zero Voltage Transition (ZCT-QZVT) Prinzip [77], bei dem zusätzlich zum Nullstromschalten weitestgehend ein Nullspannungsschalten der Hauptschalter erreicht wird.

Funktionsprinzip im Tiefsetzbetrieb

Das Timing-Diagramm der Entlastungssequenz des ZCT-QZVT-Konverters nach **Abb. 2.31** ist in **Abb. 2.32** für den Tiefsetzbetrieb und $P > 0$ dargestellt. Die Ansteuerung der Hilfsschalter S_{x1} und S_{x2} erfolgt derart, dass der Hauptschalter S_1 in den Zeitpunkten t_4 und t_7 stromlos geschaltet wird. Dabei werden für die **Entlastungssequenz beim Einschalten** die nachstehenden Schritte durchlaufen.

⊗ *Ausgangssituation*, $t < t_0$: Zu Beginn t_0 der Schaltperiode ist der Strom i_{Lx1} in der Resonanzinduktivität L_{x1} (Resonanzstrom) Null; der Resonanzkondensator C_{x1} wurde während der vorangegangenen Entlastungssequenz auf eine Spannung in Bereich der Eingangsspannung U_1 geladen. Der Laststrom i_L durch die Induktivität L läuft über den Schalter S_2 oder dessen inverse Diode frei.

⊗ *Zeitintervall* $t_0 \leq t < t_2$: Im Zeitpunkt t_0 wird die Entlastungssequenz zum Einschalten des Schalters S_1 mit dem Schließen des Hilfsschalters S_{x2} eingeleitet. Der Hilfsschalter wird dabei stromlos einge-

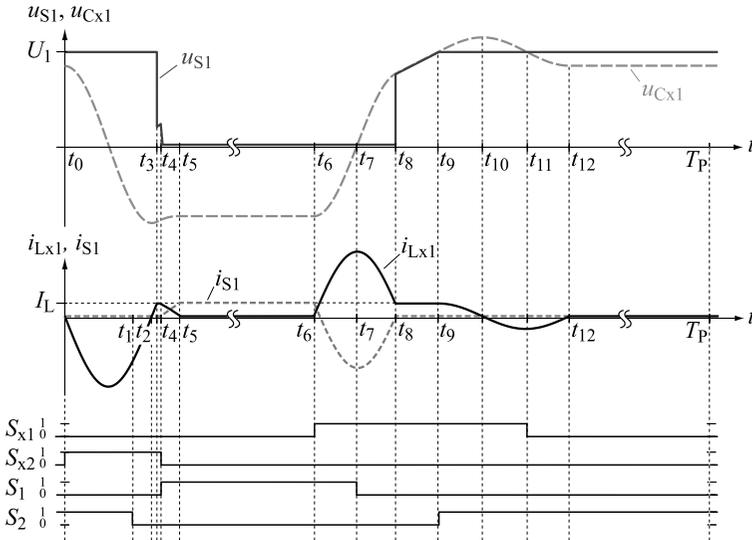


Abb. 2.32: Timing-Diagramm zur Schaltentlastung des ZCT-QZVT-Konverters im Tiefsetzbetrieb für $P > 0$. Im Einschaltzeitpunkt t_9 von S_2 wird der Laststrom I_L vom Resonanzkreis getragen und S_2 kann stromlos geschlossen werden.

schaltet. Jedoch ist die Spannung über dem Hilfsschalter zu diesem Zeitpunkt gleich u_{Cx1} , wodurch die in der parasitären Ausgangskapazität des Schalters gespeicherte Energie vernichtet wird. Durch das Einschalten von S_{x2} wird der Resonanzkondensator C_{x1} der Resonanzinduktivität L_{x1} parallel geschaltet. Der Resonanzstrom schließt sich über den Schalter S_2 oder dessen inverse Diode. Vor Stromnulldurchgang des Resonanzstroms muss der zur Synchrongleichrichtung genutzte Schalter S_2 geöffnet werden ($t = t_1$).

⊗ *Zeitintervall* $t_2 \leq t < t_3$: Ab $t = t_2$ wird der Laststrom i_L allmählich vom Resonanzstrom übernommen, bis im Zeitpunkt t_3 der Strom durch die inverse Diode des Schalters S_2 vollständig abgebaut ist und die Diode sperrt.

⊗ *Zeitintervall* $t_3 \leq t < t_4$: Der Laststrom i_L wird vollständig vom Resonanzkreis geliefert. Wird i_L als konstant angenommen, fällt an L_{x1} keine Spannung ab und die Spannung an S_1 ist $u_{S1} = U_1 + u_{Cx1}$. Die Spannung u_{Cx1} am Resonanzkondensator steigt linear an, bis in t_4 der

Hauptschalter S_1 eingeschalten wird. Die Dauer des Zeitintervalls sollte daher möglichst kurz gehalten werden, damit bei t_4 eine geringe Spannung u_{S_1} über dem Hauptschalter verbleibt.

⊗ *Zeitintervall* $t_4 \leq t < t_5$: Im Zeitpunkt t_4 wird der Hilfsschalter S_{x2} aus- und der Hauptschalter S_1 eingeschalten. Es sind geringe Einschaltverluste zu erwarten, da zum einen stromlos geschaltet wird und keine Rückwärtserholverluste durch hartes Abschalten der inversen Diode des Schalters S_2 entstehen. Zum anderen ist durch das Entlastungsnetzwerk die Spannung über dem Schalter deutlich unter U_1 reduziert, so dass annähernd ein Nullspannungsschalten vorliegt (Quasi-ZVS). Nach Einschalten des Hauptschalters S_1 wird der Laststrom nach und nach von S_1 übernommen.

Mit dem Schließen des Hilfsschalters S_{x1} im Zeitpunkt t_6 wird die **Entlastungssequenz beim Ausschalten** begonnen.

⊗ *Zeitintervall* $t_6 \leq t < t_8$: Da die Schalter S_1 und S_{x1} geschlossen sind, kann ab t_6 eine Stromschwingung im Resonanzkreis einsetzen. Nachdem der Resonanzstrom den Laststrom überschritten hat, kann die inverse Diode des Schalters S_1 leiten und der Schalter kann strom- und spannungslos abgeschaltet werden ($t = t_7$).

⊗ *Zeitintervall* $t_8 \leq t < t_9$: In t_8 sperrt die inverse Diode des Schalters S_1 und der Laststrom wird zunächst einzig vom Resonanzkreis geliefert. Wird der Laststrom als konstant angenommen, fällt über L_{x1} keine Spannung ab und die Spannung über dem Schalter S_2 beträgt $u_{S_2} = U_1 - u_{x1}$. Der Resonanzkondensator wird solange vom Laststrom aufgeladen, bis die Kondensatorspannung gleich der Eingangsspannung U_1 ist ($t = t_9$).

⊗ *Zeitintervall* $t_9 \leq t < t_{10}$: In t_9 beginnt die inverse Diode des Schalters S_2 zu leiten. Ab diesem Zeitpunkt wird kein Strom mehr in den Resonanzkreis eingepreßt und eine weitere Resonanzschwingung wird ausgelöst. Der zur Synchrongleichrichtung genutzte Schalter S_2 kann nun ebenfalls eingeschaltet werden (ZVS).

⊗ *Zeitintervall* $t_{10} \leq t < t_{12}$: Für $t > t_{10}$ nimmt der Resonanzstrom einen negativen Wert an und kann durch die inversen Dioden des Hilfsschalters S_{x1} und des Schalters S_2 geführt werden. Während dieser Zeit kann der Hilfsschalter S_{x1} ausgeschaltet werden. Bei $t = t_{12}$ erreicht der Resonanzstrom den Wert Null, die inverse Diode des Hilfsschalters S_{x1} sperrt und die Entlastungssequenz ist abgeschlossen.

Dimensionierung

Die charakteristische Impedanz $Z_x = \sqrt{L_x/C_x}$ des Resonanzkreises muss derart gewählt werden, dass der Resonanzstrom bei $t = t_3$ und $t = t_7$ unabhängig vom Arbeitspunkt des Wandlers einen Wert oberhalb des Laststroms erreicht. Allerdings ist die Amplitude der Stromschwingung abhängig vom Startwert der Spannung am Resonanzkondensator im Zeitpunkt t_0 bzw. t_6 , die zu zunächst bestimmt werden müssen.

In einem ersten Schritt kann ein Differentialgleichungssystem aufgestellt werden, welches das Verhalten der Schaltung während der Resonanzschwingung beschreibt

$$\begin{aligned} u_{Lx1}(t) &= L_x \cdot \frac{d}{dt} i_{Lx1}(t) \\ i_{Lx1}(t) &= C_x \cdot \frac{d}{dt} u_{Lx1}(t), \end{aligned} \quad (2.87)$$

wobei der Serienschwingkreis durch eine extern eingeprägte, von der Stellung der Schalter S_1 , S_2 , S_{x1} und S_{x2} abhängige, Spannung

$$U_x = u_{Sx2}(t) - u_{S2}(t) = u_{Lx1}(t) + u_{Cx1}(t) \quad (2.88)$$

angeregt wird. Im Zeitintervall $t_9 < t < t_{12}$ beträgt $U_x = U_1$. Mit den Startwerten der Spannung am Resonanzkondensator $u_{Cx1}(t_9) = U_1$ und dem Strom in der Resonanzinduktivität $i_{Lx1}(t_9) = I_L$ kann das Differentialgleichungssystem (2.87) gelöst und die Kondensatorspannung im Zeitpunkt t_0 mit

$$\begin{aligned} u_{Cx1}(t_0) &= u_{Cx1}(t_{12}) = \\ &= U_1 + Z_x I_L \sin \omega_x(t - t_9) = \\ &= U_1 - Z_x I_L, \end{aligned} \quad (2.89)$$

berechnet werden, wobei $\omega_x = 1/\sqrt{L_x C_x}$ gilt. Während $t_0 < t < t_2$ ist $U_x = 0$ und aus (2.87) folgt

$$i_{Lx1}(t) = -\frac{u_{Cx1}(t_0)}{Z_x} \sin \omega_x(t - t_0) \quad (2.90)$$

mit dem bei $\frac{1}{2}(t_2 - t_0)$ erreichten Spitzenwert

$$I_{Lx1, \text{pk, on}} = I_L - \frac{U_1}{Z_x}. \quad (2.91)$$

Um die Komplexität der weiteren Berechnungen zu reduzieren, bietet es sich an den Strom $i_{Lx1}(t)$ während $t_2 < t < t_5$ linear zu approximieren.⁶ Dann folgt für die Zeitfunktion des Stroms während $t_2 < t < t_3$

$$i'_{Lx1}(t) = (t - t_2) \cdot \left. \frac{di_{Lx1}(t)}{dt} \right|_{t=t_2} = (t - t_2) \cdot \frac{u_{Cx1}(t_0)}{Z_x} \omega_x \quad (2.92)$$

und für die Spannung am Resonanzkondensator

$$u'_{Cx1}(t) = -u_{Cx1}(t_0) + \frac{1}{C_x} \int i'_{Lx1}(t) dt . \quad (2.93)$$

Aus (2.92), (2.93) und (2.89) lässt sich die Spannung am Resonanzkondensator zum Zeitpunkt t_3 berechnen.

$$u_{Cx1}(t_3) = -u_{Cx1}(t_0) + \frac{(I_L Z_x)^2}{2u_{Cx1}(t_0)} = -U_1 + I_L Z_x + \frac{(I_L Z_x)^2}{2U_1 - I_L Z_x} \quad (2.94)$$

Wie erwähnt sollte die Dauer des Zeitintervalls $t_3 < t < t_4$ möglichst kurz gehalten werden, damit der Schalter S_1 bei minimaler Spannung geschaltet werden kann, so dass $u_{Cx1}(t_4) = u_{Cx1}(t_3)$ angenommen werden kann. Im Zeitpunkt t_4 wird S_1 eingeschaltet und die Spannung am Resonanzkreis nimmt während $t_4 < t < t_5$ den Wert $U_x = -U_1$ an. Unter Berücksichtigung der Startwerte folgt aus der Lösung des Differentialgleichungssystems (2.87)

$$i_{Lx1}(t) = -\frac{U_1 + u_{Cx1}(t_3)}{Z_x} \sin \omega_x(t - t_4) + I_L \cos \omega_x(t - t_4) . \quad (2.95)$$

Unter erneuter Anwendung der oben erwähnten linearen Approximation auf (2.95) lässt sich die Spannung am Resonanzkondensator zum Zeitpunkt t_5 angeben.

$$u_{Cx1}(t_5) = -U_1 + I_L Z_x + \frac{(I_L Z_x)^2}{2(U_1 - I_L Z_x)} + \frac{1}{2} \frac{(I_L Z_x)^2}{U_1 - \sqrt{U_1^2 - 2I_L Z_x}} \quad (2.96)$$

Mit diesem Startwert für die Resonanzschwingung ab t_5 , lässt sich schließlich der Spitzenwert des Resonanzstroms bei $t = t_7$ mit

$$I_{Lx1, pk, off} = -\frac{u_{Cx1}(t_5)}{Z_x} . \quad (2.97)$$

⁶ Die lineare Näherung ist zulässig, da prinzipbedingt $|u_{Cx1}(t_0)| > |u_{Cx1}(t_6)|$ gilt, wodurch im betrachteten Zeitintervall lediglich der annähernd lineare Teil der sinusförmigen Stromschwingung im Winkelbereich $0 < \varphi < \pi/4$ durchlaufen wird.

berechnen. Zur Dimensionierung der Schaltung wird die charakteristische Impedanz Z_x derart gewählt, dass der Stromüberhöhungsfaktor

$$\begin{aligned}
 k_{\text{off}} &:= -\frac{I_{Lx1,\text{pk,off}}}{I_L} = \\
 &= -1 + \frac{U_1}{I_L Z_x} - \frac{(I_L Z_x)^2}{2(U_1 - I_L Z_x)} - \frac{1}{2} \frac{(I_L Z_x)^2}{U_1 - \sqrt{U_1^2 - 2I_L Z_x}}
 \end{aligned} \tag{2.98}$$

auf ein akzeptables Maß begrenzt wird. Übliche Werte liegen im Bereich von $k_{\text{off}} \approx 1.3$ [78]. Auflösen der Gleichung nach Z_x liefert eine Dimensionierungsvorschrift für den ungünstigsten Fall $U_1 = U_{\min}$, $I_L = I_{\max}$.

$$Z_x = \frac{U_{\min}}{I_{\max}} \cdot \frac{2k_{\text{off}} + 1}{2(k_{\text{off}} + 1)^2} \quad \text{für } k \geq 1 \tag{2.99}$$

Beim Einsatz von IGBTs als Schalter S_1 bis S_4 wird als zweites Kriterium die Resonanzkreisfrequenz

$$\omega_x = \frac{\pi}{T_x} \tag{2.100}$$

so lang gewählt, dass während der Resonanzhalbperiode $T_x \approx t_8 - t_6$ der Tailstrom vollständig abgebaut werden kann [77]. In diesem Fall lassen sich mit den bekannten Beziehungen für ω_x und Z_x aus (2.99) und (2.100) die Werte der Resonanzbauelemente herleiten

$$\begin{aligned}
 L_x &= \frac{U_{\min}}{I_{\max}} \cdot \frac{2k_{\text{off}} + 1}{2\pi(k_{\text{off}} + 1)^2} T_x \\
 C_x &= \frac{I_{\max}}{U_{\min}} \cdot \frac{2(k_{\text{off}} + 1)^2}{\pi(2k_{\text{off}} + 1)} T_x.
 \end{aligned} \tag{2.101}$$

Im Gegensatz zum IGBT müssen beim Abschalten eines MOSFET-Schalters keine Minoritätsladungsträger ausgeräumt werden, weswegen T_x kürzer gewählt werden kann. Allerdings beeinflussen in diesem Fall die Ausgangskapazitäten der Haupt- und Hilfsschalter den Entlastungsvorgang und der Wert der Resonanzkondensators muss ausreichend groß gegenüber den parasitären Kapazitäten gewählt werden, damit der gewünschte Verlauf des Resonanzstroms erreicht wird. Mit (2.99) und $Z_x = \sqrt{L_x/C_x}$ lässt sich L_x in Abhängigkeit von C_x bestimmen

$$L_x = \left(\frac{U_{\min}}{I_{\max}} \right)^2 \cdot \frac{(2k + 1)^2}{4(k + 1)^2} C_x. \tag{2.102}$$

Vor- und Nachteile des Schaltungskonzepts

Ein wesentlicher Vorteil der Schaltung, vor allem beim Einsatz von IGBTs ist, dass die Hauptschalter stromlos ausgeschaltet werden können. Die Autoren von [78] erzielten mit einem IGBT-basierenden ZCT-QZVT-Konverter bei $U_1 = 400\text{V}$, $P = 100\text{kW}$, $I_L = 125\text{A}$, $f_{\text{sw}} = 20\text{kHz}$ eine 1%-ige Steigerung des Wirkungsgrads.

Allerdings wird kein vollständiges Nullspannungsschalten erreicht und die Leitverluste im Entlastungsnetzwerk fallen im Vergleich zum ARCP- oder SAZZ-Konverter wegen der beiden Entlastungssequenzen beim Ein- und Ausschalten des Hauptschalters höher aus. Auch treten bei diesem Konzept im ungünstigsten Fall höhere Spitzenströme auf und die Einschränkung im Tastgrad ist stärker ausgeprägt.

2.4 Pseudo-Resonanzwandler

Die im Abschnitt 2.3 vorgestellten aktiven Entlastungsnetzwerke weisen den erheblichen Nachteil auf, dass ergänzend zur Wandler-Grundstruktur zusätzliche Bauelemente erforderlich sind um ein weiches Schalten zu erreichen, wodurch nicht nur die Komplexität der Schaltung und der Erzeugung der Ansteuersignale der Schalter zunimmt, sondern auch höhere Fertigungskosten und eine höhere Ausfallwahrscheinlichkeit resultieren. Eine zu den Entlastungsnetzwerken alternative Methode der Schalentlastung, stellen Pseudo-Resonanzwandler dar, welche ein weiches Schalten allein durch geeignete Taktung der Hauptschalter erreichen, wobei je nach Schaltungstopologie ggf. zusätzliche Resonanzbauelemente jedoch keine Hilfsschalter eingesetzt werden. Pseudo-Resonanzwandler unterscheiden sich dabei von den herkömmlichen pulsweitenmodulierten Gleichspannungswandlern dadurch, dass die im Wandler geführten Ströme und Spannungen zumindest in dem für den Schaltvorgang relevanten Zeitabschnitt einen annähernd sinusförmigen Verlauf aufweisen.

Bei einer **ersten Untergruppe** dieser Wandler ist entweder der Strom durch die Schalter S_i oder die Spannung über den Schaltern annähernd sinusförmig und die übertragene Leistung wird durch Variation der Schaltfrequenz f_{sw} eingestellt. Die zugehörige Schaltungstopologie kann dabei vom entsprechenden hart geschalteten Wandler (vgl. Abschnitt 2.2) abgeleitet werden, indem jeder Schalter S_i durch einen "resonanten Schalter" ersetzt wird. Wie in [79] gezeigt wird, sind acht unterschiedliche Realisierungen dieses "resonanten Schalters" denkbar (vgl. **Abb. 2.33**), je nach Art des Hauptschalters (unidirektional oder

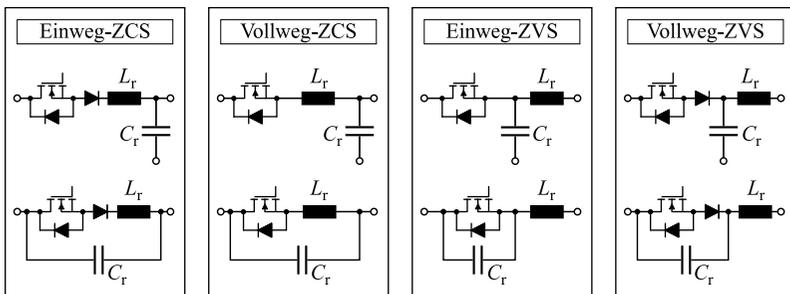


Abb. 2.33: Arten der Realisierung eines "resonanten Schalters".

bidirektional) und der Anwendung (Nullstromschalten oder Nullspannungsschalten). Den Realisierungen ist gemeinsam, dass der ursprüngliche Schalter jeweils mit einem Resonanzkondensator C_r und einer Resonanzinduktivität L_r verschaltet wird und $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r} < 2\pi f_{sw}$ gilt.

Im Vergleich zum hart geschalteten Wandler mit kontinuierlichem Spulenstrom führt diese Wahl von ω dazu, dass im Wandler Ströme mit deutlich höherem Effektivwert auftreten. Weiterhin verdoppelt sich aufgrund der Reihenschaltung von Schalter und L_r die nötige Sperrspannungsfestigkeit der Halbleiter. Wegen dieses gravierenden Nachteils wird an dieser Stelle auf eine detaillierte Analyse verzichtet.

2.4.1 SCM- und TCM-Konverter

Eine **zweite Untergruppe** stellen die Pseudo-Resonanzwandler mit Funktionsprinzip nach [80, 81] dar, für die Realisierungen mit konstanter Schaltfrequenz ([82, 83, 84], Steuerverfahren: Synchronous Conduction Mode, SCM) und variabler Schaltfrequenz ([85], Steuerverfahren: Triangular Conduction Mode, TCM) bekannt sind. Bei dieser Wandlerart wird der Nachteil der ersten Untergruppe, dass wegen der Serieninduktivität L_r höhere Sperrspannungen der Schalter nötig sind, dadurch umgangen, dass die Induktivität L des entsprechenden hart geschalteten Wandlers gleichzeitig die Funktion einer Resonanzinduktivität übernimmt und die Spannung über den Schaltern S_i durch eine inverse Diode begrenzt wird. Als Resonanzkondensator dient ein dem Schalter parallel geschalteter Kondensator. Diese Art der Ausführung des “resonanten Schalters”, mit der ein Nullspannungsschalten erreicht wird, ist besonders vorteilhaft, da oftmals die parasitäre Ausgangskapazität C_{oss} der Schalter ausreichend groß ist, um einen gesonderten Resonanzkondensator zu vermeiden (vgl. **Abb. 2.34**).

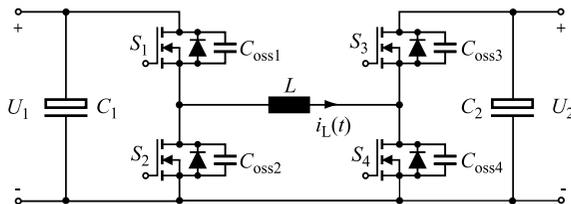


Abb. 2.34: Kaskadierter Tiefsetz-Hochsetzsteller zur Anwendung mit dem SCM-, TCM- oder CF-ZVS-M-Verfahren.

Synchronous Conduction Mode (SCM)

Ein erstes Ansteuerverfahren für die Schalter S_i des Wandlers nach **Abb. 2.34** ist das Synchronous Conduction Mode (SCM)-Verfahren [84], das bei konstanter Schaltfrequenz arbeitet. Hierbei werden im Hochsetzbetrieb die Schalter S_3 und S_4 nach folgendem Schema angesteuert, so dass sich der in **Abb. 2.35** dargestellte Zeitverlauf des Stroms in der Induktivität L einstellt und das Einschalten der Schalter spannungslos erfolgen kann, wenn die inverse Diode leitet.

⊗ *Ausgangssituation*, $t < t_0$: Vor Beginn der Schaltperiode sind die Schalter S_1 und S_3 geschlossen, die Schalter S_2 und S_4 geöffnet und die Induktivität L und der Schalter S_3 führen den Strom $-I_0$ mit $I_0 > I_{0,\min}$ (vgl. **Abb. 2.36 a**). Die Spannung an L entspricht $u_L = u_{S2} - u_{S4} = U_1 - U_2$.

⊗ *Zeitintervall* $t_0 \leq t < t_1$: Zum Zeitpunkt t_0 wird der Schalter S_3 geöffnet. Wenn das Abschalten ausreichend schnell vollzogen werden kann⁷, entstehen nur geringe Verluste, da die Spannungsänderung über dem Schalter durch dessen parasitäre Ausgangskapazität $C_{\text{oss}3}$ begrenzt

⁷Mitunter maßgeblich für die Schaltgeschwindigkeit ist eine geeignete Gatetreiberschaltung mit niedriger Innenimpedanz.

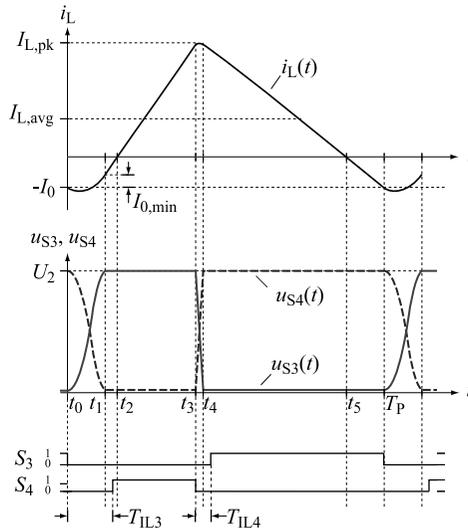


Abb. 2.35: Stromverlauf des SCM-Konverters im Hochsetzbetrieb.

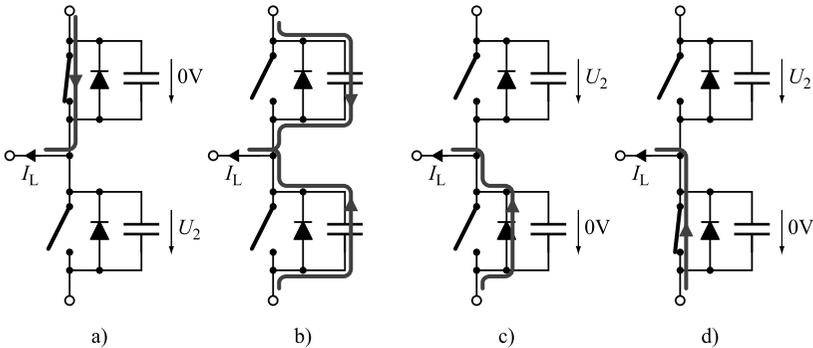


Abb. 2.36: Phasen des resonanten Umschwingvorgangs beim SCM-Konverter im Hochsetzbetrieb während t_0 bis t_2 .

wird. Durch das Öffnen des Schalters S_3 wird eine Schwingung angeregt, deren Zeitverlauf abhängig ist vom (spannungsabhängigen) Wert der Ausgangskapazitäten der beiden Schalter, von L und vom Startwert des Stroms $i_L(t_0) = -I_0$. Während des Umschwingvorgangs wird die Ausgangskapazität $C_{\text{oss}3}$ geladen und $C_{\text{oss}4}$ entladen (vgl. **Abb. 2.36 b**).

⊗*Zeitintervall* $t_1 \leq t < t_2$: Bei ausreichend hohem Startwert des Strom $I_0 > I_{0,\text{min}}$ ist zum Zeitpunkt t_1 die Ausgangskapazität $C_{\text{oss}4}$ vollständig entladen und $C_{\text{oss}3}$ auf die Spannung U_2 geladen und die inverse Diode des Schalters S_4 beginnt wegen des noch negativen Stroms i_L zu leiten (vgl. **Abb. 2.36 c**). Wegen der nun an L anliegenden Spannung $u_L = U_1$ steigt i_L linear an. Bis zum Zeitpunkt t_2 kann der Schalter S_4 spannungslos eingeschaltet werden⁸.

⊗*Zeitintervall* $t_2 \leq t < t_3$: Nach Nulldurchgang des Stroms i_L zum Zeitpunkt t_2 wird der Strom alleine durch den Schalter S_4 getragen.

⊗*Zeitintervall* $t_3 \leq t < t_4$: Zum Zeitpunkt t_3 wird der Schalter S_4 wieder ausgeschaltet. Analog zur Situation bei t_0 erfolgt das Abschalten unter geringen Verlusten, da die parasitären Ausgangskapazitäten als Entlastungskondensatoren fungieren.

⊗*Zeitintervall* $t_4 \leq t < t_5$: Bei $t = t_4$ ist der Umschwingvorgang zwischen den Ausgangskapazitäten abgeschlossen und die inverse Diode des Schalters S_3 beginnt zu leiten. Ab diesem Zeitpunkt kann der Schalter S_3 unter Nullspannung eingeschaltet werden. Die Verriegelungszeit

⁸Der exakte Schaltzeitpunkt wird mit der Verriegelungszeit $T_{\text{IL}3}$ relativ zu t_0 eingestellt. Da die Zeitdauer $t_2 - t_0$ abhängig ist von I_0 , U_2 , L und C_{oss} , wird $T_{\text{IL}3}$ vorzugsweise arbeitspunktabhängig eingestellt.

T_{IL4} sollte dabei wegen der durch die Synchrongleichrichtung gegebenen Reduktion der Leitverluste so kurz wie möglich gewählt werden. Der Strom i_L wird wegen $u_L = U_1 - U_2 < 0$ linear abgebaut und die zuvor in L gespeicherte magnetische Energie an die Last geliefert.

⊗ *Zeitintervall* $t_5 \leq t < T_p$: Nach Nulldurchgang des Stroms i_L wird der Schalter S_3 solange im eingeschalteten Zustand belassen, bis sich ein ausreichend großer negativer Strom $-I_0$ eingestellt hat, um in der nächsten Schaltperiode ein weiches Schalten zu gewährleisten.

Die **Steuerung der Ausgangsleistung** erfolgt beim SCM-Verfahren durch Regelung des Abschaltzeitpunkts des Schalters S_3 mit einem Stromregler, wodurch ein gewünschter Mittelwert $I_{L,avg}$ des Spulenstroms eingestellt werden kann. Dabei wird eine konstante Schaltfrequenz $f_{sw} = 1/T_p$ beibehalten. Die Folge ist eine reduzierte Teillasteffizienz des Wandlers, da sich bei gegebenen Spannungen U_1, U_2 ein konstanter Stromrippel $I_{L,pk} + I_0$ einstellt, der trotz $I_{L,avg} \approx 0$ einen hohen Stromeffektivwert $I_{L,rms}$ bedingt.

Triangular Conduction Mode (TCM)

Eine Möglichkeit zur Reduktion der Leitverluste im Teillastbetrieb ist die Ansteuerung des Wandlers mit variabler Schaltfrequenz. Wie in **Abb. 2.37** dargestellt, kann für eine mittlere Leistung P oder bei $P = 0$ der Effektivwert

$$I_{L,rms} = \sqrt{I_{L,avg}^2 + \frac{1}{12} (I_{L,pk} + I_0)^2} \quad (2.103)$$

des Spulenstroms, zu dem der Mittelwert $I_{L,avg}$ und der Spitze-Spitze-Wert $I_{L,pk} + I_0$ einen Beitrag liefern, reduziert werden, indem die Schaltfrequenz erhöht wird. Bei $P = 0$ muss dabei ein minimaler Spitze-Spitze-Wert von $2I_0$ eingehalten werden, so dass auch in diesem Fall ein Nullspannungsschalten erfolgen kann. Der Wert der Induktivität L kann so dimensioniert werden, dass sich im Nennarbeitspunkt eine gewünschte Schaltfrequenz einstellt.

Die **Steuerung der Ausgangsleistung** erfolgt durch die von einem Regler eingestellte Schaltfrequenz. Allerdings muss durch Messung des Zeitpunkts t_5 des Stromnulldurchgangs oder geeignete Berechnung von t_5 in Abhängigkeit des Arbeitspunkts dafür gesorgt werden, dass die Nebenbedingung $i_L(t_0) > I_{0,min}$ für weiches Schalten eingehalten wird.

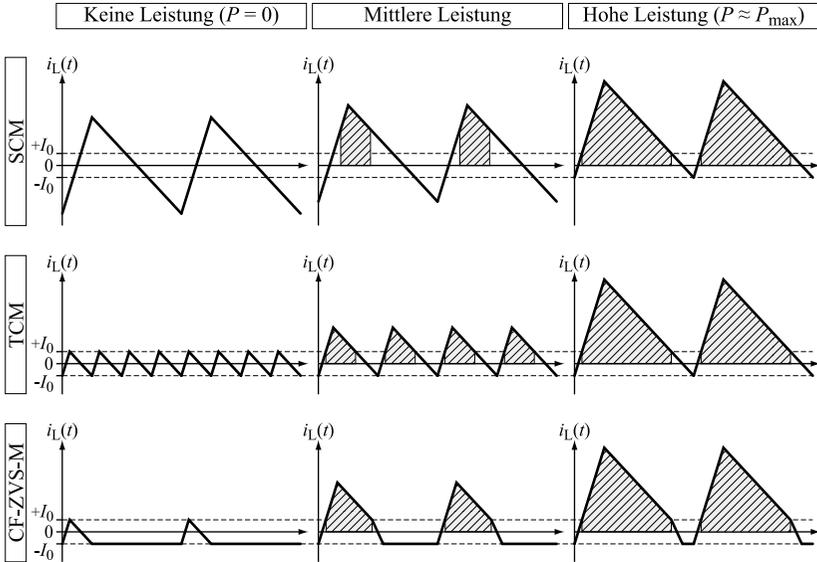


Abb. 2.37: Gegenüberstellung unterschiedlicher Modulationsverfahren für Pseudo-Resonanzwandler. SCM- und CF-ZVS-M-Verfahren für Betrieb bei konstanter Schaltfrequenz und TCM-Betrieb bei variabler Schaltfrequenz.

Bestimmung des Stroms I_0

Unter Vernachlässigung von Verlusten und Nichtidealitäten kann der bei den beiden Steuerverfahren nötige Strom I_0 vereinfacht aus der Forderung der Energieerhaltung bestimmt werden. Die zum Zeitpunkt t_0 in L gespeicherte Energie muss mindestens so groß sein, dass bis zum Zeitpunkt t_1 die beiden Ausgangskapazitäten C_{oss} der Schalter vollständig auf die Spannung U_2 geladen bzw. von U_2 auf $0V$ entladen werden können.

Zur Herleitung des erforderlichen Mindestwerts von I_0 wird die Energiebilanz an den im Ersatzschaltbild **Abb. 2.38** gezeigten Quellen und Bauelementen in den Zeitpunkten t_0 und t_1 aufgestellt. Die Energiedifferenzen an den Kapazitäten $C_{\text{oss}3} = C_{\text{oss}4} = C_{\text{oss}}$ lassen sich mit

$$\Delta E_{C_{\text{oss}3}} = +\frac{1}{2}C_{\text{oss}}U_2^2$$

$$\Delta E_{C_{\text{oss}4}} = -\frac{1}{2}C_{\text{oss}}U_2^2$$

2.104

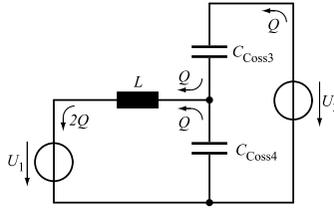


Abb. 2.38: Ersatzschaltbild des SCM- oder TCM-Wandlers im Hochsetzbetrieb und $P > 0$ für die Herleitung des Stroms $I_{0,\min}$.

angeben. Der Ausgangskapazität $C_{\text{oss}3} = C_{\text{oss}}$ wird während des Zeitintervalls $t_0 < t < t_1$ die Ladung

$$Q = C_{\text{oss}} U_2 \quad (2.105)$$

zugeführt und der Ausgangskapazität $C_{\text{oss}4} = C_{\text{oss}}$ die gleiche Ladung entnommen. Die Ladung für $C_{\text{oss}3}$ wird von der Quelle U_2 geliefert. Über die Spule L wird die Summenladung $2Q$ an die Quelle U_1 geliefert. Für die Energiedifferenzen an den Quellen folgt

$$\begin{aligned} \Delta E_1 &= +2QU_1 = 2C_{\text{oss}} U_1 U_2 \\ \Delta E_2 &= -QU_2 = C_{\text{oss}} U_2^2 . \end{aligned} \quad (2.106)$$

Aus dem Energieerhaltungssatz

$$\Delta E_1 + \Delta E_2 + \Delta E_{C_{\text{oss}3}} + \Delta E_{C_{\text{oss}4}} + \Delta E_L \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.107)$$

und mit $\Delta E_L = -\frac{1}{2} L I_0^2$ folgt für den Mindestwert des Spulenstroms⁹

$$I_{0,\min} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{L} C_{\text{oss}} U_2 (2U_1 - U_2)} & \text{für } U_2 \leq 2U_1 \\ 0 & U_2 > 2U_1 , \end{cases} \quad (2.108)$$

wobei $i_L(t_0) = -I_{0,\min}$ gilt. Für $U_2 > 2U_1$ ist, sofern die Verluste vernachlässigt werden, kein Mindeststrom erforderlich, damit der Umladevorgang vollständig abgeschlossen werden kann.

⁹ Der exakte Wert von $I_{0,\min}$ wird in Realität von weiteren Parametern beeinflusst, unter anderem von der Spannungsabhängigkeit von C_{oss} und der in der inversen Diode befindlichen Rückwärtserholladung (vgl. Abschnitt 3.3).

Vergleich der Verfahren

Damit der in **Abb. 2.35** und **Abb. 2.37** dargestellte prinzipielle Verlauf des Stroms erhalten bleibt, ist der Betrieb bei einer (Nenn-)Schaltfrequenz des Wandlers üblich, bei der die Dauer der von den Umschwingvorgängen beanspruchten Zeit wesentlich kleiner ist als die Dauer der Schaltperiode. In diesem Fall ist die Zeitfunktion der Schalter- und Spulenströme bei Vernachlässigung der Dauer der Umschwingvorgänge vergleichbar mit der des kaskadierten, hart-geschalteten Tiefsetz-Hochsetzstellers und der Effektivwert des Spulenstroms berechnet sich im Hochsetzbetrieb bei $P > 0$ mit (2.13), (2.6) und (2.5) zu

$$\begin{aligned}
 I_{L,\text{rms}} &\stackrel{(2.13)}{=} \sqrt{\frac{(v-1)^2}{12v^2} \left(\frac{U_1}{Z}\right)^2 + \left(\frac{P}{U_1}\right)^2} = \\
 &\stackrel{(2.6)}{=} \sqrt{\frac{1}{3} \hat{i}_L^2 + I_{L,\text{avg}}^2} = \\
 &\stackrel{(2.5)}{=} \sqrt{\frac{1}{3} r_L^2 + p_I^2} \cdot I_{\text{max}}
 \end{aligned} \tag{2.109}$$

wobei

$$p_I = \frac{I_{L,\text{avg}}}{I_{\text{max}}} \tag{2.110}$$

den relativen Spulenstrommittelwert bezeichnet. Der hart geschaltete Wandler mit kontinuierlichem Spulenstrom und Synchrongleichrichtung (CCM+SR Betriebsmodus) und der Wandler im SCM-Betrieb unterscheiden sich lediglich im Wert des relativen Stromrippels für den im CCM+SR-Betrieb $r_L < 1$ und im SCM Betrieb $r_L > 1$ gilt, genauer

$$r_{L,\text{SCM}} = 1 + \frac{I_0}{I_{\text{max}}} = 1 + p_{I0} , \tag{2.111}$$

so dass bei maximalem Spulenstrommittelwert $I_{L,\text{avg}} = I_{\text{max}}$ gerade noch der für ZVS erforderliche Strom I_0 eingehalten wird.

Im TCM-Betrieb wird die Schaltfrequenz im Teillastbetrieb erhöht, so dass zum Zeitpunkt t_0 immer $i_L(t_0) = -I_0 = -I_{0,\text{min}}$ gilt. Die Zeitfunktion des Spulenstroms kann angegeben werden mit

$$i_{L,\text{TCM}} = \begin{cases} -I_0 + (I_0 + I_{L,\text{pk}}) \frac{t - t_0}{t_3 - t_0} & t_0 \leq t < t_3 \\ I_{L,\text{pk}} - (I_0 + I_{L,\text{pk}}) \frac{t - t_3}{T_p - t_3} & t_3 \leq t < T_p \end{cases} \quad \text{für} \tag{2.112}$$

woraus sich der Mittelwert

$$I_{L,\text{avg,TCM}} = \frac{1}{T_p} \int_{T_p} i_{L,\text{TCM}}(t) dt = \frac{1}{2} (I_0 + I_{L,\text{pk}}) \quad (2.113)$$

und der Effektivwert

$$\begin{aligned} I_{L,\text{rms,TCM}} &= \sqrt{\frac{1}{T_p} \int_{T_p} i_{L,\text{TCM}}^2(t) dt} \\ &= \frac{1}{3} \sqrt{3} \cdot \sqrt{I_0^2 - I_0 I_{\text{pk}} + I_{\text{pk}}^2} \end{aligned} \quad (2.114)$$

des Spulenstroms berechnen lassen. Einsetzen von (2.113) in (2.114) liefert

$$I_{L,\text{rms,TCM}} = \frac{1}{3} \sqrt{3} \sqrt{p_{10}^2 + 2p_{10}p_I + 4p_I^2} \cdot I_{\text{max}} \quad (2.115)$$

Mit (2.109) und (2.115) kann ein Vergleich zwischen CCM+SR, SCM und TCM-Betrieb gezogen werden. Die relative Strombelastung der Spule ist in **Abb. 2.39** dargestellt. Das TCM-Prinzip verspricht einen guten Kompromiss zwischen Verlusten im Teillastbetrieb und unter maximaler Last. Allerdings ist die variable Schaltfrequenz nachteilig für die Auslegung des Ein- und Ausgangsfilters sowie bei der Auslegung des Reglers [80].

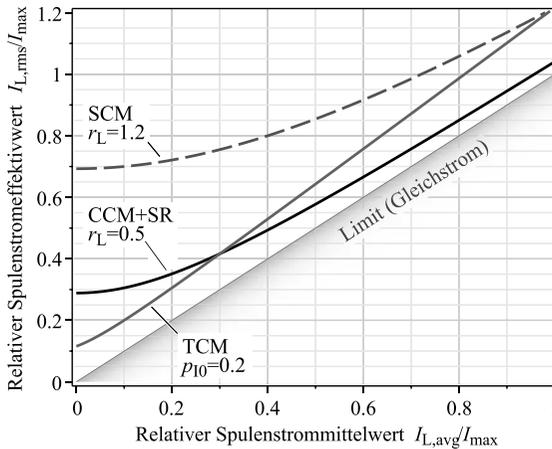


Abb. 2.39: Vergleich des Spulenstromeffektivwerts der CCM+SR, SCM und TCM-Steuerkonzepte für gegebene Spannungen U_1, U_2 .

Betrieb bei überlappendem Spannungsbereich

Bei der Anwendung des SCM- oder des TCM-Prinzips auf den kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller stellt sich bei Spannungsgleichheit das Problem, dass bei Taktung einer einzelnen Halbbrücke der Strom i_L im Hochsetzbetrieb wegen der fehlenden Gegenspannung ($u_L = U_1 - U_2 = 0$ während $t < t < T_p$) nicht auf Werte kleiner 0 abgebaut werden kann und im Tiefsetzbetrieb kein Strom in L aufgebaut werden kann. Deswegen können die beiden Steuerverfahren nicht unverändert auf einen Wandler mit überlappendem Betriebsspannungsbereich angewandt werden, ohne dass auf ein entlastetes Schalten verzichtet wird.

Abhilfe schafft das Takten beider Halbbrücken. Dadurch wird der zusätzliche Freiheitsgrad geschaffen, durch die Schalterstellung u_L auf vier unterschiedliche Spannungsniveaus ($U_1, U_1 - U_2, -U_2, 0V$) einzustellen und den Spulenstrom i_L bei geeigneter Wahl von L auch bei $U_1 = U_2$ derart zu formen, dass ein Nullspannungsschalten erhalten bleibt. Die Taktung der Schalter der beiden Halbbrücken muss dabei allerdings koordiniert erfolgen und erfordert ein spezielles Ansteuerverfahren, beispielsweise wie im Folgenden beschrieben.

2.4.2 Constant Frequency Zero Voltage Switching Modulation (CF-ZVS-M) Konverter

Ein neuartiges Ansteuerverfahren [86], für welches im Rahmen dieser Arbeit erstmals ein Wandlerprototyp realisiert wurde, ist das Constant Frequency Zero Voltage Switching Modulation (CF-ZVS-M) Prinzip. Ähnlich wie bei einem auf den Dual-Active-Bridge-Konverter anwendbaren Konzept [87] sieht dieses Modulationsverfahren eine Ansteuerung der Schalter wie in **Abb. 2.40** dargestellt vor, durch welche während der Schaltperiode alle vier möglichen Spannungen

$$u_L = \begin{cases} U_1 & 0 \leq t < t_1 \\ U_1 - U_2 & \text{für } t_1 \leq t < t_2 \\ -U_2 & t_2 \leq t < t_3 \\ 0V & t_3 \leq t < T_p \end{cases} \quad (2.116)$$

ausgenutzt werden, um

- ▶ den Strom i_L derart zu führen, dass dessen Betrag $|i_L(t_i)|$ zu den Schaltzeitpunkten t_i immer größer ist als $I_{0,\min}$, wodurch ein Nullspannungsschalten erreicht wird,

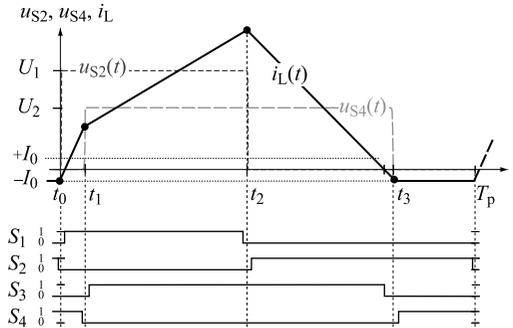


Abb. 2.40: Vereinfachter Zeitverlauf der Spannungen an den Schaltern S_2 und S_4 und des Stroms durch die Spule L beim Einsatz der CF-ZVS-M.

- ▶ im Vergleich zum SCM-Konverter den Effektivwert des Spulenstroms zu reduzieren (vgl. **Abb. 2.39**),
- ▶ ein Nullspannungsschalten innerhalb des gesamten spezifizierten Spannungs- und Leistungsbereichs zu erhalten, auch bei Spannungsgleichheit,
- ▶ eine konstante Schaltfrequenz zu erreichen.

Insbesondere wird beim CF-ZVS-M-Verfahren die Reduktion des Spulenstromeffektivwerts im Vergleich zum SCM-Betrieb und die konstante Schaltfrequenz dadurch erreicht, dass im Zeitintervall $t_3 < t < T_p$ der Spulenstrom über die Schalter S_3 und S_4 geführt wird und im Leistungsteil des Wandlers zirkuliert. Auch bei Spannungsgleichheit kann durch Anlegen der Spannungen $+U_1$ und $-U_2$ an die Spule der Mindeststrom I_0 frei eingestellt werden. Eine vollständige Beschreibung des Funktionsprinzips findet sich in Abschnitt 3.1.

2.5 Einsatz von Siliziumkarbid-Halbleitern

Unipolare Halbleiterbauelemente auf Basis von Siliziumkarbid (SiC) wie JFETs oder MOSFETs weisen einen deutlich niedrigeren Leitwiderstand als Silizium-Bauelemente gleicher Chipfläche auf, da die Drift-Zonen dünner ausgeführt werden können [88, 89]. Im Vergleich zu Silizium mit 1.1 eV weist SiC mit 2.85 eV (6H-SiC) bzw. 3.2 eV (4H-SiC) darüber hinaus einen größeren Bandabstand auf, der einen Einsatz bei höherer Sperrschichttemperatur erlaubt [47]. Dadurch erschließen sich neue Einsatzmöglichkeiten bei erhöhter Umgebungstemperatur, die Kühlung von flüssigkeitsgekühlten Wandlern kann mit höherer Temperatur des Kühlmediums erfolgen oder das erforderliche Volumen des Kühlers bei forcierter Luftkühlung verringert werden. Weiterhin erlauben die unipolaren SiC-Bauteile, die im interessierenden Spannungsbereich kleiner 600 V zur Verfügung stehen, höhere Schaltgeschwindigkeiten, weil die dynamischen Verluste auf Grund von Speicherladungen vernachlässigbar klein sind [90]. Deswegen erscheinen SiC-Bauelemente als besonders geeignet für den Einsatz bei Gleichspannungswandlern mit hoher Schaltfrequenz und geringen Verlusten.

2.5.1 MOSFET und SiC-Dioden

Bei den hart geschalteten Wandlern tragen die beim Abkommutieren von Silizium pin-Dioden entstehenden Rückwärtserholungsverluste wesentlich zu den Gesamtverlusten bei. Für die Rückwärtserholungsverluste verantwortlich ist die Speicherladung Q_{rr} , die sich während der Leitphase in diesen bipolaren Bauelementen aufbaut. Abhilfe schaffen Schottky-Dioden, welche keinen p-n-Übergang sondern einen Metall-Halbleiter-Übergang aufweisen. Im Gegensatz zu Silizium, wo sich diese Art von Dioden wegen des geringen Bandabstands nur mit Sperrspannungen bis zu wenigen 100 V realisieren lässt, erreichen die Sperrspannungen von SiC-Schottky-Dioden Werte weit oberhalb des hier geforderten Werts von 600 V und bieten Potential zur Verringerung der Einschaltverluste.

Sollen SiC-Dioden in Verbindung mit Silizium-MOSFET eingesetzt werden, muss dafür gesorgt werden, dass die SiC-Diode trotz eines Vorwärtsspannungsabfalls von 1.2 V bis 2.8 V [47] anstelle der inversen parasitären Diode des MOSFET leitet. Erreicht wird dies mit der Schaltung gemäß **Abb. 2.41**, bei der eine weitere Silizium-Diode in Serie zum MOSFET geschaltet wird. Als Seriediode kann eine Silizium-

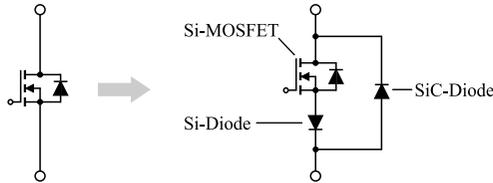


Abb. 2.41: Einsatz von Siliziumkarbid-Dioden bei MOSFETs.

Schottkydiode niedriger Sperrspannungsfestigkeit eingesetzt werden, da die Spannung über der Diode auf die Vorwärtsspannung der Siliziumkarbid-Diode begrenzt bleibt.

Aus dem Schaltungskonzept ergeben sich drei prinzipbedingte Nachteile. Zum einen verursacht die Seriendiode trotz des für Silizium-Schottkydioden niedrigen Vorwärtsspannungsabfalls zusätzliche Leitverluste. Zum anderen geht die Bidirektionalität der Anordnung verloren, so dass keine Synchrongleichrichtung genutzt werden kann. Schließlich steigen mit der größeren Anzahl der eingesetzten Komponenten die Komplexität des Leistungsteils und die Kosten des Wandlers. Diese Gründe überwiegen den Vorteil der geringeren Einschaltverluste, so dass die Kombination von SiC-Dioden mit Si-MOSFETs nicht als zielführend angesehen wird.

2.5.2 IGBT und SiC-Dioden

Sinnvoll ist die Kombination von SiC-Schottky-Dioden mit Si-IGBTs, die wegen ihrer bipolaren Struktur keine parasitäre inverse Diode aufweisen, so dass eine direkte Parallelschaltung ohne eine weitere Diode in Serie zum IGBT genutzt werden kann. Nachteile sind, dass die in der als Freilaufdiode genutzten SiC-Diode anfallenden Leitverluste wegen der höheren Vorwärtsspannung im Vergleich zu einer Si-pin-Diode höher ausfallen und dass sich auch durch den Einsatz von SiC-Technologie die Verluste aufgrund des Tailstroms des IGBT nicht verhindern lassen.

Wie [91] zeigt, sind bei geeigneter Wahl der IGBTs dennoch ein hoher Wirkungsgrad und eine hohe Leistungsdichte erzielbar. So lässt sich ein mehrphasiger bidirektionaler 100-kW-Tiefsetzsteller, der bei einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 100$ kHz betrieben wird, mit einer berechneten Effizienz von maximal 97% und einer Leistungsdichte von 25 kW/l realisieren, da die Einschaltverluste durch den Einsatz von SiC-Dioden statt ultra-schneller Si-Dioden auf 1/3 verringert werden.

2.5.3 SiC-Leistungsschalter

Eine weitere Möglichkeit ist der Aufbau des Leistungsteils ausschließlich mit SiC-Halbleitern. Der 2010 meist verwendete Schalter auf SiC-Basis ist der Normally-on SiC VJFET. Gründe hierfür sind, dass dieses Bauelementkonzept eine höhere Stromtragfähigkeit und einen niedrigeren Leitwiderstand als ein Normally-off JFET aufweist [92] und dass Normally-off Bauteile wie SiC-MOSFETs sich noch in einem frühen Entwicklungsstadium befinden. Hauptproblem bei der Fertigung dieser Bauteile ist die noch unzureichende Qualität und Langzeitstabilität des Gate-Oxids, das die Performance mindert [47]. Ebenfalls Gegenstand der Forschung sind SiC Bipolartransistoren und SiC-IGBTs, die jedoch wegen ihrer hohen Sättigungsspannung für Sperrspannungen unter 4 kV weniger geeignet sind als der SiC-JFETs [89]. Für die Anwendung bei Hybridfahrzeugen sind unter anderem SiC-Halbbrücken-Module für Inverter von Interesse [93].

Die Kenndaten eines SiC VJFET des Herstellers SiCED, an Hand derer sich der Leitwiderstand $R_{\text{DS(on)}}$ des Bauteils in Abhängigkeit von der Temperatur mit

$$R_{\text{DS(on)}} = \frac{R_{\text{DS(on)}}^*}{A_{\text{chip}}} \cdot (1 + \alpha_1 \Delta T_j + \alpha_2 \Delta T_j^2) \quad (2.117)$$

mit $\Delta T_j = T_j - T_{j,\text{ref}}$,

bestimmen lässt sind in **Tab. 2.5** aufgelistet. Das SiC-Bauteil weist in etwa den gleichen spezifischen Leitwiderstand $R_{\text{DS(on)}}^*$ wie ein Super-Junction-MOSFET auf, jedoch bei geringerer Temperaturabhängigkeit.

Tab. 2.5: Gegenüberstellung der Kenndaten eines SiCED 1200V Siliziumkarbid VJFET und eines ST Microelectronics Silizium Super-Junction-MOSFET für $T_{j,\text{ref}} = 25^\circ\text{C}$.

Kennzahl	SiC-VJFET	Si-MOSFET
	SiCED 1200V	ST STY112N65M5
A_{chip}	17.3 mm ²	123 mm ²
$R_{\text{DS(on)}}$	126 mΩ	19 mΩ
$R_{\text{DS(on)}}^*$	2.19 Ωmm ²	2.34 Ωmm ²
α_1	$2.49 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$	$8.33 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$
α_2	$2.21 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-2}$	$1.33 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-2}$

2.5.4 Diskussion

Ein wesentlicher Nachteil der Siliziumkarbid-Bauelementen ist das frühe Stadium der Entwicklung der Halbleiterstrukturen, der nötigen Produktionsprozesse und die geringe Marktdurchdringung, welche momentan noch verantwortlich ist für hohe Stückkosten. **Abb. 2.42** zeigt eine Auswertung der spezifischen (auf die Chipfläche bezogenen) Kosten von diskreten Silizium- und Siliziumkarbid-Bauelementen im TO-220 bis TO-264 Gehäuse, die auf Grundlage von Distributorenpreisen und einer Abnahmemenge von 1000 Stk. ermittelt wurden. Wie die abgeleiteten mittleren spezifischen Kosten aus **Tab. 2.6** zeigen, liegt der Preis für SiC-Bauelemente in etwa eine Größenordnung über dem Preis von Silizium-Bauelementen.

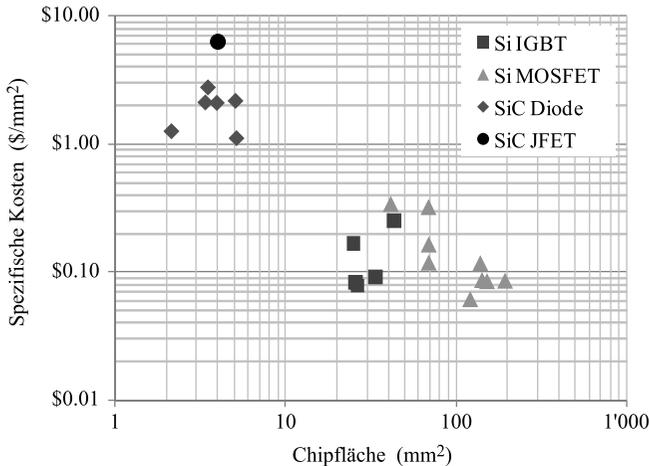


Abb. 2.42: Spezifische Kosten von Siliziumkarbid-Halbleitern.

Tab. 2.6: Mittlere spezifische Kosten unterschiedlicher Halbleiter

Bauteil	Kosten [\$/mm ²]
Silizium-IGBT	0.08
Silizium-MOSFET	0.10
Siliziumkarbid-Diode	1.20
Siliziumkarbid-JFET	6.25

Dies hat zur Folge, dass bei weich schaltenden Gleichspannungswandlern mit gleichen Halbleiterkosten wegen des zum Super-Junction-MOSFET vergleichbaren spezifischen Leitwiderstands durch Anwendung von SiC-Halbleitern keine Steigerung der Effizienz zu erwarten ist. Siliziumkarbid bietet bei weich schaltenden Wandlern nur dann Vorteile, wenn die Fertigungskosten drastisch gesenkt werden können, ein Technologiesprung zur Reduktion des spezifischen Leitwiderstands führt oder eine Hochtemperatur-Anwendung vorliegt (vgl. **Abb. 2.43**).

Allerdings fällt bei Vernachlässigung der Kosten das Bauvolumen eines SiC-Wandlers geringer aus als das Bauvolumen eines Wandlers mit Si-Halbleitern und gleicher Effizienz. Dies wird durch den in **Abb. 2.44** dargestellten Vergleich deutlich, der auf den in Kapitel 4 vorgestellten Verlust- und Volumenmodellen basiert. Grund hierfür ist die bessere Performance der SiC-Halbleiter bei einer Nennsperrschichttemperatur von $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$, die es erlaubt, die für eine minimale Effizienz von 95% (in 20 Arbeitspunkten) benötigte Chipfläche auf 58% der Silizium-Chipfläche zu reduzieren. Mit der Ersparnis der Chipfläche sinkt das durch das Packaging und die Montage der Halbleiter verlorene Volumen.

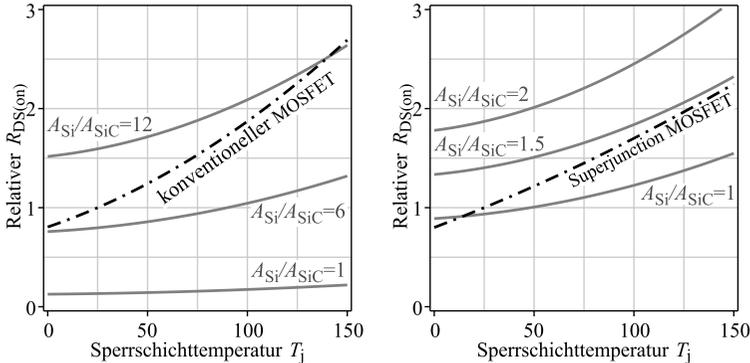


Abb. 2.43: Vergleich des Leitwiderstands eines 1200V SiCED Siliziumkarbid-JFET mit einem konventionellen Silizium-MOSFET (IXYS IXFB82N60P, links) und einem Super-Junction-MOSFET (ST STY112N65M5, rechts). Bei konventioneller MOSFET-Technologie muss für einen bei Nennsperrschichttemperatur zum SiC-JFET vergleichbaren Leitwiderstand etwa die 12-fache Chipfläche vorgesehen werden, bei Super-Junction-Technologie etwa die 1.5-fache Chipfläche.

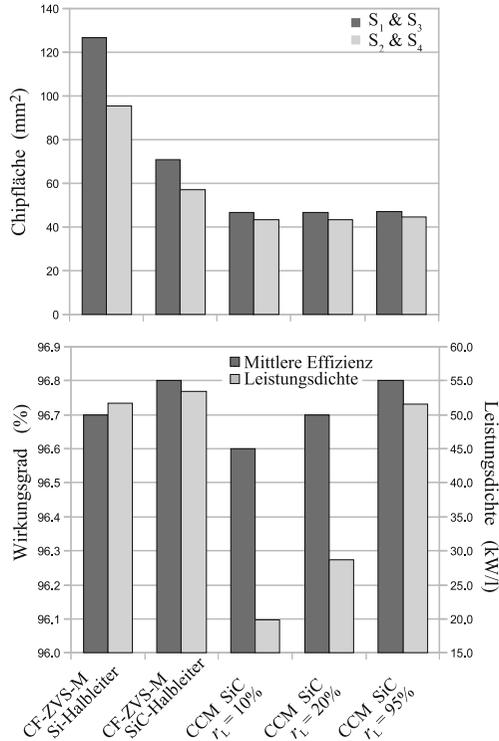


Abb. 2.44: Vergleich der mittleren Effizienz und der Leistungsdichte von weich schaltenden CF-ZVS-M-Konvertern mit Si- und SiC-Halbleitern und hart schaltenden SiC-Wandlern mit kontinuierlichem Spulenstrom bei relativem Stromrippel r_K . Angaben für einen bidirektionalen 12-kW-Tiefsetz-Hochsetzsteller.

Im hart schaltenden Betrieb bei kontinuierlichem Spulenstrom und einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 100$ kHz lassen sich mit Siliziumkarbid-Schaltern ebenfalls eine hohe Leistungsdichte und ein hoher Wirkungsgrad erreichen. Besonders vorteilhaft für die Leistungsdichte ist die Auslegung der Induktivität L des Tiefsetz-Hochsetzstellers für einen hohen Wert des relativen Stromrippels r_L , durch den die Baugröße der Spule verringert werden kann. In diesem Fall beträgt die SiC-Chipfläche 41% der Silizium-Chipfläche des CF-ZVS-M-Konverters gleicher Effizienz und Leistungsdichte.

In **Abb. 2.45** ist die η - ρ -Pareto-Front (Kompromiss zwischen Leistungsdichte und Effizienz) für verschiedene Ausführungen eines Gleichspannungswandlers mit forcierter Luftkühlung und Spezifikation gemäß **Tab. 1.4** dargestellt. Das obere Teilbild zeigt die Performance von hart geschalteten Wandlern mit CCM-Betrieb bei einem relativen Stromrippel von $r_L = 50\%$, einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 50\text{ kHz}$ und für die Realisierung der Leistungshalbleiter in Si-Technologie (Si-IGBT+Si-Diode), in SiC-Technologie (SiC-JFET) und in Mischtechnologie (Si-IGBT+SiC-Diode). Im unteren Teilbild ist die Performance von weich geschalteten Wandlern mit SCM-Betrieb, einer Schaltfrequenz von $f_{sw} = 50\text{ kHz}$ und für die Realisierung der Leistungshalbleiter in Si- (Si-MOSFET) bzw. SiC-Technologie (SiC-JFET) dargestellt.

Als Kurvenparameter wurde jeweils die Oberflächentemperatur T_h des Kühlers gewählt und die Gesamt-Chipflächen A_{Si} bzw. A_{SiC} der Leistungshalbleiter in Abhängigkeit von T_h derart bestimmt, dass eine maximale Sperrschichttemperatur von $T_j = 150\text{ °C}$ nicht überschritten wird. Von den Chipflächen wiederum kann das Bauvolumen der Leistungshalbleiter, die Verluste der Halbleiter und die Größe des zur Entwärmung der Verluste nötigen Kühlers bestimmt und die Leistungsdichte ρ und der Wirkungsgrad η berechnet werden (vgl. Kapitel 4).

Bei den hart geschalteten Wandlern muss bei höherer Kühlertemperatur T_h mehr Chipfläche eingesetzt werden, damit die maximale Sperrschichttemperatur nicht überschritten wird. Durch die Erhöhung der Chipfläche werden zunächst die Leitverluste reduziert, das Bauvolumen des Kühlers sinkt und die Leistungsdichte steigt. Bei weiterer Erhöhung der Chipfläche dominieren die Schaltverluste gegenüber den Leitverlusten und der Wirkungsgrad sinkt. Wegen des höheren Packaging- und Kühlaufwands sinkt gleichzeitig die Leistungsdichte, so dass die Pareto-Front einen Umkehrpunkt aufweist und gegen $\eta = 0$, $\rho = 0\text{ kW/l}$ strebt.

Bei den weich geschalteten Wandlern muss bei höherer Kühlertemperatur T_h ebenfalls mehr Chipfläche eingesetzt werden. Ebenso kann bei Erhöhung von T_h bzw. der Chipfläche zunächst die Leistungsdichte gesteigert werden, da die Leitverluste sinken und der Kühler kompakter realisiert werden kann. Ab einer gewissen Chipfläche übersteigt jedoch der Anstieg des Bauvolumens der Halbleiter die mögliche Reduktion der Baugröße durch Verkleinerung des Kühlers. Aus diesem Grund weist die Pareto-Front, ähnlich wie bei den hart geschalteten Wandlern, einen Umkehrpunkt auf und die Kurve strebt gegen $\eta = 100\%$, $\rho = 0\text{ kW/l}$.

Der Vergleich der möglichen Realisierungen zeigt, dass die Perfor-

mance eines hart geschalteten Konverters mit Si-IGBT und Si-Dioden bzw. Si-IGBT und SiC-Dioden bei $f_{sw} = 50 \text{ kHz}$ oder höher unter der Performance der reinen SiC-Lösung und der Performance der weich schaltenden Wandler liegt, so dass diese Konfigurationen für die Realisierung eines hochkompakten und gleichzeitig hocheffizienten Wandlers ausscheiden.

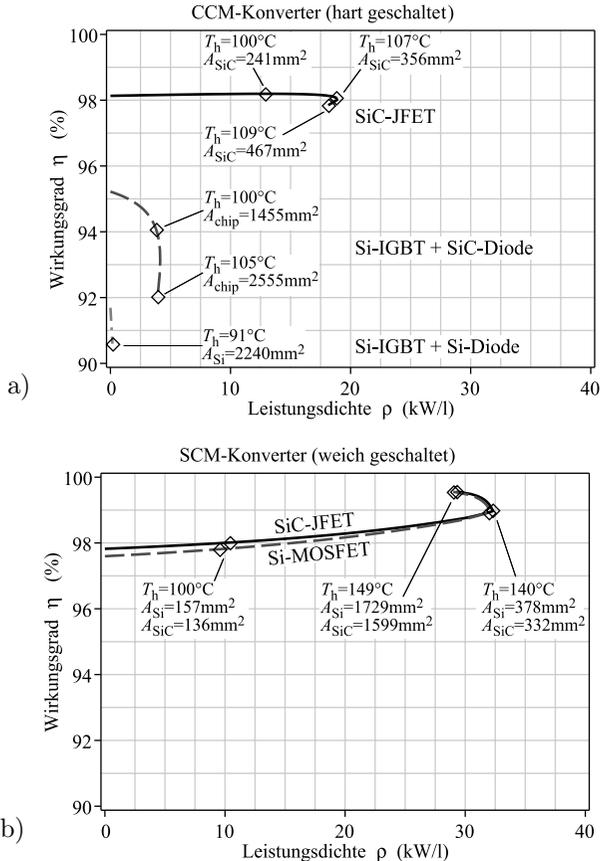


Abb. 2.45: η - ρ -Pareto-Front von luftgekühlten bidirektionalen Tiefsetzstellern in Si-, SiC- und Mischkonfiguration der Halbleiter. Für $f_{sw} = 50 \text{ kHz}$, einem relativen Stromrippel von $r_L = 50 \%$ bei CCM-Betrieb und einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 150 \text{ °C}$. Kurvenparameter Kühleroberflächentemperatur T_h .

2.6 Zusammenfassung

Hart-geschaltete Wandler auf Basis von Silizium-Halbleitern sind wegen der zunehmenden Schaltverluste ungeeignet für den Betrieb bei hoher Schaltfrequenz. Hochkompakte Wandler lassen sich allerdings nur bei ausreichend hoher Schaltfrequenz realisieren, da durch die Frequenzerhöhung eine Reduktion der Baugröße der passiven Bauelemente erreicht wird. Um sowohl der Forderung nach Leistungsdichte als auch nach Effizienz Rechnung zu tragen, müssen die Schaltverluste möglichst vermieden werden.

Lösungsansätze sind der Einsatz von Siliziumkarbid-Halbleitern, von Entlastungsnetzwerken oder von Pseudo-Resonanzwandlern. Als vielversprechendste Konzepte wurden die Entlastungsnetzwerke nach dem ARCP-, SAZZ- und ZCT-QZVT-Konzept und ein Pseudo-Resonanzkonverter, betrieben mit einer neuartigen CF-ZVS-M Ansteuerstrategie, identifiziert. Alternativ kann trotz der höheren Kosten von Siliziumkarbid-Bauelementen im Vergleich zu Silizium-IGBTs oder -MOSFETs gleicher Stromtragfähigkeit durch den Einsatz von SiC-Leistungshalbleitern ein positiver Effekt erzielt werden, da das bessere Schaltverhalten der SiC-Schalter ein hartes Schalten erlaubt, wodurch die Mehrkosten, die durch eine andernfalls nötige Schaltentlastung entstehen würden, kompensiert werden könnten.

Wegen des guten Kompromisses zwischen Komplexität des Leistungsteils, der Eignung für geringe Verluste und der geringeren Halbleiterkosten im Vergleich zu Siliziumkarbid-Lösungen wird das weich schaltende CF-ZVS-M-Konzept favorisiert und im Folgenden detaillierter betrachtet. Die Frage nach der effizientesten oder kompaktesten Realisierung kann allerdings erst mit geeigneten Modellen beantwortet werden, die Verluste und Volumina der einzelnen Komponenten in Beziehung setzen.

3

CF-ZVS-M-Konverter

3.1 Modulationsverfahren

Wie im Kapitel 2 dargestellt, stellen Pseudo-Resonanzwandler ein vielversprechendes Konzept dar, um die Schaltverluste eines Gleichspannungswandlers, die besonders durch das Abkommutieren von Dioden mit hoher Rückwärtserholladung entstehen zu vermeiden, indem ein entlastetes Schalten erlaubt wird. Hervorzuheben ist, dass bei Pseudo-Resonanzwandlern hierzu nicht zwingend eine Modifikation der Schaltung, d.h. ein Hinzufügen von Resonanzbauelementen oder Entlastungsnetzwerken, nötig ist, sondern ein Nullspannungsschalten (ZVS) allein durch eine geeignete Dimensionierung der Spule L und Ausnutzung der parasitären Ausgangskapazitäten der Schalter in Verbindung mit einem entsprechenden Steuerverfahren erreicht werden kann.

In diesem Fall wird die ZVS-Bedingung beim Einschalten eines der Schalter dadurch geschaffen, dass beim Ausschalten des gegenüberliegenden Schalters der Halbbrücke ein genügend hoher Strom in der Induktivität L geführt wird, durch den eine Umladung der parasitären Ausgangskapazitäten der Schalter erfolgen kann. Nach Abschluss dieses Umladevorgangs beginnt die inverse Diode des einzuschaltenden Schalters zu leiten, womit der Schalter unter geringen Verlusten geschlossen werden kann. Der Spulenstrom wird dabei durch geeignete Ansteuerung der Schalter während der Schaltperiode T_p derart geführt, dass ZVS-Bedingungen geschaffen werden, aber auch die gewünschte Energieübertragung an die Last erfolgt. Ein neuartiges Ansteuerungsverfahren dieser Art ist das CF-ZVS-M-Verfahren, das bei überlappendem Ein- und Ausgangsspannungsbereich und vollem Lastbereich anwendbar ist.

3.1.1 Funktionsprinzip

Der für das CF-ZVS-M-Ansteuerungsverfahren typische Zeitverlauf des Spulenstroms $i_L(t)$, der für kleiner werdende Spannungsdifferenz $U_1 - U_2$ einen zunehmend trapezförmigeren Verlauf annimmt, ist in **Abb. 3.1** für den Hochsetz- und für den Tiefsetzbetrieb jeweils zusammen mit der Ansteuersequenz der Schalter und den Spannungen $u_{S2}(t)$, $u_{S4}(t)$ an den beiden Halbbrücken des Wandlers dargestellt.

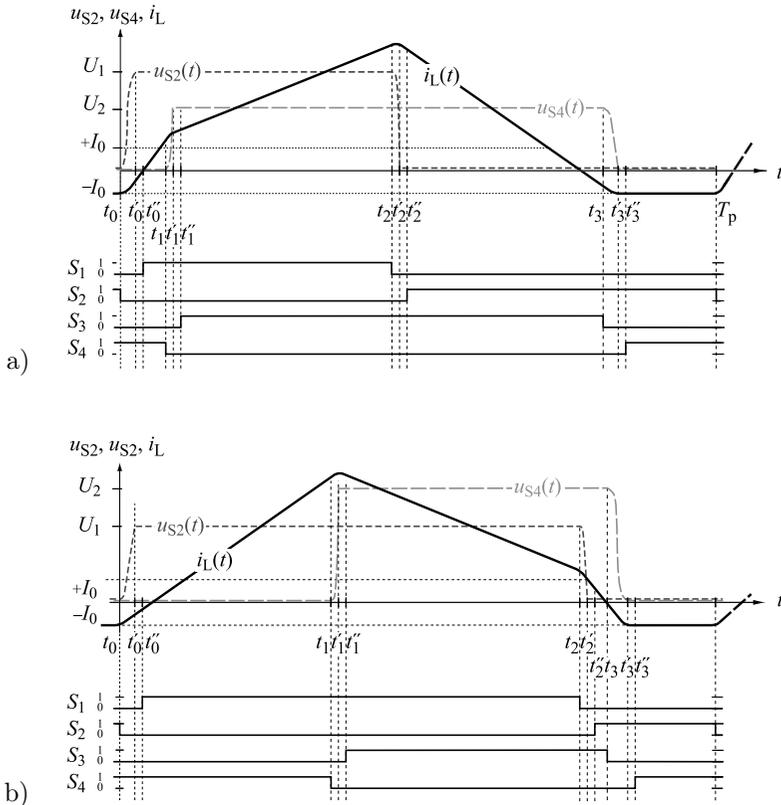


Abb. 3.1: Zeitverlauf der Spannungen $u_{S2}(t)$ und $u_{S4}(t)$ an den Schaltern S_2 und S_4 und des Stroms $i_L(t)$ durch die Spule L beim Einsatz des CF-ZVS-M Ansteuerverfahrens im Tiefsetzbetrieb (a) und im Hochsetzbetrieb (b).

⊗ *Ausgangssituation*, $t < t_0$: Vor Beginn der Schaltperiode bei $t = t'_0$ sind die Schalter S_2 und S_4 eingeschaltet, die Spannung an L beträgt 0V und der Spulenstrom $i_L(t)$ wird zunächst als negativ angenommen und vom Schalter S_2 geführt. (vgl. **Abb. 3.2 f**).

⊗ *Zeitintervall* $t_0 \leq t < t'_0$: Zu Beginn des Zeitintervalls wird der Schalter S_2 geöffnet. Wenn das Abschalten ausreichend schnell vollzogen werden kann, entstehen nur geringe Verluste, da die Spannungsänderung über dem Schalter durch dessen parasitäre Ausgangskapazität $C_{\text{oss}2}$ begrenzt wird. Der Spulenstrom kann ab diesem Zeitpunkt nicht mehr über den Schalter fließen und beginnt dessen parasitäre Ausgangskapazität zu laden und die des Schalters S_1 zu entladen (vgl. **Abb. 3.2 a**). Der Startwert des Spulenstroms $i_L(t_0) = -I_0$ muss ausreichend groß sein, damit bei t'_0 das Umladen der Ausgangskapazitäten abgeschlossen ist.

⊗ *Zeitintervall* $t'_0 \leq t < t_1$: Bei t'_0 ist $C_{\text{oss}2}$ auf die Eingangsspannung U_1 geladen und $C_{\text{oss}1}$ vollständig entladen. Ein Überspringen der Spannung u_{S2} wird durch die inverse Diode des Schalters S_1 verhindert, die bei t'_1 zu leiten beginnt. Die Spannung an L beträgt $u_L = U_1$ und i_L stieg bis zum Ende des Zeitintervalls linear an. Zum Zeitpunkt t''_0 vor Nulldurchgang des Spulenstroms kann der Schalter S_1 wegen der leitenden inversen Diode verlustarm unter Nullspannung eingeschaltet werden den Spulenstrom von der inversen Diode übernehmen (Synchrongleichrichtung). Nach Stromnulldurchgang sperrt die inverse Diode des Schalters S_1 und i_L wird allein vom MOSFET-Kanal geführt (vgl. **Abb. 3.2 b**). Mit diesem Vorgang sind keine Rückwärtserholverluste der Diode verbunden.

⊗ *Zeitintervall* $t_1 \leq t < t'_1$: Bei t_1 wird der Schalter S_4 wegen der entladenen Ausgangskapazität $C_{\text{oss}4}$ mit nur geringen Verlusten geöffnet. Daraufhin findet wegen des positiven Stroms i_L eine Umladung der parasitären Ausgangskapazitäten $C_{\text{oss}3}$ und $C_{\text{oss}4}$ statt, die zum Zeitpunkt t'_1 abgeschlossen ist. Vor allem im Tiefsetzbetrieb, bei dem prinzipbedingt $i_L(t_1) < i_L(t_2)$ gilt, muss wiederum ein ausreichend großer Spulenstrom $i_L(t_1)$ vorliegen, damit ein vollständiges Umschwingen der Spannungen an den Ausgangskapazitäten gewährleistet ist.

⊗ *Zeitintervall* $t'_1 \leq t < t_2$: Zum Zeitpunkt t'_1 ist die Ausgangskapazität des Schalters S_3 entladen, die inverse Diode des Schalters beginnt zu leiten und der Schalter S_3 kann im Anschluss bei $t = t'_1$ unter Nullspannung eingeschaltet werden. Ab t'_1 beträgt die Spannung an der Spule $u_L = U_1 - U_2$; es stellt sich der Strompfad gemäß **Abb. 3.2 c**

ein und der Spulenstrom steigt bis zum Ende des Intervalls je nach Betrag der Spannungen entweder an ($U_1 > U_2$, Tiefsetzbetrieb) oder fällt ($U_2 > U_1$, Hochsetzbetrieb).

⊗*Zeitintervall* $t_2 \leq t < t'_2$: Bei t_2 wird der Schalter S_1 geöffnet, wodurch wiederum ein resonantes Umschwingen der Spannungen an den parasitären Ausgangskapazitäten der lieferseitigen Halbbrücke eingeleitet wird. Im Hochsetzbetrieb mit $i_L(t_2) < i_L(t_1)$ ist das Einhalten des Mindeststroms $i_L(t_2)$ wichtig, damit der Umschwingvorgang vollständig abgeschlossen werden kann.

⊗*Zeitintervall* $t'_2 \leq t < t_3$: Nach Abschluss der Schwingung wird der Strom in L gegen die Spannung $u_L = -U_2$ linear abgebaut (vgl. auch Strompfad nach **Abb. 3.2 d**) und der Schalter S_2 kann wegen der leitenden inversen Diode bei $t = t'_2$ unter Nullspannung geschlossen werden.

⊗*Zeitintervall* $t_3 \leq t < t'_3$: Bei $t = t_3$ wird der Schalter S_3 geöffnet und der Spulenstrom i_L erzwingt ein resonantes Umschwingen der Spannungen über den Ausgangskondensatoren der Schalter S_3 und S_4 gemäß **Abb. 3.2 e**), nach dessen Ende sich bei t'_3 der negative Strom $-I_0$ in der Spule einstellt. Dem Schaltzeitpunkt t_3 wird daher eine spezielle Bedeutung zuteil, weil durch dessen Wahl der Startwert des Spulenstroms in der folgenden Schaltperiode eingestellt werden muss. Wie in Abschnitt 3.3 gezeigt wird, ist die optimale Wahl von t_3 abhängig von den Spannungen U_1 und U_2 und kann auf einen Wert geregelt werden mit dem bei t'_0 gerade noch ein Nullspannungsschalten erreicht wird und minimale Leitverluste aufgrund des während $t'_3 < t < T_p$ im Wandler geführten Kreisstroms entstehen.

⊗*Zeitintervall* $t'_3 \leq t < T_p$: Ab t'_3 weist die Spannung an L den Wert $u_L = 0V$ auf und der Strom in L zirkuliert, wie in **Abb. 3.2 f**) dargestellt, bis zum Ende der Schaltperiode als konstanter Kreisstrom¹ über die Schalter S_2 und S_4 . Dadurch wird der Betrieb des Wandlers bei konstanter Schaltfrequenz ermöglicht und gleichzeitig ein im Vergleich zum SCM-Betrieb geringer Spulenstromeffektivwert beibehalten. Analog zu den vorangegangenen Resonanzvorgängen erfolgt das Einschalten des Schalters S_4 bei $t = t'_3$ wegen der leitenden inversen Diode unter Nullspannung.

¹Diese Annahme ist gültig unter Vernachlässigung der Leitverluste im Widerstand R_L der Spule und in den Leitwiderständen $R_{DS(on)}$ der Schalter und behält annähernd Gültigkeit sofern die Zeitkonstante $L/(R_L + R_{DS(on),2} + R_{DS(on),4})$ ausreichend groß ist gegenüber der Schaltperiode T_p .

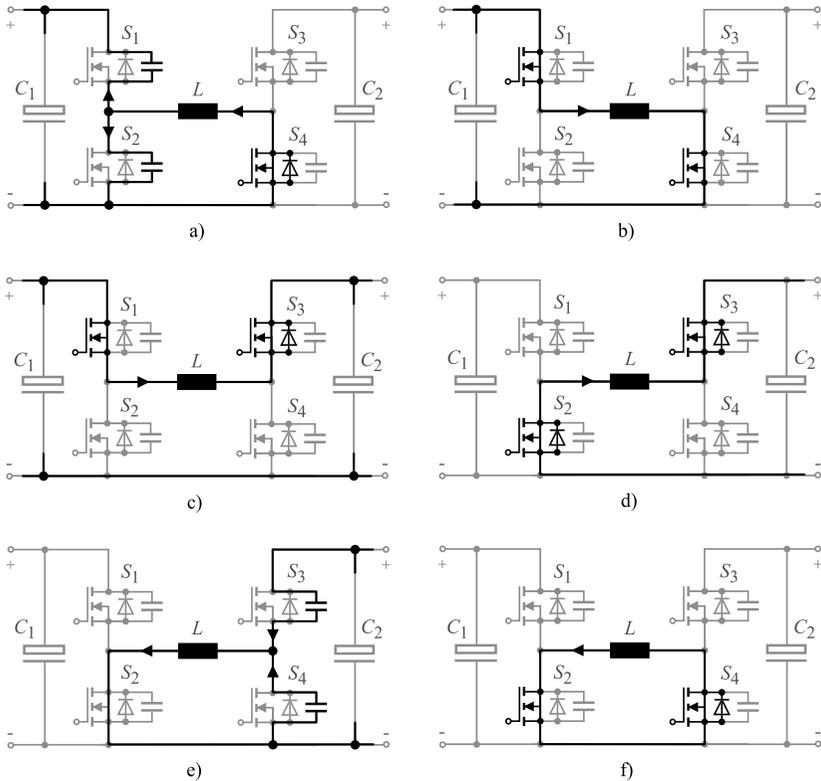


Abb. 3.2: Weg des Spulenstroms i_L während der Zeitintervalle $t'_0 < t < t_1$ (**b**), $t'_1 < t < t_2$ (**c**), $t'_2 < t < t_3$ (**d**) und während der Umschwingvorgänge in den Zeitintervallen $t_0 < t < t'_0$ (**a**) und $t_3 < t < t'_3$ (**e**). In **b**) und **d**) ist zur Vereinfachung lediglich die Vorzugsstromrichtung dargestellt, obwohl der Spulenstrom in diesen Intervallen auch negative Werte annimmt.

Energiebilanz der Resonanzschwingung

Aus dem Funktionsprinzip wird ersichtlich, dass mit dem CF-ZVS-M-Verfahren sowohl ein entlastetes Einschalten (ZVS und ZCS) als auch ein entlastetes Ausschalten (ZVS mittels Entlastung durch die parasitäre Ausgangskapazität) der Schalter erfolgt. Weiterhin kann abgeleitet werden, dass im Gegensatz zum hart geschalteten Betrieb die in den

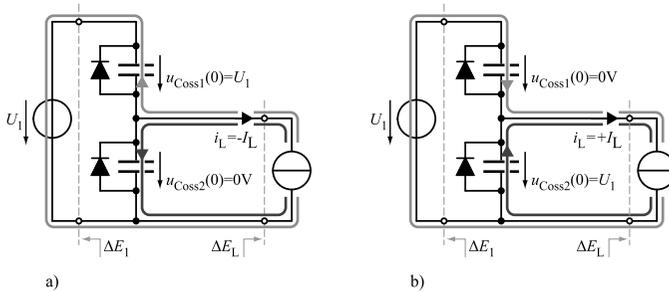


Abb. 3.3: Ersatzschaltbilder des CF-ZVS-M-Konverters während der für die lieferseitige Halbbrücke relevanten Umschwingvorgänge bei $t_0 < t < t'_0$ **(a)** und bei $t_2 < t < t'_2$ **(b)**, vereinfacht unter Annahme eines konstanten Spulenstroms, konstanter Spannung U_1 und Vernachlässigung der Leitverluste.

Ausgangskapazitäten der Schalter gespeicherte Energie nicht verloren geht, sondern zwischen der Spule L und den parasitären Ausgangskondensatoren der Schalter und den Kondensatoren C_1 und C_2 pendelt. Dieser Sachverhalt kann einfach nachgewiesen werden, wenn zur Vereinfachung der Strom $i_L(t)$ während des Umschwingvorgangs als konstant angenommen wird und die Leitverluste vernachlässigt werden².

In diesem Fall teilt sich der Strom $i_L(t) = -I_L$ während des Umschwingvorgangs bei $t_0 < t < t'_0$ auf die beiden parasitären Ausgangskapazitäten C_{oss1} und C_{oss2} der Schalter S_1 und S_2 auf (vgl. Ersatzschaltbild nach **Abb. 3.3 a**) und die Kondensatorströme lassen sich mit der Stromteilerregel berechnen

$$\begin{aligned}
 i_{C_{oss1}}(t) &= -\frac{C_{oss1}}{C_{oss1} + C_{oss2}} I_L \\
 i_{C_{oss2}}(t) &= +\frac{C_{oss2}}{C_{oss1} + C_{oss2}} I_L .
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Für die Spannungen an den Ausgangskapazitäten folgt für $t_0 = 0$ und

²Anhand der Energieerhaltung kann für den verlustlosen Fall darüber hinaus ebenfalls gezeigt werden, dass die vorliegenden Energiedifferenzen unabhängig vom Zeitverlauf des Spulenstroms sind und die Annahme eines konstanten Spulenstroms lediglich einen Sonderfall darstellt.

unter Berücksichtigung der Startwerte $u_{C_{\text{oss}1}}(t_0) = U_1$, $u_{C_{\text{oss}2}}(t_0) = 0$

$$\begin{aligned} u_{C_{\text{oss}1}}(t) &= \frac{1}{C_{\text{oss}1}} \int i_{C_{\text{oss}1}}(t) dt = U_1 - \frac{I_L}{C_{\text{oss}1} + C_{\text{oss}2}} \cdot t \\ u_{C_{\text{oss}2}}(t) &= \frac{1}{C_{\text{oss}2}} \int i_{C_{\text{oss}2}}(t) dt = 0V + \frac{I_L}{C_{\text{oss}1} + C_{\text{oss}2}} \cdot t. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Mit der Dauer $t'_0 - t_0 = (C_{\text{oss}1} + C_{\text{oss}2})U_1/I_L$ des Umschwingvorgangs lassen sich die Energiedifferenzen an den Ausgangskapazitäten

$$\begin{aligned} \Delta E_{C_{\text{oss}1}} &= \int_{t=0}^{t'_0} u_{C_{\text{oss}1}}(t) i_{C_{\text{oss}1}}(t) dt = -\frac{1}{2} C_{\text{oss}1} U_1^2 \\ \Delta E_{C_{\text{oss}2}} &= \int_{t=0}^{t'_0} u_{C_{\text{oss}2}}(t) i_{C_{\text{oss}2}}(t) dt = \frac{1}{2} C_{\text{oss}2} U_1^2, \end{aligned} \quad (3.3)$$

der Quelle U_1

$$\Delta E_1 = \int_{t=0}^{t'_0} U_1 (-i_{C_{\text{oss}1}}(t)) dt = C_{\text{oss}1} U_1^2, \quad (3.4)$$

und der Spule L

$$\Delta E_{L \leftrightarrow 1} = \int_{t=0}^{t'_0} u_{C_{\text{oss}1}}(t) (-I_L) dt = -\frac{1}{2} (C_{\text{oss}1} + C_{\text{oss}2}) U_1^2 \quad (3.5)$$

bestimmen, wobei aus Gründen der Energieerhaltung

$$\Delta E_{C_{\text{oss}1}} + \Delta E_{C_{\text{oss}2}} + \Delta E_{L \leftrightarrow 1} + \Delta E_1 = 0. \quad (3.6)$$

Folglich wird während des resonanten Umschwingens ab t_0 magnetische Energie von L an $C_{\text{oss}2}$ und die Quelle U_1 (bzw. den Kondensator C_1) geliefert. Die Schalter S_1 und S_2 werden erneut bei t_2 bzw. t'_2 geschaltet. Während des Umladevorgangs bei $t_2 < t < t'_2$ ist der Spulenstrom positiv und mit Hilfe von **Abb. 3.3 b**) lässt sich analog zu $t_0 < t < t'_0$ herleiten, dass die der Spule zuvor entnommene Energie $|\Delta E_{L \leftrightarrow 1}|$ nun wieder zugeführt wird.

An der lastseitigen Halbbrücke wird während $t_1 < t < t'_1$ magnetische Energie aus der Spule L entnommen, die während $t_3 < t < t'_3$ wieder zugeführt wird und deren Betrag

$$|\Delta E_{L \leftrightarrow 2}| = \frac{1}{2} (C_{\text{oss}3} + C_{\text{oss}4}) U_2^2 \quad (3.7)$$

eine Funktion der Spannung U_2 und der Ausgangskapazitäten der Schalter S_3 und S_4 ist.

Minimaler des Spulenstrom für ZVS

Mit dem CF-ZVS-M-Verfahren wird nur dann ein Nullspannungsschalten erreicht, wenn zum Start der Umschwingvorgänge, bei denen der Spule L Energie entnommen wird, also zu den Zeitpunkten t_0 und t_1 , ein genügend großer Strom i_L vorliegt. Mit (3.5) lässt sich dieser Minimalwert für $t = t_0$ berechnen zu

$$\begin{aligned} E_L(t_0) &> E_{L \leftrightarrow 1} \\ \frac{1}{2}L (i_L(t_0))^2 &> \frac{1}{2}(C_{\text{oss1}} + C_{\text{oss2}})U_1^2 \\ \Rightarrow i_L(t_0) &< -U_1 \cdot \sqrt{\frac{C_{\text{oss1}} + C_{\text{oss2}}}{L}} = -I_0. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Während $t_1' < t < t_2$ sind beide Highside-Schalter S_1 und S_3 geschlossen und die Spannung an L beträgt $U_1 - U_2$. Die Umschwingvorgänge, die an den Grenzen dieses Zeitintervalls stattfinden, sind daher sowohl von der Spannung U_1 als auch von der Spannung U_2 abhängig. Aus den Lösungen der Differentialgleichungssysteme gemäß dem Ersatzschaltbild **Abb. 3.4** folgen die Minimalwerte des Spulenstroms bei t_1

$$i_L(t_1) > \begin{cases} \sqrt{U_2(U_2 - 2U_1)} \cdot \sqrt{\frac{C_{\text{oss3}} + C_{\text{oss4}}}{L}} & \text{für } U_2 > 2U_1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.9)$$

und bei t_2

$$i_L(t_2) > \begin{cases} \sqrt{U_1(2U_2 - U_1)} \cdot \sqrt{\frac{C_{\text{oss1}} + C_{\text{oss2}}}{L}} & \text{für } U_2 < \frac{1}{2}U_1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.10)$$

Wie aus (3.8) und (3.9) bzw. (3.10) ersichtlich ist, übersteigt der Mindeststrom $i_L(t_1)$ bei einem Spannungsübersetzungsverhältnis $v > 1 + \sqrt{2}$ bzw. der Mindeststrom $i_L(t_2)$ für $v < \frac{1}{2}$ den erforderlichen Minimalwert $|i_L(t_0)|$. Es ist anzumerken, dass eine hohe Ausgangsleistung dabei diese Anforderung entschärft, da für $P > 0$ der Hochsetzbetrieb Werte von $i_L(t_1)$ und der Tiefsetzbetrieb Werte von $i_L(t_2)$ erfordert, die über den Minimalwerten liegen, damit ein Energietransfer an den Ausgang erfolgt (vgl. **Abb. 3.1**).

Über die Wahl des Schaltzeitpunkts t_3 kann der Wert des Spulenstroms $i_L(t_0)$ zu Beginn der Schaltperiode beeinflusst werden. Wenn

nach Stromnulldurchgang geschaltet wird, stellt sich für größere Werte von t_3 ebenfalls ein betragsmäßig größerer Wert $i_L(t_0)$ ein. Vorzugsweise wird t_3 relativ zum gemessenen Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs eingestellt oder durch einen Regler eingeregelt (vgl. Abschnitt 3.3). Da während des Umschwingvorgangs ab t_3 Energie von den parasitären Ausgangskapazitäten an die Spule L geliefert wird und keine Gegenspannung vorliegt ($u_{C_{oss2}} = 0$), muss zu diesem Zeitpunkt kein Minimalstrom eingehalten werden; vielmehr stellt sich ein von der Spannung U_2 und vom Wert $i_L(t_3)$ des Spulenstroms beim Abschalten des Schalters S_3 abhängiger Strom

$$i_L(t'_3) = -\sqrt{\left(i_L(t_3)\right)^2 + \frac{C_{oss3} + C_{oss4}}{L} \cdot U_2^2} \quad (3.11)$$

ein.

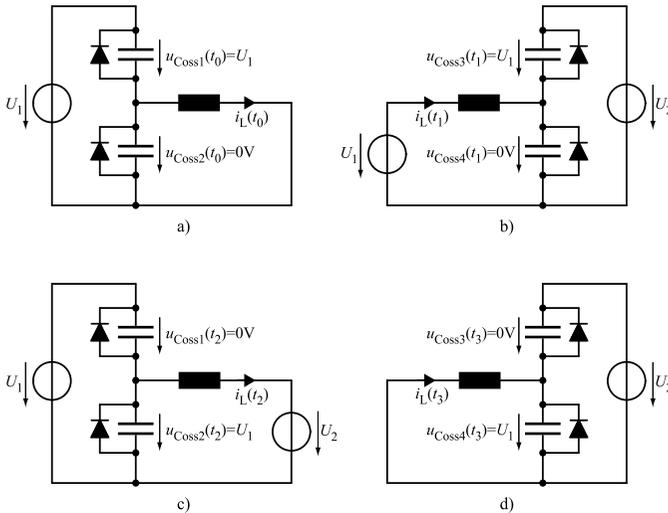


Abb. 3.4: Ersatzschaltbilder des Wandlers während der Umschwingvorgänge bei $t_0 < t < t'_0$ (a)), $t_1 < t < t'_1$ (b)), $t_2 < t < t'_2$ (c)) und $t_3 < t < t'_3$ (d)) unter Vernachlässigung parasitärer Effekte, mit den Werten der Spannungen an den parasitären Ausgangskapazitäten zu Beginn der Zeitintervalle.

3.1.2 Umkehr der Energieflussrichtung

Zur Umkehr der Energieflussrichtung muss, wie in **Abb. 3.5** dargestellt, eine gesonderte Ansteuersequenz der Schalter S_i durchlaufen werden. Es soll angenommen werden, dass die zu übertragene Leistung P als Stellgröße eines Reglers vorgegeben wird.

Während des Zeitintervalls $0 < t < 3T_p$ wird Energie von Seite 1 des Wandlers an Seite 2 geliefert ($P > 0$), wobei die Leistung allmählich reduziert wird. Während des Zeitintervalls $3T_p < t < 4T_p$ wird keine Leistung übertragen und für $t > 4T_p$ wird Leistung von Seite 2 des Wandlers an Seite 1 geliefert ($P < 0$), wobei die Leistung bis $t = 7T_p$ allmählich gesteigert wird. Dabei wechselt ab $t = 4T_p$ der Betriebsmodus von einem Tiefsetzbetrieb aus Sicht der Seite 1 zu einem Hochsetzbetrieb aus Sicht der Seite 2. Die Wahl der Schaltzeitpunkte t_i erfolgt in gleicher Weise wie für $P > 0$, jedoch mit vertauschten Ansteuersignalen der beiden Halbbrücken.

Während $3T_p < t < 4T_p$ wird von der regulären Modulation abgewichen, so dass zum Ende dieser Schaltperiode ein positiver Strom I_0 erreicht wird, welcher zu Beginn der folgenden Schaltperiode als Mindeststrom nötig ist um ein Nullspannungsschalten zu ermöglichen. Hierzu wird ab $t = 3T_p$ zunächst die Spannung U_1 an die Spule L angelegt indem der Schalter S_2 ausgeschaltet und der Schalter S_1 eingeschaltet wird. Bei $t = 3T_p + 2I_0 \cdot L/U_1$ erreicht $i_L(t)$ den Wert I_0 und S_1 wird geöffnet. Nach Ende des Umschwingvorgangs wird S_2 geschlossen und der Spulenstrom $i_L(t) = I_0$ wird bis zum Ende der Schaltperiode bei $t = 4T_p$ als Kreisstrom im Wandler geführt.

In **Abb. 3.5** ist beispielhaft der Wechsel von einer übertragenen Leistung in der Nähe der maximal übertragbaren Leistung P_{\max} (vgl. Abschnitt 3.1.4) hin zu $P \approx -P_{\max}$ dargestellt, wobei die Leistungsumkehr innerhalb von sieben Schaltperioden stattfindet. Grundsätzlich könnte eine vollständige Leistungsumkehr durch Auslassen der Zwischenintervalle $T_p < t < 3T_p$ und $4T_p < t < 6T_p$ auch innerhalb von zwei Schaltperioden abgeschlossen werden. In der Praxis wird dies durch eine geringere Dynamik des Reglers verhindert und/oder muss vermieden werden, damit keine Schwingungen in den eingangs- und lastseitigen Filtern und in den Zuleitungen angeregt werden. Allerdings bietet die mit dem CF-ZVS-M-Verfahren erzielbare hohe Dynamik Vorteile bei einer lastabhängigen Umverteilung der Gesamtleistung eines mehrphasigen Wandlers zwischen den einzelnen Phasen, wie sie z.B. beim *Phase-Shedding* eingesetzt wird (vgl. Abschnitt 5.5).

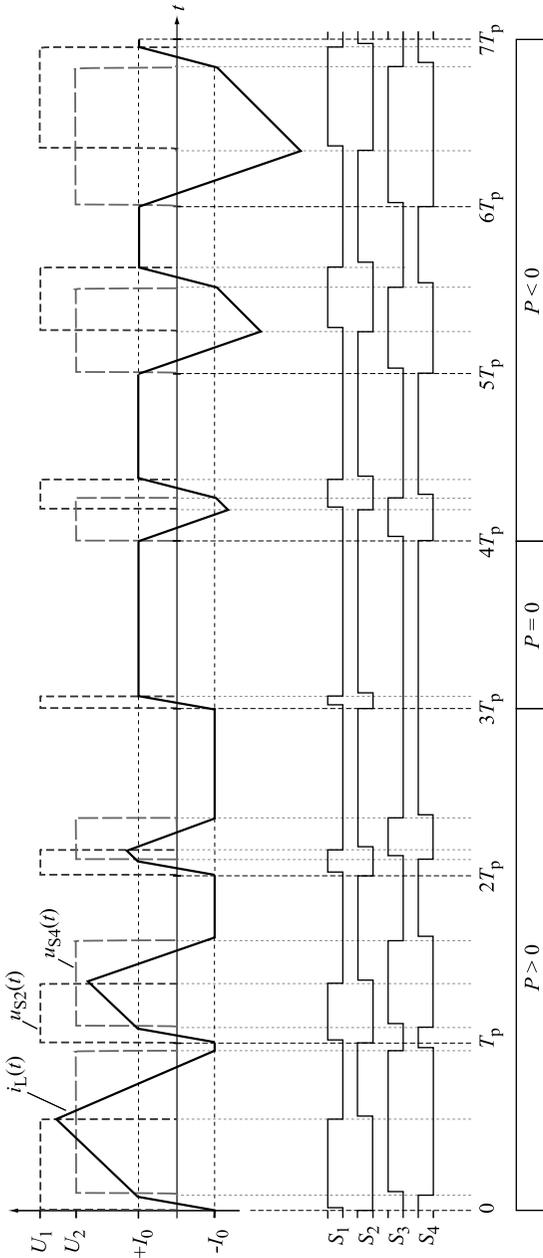


Abb. 3.5: Zeitverlauf des Spulenstroms mit spezieller Ansteuersequenz bei $3T_p < t < 4T_p$ zur Umkehr der Energieflussrichtung.

3.1.3 Berechnung der Schaltzeitpunkte

Für gegebene Betriebsspannungen U_1 und U_2 müssen die Zeitpunkte t_1 bis t_3 (Öffnen der Schalter S_4, S_1, S_3) und die Zeitpunkte t_0'' bis t_3'' (Schließen der Schalter S_1, S_3, S_2, S_4) derart berechnet werden, dass die gewünschte Leistung P übertragen wird und dass als Nebenbedingung die im vorherigen Abschnitt geforderten Randbedingungen für Nullspannungsschalten, d.h. Minimalwerte des Spulenstroms zu den Zeitpunkten t_i , eingehalten werden.

Im Folgenden wird zunächst ein vereinfachtes Modell vorgestellt, bevor in Abschnitt 3.2 auf die Optimierung des Modulationsverfahrens und weitere Details eingegangen wird. Die dabei getroffenen Annahmen zur Vereinfachung der Rechnung sind

- ▶ Konstante Spannungen U_1 und U_2
- ▶ Vernachlässigung der Verluste
- ▶ Vernachlässigung der Dauer der Resonanzvorgänge ($t_i' = t_i'' = t_i$)
- ▶ Minimalwerte $i_L(t_2) \geq |i_L(t_0)|, i_L(t_1) \geq |i_L(t_0)|$.

Unter diesen Annahmen lässt sich zunächst für $t_0 = 0$ die durch die Schalterstellung während der vier Zeitabschnitte an die Spule L angelegte Spannung

$$u_L(t) = \begin{cases} U_1 & 0 \leq t < t_1 \\ U_1 - U_2 & t_1 \leq t < t_2 \\ -U_2 & t_2 \leq t < t_3 \\ 0V & t_3 \leq t < T_p \end{cases} \quad \text{für} \quad (3.12)$$

angeben. Mit Hilfe von (3.12) kann unmittelbar die an der Spule L vorliegende Spannung $u_L(t)$ bestimmt und die den Strom $i_L(t)$ beschreibende Differentialgleichung

$$u_L(t) = u_{S_2}(t) - u_{S_4}(t) = L \cdot \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (3.13)$$

gelöst werden. Unter Annahme des Startwerts $i_L(t_0) = -I_0$ zu Beginn der Schaltperiode lässt sich die Zeitfunktion $i_L(t)$ des Spulenstroms an-

geben mit

$$i_L(t) = \begin{cases} -I_0 + \frac{U_1}{L}t & 0 \leq t < t_1 \\ -I_0 + \frac{U_2}{L}t_1 + \frac{U_1 - U_2}{L}t & \text{für } t_1 \leq t < t_2 \\ -I_0 + \frac{U_2}{L}t_1 + \frac{U_1}{L}t_2 - \frac{U_2}{L}t & t_2 \leq t < t_3 \\ -I_0 & t_3 \leq t < T_p . \end{cases} \quad (3.14)$$

Die einzuhaltenden Randbedingungen, nämlich dass der Spulenstrom $i_L(t)$ zu einem Zeitpunkt $t_3 < T_p$ wieder den Wert $-I_0$ erreicht haben muss, dass bei t_0 bis t_3 Minimalwerte des Spulenstroms vorliegen müssen und die Stromänderungsgeschwindigkeit, die sich aus dem Wert L und den Spannungen U_1, U_2 ergibt, schränken die möglichen Lösungen des Zeitverlaufs von $i_L(t)$ wie in **Abb. 3.6** dargestellt ein. Eine weitere Anforderung an die Schaltzeitpunkte ist, dass im Betrieb eine gewisse Leistung P vom Eingang des Wandlers an den Ausgang geliefert werden soll.

Zur Berechnung von P müssen die Ströme durch die Schalter S_1 bzw. S_3 bekannt sein. Für $0 \leq t < t_2$ wird der Spulenstrom über den Schalter S_1 geführt und der Schalterstrom beträgt

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} i_L(t) & \text{für } 0 \leq t < t_2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.15)$$

und für $t_1 \leq t < t_3$ fließt der Strom über den Schalter S_3 und der Schalterstrom beträgt

$$i_{S3}(t) = \begin{cases} i_L(t) & \text{für } t_1 \leq t < t_3 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (3.16)$$

Für die weiteren Berechnungen bietet es sich an, anstelle der Schaltzeitpunkte t_i vier Tastgrade $D_i = (t_i - t_{i-1})/T_p$ mit $i \in [1..4]$ entsprechend der relativen Dauer der vier Zeitabschnitte der Schaltperiode einzuführen. In diesem Fall lassen sich die Zeitpunkte t_i gemäß

$$\begin{aligned} t_0 &= 0 \\ t_1 &= D_1 T_p \\ t_2 &= (D_1 + D_2) T_p \\ t_3 &= (D_1 + D_2 + D_3) T_p \end{aligned} \quad (3.17)$$

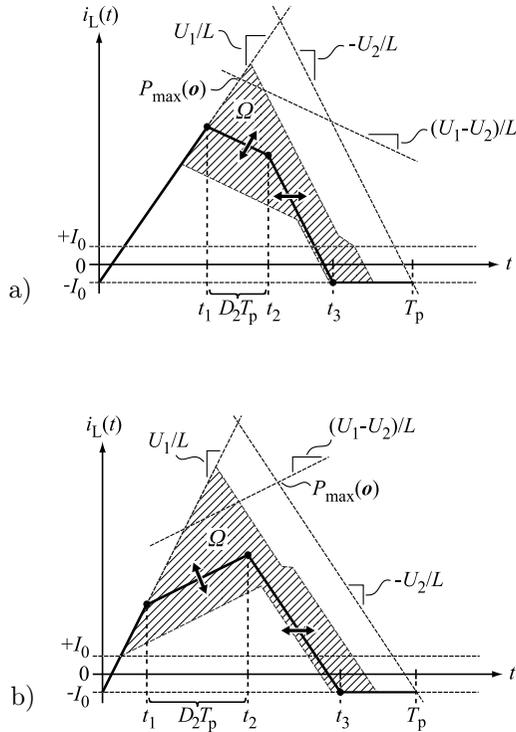


Abb. 3.6: Freiheitsgrade bei der Wahl der Schaltzeitpunkte t_i im Hochsetzbetrieb **a)** und im Tiefsetzbetrieb **b)**. Die schraffierte Fläche kennzeichnet den Bereich des möglichen Spulenstromverlaufs $i_L(t)$ für gleiche übertragene Leistung. Für gegebene Spannungen U_1, U_2 existiert weiterhin eine obere Grenze der übertragbaren Leistung $P_{\max}(\mathbf{o})$ (vgl. Abschnitt 3.1.4).

aus den D_i berechnen. Aus (3.15) und (3.16) folgt die Leistung

$$\begin{aligned}
 P_1 &= \frac{1}{T_p} \cdot \int_{t_0=0}^{T_p} u_1(t) i_{S1}(t) dt = \frac{E_1}{T_p} = \frac{U_1 \cdot Q_1}{T_p} = \\
 &= \frac{U_1^2}{2Z} (D_1 + D_2)^2 - \frac{U_1 U_2}{2Z} (D_2)^2 - U_1 I_0 (D_1 + D_2)
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

am Eingang des Wandlers und

$$\begin{aligned}
 P_2 &= \frac{1}{T_p} \cdot \int_{t_0=0}^{T_p} u_2(t) i_{S3}(t) dt = \frac{E_2}{T_p} = \frac{U_2 \cdot Q_2}{T_p} = \\
 &= \frac{U_1 U_2}{Z} \left((D_1 + \frac{1}{2} D_2 + D_3) D_2 + D_1 D_3 \right) \\
 &\quad - \frac{U_2^2}{2Z} (D_2 + D_3)^2 - U_2 I_0 (D_2 + D_3)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

am Ausgang des Wandlers, wobei $Z = L/T_p$. Bei Vernachlässigung der Verluste gilt $P_1 = P_2 = P$ und von (3.18) kann eine Berechnungsvorschrift für D_1 in Abhängigkeit des Arbeitspunkts $\mathbf{o} = \{U_1, U_2, P\}$ abgeleitet werden.

$$D_1 = \frac{I_0 Z}{U_1} + \frac{1}{U_1} \sqrt{2PZ + I_0^2 Z^2 + U_1 U_2 D_2^2} - D_2 \tag{3.20}$$

Weiterhin soll der Spulenstrom bei $t = t_3$ den erforderlichen Mindestwert $i_L(t_3) = i_L(t_0) = -I_0$ aufweisen. Mit dieser Forderung lässt sich (3.14) nach D_3 auflösen.

$$\begin{aligned}
 D_3 &= \frac{U_1}{U_2} D_1 + \frac{U_1 - U_2}{U_2} D_2 = \\
 &\stackrel{(3.20)}{=} \frac{I_0 Z}{U_2} + \frac{1}{U_2} \sqrt{2PZ + I_0^2 Z^2 + U_1 U_2 D_2^2} - D_2
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Der Tastgrad D_4 ist bestimmt durch die Bedingung $\sum D_i = 1$

$$D_4 = 1 - (D_1 + D_2 + D_3), \tag{3.22}$$

so dass lediglich D_2 als bisher unbestimmte Größe verbleibt. Allerdings existiert keine eindeutige Lösung für D_2 . Vielmehr führt eine Vielzahl von möglichen Zeitverläufen zur gleichen Ausgangsleistung P , während gleichzeitig die Randbedingungen für Nullspannungsschalten eingehalten werden.

Abb. 3.7 veranschaulicht diesen Sachverhalt. Der Spulenstrom $i_L(t)$ im oberen Teilbild weist einen geringeren Spitzenwert auf als der Spulenstrom im unteren Teilbild, obwohl pro Schaltperiode T_p die gleiche Ladung $Q_{2,A} = Q_{2,B}$ an die Seite 2 des Wandlers geliefert wird. Dies wird erreicht, indem der Tastgrad D_2 vergrößert wird. Gemäß (3.20) und (3.21) werden dadurch die Schaltzeitpunkte t_{1A} , t_{2A} und t_{3A} im

Vergleich unteren Teilbild innerhalb der Schaltperiode nach hinten verschoben werden.

Methoden zur Wahl von D_2 werden in Abschnitt 3.2 behandelt. Unter anderem bietet der Freiheitsgrad in der Wahl von D_2 die Möglichkeit der Optimierung des Ansteuerverfahrens, z.B um einen möglichst niedrigen Spulenstromeffektivwert zu erhalten (D_2 wird möglichst groß gewählt) oder um eine bessere Regelbarkeit zu erreichen.

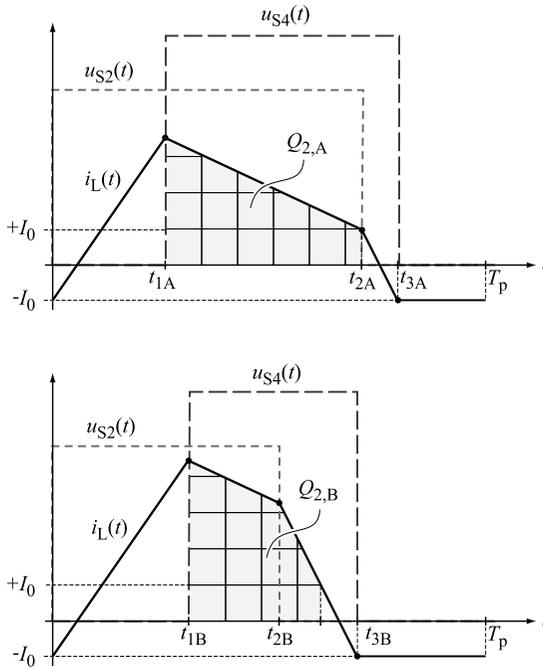


Abb. 3.7: Unterschiedliche Möglichkeiten des Spulenstromverlaufs, bei denen die Randbedingungen für Nullspannungsschalten eingehalten werden und die gleiche Leistung $P = Q_2 U_2 / T_p$ übertragen wird. Der Spulenstrom im oberen Teilbild weist einen geringeren Spitzenwert auf, obwohl pro Schaltperiode T_p die gleiche Ladung $Q_{2,A} = Q_{2,B}$ an die Last geliefert wird.

3.1.4 Maximal übertragbare Leistung

Wie (3.18) oder (3.19) zeigen, ist die übertragene Leistung P abhängig von den Tastgraden D_i . Weiterhin ist offensichtlich, dass P für größere Werte von t_3 ansteigt. Im Grenzfall ist $t_3 = T_p$, d.h. die Summe

$$D_1 + D_2 + D_3 = D_\Sigma \leq 1 \quad (3.23)$$

beträgt gerade $D_\Sigma = 1$. Typischerweise wird D_Σ jedoch zur Erhöhung der Robustheit gegenüber Bauteil- oder Zeit-Toleranzen auf Werte kleiner 1 begrenzt, beispielsweise auf $D_\Sigma < 0.95$.

Die übertragene Leistung kann in Abhängigkeit von D_Σ angegeben werden, indem die nach (3.20) und (3.21) berechenbaren Tastgrade D_1 und D_3 in (3.23) eingesetzt werden. Auflösen der Gleichung liefert

$$P(D_\Sigma) = \frac{-U_1 U_2}{2Z(U_1 + U_2)^2} \left(\begin{array}{l} (U_1^2 + U_2^2)D_\Sigma^2 + \\ + U_1 U_2 (D_\Sigma^2 - 2D_2 D_\Sigma - D_\Sigma^2) + \\ + 2I_0 Z (U_1 + U_2) (D_2 + D_\Sigma) \end{array} \right) \quad (3.24)$$

Gleichung (3.24) ist eine quadratische Funktion in D_2 , so dass mit Hilfe der Ableitung der Tastgrad D_2 bestimmt werden kann, bei dem der Leistungstransfer für gegebene Spannungen U_1, U_2 maximal wird.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dD_2} P(D_\Sigma) &= 0 \\ \Rightarrow D_2|_{P=P_{\max}} &= \frac{U_1 U_2 D_\Sigma - I_0 Z (U_1 + U_2)}{U_1^2 + U_1 U_2 + U_2^2} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Einsetzen von (3.25) in (3.24) liefert

$$P_{\max}(D_\Sigma) = \frac{U_1 U_2 (U_1 U_2 D_\Sigma - 2I_0 Z (U_1 + U_2) D_\Sigma + I_0^2 Z^2)}{2Z(U_1^2 + U_1 U_2 + U_2^2)}. \quad (3.26)$$

Gleichung (3.26) hat zwei entscheidende Konsequenzen, die den CF-ZVS-M-Konverter von anderen bei konstanter Schaltfrequenz betriebenen Wandlern, wie hart geschalteten Wandlern im CCM- oder DCM-Betrieb oder einem Pseudo-Resonanzwandler im SCM-Betrieb, abgrenzen:

- ▶ Die maximale Ausgangsleistung ist abhängig vom Arbeitspunkt (U_1, U_2) , den verwendeten Halbleitern (I_0) und der Wahl von Z , respektive der Induktivität L und der Schaltfrequenz ($Z = L/T_p$).
- ▶ Die Impedanz Z muss derart gewählt werden, dass die spezifizierte Maximalleistung auch im ungünstigsten Arbeitspunkt übertragen werden kann.

3.1.5 Dimensionierung der Spule

Im Allgemeinen führt ein kleinerer Wert Z dazu, dass eine höhere Leistung $P_{\max}(D_\Sigma)$ übertragen werden kann. Dies wird aus der Ableitung

$$\frac{d}{dZ} P_{\max}(D_\Sigma) = \frac{U_1 U_2}{2Z^2(U_1^2 + U_1 U_2 + U_2^2)} \cdot (I_0^2 Z^2 - U_1 U_2 D_\Sigma^2) \quad (3.27)$$

ersichtlich. Im Regelfall gilt $U_1 U_2 D_\Sigma^2 > I_0^2 Z^2$ und damit

$$\frac{d}{dZ} P_{\max}(D_\Sigma) < 0. \quad (3.28)$$

Anschaulich kann dieser Sachverhalt dadurch begründet werden, dass sich bei kleinerer Induktivität $L \sim Z$ die Stromanstiegs­geschwindigkeit im Zeitverlauf des Spulenstroms vergrößert, wodurch pro Schaltperiode eine größere Ladungsmenge Q_2 (welche abhängig ist von der vom Spulenstrom aufgespannten Fläche) an die Last geliefert werden kann.

Es existiert daher ein oberer Grenzwert für Z , der derart gewählt werden muss, dass auch im ungünstigsten Arbeitspunkt gerade noch die spezifizier­te Maximalleistung übertragen werden kann. Es ist offensichtlich, dass insbesondere der Betrieb an den unteren Grenzen des Betriebsspannungsbereichs kritisch ist, wo sich die maximale Ausgangsleistung $P_{\max} = E_{2,\max}/T_p = U_2 Q_{2,\max}/T_p$ deutlich reduziert. Der erforderliche Induktivitätswert $L = Z \cdot T_p$ kann demnach durch Auflösen von (3.26) nach Z und Auswerten bei $U_1 = U_{1,\min}$ und $U_2 = U_{2,\min}$ ermittelt werden,

$$Z = \frac{D_\Sigma}{I_0} (U_{1,\min} + U_{2,\min}) + \frac{1}{U_{1,\min} U_{2,\min} I_0^2} \left(\alpha P_{\max} + \sqrt{(\alpha P_{\max})^2 + 2\alpha\beta P_{\max} + \frac{\alpha\beta^2}{(U_{1,\min} + U_{2,\min})^2}} \right), \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} \text{mit } \alpha &= U_{1,\min}^2 + U_{1,\min} U_{2,\min} + U_{2,\min}^2 \\ \beta &= I_0 D_\Sigma \cdot U_{1,\min} U_{2,\min} (U_{1,\min} + U_{2,\min}). \end{aligned}$$

Eine wichtige Konsequenz von (3.29) ist die Tatsache, dass der vorab beschriebene CF-ZVS-M-Betrieb unterhalb der Grenzen $U_{1,\min}$, $U_{2,\min}$ des Nennbetriebsspannungsbereichs nicht nutzbar ist. Abhilfe schafft ein gesondertes Startup-Modulationsverfahren (vgl. Abschnitt 3.4).

Dimensionierung für maximale Leistung

Abb. 3.8 zeigt exemplarisch die Auswertung von (3.29) bei identischen unteren Grenzen $U_{1,\min} = U_{2,\min} = U_{\min}$ des Nennbetriebsspannungsbereichs und einem typischen Wert von $I_0 = 10\text{A}$ als Funktion der maximalen Ausgangsleistung P_{\max} . Eine weitere Verallgemeinerung für verschiedene untere Betriebsspannungsgrenzen ist **Abb. 3.9** zu entnehmen.

Die Abbildungen offenbaren ein weiteres Problem des CF-ZVS-M-Konverters, das an Bedeutung gewinnt, falls ein weiter Spannungsbereich $U_{\min} \dots U_{\max}$ abgedeckt werden soll. Wird $P_{\max} = \text{const.}$ über den gesamten Spannungsbereich gefordert, nimmt L einen verhältnismäßig geringen Wert an. Während beim Betrieb bei niedrigen Spannungen ein ausgewogenes Verhältnis von Spitzen- und Effektivwert des Spulenstroms zum Ausgangsstrom I_2 eingehalten wird ($D_{\Sigma} \approx 1$), wirkt sich die Dimensionierung von Z nachteilig auf den Betrieb in der Nähe der oberen Betriebsspannungsgrenzen aus. Dort müssen wegen des ungünstigen U/L -Verhältnisses hohe Spitzenströme in kurzer Zeit ($D_{\Sigma} \ll 1$) aufgebracht werden, bei gleichzeitig längerer Dauer $D_4 = 1 - D_{\Sigma}$, wodurch die Effizienz gemindert wird.

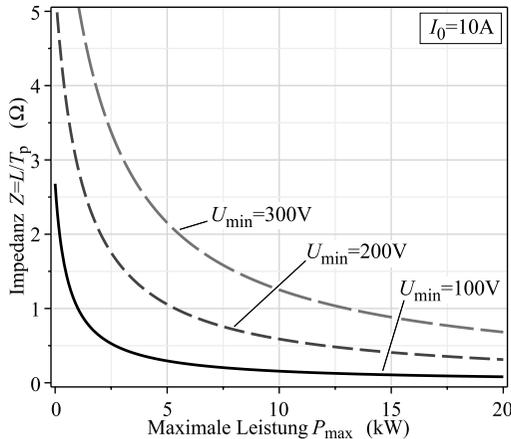


Abb. 3.8: Erforderliche Impedanz $Z = L/T_p$ des CF-ZVS-M-Konverters für identische untere Grenzen U_{\min} des Betriebsspannungsbereichs und der dort spezifizierten Maximalleistung P_{\max} .

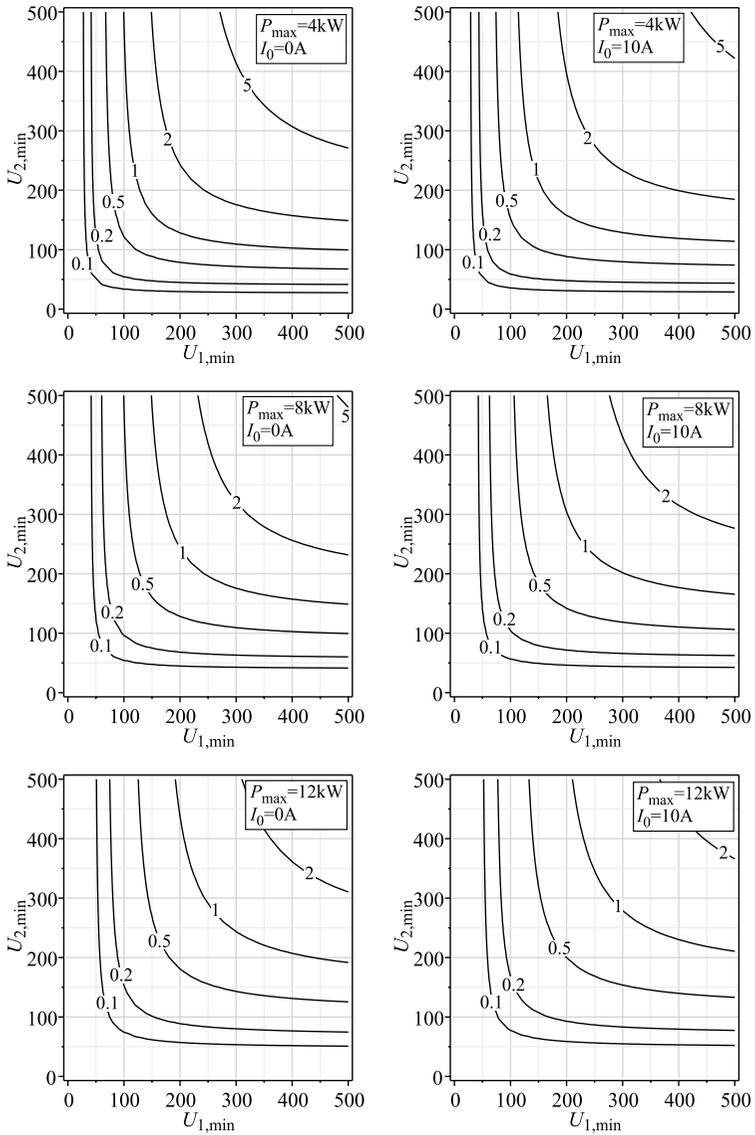


Abb. 3.9: Erforderliche Impedanz Z in Abhängigkeit von den unteren Grenzen $U_{1,min}$, $U_{2,min}$ des Betriebsspannungsbereichs und der dort spezifizierten Maximalleistung P_{max} und des Mindeststroms I_0 .

Dimensionierung für maximalen Strom

In der Praxis wird dieser Nachteil relativiert, weil oft der Ein- bzw. Ausgangsstrom auf einen zulässigen Maximalwert I_{\max} begrenzt werden muss (beispielsweise maximaler Ladestrom einer Batterie) oder kann (beispielsweise aus Gründen einer bekannten Lastcharakteristik), gleichbedeutend mit einer Leistungsverminderung bei niedrigen Spannungen. In diesem Fall kann ein höherer Wert Z gewählt werden, was eine Reduzierung der Leitverluste erlaubt.

Für identische untere Grenzen des Betriebsspannungsbereichs vereinfacht sich (3.29) unter den Nebenbedingungen

$$\begin{aligned} D_{\Sigma} &= 1 \\ U_{1,\min} &= U_{\min} \\ U_{2,\min} &= U_{\min} \\ P_{\max} &= U_{\min} I_{\max} \end{aligned} \quad (3.30)$$

zu

$$Z = \frac{U_{\min}}{I_0^2} \left(2I_0 + 3I_{\max} - \sqrt{3(3I_{\max}^2 + 4I_{\max}I_0 + I_0^2)} \right). \quad (3.31)$$

Im allgemeinen Fall, d.h. bei sich unterscheidenden unteren Grenzen des Betriebsspannungsbereichs, können die Diagramme nach **Abb. 3.10** zur Dimensionierung der Induktivität L genutzt werden, in denen die normierte Impedanz Z' in Abhängigkeit von den gemäß

$$\begin{aligned} D_{\Sigma} &= 1 \\ U_{1,\min} &= U_{\text{ref}} \cdot p_{U1} \\ U_{2,\min} &= U_{\text{ref}} \cdot p_{U2} \\ I_0 &= I_{\max} \cdot p_{I0} \\ P_{\max} &= I_{\max} U_{\text{ref}} \cdot \max(p_{U1}, p_{U2}) \end{aligned} \quad (3.32)$$

normierten unteren Betriebsspannungsgrenzen und des normierten Mindeststroms I_0 dargestellt sind. Als Referenzspannung U_{ref} wird eine der oberen Betriebsspannungsgrenzen gewählt. Der Wert der Induktivität kann mit

$$L = Z' \cdot \frac{T_p U_{\text{ref}}}{I_{\max}} \quad (3.33)$$

ermittelt werden.

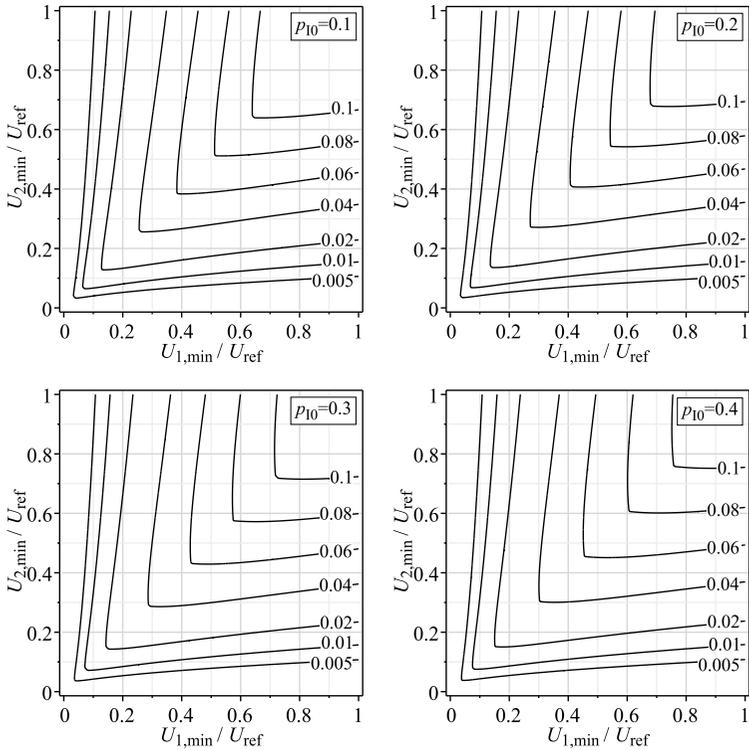


Abb. 3.10: Erforderliche normierte Impedanz Z' des CF-ZVS-M-Konverters in Abhängigkeit der normierten unteren Grenzen des Betriebsspannungsbereichs und des normierten Mindeststroms p_{10} .

3.1.6 Dimensionierung der Kondensatoren

Während der Schalter S_1 geschlossen ist (Zeitintervall $0 < t < t_2$), entspricht der Strom i_{C1} durch den Kondensator C_1 der Differenz zwischen dem Spulenstrom $i_L(t)$ (3.14) und dem Mittelwert I_1 des Eingangsstroms

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} + I_1 - i_L(t) & \text{für } 0 \leq t < t_2 \\ + I_1 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (3.34)$$

Für den Kondensator C_2 erhält man

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} - I_2 + i_L(t) & \text{für } t_1 \leq t < t_3 \\ - I_2 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (3.35)$$

Die den Kondensatoren C_1 bzw. C_2 während der Schaltperiode entnommene Ladung

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C1} &= - \int_0^{T_p} \max(i_{C1}(t), 0) dt , \\ \Delta Q_{C2} &= - \int_0^{T_p} \max(i_{C2}(t), 0) dt , \end{aligned} \quad (3.36)$$

führt zu einem Spannungsrippel $\hat{u}_{C1} = \frac{1}{2} \Delta Q_{C1} / C_1$ bzw. $\hat{u}_{C2} = \frac{1}{2} \Delta Q_{C2} / C_2$ woraus sich Dimensionierungsvorschriften für die beiden Kondensatoren ableiten lassen,

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{\Delta Q_{C1}}{2\hat{u}_{C1}} \\ C_2 &= \frac{\Delta Q_{C2}}{2\hat{u}_{C2}} . \end{aligned} \quad (3.37)$$

Zur Bestimmung der Ladungen $\Delta Q_{C,i}$ muss der Zeitraum bekannt sein in dem $i_{C,i}(t) < 0$ gilt (vgl. (3.36)). $i_{C1}(t)$ weist im Zeitintervall $0 < t < t_1$ bei

$$t_{C1Z} = \frac{L}{U_1} (I_0 + I_1) \quad (3.38)$$

einen Stromnulldurchgang auf und bei $t = t_2$, so dass gilt

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C1} &= - \int_{t_{C1Z}}^{t_2} i_{C1}(t) dt = \\ &= \frac{LP^2}{2U_1^3} + \frac{I_0^2 L}{2U_1} + \frac{PT_p}{U_1} - \frac{(U_1 + U_2) P \sqrt{(2PT_p + I_0^2 L)L}}{U_1^2 \sqrt{U_1^2 + U_1 U_2 + U_2^2}} . \end{aligned} \quad (3.39)$$

In gleicher Weise³ folgt nach Berechnung des Zeitpunkts t_{C2Z} des Stromnulldurchgangs von $i_{C2}(t)$ innerhalb $t_2 < t < t_3$ die Ladung

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C2} &= - \int_{t_1}^{t_{C2Z}} i_{C2}(t) dt = \\ &= \frac{LP^2}{2U_2^3} + \frac{I_0^2 L}{2U_2} + \frac{PT_p}{U_2} - \frac{(U_1 + U_2)P\sqrt{(2PT_p + I_0^2 L)L}}{U_2^2 \sqrt{U_1^2 + U_1 U_2 + U_2^2}}. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Analog zum kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller wird die Ladung ΔQ_C und damit der Spannungsrippel für ein Spannungsübersetzungsverhältnis von $v = \frac{1}{2}$ bzw. $v = 2$ und bei maximalem I_{\max} des Last- bzw. des Eingangsstroms maximal. Deckt der Betriebsspannungsbereich diese Spannungsverhältnisse ab und weist jeweils eine obere Grenze von U_{\max} auf, vereinfachen sich (3.39) und (3.40) unter diesen Randbedingungen zu

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C1} \Big|_{U_1 = \frac{1}{2}U_{\max}, U_2 = U_{\max}, P = \frac{1}{2}U_{\max}I_{\max}} &= \\ \Delta Q_{C2} \Big|_{U_1 = U_{\max}, U_2 = \frac{1}{2}U_{\max}, P = \frac{1}{2}U_{\max}I_{\max}} &= \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\left(I_{\max} + \frac{(I_0^2 + I_{\max}^2)Z}{U_{\max}} - \frac{6I_{\max}}{U_{\max}} \sqrt{\frac{1}{7}(I_{\max}U_{\max} + I_0^2 Z)Z} \right) T_p$$

und weiter

$$C_1 = C_2 = \frac{T_p}{2\hat{u}_C} \left(I_{\max} + \frac{(I_0^2 + I_{\max}^2)Z}{U_{\max}} - \frac{6I_{\max}}{U_{\max}} \sqrt{\frac{1}{7}(I_{\max}U_{\max} + I_0^2 Z)Z} \right). \quad (3.42)$$

Wie in Abschnitt 4.5 in einem ausführlichen Vergleich noch gezeigt wird, muss beim CF-ZVS-M-Konverter im Vergleich zum kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller bei gleicher Restwelligkeit der Spannungen in etwa der doppelte Kapazitätswert eingesetzt werden.

³Gleichung (3.39) und (3.40) folgen unter Anwendung der approximierten Tastgrade (3.58) bis (3.61). Das approximative Modell liefert für den Fall $v = \frac{1}{2}$ bzw. $v = 2$, in dem das Maximum der Welligkeit vorliegt, eine gute Übereinstimmung mit dem in Abschnitt 3.2 beschriebenen optimierten Modulationsverfahren.

3.2 Optimierung des Modulationsverfahrens

Wie im Abschnitt 3.1.3 bereits dargelegt wurde, kann der Tastgrad D_2 innerhalb gewisser Grenzen, die aus der Forderung nach einem Mindeststrom $i_L(t_i)$ zu den Zeitpunkten t_0 , t_1 , t_2 und t_3 resultieren, frei gewählt werden. Eine weitere Begrenzung von D_2 wird dadurch festgelegt, dass die Summe D_Σ der Tastgrade D_1 bis D_3 zwingend kleiner ist als 1 bzw. bei Einhaltung einer Zeitreserve vor Ende der Schaltperiode kleiner ist als eine obere Schranke $D_{\Sigma,\max}$. Es gilt

$$D_2 < D_{\Sigma,\max} - (D_1 + D_3) . \quad (3.43)$$

Nach Einsetzen von $D_1 = D_1(D_2)$ und $D_3 = D_3(D_2)$, die gemäß (3.20) und (3.21) selbst abhängig sind von D_2 , erhält man eine quadratische Gleichung, deren beide Lösungen ein unteres Limit $D_{2,\min,\Sigma}$ und ein oberes Limit $D_{2,\max,\Sigma}$ von D_2 darstellen. Abhängig vom Arbeitspunkt kann $D_{2,\min} < 0$ resultieren, so dass das untere Limit nicht beachtet werden muss. Es gilt

$$D_{2,\min} = \max(0, D_{2,\min,\Sigma}) . \quad (3.44)$$

Abb. 3.11 zeigt einen beispielhaften Arbeitspunkt, in dem sowohl ein unteres Limit $D_{2,\min,\Sigma}$ (links oben) als auch ein oberes Limit $D_{2,\max,\Sigma}$ (links unten) vorliegt. Je nach Arbeitspunkt können die Forderungen nach einem Mindeststrom für Nullspannungsschalten

$$i_L(t_1) - i_L(t_0) = D_1 T_p \cdot \frac{U_1}{L} > 2I_0 \quad \text{für } U_2 < U_1 \quad (3.45)$$

und

$$i_L(t_2) - i_L(t_3) = D_3 T_p \cdot \frac{U_2}{L} > 2I_0 \quad \text{für } U_2 > U_1 , \quad (3.46)$$

mit $D_1 = D_1(D_2)$ und $D_3 = D_3(D_2)$, eine weitere obere Begrenzung bedingen. Dabei ist (3.45) ausschlaggebend für den Tiefsetzbetrieb (Limit $D_{2,\max,\text{TS}}$) und (3.46) für den Hochsetzbetrieb (Limit $D_{2,\max,\text{HS}}$). Im jeweils anderen Betriebsmodus sind die Bedingungen automatisch erfüllt, da anderenfalls keine Leistungsübertragung möglich ist. Beispiele finden sich in **Abb. 3.12** (unten). Zusammenfassend gilt:

$$D_{2,\max} = \begin{cases} \min(D_{2,\max,\Sigma}, D_{2,\max,\text{TS}}) & U_2 < U_1 \\ D_{2,\max,\Sigma} & \text{für } U_2 = U_1 \\ \min(D_{2,\max,\Sigma}, D_{2,\max,\text{HS}}) & U_2 > U_1 \end{cases} \quad (3.47)$$

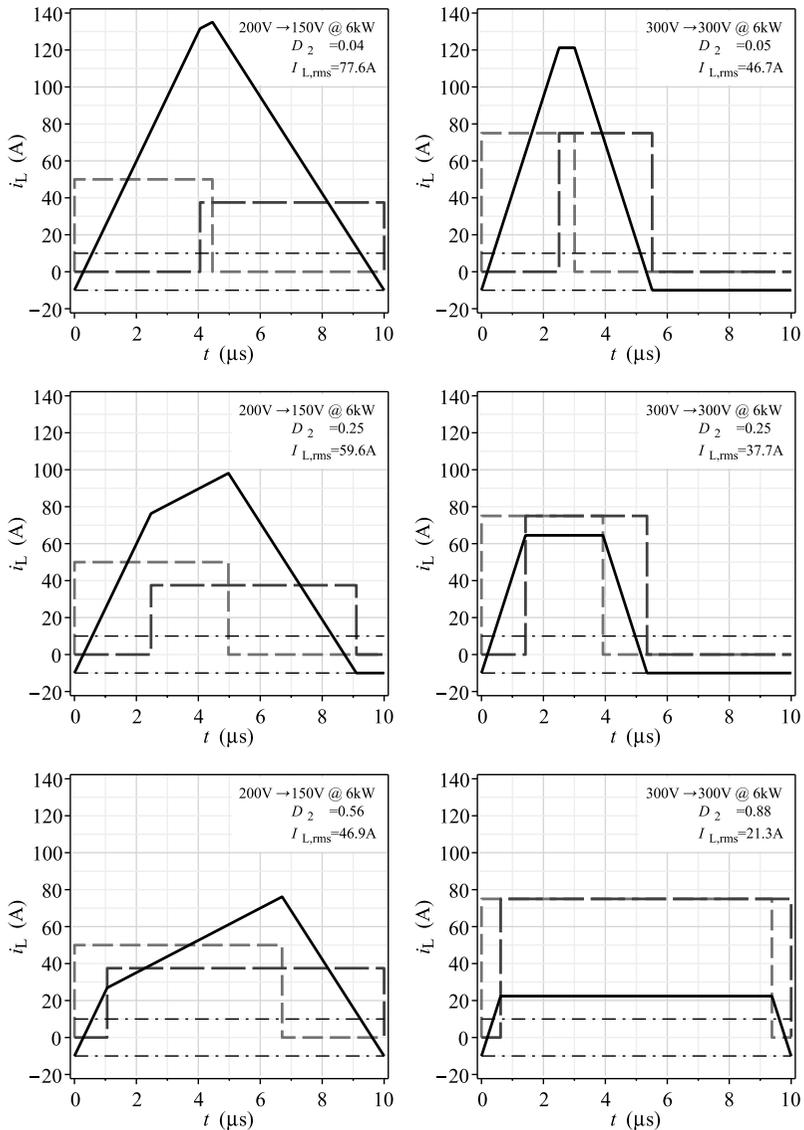


Abb. 3.11: Variation von D_2 bei gleichen Betriebsspannungen und gleicher Leistung P . Für größere D_2 resultiert ein geringerer Effektivwert $I_{L,rms}$ des Spulenstroms $i_L(t)$. Für 12kW-Wandler-Auslegung gemäß Abschnitt 5.4 mit $L = 5.7\mu\text{H}$.

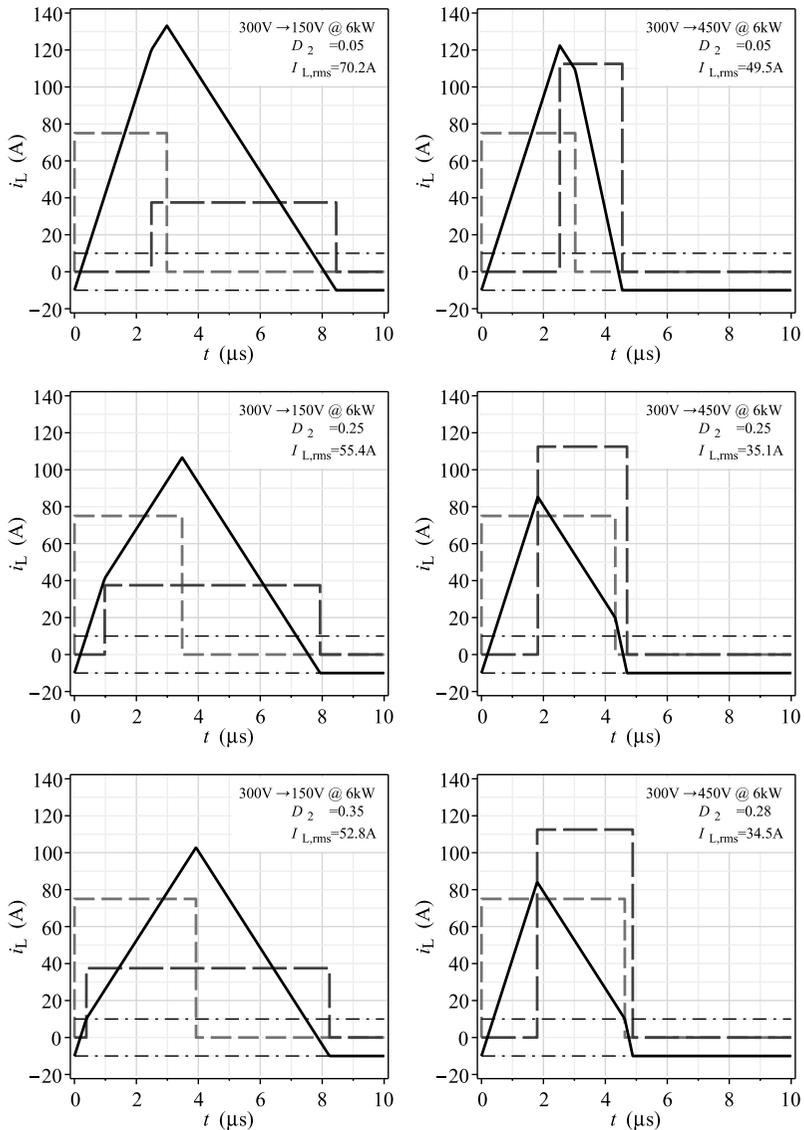


Abb. 3.12: Variation von D_2 bei gleichen Betriebsspannungen und gleicher Leistung P . Für größere D_2 resultiert ein geringerer Effektivwert $I_{L,rms}$ des Spulenstroms $i_L(t)$. Für 12kW-Wandler-Auslegung gemäß Abschnitt 5.4 mit $L = 5.7 \mu$ H.

3.2.1 Optimierung auf geringste Verluste

Der Freiheitsgrad in der Wahl des Tastgrads D_2 innerhalb der Grenzen $D_{2,\min} < D_2 < D_{2,\max}$ eröffnet eine Möglichkeit zur Optimierung des Modulationsverfahrens. Ein erstes Optimierungskriterium sind die Verluste P_V des Wandlers mit dem Ziel, den Tastgrad D_2 für minimale Verluste zu bestimmen.

Diese Zielsetzung erfordert zumindest ein vereinfachtes, die Verluste des CF-ZVS-M-Konverters beschreibendes Modell. Zu den Verlusten tragen hauptsächlich die Leitverluste in den Schaltern S_i und die Verluste der Induktivität bei, die jeweils, wie in **Abb. 3.13** dargestellt, für einen vorgegebenen Arbeitspunkt $\mathbf{o} = \{U_1, U_2, P\}$ innerhalb des spezifizierten Arbeitsbereichs $\mathbf{\Omega}$ mit Hilfe von effektiven Serienwiderständen $R_{i,\text{eff}}(\mathbf{o})$ modelliert werden können. In diesem Fall lassen sich die Gesamtverluste berechnen mit

$$P_V = R_{S1,\text{eff}} I_{S1,\text{rms}}^2 + R_{S2,\text{eff}} I_{S2,\text{rms}}^2 + R_{S3,\text{eff}} I_{S3,\text{rms}}^2 + R_{S4,\text{eff}} I_{S4,\text{rms}}^2 + R_{L,\text{eff}} I_{L,\text{rms}}^2 . \quad (3.48)$$

Der Spulenstrom wird je nach Schalterstellung entweder vom Highside- oder vom Lowside-Schalter der Halbbrücke geführt, so dass

$$I_{L,\text{rms}}^2 = I_{S1,\text{rms}}^2 + I_{S2,\text{rms}}^2 = I_{S3,\text{rms}}^2 + I_{S4,\text{rms}}^2 \quad (3.49)$$

gilt. Bei gleichen Widerständen $R_{S,i,\text{eff}} = R_{\text{DS(on),eff}}$ vereinfacht sich (3.48) mit (3.49) zu

$$P_V = (2R_{\text{DS(on),eff}} + R_{L,\text{eff}}) I_{L,\text{rms}}^2 = R_{V,\text{eff}} I_{L,\text{rms}}^2 , \quad (3.50)$$

womit eine direkte Proportionalität zum Effektivwert des Spulenstroms besteht und das Minimum der Verluste bei geringstmöglichem Spulenstromeffektivwert $I_{L,\text{rms}}$ erreicht wird⁴. Aus (3.50) ist weiterhin ersichtlich, dass im vereinfachten Modell ein in Serie zu L eingefügter, arbeitspunktabhängiger Widerstand $R_{V,\text{eff}}$ hinreichend ist zur Modellierung der Verluste⁵.

⁴Im allgemeinen Fall gilt $I_{S1,\text{rms}} \neq I_{S2,\text{rms}}$, weswegen sich die Gesamtverluste P_V durch eine asymmetrische Verteilung der für die Schalter einer Halbbrücke genutzten Gesamtchipfläche unter den Wert (3.50) reduzieren lassen. Auf ein entsprechendes Optimierungsverfahren wird in Abschnitt 4.5 näher eingegangen.

⁵Anmerkung: Die bisher angewandte Linearisierung des Spulenstroms i_L verliert für $\tau = L/R_V < T_p$ bzw. $R_V > Z$ ihre Gültigkeit. In diesem Fall weist der Spulenstrom einen exponentiellen Verlauf auf wodurch sich die übertragene Leistung reduziert.

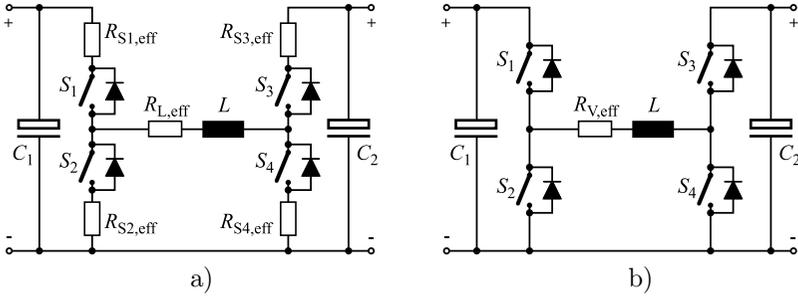


Abb. 3.13: Vereinfachtes Verlustmodell des CF-ZVS-M-Konverters mit effektiven Leitwiderständen $R_{S,i,\text{eff}}$ (\circ) der Schalter und dem effektiven Widerstand der Spule $R_{L,\text{eff}}$ (\bullet) (a) und mittels konzentriertem Verlustwiderstand $R_{V,\text{eff}}$ (\bullet) (b).

Der zu minimierende Spulenstromeffektivwert ergibt sich durch Integration von (3.14) zu

$$\begin{aligned}
 I_{L,\text{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{T_p} \int_{t=0}^{T_p} (i_L(t))^2 dt} = \\
 &= \sqrt{\frac{U_1 + U_2}{U_1 U_2} \left(\frac{\gamma^3}{3Z^2} - I_0^2 \gamma - \frac{2}{3} I_0^3 Z \right) - \frac{2U_1 U_2}{3Z^2} D_2^3 - \frac{2P}{Z} D_2 + I_0^2} \\
 \text{mit } \gamma &= \sqrt{I_0^2 Z + U_1 U_2 D_2 + 2PZ}. \quad (3.51)
 \end{aligned}$$

Aus (3.51) ist nicht direkt offensichtlich, dass innerhalb des zulässigen Wertebereichs $D_{2,\text{min}} \leq D_2 \leq D_{2,\text{max}}$

$$\frac{d}{dD_2} I_{L,\text{rms}} < 0 \quad \forall \boldsymbol{o} \in \boldsymbol{\Omega} \quad (3.52)$$

gilt, d.h. dass der Effektivwert mit größerem D_2 sinkt. Jedoch kann dieser Sachverhalt anschaulich anhand **Abb. 3.11** und **Abb. 3.12** erklärt werden. Die Abbildungen zeigen den Zeitverlauf des Spulenstroms in unterschiedlichen Arbeitspunkten, jeweils für eine Variation von D_2 . Bei größerem D_2 sinkt der Spitzenstrom, der Stromverlauf flacht mehr und mehr ab und das Zeitintervall $t_3 < t < T_p$, in dem kein Leistungstransfer vom Eingang oder zum Ausgang des Wandlers erfolgt, verkürzt sich zunehmend, wodurch sich niedrigere Werte von $I_{L,\text{rms}}$ ergeben.

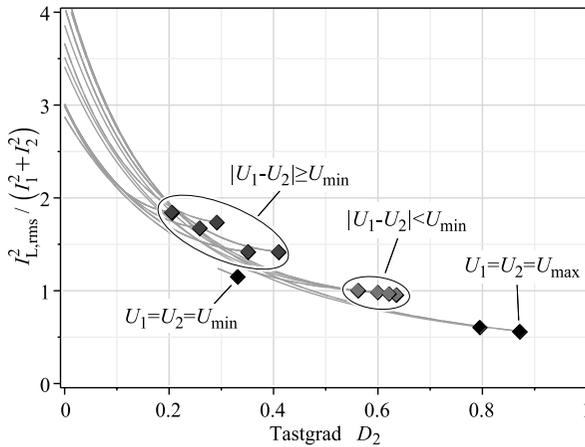


Abb. 3.14: Normierter Spulenstromeffektivwert bei maximalem Ein- bzw. Ausgangsstrom $\max(I_1, I_2) = I_{\max} = 45 \text{ A}$, $I_0 = 10 \text{ A}$, $Z = 0.5$ und unterschiedlichen Spannungsverhältnissen innerhalb $U_{\min}..U_{\max} = 150 \text{ V}..450 \text{ V}$. Die Markierungen kennzeichnen das erreichbare Minimum von $I_{L,\text{rms}}$ bei $D_2 = D_{2,\text{max}}$.

In **Abb. 3.14** ist der auf den Eingangs- und Laststrom normierte Effektivwert des Spulenstroms in Abhängigkeit des zulässigen Bereichs $D_{2,\text{min}} < D_2 < D_{2,\text{max}}$ von D_2 dargestellt. Im Vergleich zum kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller im CCM-Betrieb, bei dem gemäß **Abb. 2.22** der normierte Spulenstrom im Bereich von $\frac{1}{2}..1$ variiert, ist für eine geringe Spannungsdifferenz $|U_1 - U_2|$ nur ein mäßiger Anstieg der Strombelastung der Spule L zu verzeichnen, so dass trotz der ungünstigeren Stromform eine hohe Effizienz des CF-ZVS-M-Wandlers zu erwarten ist. Bei höherer Spannungsdifferenz $|U_1 - U_2|$ und/oder niedriger Spannung kommt der sich aus der Stromform ergebende Nachteil stärker zum Tragen.

3.2.2 Probleme und Implementierung der verlustoptimalen Modulation

In der Realität bereiten die Implementierung und der Betrieb der verlustoptimalen Modulation Probleme, weil sich bei Variation des Arbeitspunkts Unstetigkeiten in der Ableitungen der Tastgrade D_i ergeben. **Abb. 3.15** veranschaulicht diesen Sachverhalt anhand einer Variation der Ausgangsspannung U_2 bei konstanter Spannung U_1 und konstantem

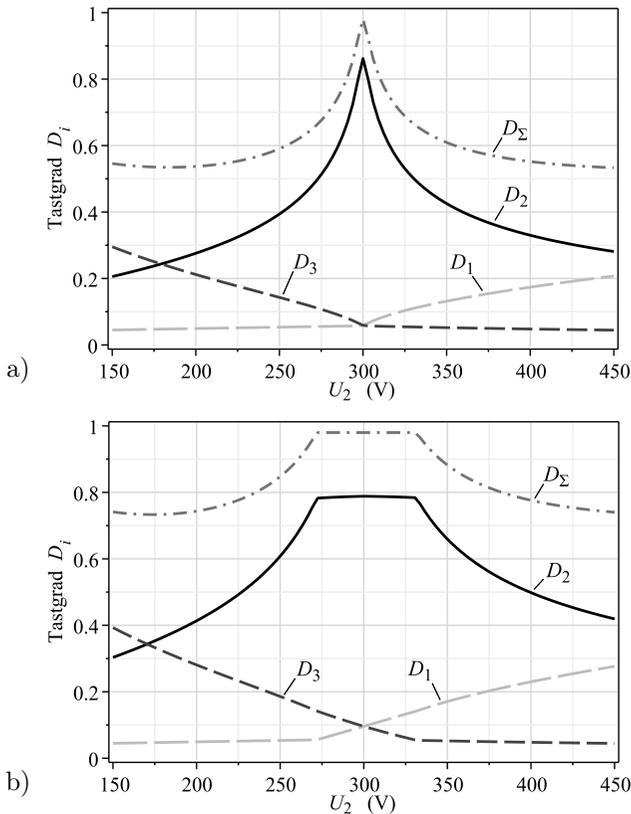


Abb. 3.15: Tastgrade D_i und deren Summe $D_\Sigma = D_1 + D_2 + D_3$ bei verlustoptimaler Modulation, Variation der Ausgangsspannung U_2 aber gleichem Laststrom I_2 ; dargestellt für $U_1 = 300$ V = const., $I_2 = 15$ A (a) und $U_1 = 300$ V = const., $I_2 = 30$ A (b)).

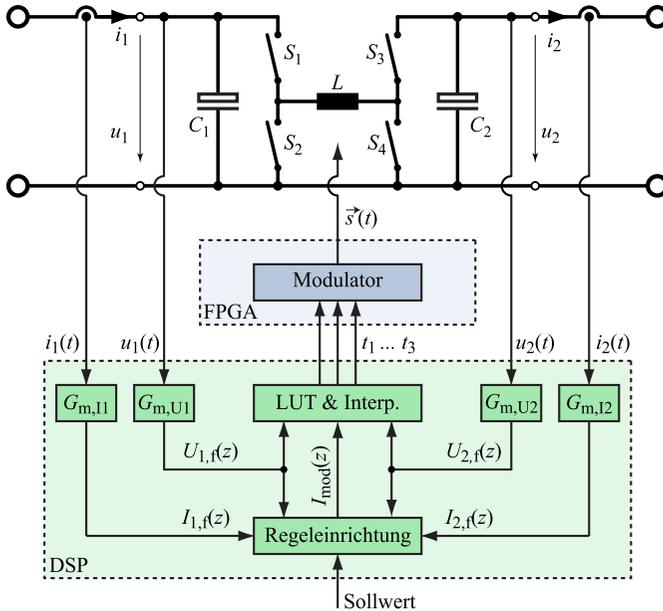


Abb. 3.16: Mögliches Realisierungskonzept einer Regelung des CF-ZVS-M-Konverters mit Tabelle (LUT) und Interpolator zur Berechnung der Schaltzeitpunkte t_i und Modulator zur Erzeugung der Ansteuerungssignale \vec{s} der Schalter S_i .

Laststrom I_2 . Beim in **Abb. 3.15 a)** dargestellten Fall mit $U_1 = 300 \text{ V}$ und $I_2 = 15 \text{ A}$ erreicht D_Σ bei $U_1 = U_2$ annähernd den Wert 1; abseits davon muss D_2 reduziert werden, um die geforderte Leistung P einzustellen, wodurch die Ableitung dD_2/dU_2 eine Unstetigkeit aufweist. Diese kann sich aus regelungstechnischer Sicht als problematisch erweisen und zur Instabilität einer Regelung hoher Dynamik beim Einregeln eines Arbeitspunkts in der Nähe von $U_1 = U_2$ führen.

Abb. 3.16 zeigt zur Veranschaulichung dieser Problematik ein mögliches Regelungskonzept des CF-ZVS-M-Konverters. Einer digitalen Regeleinrichtung werden die gemessenen und gefilterten Ströme und Spannungen, die auf Seite 1 und Seite 2 des Wandlers vorliegen, zur Verfügung gestellt. Der Regler kann als Spannungs- und/oder Stromregler ausgeführt sein und liefert die Stellgröße $I_{\text{mod}}(z)$, die als Laststrom zur Berechnung der Tastgrade D_i interpretiert wird. Mit $I_{\text{mod}}(z)$ und

den gemessenen und gefilterten Spannungen $U_{1,f}(z)$, $U_{2,f}(z)$ erfolgt die Berechnung der Tastgrade D_i bzw. der Schaltzeitpunkte t_1 , die durch einen Modulator in die Ansteuersignale $\vec{s}(t)$ der Schalter S_i umgesetzt werden. Soll bei $U_2 \gtrsim U_1$ eine weitere Erhöhung Δu_2 der Spannung U_2 durch den Regler erfolgen, ist eine höhere Stellgröße $I_{\text{mod}}(z)$ erforderlich, gleichbedeutend mit größerem D_2 . Andererseits bewirkt eine geringe positive Änderung Δu_2 der Spannung U_2 gemäß **Abb. 3.15 a**) eine Reduktion von D_2 . Durch die Überlagerung beider Effekte besteht je nach Charakteristik der Messübertragungsfunktionen $G_{m,i}$ und des Reglers eine Schwingneigung des Systems.

Wie die Berechnungsvorschriften (3.20), (3.21) der Tastgrade D_1 und D_3 und der zulässige Bereich (3.44), (3.47) des Tastgrads D_2 erkennen lassen, entsteht bereits bei der bisher besprochenen, vereinfachten Modellierung des Wandlers ein erheblicher Rechenaufwand, der von dem zur digitalen Regelung des Wandlers eingesetzten digitalen Signalprozessor (DSP) oftmals nicht mehr mit akzeptablem Zeitaufwand bewältigt werden kann. Da die Dauer dieser Berechnungen die maximale Aktualisierungsrate der Schaltzeitpunkte bestimmt, begrenzt sie gleichzeitig die Bandbreite der Regelung.

Eine gängige Lösung des Problems ist es, die nötigen Berechnungen vorab durchzuführen und in diskretisierter Form in Abhängigkeit von U_1 , U_2 und I_2 zu tabellarisieren⁶. Aus den Tabellenwerten lassen sich während des Betriebs die Tastgrade D_i oder Schaltzeitpunkte t_i mittels linearer Interpolation für beliebige Arbeitspunkte unter geringem Rechenaufwand bestimmen. Die Interpolation erfolgt dabei schrittweise entlang der drei Dimensionen j, k, l der Tabelle, entsprechend dem Strom I_2 , der Spannung U_2 und der Spannung U_1 , so dass die ursprünglich acht aus der Tabelle entnommenen Werte im ersten Interpolationsschritt auf vier und im zweiten Interpolationsschritt auf zwei gemittelte Werte reduziert werden und im letzten Interpolationsschritt der Endwert $t_{1,\bar{j}\bar{k}\bar{l}}$ erreicht wird. Beispielsweise erfolgt die Berechnung des

⁶Eine Tabellarisierung nach I_2 anstelle von P ist besonders vorteilhaft, da bei Ausführung des Reglers als reiner Stromregler oder Kaskadenregler mit unterlagertem Stromregler dessen Stellgröße unmittelbar als Eingangsgröße des Interpolators genutzt werden kann ohne die Leistung (zeitverzögert) aus der Stellgröße und der gemessenen Ausgangsspannung berechnen zu müssen. Im eingeschwungenem Zustand entspricht I_{mod} in diesem Fall bei fehlerfreier Abbildung des realen Arbeitspunkts durch den Interpolator und Modulator zudem dem Laststrom I_2 des Wandlers. Diese Tatsache kann genutzt werden um Rückschlüsse auf Bauteiltoleranzen des Wandlers zu ziehen (vgl. Abschnitt 5.7.5).

Schaltzeitpunkts t_1 mittels Interpolation durch

$$\left. \begin{array}{l} t_{1,jkl} \\ t_{1,j+1kl} \end{array} \right\} t_{1,\bar{j}kl} \\
 \left. \begin{array}{l} t_{1,jk+1l} \\ t_{1,j+1k+1l} \end{array} \right\} t_{1,\bar{j}k+1l} \\
 \left. \begin{array}{l} t_{1,jkl+1} \\ t_{1,j+1kl+1} \end{array} \right\} t_{1,\bar{j}kl+1} \\
 \left. \begin{array}{l} t_{1,jk+1l+1} \\ t_{1,j+1k+1l+1} \end{array} \right\} t_{1,\bar{j}k+1l+1}
 \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} t_{1,jkl} \\ t_{1,j+1kl} \end{array}} \right\} t_{1,\bar{j}\bar{k}\bar{l}} \quad (3.53)$$

Schritt: 1 → 2 → 3

wobei aus jeweils zwei benachbarten Stützwerten ein Zwischenwert gebildet wird (vgl. auch **Abb. 3.17**). Zur Berechnung dieser Werte müssen vor Start des Interpolationsalgorithmus die Indizes $j, k, l, j+1, k+1$ und $l+1$ innerhalb derer sich der Arbeitspunkt befindet und die relative Lage des Arbeitspunkts im Tabellenraster ermittelt werden.

Bei dieser Vorgehensweise stellen Unstetigkeiten der Ableitungen der tabellarisierten Größen ebenfalls ein Problem dar, da entweder eine sehr hohe Anzahl an Stützstellen vorgesehen werden muss oder mit einem erhöhten Interpolationsfehler an den Unstetigkeitsstellen gerechnet werden muss.

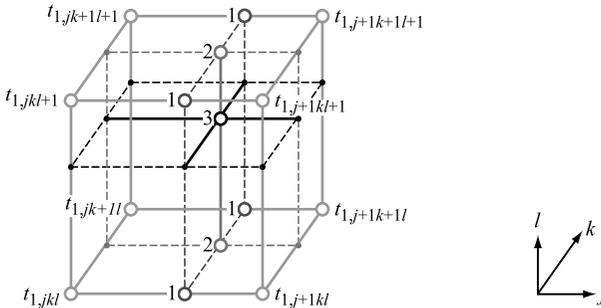


Abb. 3.17: Funktionsprinzip der 3D-Interpolation zur Berechnung des Schaltzeitpunkts t_1 anhand von Tabellenwerten.

3.2.3 Optimierung auf Stetigkeit

Beide Auswirkungen der in Abschnitt 3.2.1 beschriebenen Unstetigkeitsstellen - Schwingneigung und Interpolationsfehler - können durch eine einfache Abwandlung des Modulationsverfahrens deutlich reduziert werden. Da die Unstetigkeitsstellen bei Spannungsgleichheit auftreten, bei der wegen der verschwindenden Spulenstromänderung im Zeitintervall $t_1 < t < t_2$ höhere Werte von D_2 zulässig sind, erscheint innerhalb eines Bandes

$$\Delta U = |U_2 - U_1| < \Delta U_{\text{IP}} \quad (3.54)$$

eine Begrenzung von D_2 sinnvoll. Dabei ist ein hartes Limit $D_{2,\text{max}}$ nicht zielführend, weil die Stetigkeit der Ableitungen dD_2/dU_1 und dD_2/dU_2 nicht gewährleistet wird. Vielmehr muss wie in **Abb. 3.18** dargestellt, ein kontinuierlicher Übergang an den Grenzen des Bandes ΔU_{IP} geschaffen werden. Die Abbildung zeigt die Tabellenstützwerte der verlustoptimierten Modulation und die mittels einer Bézierkurve innerhalb des Bereichs $\Delta U_{\text{IP}} = 100 \text{ V}$ interpolierten Werte für unterschiedliche Spannungen U_1 .

Die Neuberechnung der Tabellenstützwerte innerhalb ΔU_{IP} erfolgt nach folgendem Schema. Zunächst werden für konstanten Strom I_2 die Tabellenstützwerte von D_2 entsprechend der verlustoptimierten Modu-

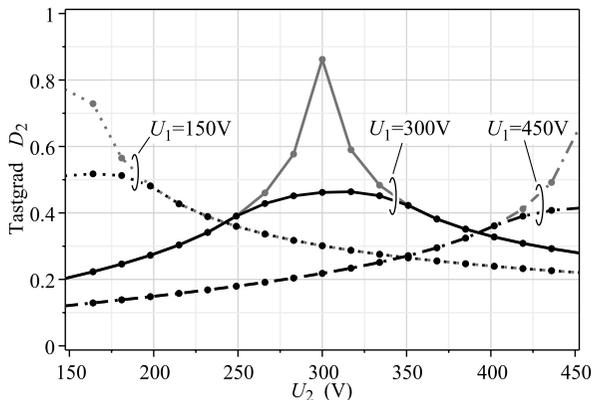


Abb. 3.18: Umgehung der Unstetigkeitsstellen der Ableitungen der Tastgrade mittels Interpolation innerhalb eines Bandes $\Delta U_{\text{IP}} = 100 \text{ V}$ um die Unstetigkeitsstelle, dargestellt für $I_2 = 15 \text{ A}$.

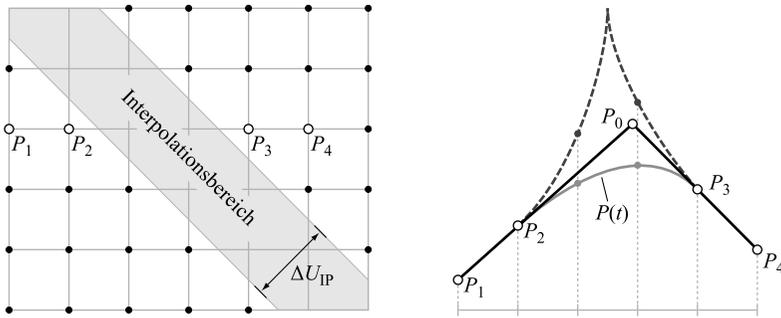


Abb. 3.19: Bézierkurven-Interpolation zur Unterdrückung der Unstetigkeitsstellen innerhalb des Bandes ΔU_{IP} in der Nähe von $U_1 = U_2$.

lation wie in Abschnitt 3.2.1 beschriebenen ermittelt und die innerhalb des Bandes ΔU_{IP} liegenden Werte verworfen.

Pro verworfenem Wert werden aus Stützwerten gleicher Spannung zwei direkt an den Interpolationsbereich angrenzende Werte (Punkte P_2, P_3) und zwei weitere Werte (Punkte P_1, P_4) bestimmt und per Konstruktion zweier Geraden ein im Interpolationsbereich liegender Hilfs-punkt P_0 berechnet (vgl. **Abb. 3.19**). Mit P_0 als Kontrollpunkt kann zwischen den Punkten P_2 und P_3 eine quadratische Bézierkurve

$$P(t) = (1 - t^2)P_2 + 2t(1 - t)P_0 + t^2P_3 \quad \text{mit } t \in [0, 1] \quad (3.55)$$

konstruiert werden, mit der Eigenschaft, dass die Ableitungen an den Punkten P_2 bzw. P_3 stetig sind und sich bei Variation des Kurvenparameters t ein glatter Übergang von P_2 zu P_3 ergibt.

Die mittels Bézierkurven-Interpolation optimierten Tastgrade eines Wandlers mit $U_{\min}..U_{\max} = 150\text{ V}..450\text{ V}$ und $I_{\max} = 45\text{ A}$ sind in **Abb. 3.20** für $I_2 = 15\text{ A}$ dem verlustoptimierten Modulationsverfahren vergleichend gegenübergestellt. Die Tastgrade D_i der auf Stetigkeit optimierten Modulation nehmen einen deutlich gleichmäßigeren Verlauf an. Dieser Vorteil wird durch einen Anstieg des Spulenstromeffektivwerts relativiert. Für den in **Abb. 3.20** dargestellten Fall beträgt der relative Anstieg des Spulenstromeffektivwerts bei einer mittleren Betriebsspannung von $U_1 = U_2 = 300\text{ V}$ 42.4% (vgl. **Tab. 3.1**). Dennoch ist die auf Stetigkeit optimierte Modulation wegen der verbesserten praktischen Realisierbarkeit der verlustoptimierten Modulation vorzuziehen.

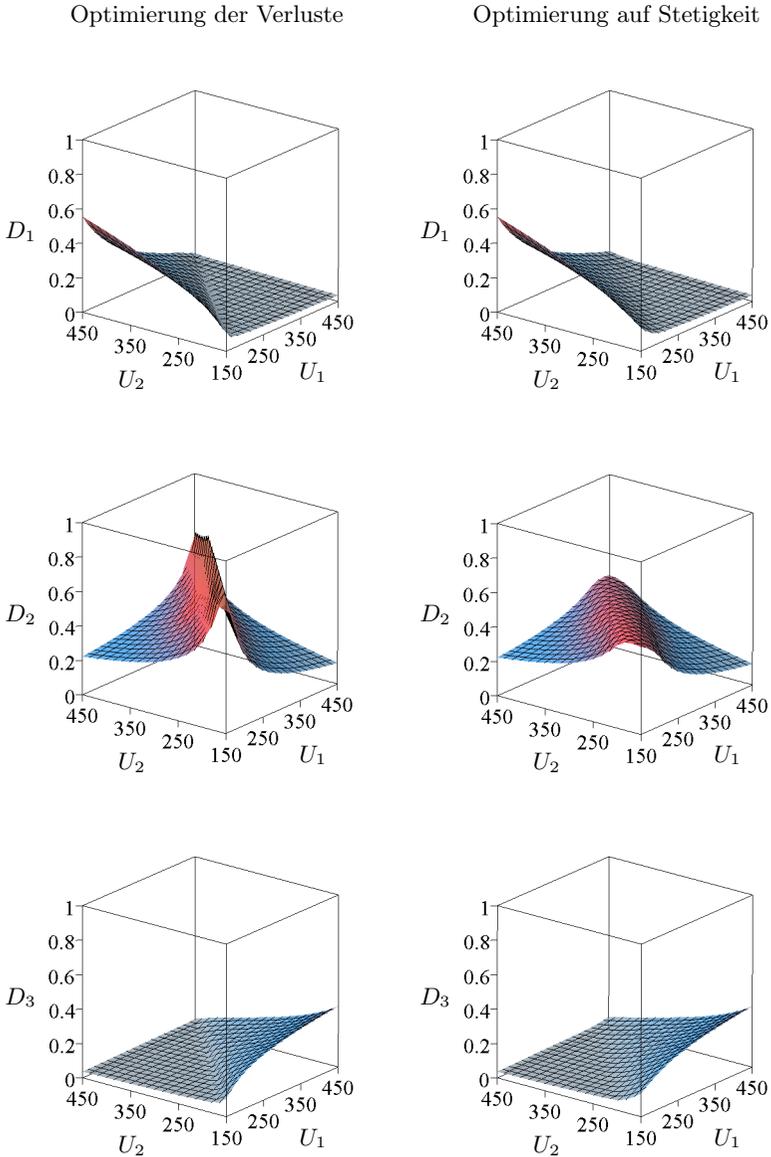


Abb. 3.20: Umgehung der Unstetigkeitsstellen der Ableitungen der Tastgrade mittels Interpolation innerhalb eines Bandes $\Delta U_{IP} = 100\text{ V}$ um die Unstetigkeitsstelle, dargestellt für $I_2 = 15\text{ A}$.

Tab. 3.1: Vergleich des Spulenstromeffektivwerts bei Optimierung der Modulation hinsichtlich der Verluste oder nach Modifikationen in der Nähe der Spannungsgleichheit zur Sicherstellung der Stetigkeit.

U_1	U_2	I_2	$I_{L,\text{rms},V-\text{opt}}$	$I_{L,\text{rms},S-\text{opt}}$	$p_{I,L,\text{rms}}$
300 V → 266 V		15 A	23.3 A	23.8 A	2.1%
300 V → 283 V		15 A	21.0 A	23.4 A	11.4%
300 V → 300 V		15 A	16.5 A	23.5 A	42.4%
300 V → 317 V		15 A	21.9 A	24.4 A	11.4%
300 V → 334 V		15 A	25.3 A	25.9 A	2.4%

3.2.4 Approximation der Stromeffektivwerte

Die Optimierung der Tastgrade D_i mit dem Ziel einer Verlustminimierung (Abschnitt 3.2.1) und die Modifikation auf Stetigkeit (Abschnitt 3.2.3) unter Berücksichtigung der Nebenbedingungen für Nullspannungsschalten haben zur Folge, dass die Effektivwerte und Mittelwerte der Schalterströme und des Spulenstroms nicht mehr mit handlichen Gleichungen beschrieben werden können. Oftmals ist jedoch eine vereinfachte, approximative Beschreibung dieser Größen für eine Auslegung der aktiven und passiven Komponenten oder für eine erste Abschätzung der zu erwartenden Verluste erwünscht. Eine derartige Approximation, mit den Einschränkungen, dass

- ▶ die Effektivwerte der Schalterströme und des Spulenstroms bei mittlerer und niedriger Leistung leicht überschätzt und
- ▶ die Mindestwerte $i_L(t_1) > I_0$ und $i_L(t_2) > I_0$ nicht in allen Arbeitspunkten garantiert werden,

lässt sich von den Grundgleichungen des CF-ZVS-M-Ansteuerungsverfahrens ableiten. Hierzu wird zunächst $P_{\max}(D_\Sigma)$ gemäß (3.26) nach D_Σ aufgelöst. Man erhält

$$D_\Sigma = \left(\frac{1}{U_2} + \frac{1}{U_2} \right) I_0 Z + \frac{\sqrt{(U_1^2 + U_1 U_2 + U_2^2)(I_0^2 Z + 2P)} Z}{U_1 U_2}. \quad (3.56)$$

Zum Tastgrad D_2 besteht der Zusammenhang

$$D_2 = D_\Sigma - D_1 - D_3. \quad (3.57)$$

Einsetzen der Grundgleichungen (3.20) und (3.21) der Tastgrade $D_1(D_2)$ und $D_3(D_2)$ und Auflösen nach D_2 liefert

$$D_2 = \sqrt{\frac{(I_0^2 Z + 2P)Z}{U_1^2 + U_1 U_2 + U_2^2}} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\frac{(I_0^2 Z + 2P)Z}{1 + v + v^2}}. \quad (3.58)$$

Mit (3.58) folgt nach Einsetzen in (3.20) und (3.21) und Vereinfachung

$$D_1 = \frac{I_0 Z}{U_1} + \frac{v}{U_1} \sqrt{\frac{(I_0^2 Z + 2P)Z}{v^2 + v + 1}}, \quad (3.59)$$

$$D_3 = \frac{I_0 Z}{v U_1} + \frac{1}{v U_1} \sqrt{\frac{(I_0^2 Z + 2P)Z}{v^2 + v + 1}}. \quad (3.60)$$

und wegen $D_1 + D_2 + D_3 + D_4 = 1$

$$D_4 = 1 - \frac{(1+v)I_0 Z}{v U_1} - \frac{1}{v U_1} \sqrt{(v^2 + v + 1)(I_0 Z + 2P)Z}. \quad (3.61)$$

Mit (3.58) bis (3.61) liegt eine vollständige Beschreibung der Schaltzeitpunkte t_i vor, welche auf einer Skalierung des bei maximal übertragbarer Leistung $P_{\max}(D_\Sigma)$ vorliegenden Spulenstromverlaufs für Leistungen $P < P_{\max}(D_\Sigma)$ basiert. Da bei der Skalierung nicht berücksichtigt wird, dass bei kleiner oder mittlerer Leistung P der Effektivwert des Spulenstroms durch höhere Werte von D_2 weiter reduziert werden kann, stellen die im Folgenden von den approximierten Tastgraden abgeleiteten Größen ein oberes Limit dar. Weiterhin können durch die vorliegende Skalierung des Verhältnisses der Tastgrade D_i zueinander zu den Zeitpunkten t_1 und t_2 Werte $i_L(t_1) < I_0$ bzw. $i_L(t_2) < I_0$ resultieren, so dass die für ein Nullspannungsschalten erforderlichen Voraussetzungen nicht in allen Arbeitspunkten gegeben sind.

Aus den approximierten Tastgraden lässt sich der Effektivwert des Spulenstroms mit

$$\begin{aligned} I_{L,\text{rms}} &\approx \sqrt{\frac{1}{T_p} \int_{t=0}^{T_p} i_L^2(t) dt \Big|_{I_0=0}} + I_0^2 = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3} \sqrt{2} \cdot \frac{v^4 + v^3 + v^2 + v + 1}{v(v^2 + v + 1)^{3/2}} \sqrt{\frac{P^3}{Z U_1^2}} + I_0^2} \end{aligned} \quad (3.62)$$

berechnen. In (3.62) ist dabei zur weiteren Vereinfachung der Zeitverlauf $i_L(t)$ des Spulenstroms zerlegt in einen ersten, unter Vernachlässigung des Mindeststroms I_0 bestimmten, Anteil und einen zweiten Anteil aufgrund der Verschiebung durch den mittleren Mindeststrom

$$I'_0 = I_0 \cdot D_4 \Big|_{I_0=0} = I_0 \left(1 - \frac{\sqrt{2(v^2 + v + 1)PZ}}{vU_1} \right) < I_0. \quad (3.63)$$

In gleicher Weise ist der Mittelwert des Spulenstroms berechenbar,

$$I_{L,\text{avg}} \approx \frac{1}{T_p} \int_{t=0}^{T_p} i_L(t) dt \Big|_{I_0=0} - I'_0 = \frac{v^3 + v^2 + v + 1}{v(v^2 + v + 1)} \cdot \frac{P}{U_1} - I'_0. \quad (3.64)$$

Die Schalter S_1 und S_3 sind im Zeitintervall $t_3 < t < T_p$, in dem I_0 als Kreisstrom im Wandler geführt wird ausgeschaltet, weswegen die Effektivwerte der Schalterströme in guter Näherung unter Vernachlässigung des Mindeststroms I_0 mit

$$\begin{aligned} I_{S1,\text{rms}} &\approx \sqrt{\frac{1}{T_p} \int_{t=0}^{t_2} i_L^2(t) dt} \Big|_{I_0=0} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3} \sqrt{2} \cdot \frac{v^3 + v^2 + v + 1}{(v^2 + v + 1)^{3/2}} \sqrt{\frac{P^3}{ZU_1^2}}} \end{aligned} \quad (3.65)$$

und

$$\begin{aligned} I_{S3,\text{rms}} &\approx \sqrt{\frac{1}{T_p} \int_{t=t_1}^{t_3} i_L^2(t) dt} \Big|_{I_0=0} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3} \sqrt{2} \cdot \frac{v^3 + v^2 + v + 1}{v(v^2 + v + 1)^{3/2}} \sqrt{\frac{P^3}{ZU_1^2}}}. \end{aligned} \quad (3.66)$$

abgeschätzt werden können. Die zugehörigen Mittelwerte entsprechen unmittelbar dem mittleren Eingangsstrom I_1 bzw. dem mittlerem Laststrom I_2 ,

$$I_{S1,\text{avg}} = I_1 = \frac{P}{U_1} \quad (3.67)$$

$$I_{S3,\text{avg}} = I_2 = \frac{P}{vU_1}. \quad (3.68)$$

Die Schalter S_2 und S_4 führen im Zeitintervall $t_3 < t < T_p$ und im Zeitintervall $t_2 < t < t_3$ (S_2) bzw. $0 < t < t_1$ (S_4) den Spulenstrom $i_L(t)$, so dass bei Aufteilung in einen von I_0 unabhängigen Anteil und I_0'

$$\begin{aligned} I_{S2,\text{rms}} &\approx \sqrt{\frac{1}{T_p} \int_{t=t_2}^{t_3} i_L^2(t) dt \Big|_{I_0=0}} + I_0'^2 = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3} \sqrt{2} \cdot \frac{1}{v(v^2 + v + 1)^{3/2}} \sqrt{\frac{P^3}{ZU_1^2}} + I_0'^2} \end{aligned} \quad (3.69)$$

und

$$\begin{aligned} I_{S4,\text{rms}} &\approx \sqrt{\frac{1}{T_p} \int_{t=0}^{t_1} i_L^2(t) dt \Big|_{I_0=0}} + I_0'^2 = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3} \sqrt{2} \cdot \frac{v^3}{(v^2 + v + 1)^{3/2}} \sqrt{\frac{P^3}{ZU_1^2}} + I_0'^2} \end{aligned} \quad (3.70)$$

folgt. Die zugehörigen Mittelwerte sind

$$I_{S2,\text{avg}} \approx \frac{1}{T_p} \int_{t=t_2}^{t_3} i_L(t) dt \Big|_{I_0=0} - I_0' = \frac{1}{v(v^2 + v + 1)} \cdot \frac{P}{U_1} - I_0' \quad (3.71)$$

und

$$I_{S4,\text{avg}} \approx \frac{1}{T_p} \int_{t=0}^{t_1} i_L(t) dt \Big|_{I_0=0} - I_0' = \frac{v^2}{v^2 + v + 1} \cdot \frac{P}{U_1} - I_0'. \quad (3.72)$$

3.2.5 Experimentelle Verifikation

Abb. 3.21 und **Abb. 3.22** zeigen Messungen zur Verifikation des analytischen Modells des optimierten Modulationsverfahrens, die mit dem in Abschnitt 5.4 vorgestellten Wandler-Prototyp durchgeführt wurden. Grundlagen bilden die Berechnung der Schaltzeitpunkte t_i aus Tabellenwerten, das Regelungskonzept nach **Abb. 3.16** und eine Regelung des Mindeststroms I_0 , wie sie in Abschnitt 3.3 beschrieben ist.

Die Resultate zeigen für gegebene Werte t_i eine gute Übereinstimmung des berechneten Spulenstromverlaufs (schwarz) mit dem gemessenen Spulenstrom (grau). Lediglich bei Spannungsgleichheit führt die im Modell nicht berücksichtigte Rippelspannung der Ein- und Ausgangskondensatoren zu Abweichungen, vor allem während des Zeitintervalls $t_1 < t < t_2$ in dem die Annahme $u_L = U_1 - U_2 = 0$ nicht erfüllt ist.

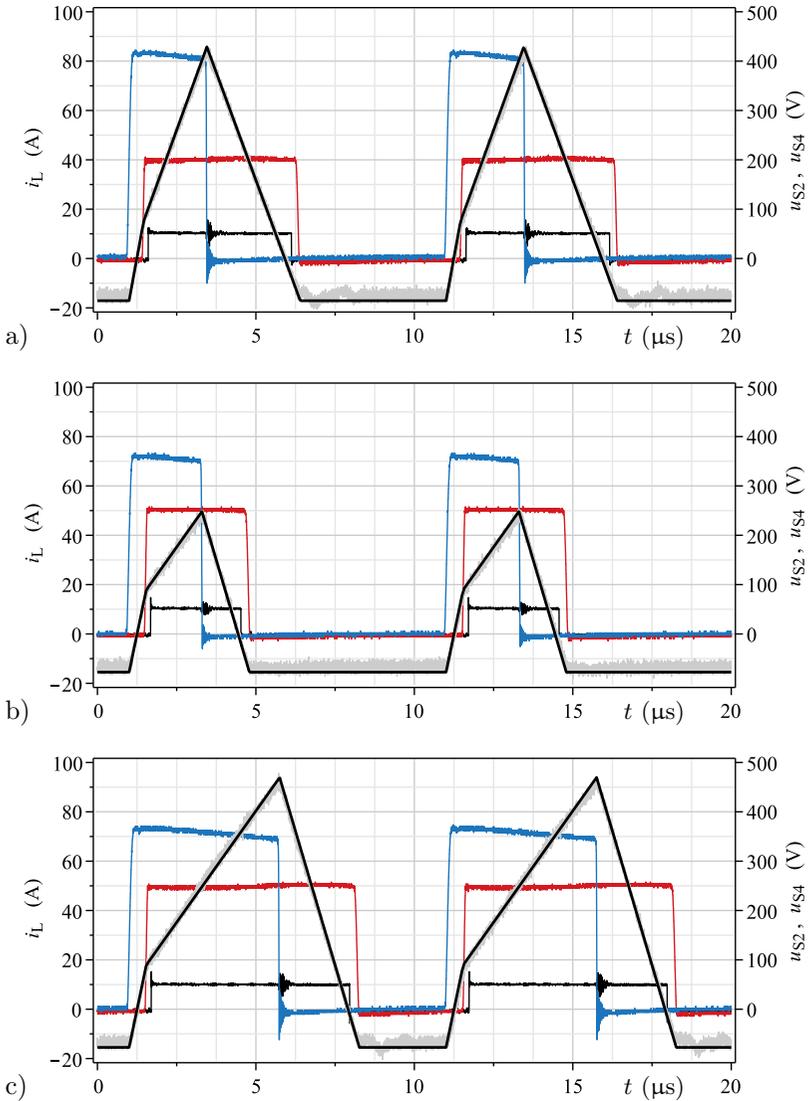


Abb. 3.21: Messungen zur Verifikation des analytischen Modells zur Berechnung der Tastgrade D_i für die Arbeitspunkte $U_1 = 400\text{ V}$, $U_2 = 200\text{ V}$, $I_2 = 20\text{ A}$ (a), $U_1 = 350\text{ V}$, $U_2 = 250\text{ V}$, $I_2 = 8.5\text{ A}$ (b) und $U_1 = 350\text{ V}$, $U_2 = 250\text{ V}$, $I_2 = 33.5\text{ A}$ (c). Für 12kW-Wandler-Auslegung gemäß Abschnitt 5.4 mit $L = 5.7\mu\text{H}$.

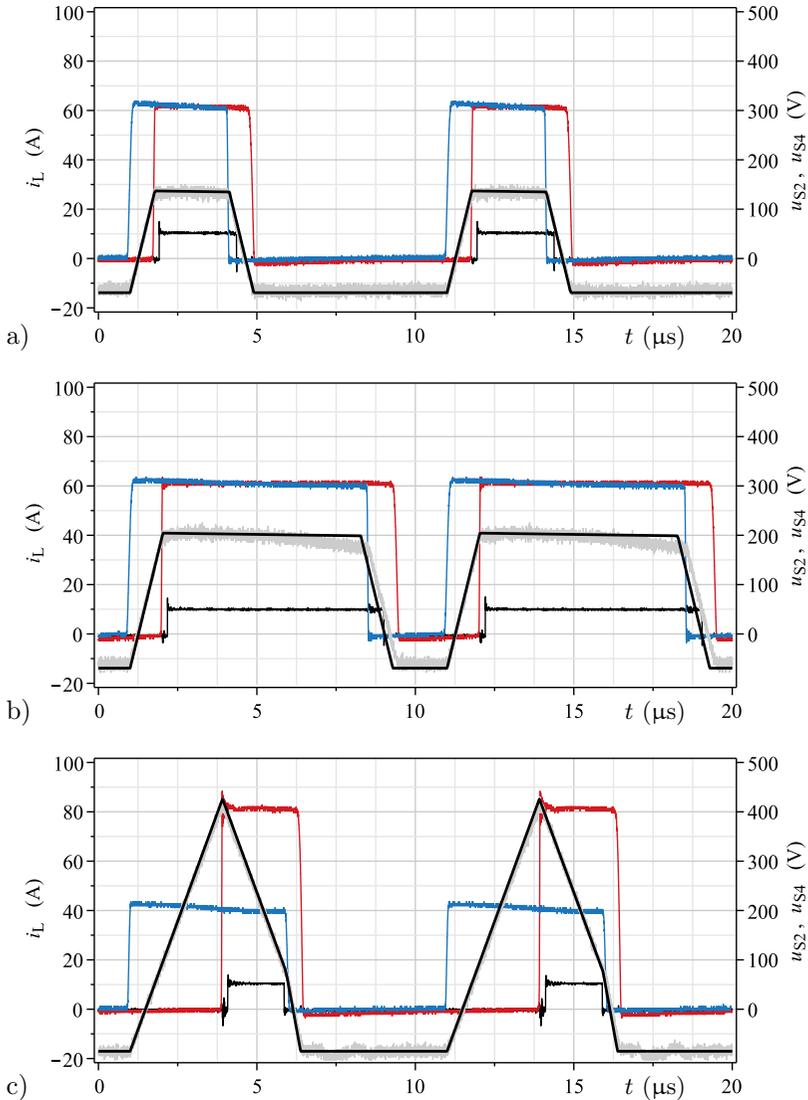


Abb. 3.22: Messungen zur Verifikation des analytischen Modells zur Berechnung der Tastgrade D_i für die Arbeitspunkte $U_1 = 300\text{ V}$, $U_2 = 300\text{ V}$, $I_2 = 7\text{ A}$ (a)), $U_1 = 300\text{ V}$, $U_2 = 300\text{ V}$, $I_2 = 26.5\text{ A}$ (b)) und $U_1 = 200\text{ V}$, $U_2 = 400\text{ V}$, $I_2 = 10\text{ A}$ (c)). Für 12kW-Wandler-Auslegung gemäß Abschnitt 5.4 mit $L = 5.7\mu\text{H}$.

3.3 Steuerung des Mindeststroms I_0

Das Einhalten des Mindeststroms I_0 ist beim CF-ZVS-M-Konverter für den angestrebten weich schaltenden Betrieb von entscheidender Bedeutung und muss durch ein geeignetes Steuerverfahren sichergestellt werden, das den Schaltzeitpunkt t_3 derart einstellt, dass bei t_0 gerade der Mindeststrom I_0 erreicht wird. Wie bereits dargelegt, wird I_0 bestimmt durch die parasitären Ausgangskapazitäten $C_{\text{oss},i}$ der Schalter S_i . Bei den bisherigen Betrachtungen wurden zur Vereinfachung konstante, nicht vom Arbeitspunkt bzw. der Spannung über den Schaltern abhängige Werte der Kapazität $C_{\text{oss},i}$ angenommen. In der Realität ist die Ausgangskapazität jedoch stark nichtlinear von der Drain-Source-Spannung U_{DS} abhängig. Zusätzlich kann sich trotz Nullspannungsschalten das Rückwärtserholverhalten der inversen Diode des MOSFET auf den Zeitverlauf des Spulenstroms i_{L} auswirken - insbesondere auf den sich bei t_3 einstellenden Mindeststrom I_0 .

Aus diesen Gründen ist eine genauere Analyse der dynamischen Vorgänge im Wandler einschließlich des während der Totzeit stattfindenden Umschwingvorgangs zwischen den Ausgangskapazitäten erforderlich, bevor geeignete Verfahren zur Steuerung des Mindeststroms abgeleitet werden können.

3.3.1 Einfluss der parasitären Ausgangskapazität auf den Wert des Mindeststroms

Das dynamische Verhalten eines MOSFETs während des Schaltvorgangs wird bestimmt durch die Ansteuerung am Gate und die parasitären Bauteilkapazitäten, die aus der Struktur des MOSFET resultieren. Typischerweise⁷ wird eine Beschreibung mittels dreier, zwischen den drei Anschlüssen des MOSFET liegenden, parasitären Kapazitäten genutzt, wie in **Abb. 3.23** dargestellt.

Dabei ist C_{GS} die Kapazität, die zwischen der Gate-Elektrode (typisch hochdotiertes n^+ Poly-Silizium) und der Source-Metallisierung des MOSFET vorliegt und für die das Gate-Oxid als Dielektrikum fungiert. Da die Gate-Kapazität C_{GS} im Wesentlichen durch die Geometrieverhältnisse und die Dielektrizitätskonstante des ladungsträgerfreien Gate-Oxids bestimmt wird, weist sie einen annähernd konstanten, von der Spannung unabhängigen Wert auf.

⁷ bei Verbindung des Source-Anschluss mit dem Bulk-Anschluss.

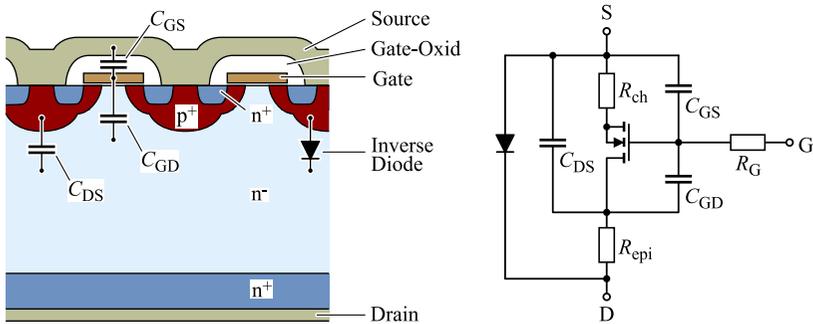


Abb. 3.23: Ersatzschaltbild des MOSFET mit parasitären Kapazitäten und parasitärer inverser Diode (nach [45]).

Die auch als Miller-Kapazität bezeichnete Gate-Drain-Kapazität C_{GD} bildet sich auf Grund der Überlappung der Gate-Elektrode und der n^- -Driftzone; die zwischen der n^- -Driftzone und der p -Wanne unterhalb der Source-Metallisierung vorliegende Drain-Source-Kapazität C_{DS} ist durch die Sperrschichtkapazität der parasitären inversen Diode des MOSFET verursacht. Im Gegensatz zu C_{GS} sind C_{GD} und C_{DS} von der Drain-Source-Spannung U_{DS} abhängige Größen, da sich bei Variation von U_{DS} die Weite der Anreicherungszone in der n^- -Driftzone bzw. die Dicke der Sperrschicht der inversen Diode ändert.

In den Datenblättern werden die Werte der Kapazitäten C_{GS} , C_{GD} und C_{DS} meist nicht direkt angegeben, sondern die von diesen abgeleitete Eingangskapazität C_{iss} , die Rückwirkungskapazität C_{rss} und die Ausgangskapazität C_{oss} . Es gelten die Zusammenhänge [50]

$$\begin{aligned} C_{iss} &= C_{GS} + C_{GD} \\ C_{rss} &= C_{GD} \\ C_{oss} &= C_{GD} + C_{DS} \end{aligned} \quad (3.73)$$

Bei (3.73) handelt es sich um differentielle Kapazitäten. Für weich schaltende Wandler ist neben dem differentiellen Wert C_{oss} der Ausgangskapazität deren Spannungsabhängigkeit von besonderer Bedeutung. Diese wird von den Bauelemente-Herstellern unter angelegter Spannung U_{DS} und kurzgeschlossener Gate-Source-Strecke ($U_{GS} = 0 \text{ V}$) gemessen. Die Randbedingungen der Messung sind vergleichbar mit den Verhältnissen bei weich geschalteten Wandlern, bei denen während eines Umschwingvorgangs zwischen den Ausgangskapazitäten der Schalter ei-

ner Halbbrücke beide Schalter geöffnet sind ($U_{GS} = 0\text{ V}$), wodurch die Gate-Source-Kapazität kurzgeschlossen ist und die Kapazität zwischen Source- und Drain-Anschluss der Parallelschaltung von C_{GD} und C_{DS} , also C_{oss} entspricht. In der Literatur [55][94] wird die Spannungsabhängigkeit der Ausgangskapazität oftmals durch

$$C_{oss}(U_{DS}) \approx C_{oss}(U_{DS,ref}) \sqrt{\frac{U_{DS,ref}}{U_{DS}}} \quad (3.74)$$

beschrieben. Allerdings ist diese Approximation nur innerhalb eines beschränkten Bereichs zulässig, wie aus den in **Abb. 3.24** dargestellten Daten unterschiedlicher Leistungs-MOSFETs ersichtlich ist.

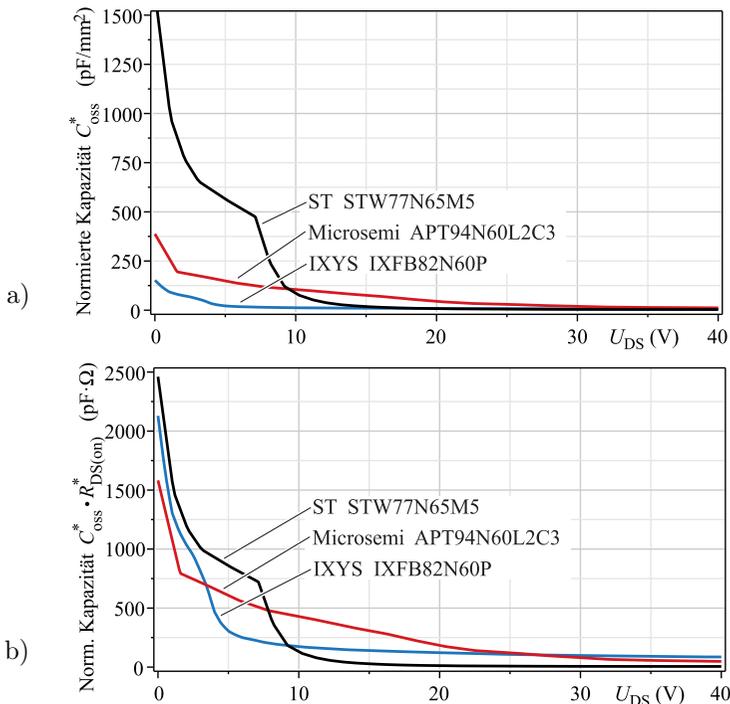


Abb. 3.24: Ausgangskapazität unterschiedlicher MOSFETs in Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung U_{DS} bezogen auf die Chipfläche (a)) und normiert auf den spezifischen Leitwertstand (b)) zum besseren Vergleich der Charakteristik bei gleichem $R_{DS(on)}$.

Vor allem für niedrige Spannungen weicht der Wert von $C_{\text{oss}}(U_{\text{DS}})$ stark von der Proportionalität $1/\sqrt{U_{\text{DS}}}$ ab. Eben dieser Bereich jedoch ist maßgeblich und wirkt unterstützend beim Nullspannungsschalten. **Abb. 3.25** zeigt den simulierten Zeitverlauf der Spannungen an den Ausgangskapazitäten und des Spulenstroms während des ab $t = t_0$ stattfindenden Umschwingvorgangs unter Berücksichtigung der Spannungsabhängigkeit nach **Abb. 3.24**. Im Vergleich zu einer ladungsäquivalenten, jedoch während des Umschwingvorgangs nicht von der Spannung abhängigen Kapazität

$$C_{\text{oss,eq}} = \frac{Q_{\text{oss}}}{U_{\text{DS}}} = \frac{1}{U_{\text{DS}}} \int_{u=0}^{U_{\text{DS}}} C_{\text{oss}}(u) du \quad (3.75)$$

flacht der Verlauf der Spannungen zu Beginn und am Ende der Schwingungshalbperiode ab, während im Mittelteil die Geschwindigkeit der Spannungsänderung ansteigt.

Ursächlich hierfür ist, dass zu Beginn der Schwingung die Spannung an $C_{\text{oss},2}$ gering ist, also eine hohe effektive Kapazität $C_{\text{oss,eff}}$ vorliegt und zum Ende der Schwingung die Spannung an $C_{\text{oss},1}$ gering ist, womit ebenfalls eine hohe Kapazität gegeben ist; im Mittelteil dagegen resultiert für $C_{\text{oss},1} + C_{\text{oss},2}$ ein niedrigerer Wert. Die Abflachung zu

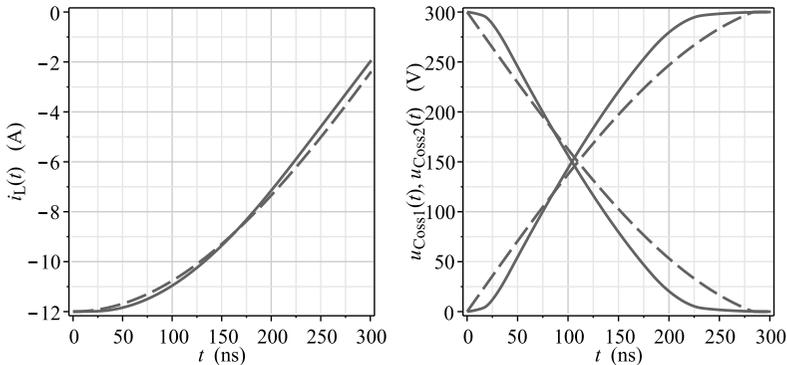


Abb. 3.25: Simulierter Spulenstrom und Spannungen an den Schaltern S_1 , S_2 für den Umschwingvorgang ab t_0 bei Berücksichtigung der nichtlinearen Charakteristik von C_{oss} (durchgezogene Linie) und für eine ladungsäquivalente, konstante Kapazität (gestrichelte Linie). Konfiguration der Schalter wie beim CF-ZVS-M-Konverter Prototyp, S_1 : 4x IXFB82N60P, S_2 : 3x IXFB82N60P.

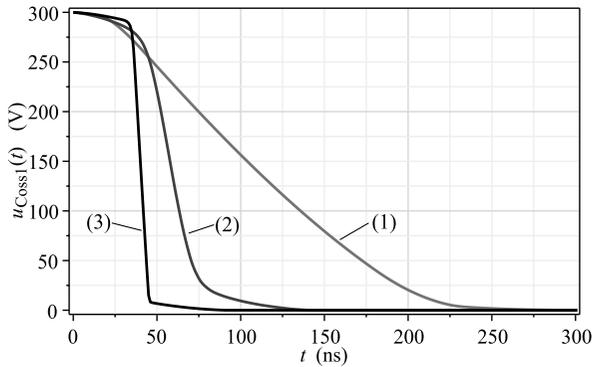


Abb. 3.26: Vergleich des Umschwingvorgangs bei Einsatz unterschiedlicher Halbleiter-Technologien aber gleichem $R_{DS(on)}$ und gleichem Wert $i_L(t_0) = -I_0 = -12$ A. Konventioneller IXYS PolarHV HiPerFET (1), basierend auf IXFB82N60P; CoolMOS C3 Super-Junction-FET (2), basierend auf Microsemi APT94N60L2C3; ST MDmesh Super-Junction-FET (3), basierend auf STW77N65M5.

Beginn der Schwingung ist dabei besonders vorteilhaft, weil das Abschalten des Schalters S_2 zunächst kapazitiv entlastet und gleichzeitig eine kurze Gesamtdauer des Schaltvorgangs erreicht wird. Durch den im Verlauf der Schwingung abnehmenden Spulenstrom $i_L(t)$ und durch eine asymmetrische Verteilung der Chipflächen $A_{Si,1}$ und $A_{Si,2}$ der Schalter S_1 bzw. S_2 ergibt sich eine ebenfalls asymmetrische Abflachung (vgl. **Abb. 3.25**).

Je nach eingesetzter Schalter-Technologie ist die Abflachung mehr oder weniger stark ausgeprägt (vgl. **Abb. 3.26**). Bei gleichem $R_{DS(on)}$ weisen die Super-Junction-Bauteile ähnliche Eigenschaften hinsichtlich Eignung zur kapazitiven Schaltentlastung durch die Ausgangskapazität auf, jedoch bei erhöhter Flankensteilheit im Mittelteil. Die geringere ladungsäquivalente Kapazität verkürzt die Schwingungsdauer und/oder erlaubt eine Reduktion von I_0 . Problematisch kann sich die höhere Flankensteilheit auf die elektromagnetische Verträglichkeit auswirken.

Aus der Charakteristik von C_{oss} lässt sich der Wert von I_0 ableiten. Die bisher beschriebene Methode, mit Hilfe der Energiebilanz

$$E_L > E_{C_{oss,\Sigma}} \quad (3.76)$$

$$\frac{1}{2}LI_0^2 > \frac{1}{2}U_{DS}Q_{oss,\Sigma}$$

einen Mindeststrom

$$I_0 > U_{DS} \cdot \sqrt{\frac{C_{oss,\Sigma}}{L}} = \sqrt{\frac{Q_{oss,\Sigma} U_{DS}}{L}}, \quad (3.77)$$

abzuleiten, gilt jedoch ausschließlich für von der Spannung unabhängige Ausgangskapazitäten, für die sich sinusförmige Zeitfunktionen ergeben.

Bei ausgeprägter Spannungsabhängigkeit der Ausgangskapazitäten stellt sich eine Situation vergleichbar **Abb. 3.27** ein. Zu Beginn des Umschwingvorgangs ab $t = t_0$ (vgl. **Abb. 3.27 a**), ändert sich die Spannung $u_{S2} = u_L$ wegen der hohen effektiven Kapazität $C_{oss,eff}$ nur

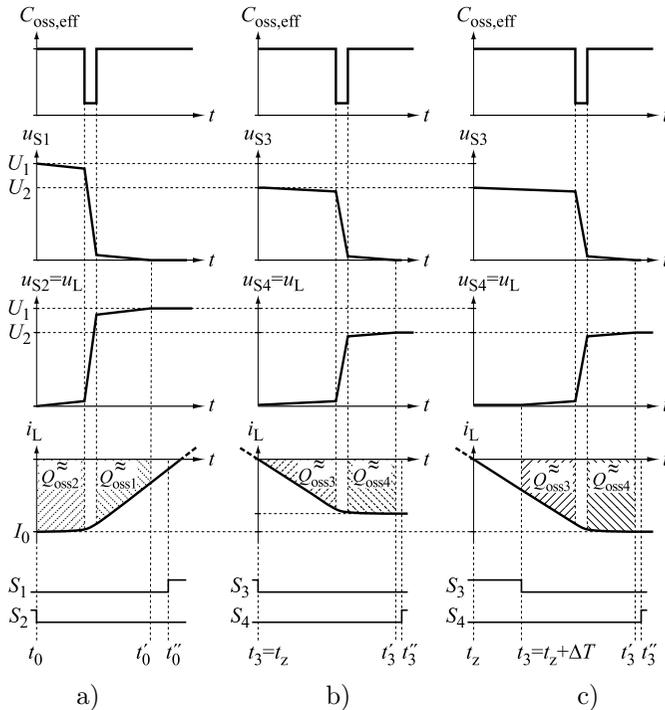


Abb. 3.27: Auswirkung einer spannungsabhängigen parasitären Ausgangskapazität auf den Wert des Mindeststroms I_0 bei $t = t_0$ (a) und bei $t = t_3$ ohne (b) und mit (c) um ΔT verzögertes Schalten von S_3 nach Stromnulldurchgang. Die Ladungen Q_{oss3} bzw. Q_{oss4} weisen in Teilbild b) und c) den gleichen Wert auf.

langsam und der Spulenstrom weist einen annähernd konstanten Wert auf. Im Mittelteil der Schwingung führt der niedrige Wert von $C_{\text{oss,eff}}$ zu einer raschen Änderung der Spannung an den Ausgangskapazitäten, so dass bis zum Abschluss des Umschwingvorgangs die Spannung an der Induktivität bereits annähert U_1 erreicht und sich der Spulenstrom linear mit der Stromanstiegsgeschwindigkeit $a \approx U_1/L$ ändert. Für den Wert des Mindeststroms ist daher die parasitäre Ausgangskapazität C_{oss1} des Schalters S_1 ausschlaggebend. Bei $t = t'_3$ wird I_0 bestimmt durch C_{oss3} (vgl. **Abb. 3.27 b**).

Bei angenommenem linearen Verlauf von i_L folgt mit $\int i_L(t)dt = Q$

$$i_L(t_0) \approx -\sqrt{\frac{2Q_{\text{oss1}}U_1}{L}} \quad \text{und} \quad i_L(t'_3) \approx -\sqrt{\frac{2Q_{\text{oss3}}U_2}{L}} \quad (3.78)$$

wobei die Ladung auf den Ausgangskapazitäten approximiert werden kann durch

$$Q_{\text{oss},i}(U_{\text{DS}}) = A_{\text{Si},i} \int_{u=0}^{U_{\text{DS}}} C_{\text{oss}}^*(u) du \quad (3.79)$$

$$\stackrel{(3.74)}{\approx} 2C_{\text{oss,ref}}^* A_{\text{Si},i} \sqrt{U_{\text{DS}} U_{\text{DS,ref}}}.$$

Als Referenzspannung $U_{\text{DS,ref}}$ sollte die mittlere Betriebsspannung des Wandlers gewählt werden. Es ist anzumerken, dass sich (3.78) vor allem dann von (3.77) unterscheidet, wenn eine asymmetrische Konfiguration der Schalter S_i , also $A_{\text{Si},1} \neq A_{\text{Si},2}$ oder $A_{\text{Si},3} \neq A_{\text{Si},4}$ vorliegt.

3.3.2 Einfluss der parasitären inversen Diode auf den Wert des Mindeststroms

Im Hochsetz-Betrieb sollte der Schalter S_3 zeitgleich mit dem Nulldurchgang des Spulenstroms $i_L(t)$ ausgeschaltet werden. Dann stellt sich bei MOSFETs mit ausgeprägter Nichtlinearität der Ausgangskapazität zum Zeitpunkt t'_3 der Strom

$$i_L(t'_3) = -\sqrt{\frac{2Q_{\text{oss},3}U_2}{L}} \quad (3.80)$$

ein (vgl. Abschnitt 3.3.1), der bei gleicher Konfiguration der Schalter der beiden Halbbrücken ($A_{\text{Si},1} + A_{\text{Si},2} = A_{\text{Si},3} + A_{\text{Si},4}$) wegen $U_2 > U_1$ in jedem Fall größer ist als der bei $t = t_0$ erforderliche Mindeststrom I_0 .

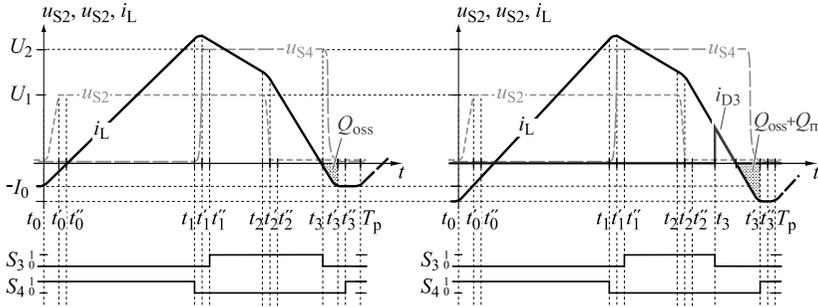


Abb. 3.28: Auswirkung des Rückwärtserholverhaltens der inversen Diode des Schalters S_3 bei unvollständiger Synchrongleichrichtung. Durch verfrühtes Abschalten des Schalters S_3 wird die inverse Diode des Schalters leitend, wodurch sich in der Diode die Ladung Q_{rr} aufbaut, die ihrerseits zum Anstieg des Stroms I_0 und somit höheren Leitverlusten führt.

Wird andererseits der Schalter S_3 vor Nulldurchgang des Spulenstroms geschaltet (vgl. **Abb. 3.28**) – findet also keine vollständige Synchrongleichrichtung statt – wird der Strom durch S_3 von der parasitären inversen Diode des Schalters geführt. Dabei baut sich im pn-Übergang der Diode eine Diffusionsladung auf, die als Rückwärtserholladung Q_{rr} ab Nulldurchgang dem des Spulenstroms zu einem Sperrverzug der Diode führt und sich einem Anstieg des Stroms $i_L(t'_3)$ gemäß

$$i_L(t'_3) = -\sqrt{\frac{2(Q_{oss,3} + Q_{rr})U_2}{L}} = -I_0 . \quad (3.81)$$

bemerkbar macht. Zwar entstehen durch das Rückwärtserholverhalten der Diode in diesem Fall keine Schaltverluste, jedoch höhere Leitverluste auf Grund des höheren Kreisstroms I_0 , weswegen das Leiten der Diode vermieden werden sollte. Ebenso problematisch ist im Hochsetzbetrieb ein verspätetes Abschalten von S_3 nach Nulldurchgang des Spulenstroms, bei dem aktiv höhere Werte von I_0 forciert werden.

Im Gegensatz dazu ist im Tiefsetzbetrieb ($U_1 > U_2$) eben dies erwünscht ist, um den bei $t = t_0$ nötigen Mindeststrom zu erreichen. Das Rückwärtserholverhalten der inversen Diode ist daher im Tiefsetzbetrieb unkritisch.

Rückwärtserholverhalten der Diode

Um die Höhe der Rückwärtserholladung Q_{rr} und damit deren Einfluss auf den Strom I_0 abzuschätzen, ist ein analytisches Modell erforderlich. Eine übliche Beschreibung des Rückwärtserholverhaltens basiert auf einer Messung des Diodenstroms $i_D(t)$ gemäß **Abb. 3.29**. Diese Messung wird unter der Voraussetzung durchgeführt, dass für lange Zeit ein konstanter Strom I_F vorlag, bevor der Diodenstrom zum Zeitpunkt $t = 0$ durch Einschalten eines Schalters mit der Stromänderungsgeschwindigkeit $-a$ abkommutiert wird.

Es sind Modelle bekannt, die eine Bestimmung von Q_{rr} ausgehend von der effektiven Lebensdauer $\tau_{c,eff}$ der Ladungsträger im Drift-Gebiet der Diode zulassen (Level-2 Diodenmodell) [60][95]. Demnach liegt während der Leitphase und im statischen Zustand der Generations- und Rekombinationsprozesse die Ladung

$$Q_D = I_F \tau_{c,eff} \tag{3.82}$$

in der Diode vor, die bei Vernachlässigung der internen Rekombination als Rückwärtserholladung Q_{rr} vom Rückwärtserholstrom $i_D(t)$ wieder aus der Diode entfernt werden muss.

Anhand einer Referenzmessung lässt sich die Lebensdauer $\tau_{c,eff}$ des Level-2-Modells bestimmen und $Q_{rr}(I_F, a)$ für beliebige I_F und a berechnen. Dazu kann vereinfacht der in **Abb. 3.29** dargestellte Verlauf des Rückwärtserholstroms genutzt werden:

$$i_D(t) = \begin{cases} I_F - at & \text{für } 0 \geq t < t_1 \\ -I_{rm} e^{-\frac{t-t_1}{\tau_{rr}}} & t > t_1 \end{cases} \tag{3.83}$$

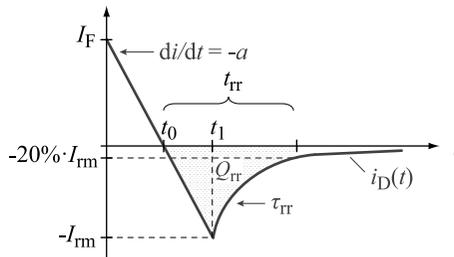


Abb. 3.29: Prinzipieller Verlauf des Diodenstroms bei der messtechnischer Bestimmung des Rückwärtserholverhaltens.

Die Abklingzeitkonstante τ_{rr} des Rückwärtserholstroms erhält man über den Ansatz

$$20\% \cdot I_{rm} = I_{rm} e^{-(t - \frac{t_{rm}}{a}) / \tau_{rr}} \quad (3.84)$$

zu

$$\tau_{rr} = \frac{1}{\ln 0.2} \left(\frac{I_{rm}}{a} - t_{rr} \right) . \quad (3.85)$$

In [95] wird ein Zusammenhang zwischen τ_{rr} und der Lebensdauer der Ladungsträger $\tau_{c,eff}$ angegeben:

$$I_{rm} = a(\tau_{c,eff} - \tau_{rr}) \left(1 - e^{-t_1 / \tau_{c,eff}} \right) . \quad (3.86)$$

Bei (3.86) handelt es sich um eine transzendente Gleichung, so dass der Wert von $\tau_{c,eff}$ nur numerisch ermittelt werden kann. Weiterhin liefert die Gleichung oft nur eine ungenaue Schätzung von $\tau_{c,eff}$. Ein Grund hierfür ist, dass wegen unterschiedlicher Rekombinationsmechanismen die Beschreibung mittels einer einzigen Zeitkonstante τ_{rr} unzureichend sein kann und ein Diodenmodell höherer Ordnung (z.B. Level-3 Modell) erforderlich wird [96]. Dennoch wurde mit der im Folgenden beschriebenen Level-2-Modellierung der untersuchten MOSFETs eine gute Übereinstimmung mit den Messungen erzielt.

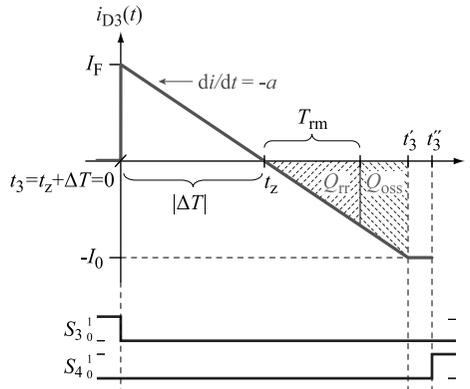


Abb. 3.30: Auswirkung des Rückwärtserholverhaltens der inversen Diode des Schalters S_3 des CF-ZVS-M-Konverters bei nicht-idealer Synchrongleichrichtung mit Zeitfehler $|\Delta T|$.

Dynamisches Modell der Rückwärtserholladung

Bei (3.82) handelt es sich um ein quasi-statisches Modell unter der Annahme von $i_D(t < 0) = I_F = \text{const.}$ Im Falle einer nicht-idealen Synchrongleichrichtung, bei der der Schalter S_3 im Zeitpunkt $t_3 = t_z + \Delta T$ mit einem Fehler $\Delta T < 0$ vor dem Zeitpunkt t_z des Stromnulldurchgangs geöffnet wird (vgl. **Abb. 3.28** und **Abb. 3.30**), wird die inverse Diode des Schalters S_3 nur kurzzeitig bestromt und es baut sich Ladung Q_D im Drift-Gebiet der Diode auf. Allerdings fällt Q_{rr} wegen $i_D(t < 0) = 0$ geringer aus als im quasi-statischen Fall (3.82). Es ist ein also dynamisches Modell $q_{rr}(t)$ erforderlich.

Zur Herleitung von $q_{rr}(t)$ wird der Strom durch die inverse Diode des Schalters S_3 zunächst analytisch beschrieben. Mit $t_3 = 0$ gilt

$$i_{D3} = \sigma(t) \cdot (I_F - at) = \sigma(t) \cdot a(-\Delta T - t) \quad \text{für } t < t_z, \quad (3.87)$$

wobei $\sigma(t)$ die Sprungfunktion bezeichnet und der Startwert des Diodenstroms $i_{D3}(t_3) = I_F = a \cdot (-\Delta T)$ sich aus der Stromänderungsgeschwindigkeit $a = U_2/L$ berechnen lässt.

Die effektive Lebensdauer der Ladungsträger $\tau_{c,\text{eff}}$ wirkt sich dahingehend aus, dass die Diodenladung $q_D(t)$ dem in der Diode geführten Strom $i_{D3}(t)$ mit einer Tiefpasscharakteristik mit Übertragungsfunktion $G_c(s)$ folgt und mittels

$$q_D(t) = \mathcal{L}^{-1} \{G_c(s) \cdot \mathcal{L}\{i_{D3}(t)\}\} \quad (3.88)$$

bestimmt werden kann. In (3.88) bezeichnen $\mathcal{L}\{x(t)\}$ die Laplace-Transformation des Zeitsignals $x(t)$ in den Frequenzbereich (komplexe Frequenz $s = j\omega$) und $\mathcal{L}^{-1}\{X(s)\}$ die inverse Laplace-Transformation. Ausgehend von der quasi-statischen Beschreibung $Q_D = \tau_{c,\text{eff}} I_F$ lässt sich die Übertragungsfunktion $G_c(s)$ herleiten

$$G_c(s) = \frac{\tau_{c,\text{eff}}}{1 + s\tau_{c,\text{eff}}}. \quad (3.89)$$

Die Laplace-Transformierte des Diodenstroms ist

$$I_{D3}(s) = \mathcal{L}\{i_{D3}(t)\} = a \left(\frac{-\Delta T}{s} - \frac{1}{s^2} \right). \quad (3.90)$$

Als Zeitfunktion der Diodenladung für $t_3 = 0 < t < t_z = -\Delta T$ folgt

$$\begin{aligned} q_D(t) &= \mathcal{L}^{-1} \{G_c(s) I_{D3}(s)\} = \\ &= a\tau_{c,\text{eff}} \left(\tau_{c,\text{eff}} - \Delta T - t - (\tau_{c,\text{eff}} - \Delta T) e^{-\frac{t}{\tau_{c,\text{eff}}}} \right) \end{aligned} \quad (3.91)$$

und die bei Nulldurchgang des Spulenstrom im Zeitpunkt t_z in der Diode vorliegende Ladung entspricht bei Vernachlässigung der internen Rekombination für $t > t_z = -\Delta T$ dem Wert

$$Q_{rr} = q_D(-\Delta T) = a\tau_{c,\text{eff}} \left(\tau_{c,\text{eff}} - (\tau_{c,\text{eff}} - \Delta T)e^{\frac{\Delta T}{\tau_{c,\text{eff}}}} \right). \quad (3.92)$$

Ab Stromnulldurchgang ($t' = 0$ in t_z) gilt $i_L(t') = -at'$. Bevor ein Umschwingen der parasitären Ausgangskapazitäten stattfinden kann, muss zunächst die inverse Diode des Schalters S_3 sperren, d.h. die Rückwärtserholladung Q_{rr} vollständig durch den Strom $i_L(t')$ aus der Diode entfernt werden. Während dieser Zeit gilt bei Vernachlässigung der internen Rekombination

$$q_D(t') = Q_{rr} + \int i_L(t') dt' = Q_{rr} - \frac{1}{2} at'^2 \quad (3.93)$$

Auflösen von $q_D(t') = 0$ nach t' liefert die Rückwärtserholzeit

$$T_{\text{rim}} = \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{a}} = \sqrt{2\tau_{c,\text{eff}} \left(\tau_{c,\text{eff}} - (\tau_{c,\text{eff}} - \Delta T)e^{\frac{\Delta T}{\tau_{c,\text{eff}}}} \right)} \quad (3.94)$$

Bei $t = T_{\text{rim}} - \Delta T$ bzw. $t' = T_{\text{rim}}$ sperrt die inverse Diode des Schalters S_3 und ein Umladen der parasitären Ausgangskapazitäten der Schalter S_3 und S_4 durch i_L beginnt. Während des Umladevorgangs ($T_{\text{rim}} < t' < t'_3$) wird durch den Spulenstrom i_L die Ladung Q_{oss3} transportiert

$$\int_{t'=T_{\text{rim}}}^{t'_3} i_L(t') dt' = - \int_{t'=T_{\text{rim}}}^{t'_3} at' dt' = -Q_{\text{oss3}}. \quad (3.95)$$

Aus (3.95) folgt

$$t'_3 = \sqrt{T_{\text{rim}}^2 + \frac{2Q_{\text{oss3}}}{a}} = \sqrt{\frac{2}{a}(Q_{\text{oss3}} + Q_{rr})} \quad (3.96)$$

und

$$I_0 = i_L(t' = t'_3) = \sqrt{2a(Q_{\text{oss3}} + Q_{rr})} \quad \text{für } \Delta T < 0. \quad (3.97)$$

Für $\Delta T > 0$, also verspätetes Ausschalten des Schalters S_3 nach Nulldurchgang des Spulenstroms, gilt

$$\int_{t'=-\Delta T}^{t'_3} i_L(t') dt' = - \int_{t'=-\Delta T}^{t'_3} at' dt' = -Q_{\text{oss3}} \quad (3.98)$$

und damit

$$I_0 = i_L(t' = t'_3) = \sqrt{a(a\Delta T + 2Q_{\text{oss3}})} \quad \text{für } \Delta T > 0. \quad (3.99)$$

Mit (3.97) und (3.99) liegt ein vollständiges Modell zur Berechnung von I_0 vor. Darin sind die bauteilabhängigen Größen Q_{oss3} und Q_{rr} durch (3.79) bzw. (3.92) bestimmbar.

Experimentelle Verifikation des Modells

Zur Verifikation des dynamischen Diodenmodells und zur Bestimmung der effektiven Lebensdauer $\tau_{c,\text{eff}}$ der Ladungsträger sind Messungen erforderlich. Beispiele zeigt **Abb. 3.32**, wobei die ideale und die nicht-ideale Synchrongleichrichtung mit Zeitfehler $\Delta T < 0$ gegenübergestellt sind. Der Zeitfehler ist ursächlich für die Entstehung von Rückwärtserholung Q_{rr} und eines höheren Stroms I_0 . Ergebnisse weiterer Messungen für zwei ST STY112N65M5 MOSFETs in Halbbrückenkonfiguration sind in **Abb. 3.31** zusammengefasst. Die durchgezogenen Linien stellen die Abschätzung durch das analytische Modell (3.97) und (3.99) dar, basierend auf der im Datenblatt gegebenen Charakteristik von C_{oss} und einer durch die Messungen bestimmten Lebensdauer $\tau_{c,\text{eff}} = 480$ ns und sind in sehr guter Übereinstimmung mit der Messung.

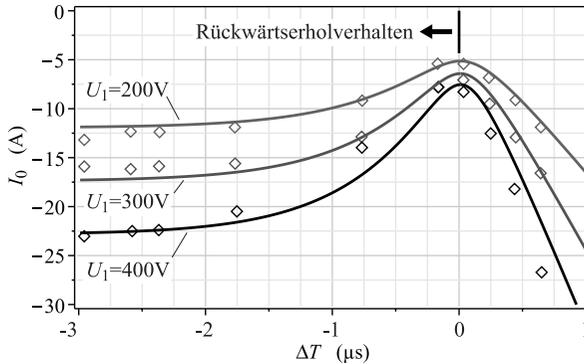


Abb. 3.31: Strom $i_L(t'_3) = I_0$ in Abhängigkeit des Zeitfehlers ΔT . Messung für zwei ST STY112N65M5 MOSFETs in Halbbrückenkonfiguration, Einschaltzeit des Highside-Schalters S_1 : $3\mu\text{s}$, $L = 6.3\mu\text{H}$ und $U_2 = U_1/2$.

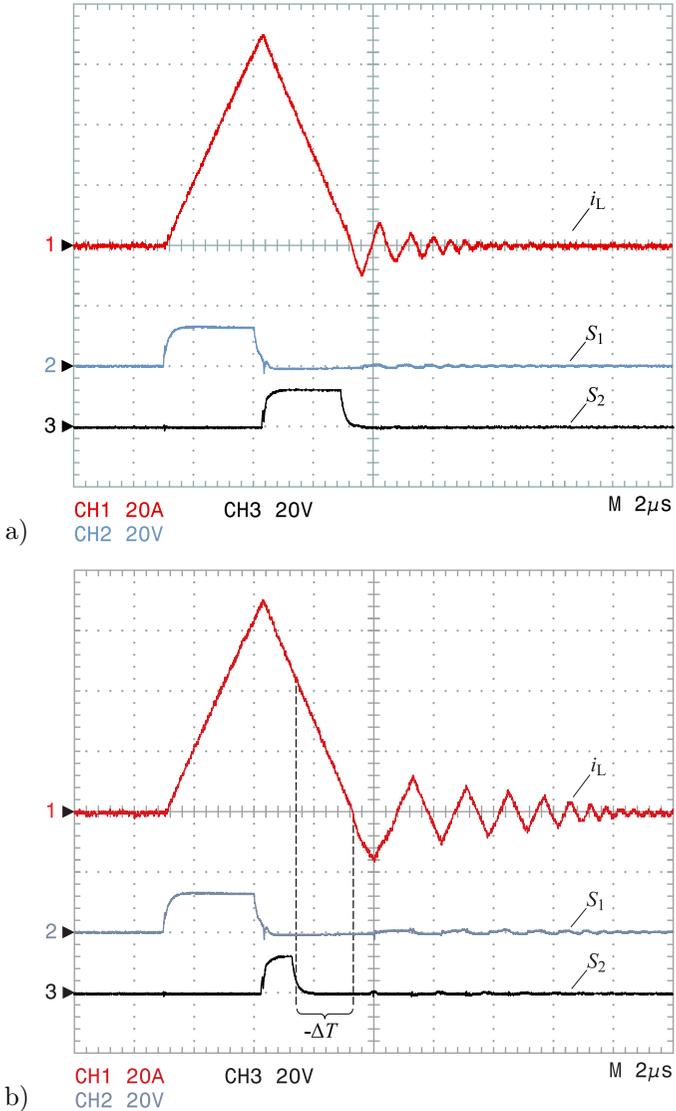


Abb. 3.32: Spulenstrom i_L (CH1), Gate-Spannung des Highside-Schalters S_1 (CH2), Gate-Spannung des Lowside-Schalters S_2 (Synchrongleichrichter, CH4) für den Fall idealer Synchrongleichrichtung (a) und mit Zeitfehler $\Delta T < 0$ (b). MOSFET: ST STY112N65M5.

3.3.3 Steuerung des Mindeststroms

Im Hochsetzbetrieb und bei gleicher Konfiguration der Schalter der beiden Halbbrücken ($A_{Si,1} + A_{Si,2} = A_{Si,3} + A_{Si,4}$) sollte der Abschaltzeitpunkt t_3 des Schalters S_3 identisch sein mit dem Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs der Spulenstroms, damit Rückwärtserholeffekte der inversen Diode vermieden werden. Der sich zum Zeitpunkt t_3'' einstellende Strom $i_L(t_3'') = -I_0$ ist in diesem Fall immer größer als der Mindeststrom $i_L(t_0)$, so dass gleichzeitig ein Nullspannungsschalten zu Beginn der folgenden Schaltperiode sichergestellt wird.

Im Tiefsetzbetrieb muss S_3 nach dem Stromnulldurchgang geschaltet werden, um den erforderlichen Mindeststrom $i_L(t_0)$ zu erreichen. Die Zeitdifferenz ΔT zum Stromnulldurchgang ergibt sich durch Gleichsetzen von (3.97) und (3.99) zu

$$\Delta T = \frac{2L}{U_2} \left(\frac{U_1}{U_2} Q_{oss1}(U_1) - Q_{oss3}(U_2) \right). \quad (3.100)$$

Eine einfache Möglichkeit, beide Anforderungen abzudecken ist, mittels eines Stromsensors den Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs zu ermitteln und den Schalter S_3 relativ zu diesem mit Zeitversatz ΔT anzusteuern. Allerdings erfordert diese Vorgehensweise eine präzise und schnelle und dadurch kostenintensive Stromsensorik.

Andererseits ist der Verzicht auf ein derartiges Steuerverfahren für I_0 mit schwerwiegenden Nachteilen verbunden. Ohne Steuerung oder Regelung des Mindeststroms I_0

- ▶ kann ein Nullspannungsschalten nicht garantiert werden. Hartes Schalten – insbesondere in Verbindung mit Rückwärtserholverlusten der meist nicht für Schaltanwendungen optimierten inversen Dioden der MOSFETs – kann zu einer unerwünschten Reduktion des Wirkungsgrades bis hin zur thermischen Zerstörung der Bauelemente führen;
- ▶ können Unsicherheiten in der Berechnung der Schaltzeitpunkte t_i oder Bauteiltoleranzen dazu führen, dass der Minimalwert $-I_0$ des Spulenstroms über mehrere Schaltperioden hinweg zu negativeren Werten hin abdriftet, wodurch sich die Ausgangsleistung reduziert und eine höhere Blindleistung im Wandler geführt wird.⁸

⁸Zwar kann der Verlust an Ausgangswirkleistung innerhalb gewisser Grenzen durch Vorgabe einer höheren Leistung P durch den Regler kompensiert werden, die Leitverluste auf Grund der Blindleistung sind jedoch nicht vermeidbar.

3.3.4 Regelung des Mindeststroms

Alternativ kann der Mindeststrom auch ohne Stromsensorik durch einen digitalen Regler, der auf einer Spannungsmessung basiert, garantiert werden. Grundlage für diese Regelung bildet die in **Abb. 3.33** dargestellte Schaltung, die die Spannungen $u_{S_2}(t)$ und $u_{S_4}(t)$ über den Schaltern S_2 und S_4 mittels eines Analogkomparators digitalisiert und sich kostengünstig realisieren lässt.

Die Vergleichsschwellen U_{1k} bzw. U_{2k} liegen in der Nähe der Spannungen U_1 bzw. U_2 , z.B. $90\% \cdot U_1$, so dass anhand der Komparatorsignale $K_1(t)$ bzw. $K_2(t)$ bereits vor dem Einschalten der vier Schalter S_i zu den Zeitpunkten t''_i entschieden werden kann, ob eine geringe Spannung über dem Schalter vorliegt, also die Voraussetzung für Nullspannungsschalten gegeben ist. Für eine größere Flexibilität wurden die Vergleichsschwellen durch einen Digital-Analog-Wandler (DAC) digital einstellbar realisiert.

Eine Frequenzkompensation des Messteilers mit Parallelkondensatoren und ein schneller Komparator sind erforderlich, damit $u_{S_2}(t)$ und $u_{S_4}(t)$ im Bereich der Schaltflanken mit ausreichender Genauigkeit und geringer Zeitverzögerung durch die Komparatorsignale $K_1(t)$ bzw. $K_2(t)$ abgebildet werden.

Aus den Informationen, die die Messschaltung bietet, lassen sich zwei unterschiedliche Verfahren zur Regelung des Mindeststroms I_0 im Tiefsetzbetrieb und im Hochsetzbetrieb ableiten, die im Folgenden beschrieben werden.

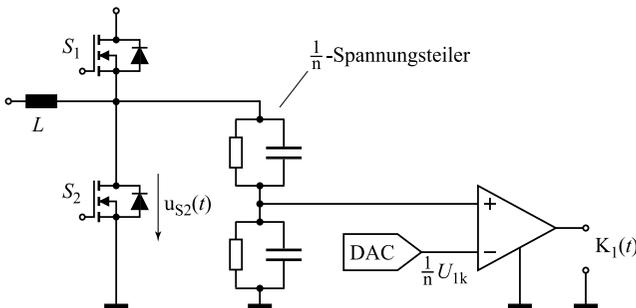


Abb. 3.33: Frequenzkompensierter 1:n-Spannungsteiler und Komparator gegenüber einem mittels eines Digital-Analog-Wandler (DAC) einstellbaren Schwellwert U_{1k} zur Erzeugung des Messsignals $K_1(t)$.

Regelung des Mindeststroms im Tiefsetzbetrieb

Im Tiefsetzbetrieb muss I_0 groß genug für ein Nullspannungsschalten bei $t = t_0$ sein. Eine Reglerstruktur, die den Abschaltzeitpunkt t_3 des Schalters S_3 in geeigneter Weise einstellt, ist in **Abb. 3.34** dargestellt.

Abb. 3.35 zeigt zur Veranschaulichung des Funktionsprinzips die Zeitverläufe der Komparatorsignale, der Spannungen $u_{S2}(t)$ und $u_{S4}(t)$ und des Stroms $i_L(t)$. Jeweils zum Zeitpunkt t_0'' wird das Komparatorsignal

$$K_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } U_1 \geq U_{1k} \\ 0 & \text{für } U_1 < U_{1k} \end{cases} \quad (3.101)$$

der lieferseitigen Halbbrücke abgetastet, wobei

$$U_{1k} = 90\% \cdot U_1, \quad (3.102)$$

gesetzt wird, um festzustellen, ob der Schalter S_1 unter geringer Spannung und dadurch mit geringen Verlusten eingeschaltet werden kann.

Ist dies nicht der Fall, muss durch den Regler der Abschaltzeitpunkt t_3 des Schalters S_3 verzögert werden, andernfalls kann ein früherer Zeitpunkt gewählt werden. Zur Umsetzung des Prinzips wird das zeitdiskrete Komparatorsignal $K_1(z)$ zunächst in den Wertebereich $\{-1, +1\}$ skaliert und als Regelfehler $e(z)$ interpretiert. Der Regelfehler wird durch einen Integral-Regler mit Verstärkung $G_{I, bu} < 1$ und Begrenzung ausgegelt, dessen Stellgröße der Zeit t_3 entspricht. Der Integrator des Reglers wird dabei beim Übergang in den Tiefsetzbetrieb mit dem berechneten (tabellarisierten) Schaltzeitpunkt t_3 initialisiert. Die Begrenzung $t_{3, \min} < t_3 < t_{3, \max}$ der Stellgröße erfolgt innerhalb eines vorgegebenen Bandes um den berechneten Schaltzeitpunkt t_3 .

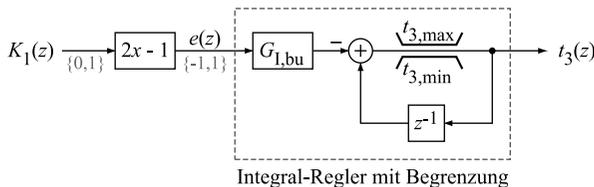


Abb. 3.34: Struktur zur digitalen Regelung des Mindeststroms I_0 im Tiefsetzbetrieb durch Einstellen der Zeit t_3 . Betrieb mit Abtastzeit T_p und Abtastzeitpunkt t_0'' .

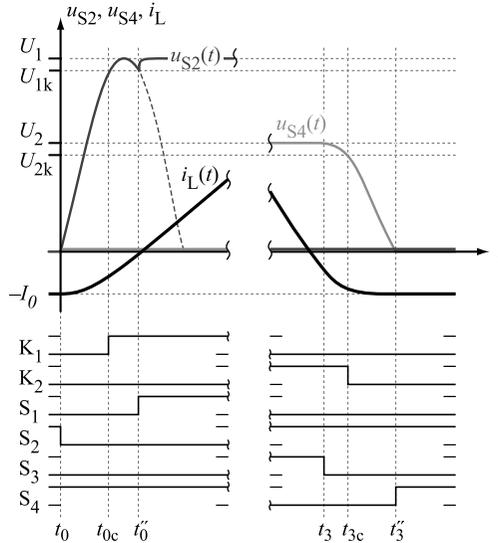


Abb. 3.35: Zeitverlauf der Ansteuersignale $S_1(t)$ bis $S_4(t)$ der Schalter S_i und der Komparatorsignale $K_1(t)$, $K_2(t)$ im Tiefsetzbetrieb. Durch Auswertung von $K_1(t)$ und Regelung mit einem Integral-Regler wird der Schaltzeitpunkt t_3 (Abschalten des Schalters S_3) für den minimal erforderlichen Mindeststrom I_0 eingestellt.

Prinzipbedingt wird S_1 nicht bei 0V, sondern bei einer geringen Spannung $U_1 - U_{1k} \approx 10\% \cdot U_1$ geschaltet und die in C_{oss1} verbliebene Restenergie wird durch Schließen von S_1 vernichtet. Allerdings ist die Restenergie derart gering, dass die Verluste vernachlässigbar klein ausfallen.

Abb. 3.36 zeigt eine Messung zum Nachweis der Funktionalität der Regelung des Mindeststroms I_0 im Tiefsetzbetrieb bei $U_1 = 200\text{ V}$ und $U_2 = 150\text{ V}$. Die Schaltzeit t_3 wird vom Regler derart eingestellt, dass die Spannung $u_{S2}(t)$ über dem Schalter S_2 beim Umschwingvorgang bei $t = t_0$ die Eingangsspannung U_1 gerade erreicht. Wie aus der gemessenen Gate-Spannung $u_{GS,1}$ ersichtlich ist, kann der Schalter S_1 daraufhin spannungslos eingeschaltet werden.

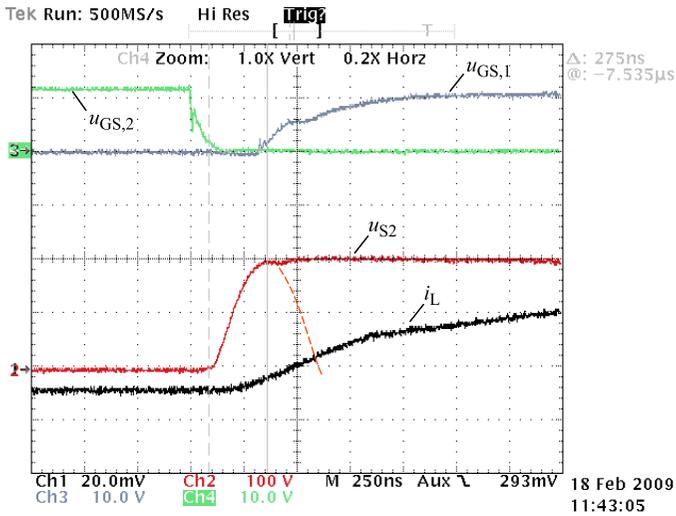
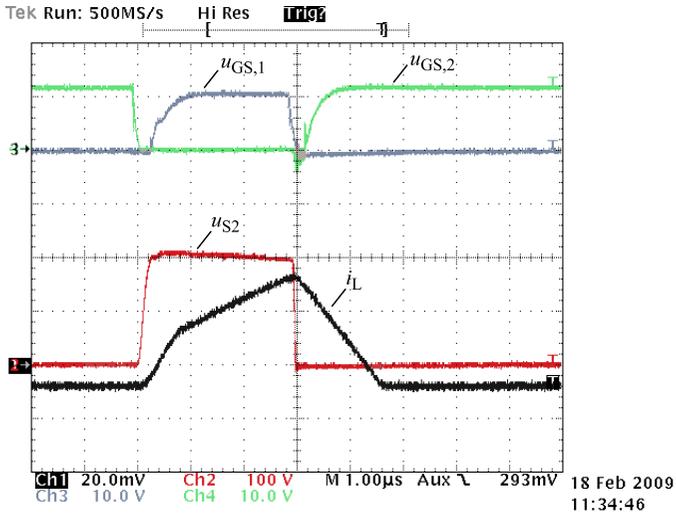


Abb. 3.36: Messung zum Nachweis der Funktionalität der I_0 -Regelung im Tiefsetzbetrieb bei $U_1 = 200\text{ V}$ und $U_2 = 150\text{ V}$. Die Schaltzeit t_3 wird derart eingestellt, dass die Spannung $u_{S2}(t)$ beim Umschwingvorgang bei $t = t_0$ die Eingangsspannung U_1 gerade erreicht.

Regelung des Mindeststroms im Hochsetzbetrieb

Im Hochsetzbetrieb ist das vorab beschriebene Regelungsverfahren nicht anwendbar, da der für das entlasteten Schalten bei $t = t_0$ nötige Mindeststrom $i_L(t_0)$ (bei angenommener gleicher Konfiguration der Schalter der beiden Halbbrücken) automatisch erreicht wird. Vielmehr ist es im Hochsetzbetrieb entscheidend, den Schalter S_3 bei Stromnulldurchgang des Spulenstroms zu schalten, um einen unnötig hohen Strom I_0 aufgrund der Rückwärtserholladung Q_{rr} der inversen Diode des Schalters S_3 oder aufgrund von verspätetem Schalten von S_3 zu vermeiden.

Die beiden genannten Effekte führen zu einer nichtlinearen Beziehung zwischen t_3 bzw. ΔT und dem Wert von $I_0 = -i_L(t_3'')$ (vgl. **Abb. 3.31** und **Abb. 3.37 b**). Es existiert ein optimaler Schaltzeitpunkt $t_{3,opt}$ (Stromnulldurchgang, $\Delta T = 0$) für den I_0 minimal wird. Diese ausgeprägte Nichtlinearität der Regelstrecke verhindert den Einsatz eines klassischen linearen Reglers zur Einstellung des Schaltzeitpunkts t_3 . Anstelle eines Reglers kann jedoch ein Suchverfahren gemäß des in **Abb. 3.38** dargestellten Ablaufdiagramms genutzt werden.

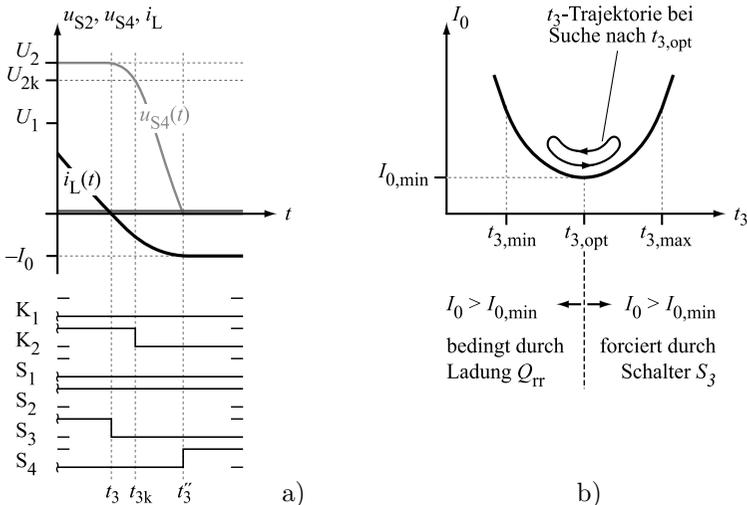


Abb. 3.37: Zeitverlauf der Ansteuersignale $S_1(t)$ bis $S_4(t)$ der Schalter S_i und der Komparatorsignale $K_1(t), K_2(t)$ im Hochsetzbetrieb. Durch Auswertung von $K_2(t)$ und ein Suchverfahren wird der Schaltzeitpunkt t_3 für den minimal erforderlichen Wert für I_0 eingestellt.

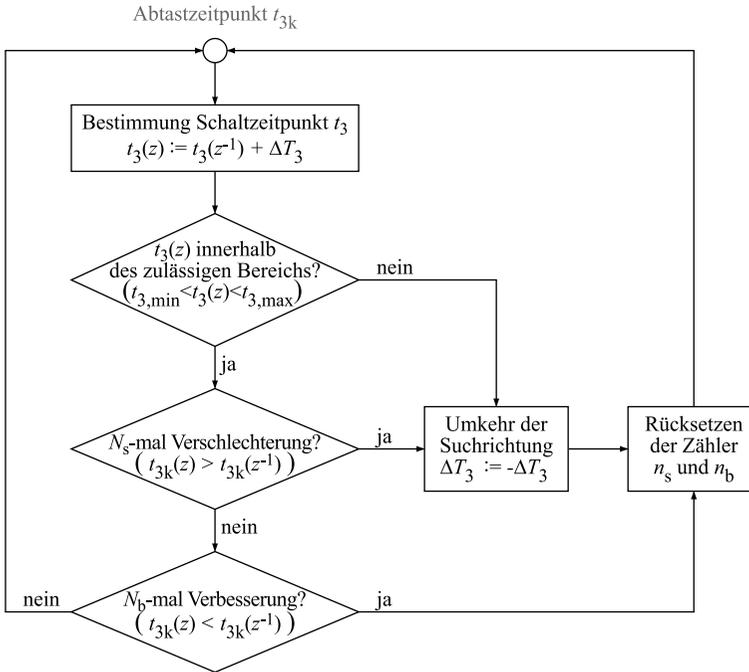


Abb. 3.38: Ablaufdiagramm des Suchalgorithmus zur Einstellung der optimalen Schaltzeit t_{3k} im Hochsetzbetrieb.

Das Suchverfahren basiert ähnlich wie das Regelungskonzept für den Tiefsetzbetrieb auf einer Auswertung des Komparatorsignals

$$K_2(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } U_2 \geq U_{2k} \\ 0 & \text{für } U_2 < U_{2k} \end{cases} \quad (3.103)$$

wobei

$$U_{2k} = 90\% \cdot U_2 . \quad (3.104)$$

Der Zeitpunkt t_{3k} , zu dem $K_2(t)$ von 1 auf 0 springt, entspricht dabei dem Start des Umschwingvorgangs zwischen den Ausgangskapazitäten der Schalter S_3 und S_4 und der Induktivität L . Die grundlegende Idee des Suchverfahrens ist es, dass für einen gegebenen Arbeitspunkt der minimal erreichbare Strom I_0 genau bei minimal möglichem t_{3k} , also

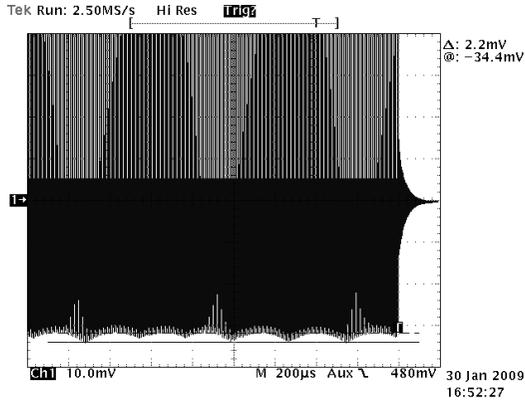


Abb. 3.39: Geregelter Wert des Stroms I_0 im Hochsetzbetrieb. Durch das Suchverfahren resultiert eine Schwankung von I_0 (Cursor).

frühestmöglichem Start des Umschwingvorgangs vorliegt.⁹ Das Suchverfahren sieht vor, durch fortlaufende Korrektur von t_3 um $\pm\Delta T_3$ und Bewertung der Auswirkung der Korrektur auf t_{3k} das Minimum von $t_{3k,\min} = t_{3,\text{opt}}$ zu finden.

Der Bewertungsalgorithmus wird jeweils bei $t = t_{3k}$ durchlaufen. Zunächst wird der aktuelle Wert $t_3(z)$ des Schaltzeitpunkts t_3 durch Addition des vorherigen Werts $t_3(z^{-1})$ mit dem Zeit-Inkrement $\pm\Delta T_3$ bestimmt. Befindet sich $t_3(z)$ nicht innerhalb eines zulässigen Suchbereichs $t_{3,\min} < t_3(z) < t_{3,\max}$, der ausgehend vom berechneten (tabelarisierten) Schaltzeitpunkt t_3 bestimmt wird, wird die Suchrichtung umgekehrt. Befindet sich $t_3(z)$ innerhalb des zulässigen Suchbereichs, wird geprüft, ob durch die letzte Korrektur eine Verbesserung (kleineres t_{3k}) oder eine Verschlechterung (größeres t_{3k}) von I_0 bewirkt wurde. Bei N_s -maliger Verschlechterung (Zähler n_s) erfolgt eine Umkehr der Suchrichtung, so dass im Laufe des Suchverfahrens eine wie in **Abb. 3.37 b)** dargestellte Trajektorie der Zeit t_3 ergibt. Details zur Rücksetzlogik der Zähler n_s und n_b sind dem Ablaufdiagramm zu entnehmen. Es ist anzumerken, dass der eingeregelter Wert I_0 bedingt durch die mit dem Suchverfahrens verbundene Variation von t_3 einer von ΔT_3 und N_s abhängigen Schwankung unterworfen ist (vgl. **Abb. 3.39**). Mit einer Messung des Stromnulldurchgangs ließen sich bessere Resultate erzielen.

⁹Durch die Rückwärtserholzeit T_{rm} der inversen Diode des Schalters S_3 oder durch um $-\Delta T$ nach Stromnulldurchgang verspätetes Schalten von S_3 wird der Beginn des Umschwingvorgangs hinausgezögert.

3.4 Start-Up-Modulation

In Abschnitt 3.1.5 wurde eine Methode zur Dimensionierung der Spule vorgestellt. Die Induktivität L der Spule wird dabei so groß wie möglich gewählt, um niedrige Stromeffektivwerte zu erhalten bzw. so klein wie nötig, um innerhalb des spezifizierten Nennbetriebsspannungsbereichs $U_{\min}..U_{\max}$ einen maximalen Strom I_{\max} an die Last liefern zu können. Diese Dimensionierung von L hat zur Konsequenz, dass für $U_1 < U_{\min}$ oder $U_2 < U_{\min}$ das CF-ZVS-M-Verfahren nicht oder nur eingeschränkt (z.B. bei reduziertem maximalen Laststrom I_{\max}) genutzt werden kann.

Demgegenüber liegen beim Einsatz des CF-ZVS-M-Konverters in Brennstoffzellenfahrzeugen Situationen vor, die den Betrieb außerhalb des Nennbetriebsspannungsbereichs erfordern. Insbesondere ist bereits vor Anlauf der Brennstoffzelle in der Regel eine stabile Zwischenkreisspannung notwendig. Dies, weil die zum Betrieb der Brennstoffzelle unentbehrlichen Hilfsaggregate – beispielsweise ein elektrischer Kompressor zur Verdichtung der Prozessgase (Luft, Wasserstoff) einer PEM-Brennstoffzelle – aus dem Zwischenkreis versorgt werden. In diesem Fall muss die Zwischenkreisspannung vom Gleichspannungswandler bereitgestellt werden und der Leistungsbedarf der Hilfsaggregate wird zunächst durch die Hochspannungsbatterie gedeckt, bis Energie aus der Brennstoffzelle zur Verfügung steht.

Das Anheben der Zwischenkreisspannung in den Nennspannungsbereich ab Spannung Null, ggf. unter Last, erfolgt beim CF-ZVS-M-Konverter mit Hilfe eines gesonderten Start-Up-Modulationsverfahrens. Dieses stellt sicher, dass der Wandler trotz fehlender oder geringer Ausgangsspannung nicht bei kontinuierlichem Spulenstrom i_L betrieben wird, in dem hohe Schaltverluste auftreten würden.

3.4.1 Funktionsprinzip

Im Start-Up-Betrieb werden lediglich die Schalter S_1 und S_2 der lieferseitigen Halbbrücke geschaltet. Die Schalter S_3 und S_4 der lastseitigen Halbbrücke sind bleibend ausgeschaltet. Das Funktionsprinzip ähnelt dem des mit diskontinuierlichem Spulenstrom betriebenen Tiefsetzstellers mit Synchrongleichrichtung. Die Betriebsweise gemäß der in **Abb. 3.40** dargestellten Zeitfunktionen ist derart gestaltet, dass Schaltverluste weitestgehend vermieden werden, indem soweit möglich ein Nullspannungsschalten genutzt wird und die inversen Dioden der

Schalter S_1 und S_2 nicht unter Strom abkommutiert werden. Während der Schaltperiode $T_{p,S}$ werden hierzu die in **Abb. 3.41** dargestellten Betriebszustände durchlaufen.

⊗ *Ausgangssituation*, $t < t_0$: Alle Schalter sind geöffnet, der Spulenstrom ist Null (Beginn der Start-Up-Modulation) oder weist einen negativen Wert $-I_0$ auf (späterer Verlauf der Start-Up-Modulation).

⊗ *Zeitintervall* $t_0 \leq t < t_2$: Zum Zeitpunkt $t = t_0$ wird der Schalter S_2 geöffnet und nach Ablauf einer Totzeit wird bei $t = t_0''$ der Schalter S_1 eingeschaltet. Die Spannung an L beträgt $u_L = U_1 - u_{S4} > 0$ und der Spulenstrom i_L steigt linear an. An der lastseitigen Halbbrücke wird $i_L(t)$ über die inverse Diode des Schalters S_3 geführt.

⊗ *Zeitintervall* $t_2 \leq t < t_Z$: Bei $t = t_2$ wird der Schalter S_1 geöffnet wobei die parasitären Ausgangskapazitäten C_{oss} von S_1 und S_2 den Schaltvorgang kapazitiv entlasten. Während der Totzeit $t_2'' - t_2$ beginnt vergleichbar mit dem CF-ZVS-M-Verfahren ein resonantes Umschwingen der Spannungen an den Ausgangskapazitäten der Schalter S_1 und S_2 . Im Start-Up-Betrieb kann zwar der zum vollständigen Abschluss der Resonanzschwingung erforderliche Mindeststrom nicht garantiert werden; zumindest wird jedoch der Einschaltvorgang des Schalters S_2 bei $t = t_2''$ begünstigt.

⊗ *Zeitintervall* $t_Z \leq t < t_3$: Ab t_Z unterscheidet sich das Verhalten des Wandlers auf Grund der Schaltungsstruktur maßgeblich vom herkömmlichen bidirektionalen Tiefsetzsteller mit zwei Schaltern. Ähnlich der CF-ZVS-M (vgl. Abschnitt 3.3.2) wird ab t_Z die Rückwärtserholladung Q_{rr} der inversen Diode des Schalters S_3 ausgeräumt; anschließend werden die Ausgangskapazitäten der Schalter S_3 und S_4 umgeladen, bis bei $t = t_3$ der Schalter S_3 vollständig sperrt und sich ein negativer Strom $-I_0$ einstellt.

⊗ *Zeitintervall* $t_3 \leq t < T_{p,S}$: Der negative Strom $-I_0$ wird ab t_2 von der inversen Diode des Schalters S_4 geführt und schließt sich über den weiterhin eingeschalteten Schalter S_2 . Bei Vernachlässigung der Leitverluste wird $-I_0$ als konstanter Kreisstrom bis zum Ende der Schaltperiode im Wandler geführt und begünstigt den Schaltvorgang der lieferseitigen Halbbrücke bei $t = t_0$.

Im Vergleich zum CF-ZVS-M-Betrieb bietet die vereinfachte Ausführung des Start-Up-Modulationsverfahrens zudem den Vorteil, dass die Ausgangsspannung durch einen einzelnen Tastgrad $D = (t_2 - t_0)/T_{p,S}$ geregelt werden kann.

3.4.2 Besonderheiten des Start-Up-Betriebs

Wahl der Schaltperiodendauer

Bei einem für den nominellen Betriebsspannungsbereich optimierten Wert der Induktivität L ist die Ausgangsspannung U_2 unzureichend, um ab $t = t_2$ als Gegenspannung $-U_2$ den Drosselstrom i_L innerhalb der nominellen Schaltperiodendauer T_p auf Null abzubauen. Um ein verlustbehaftetes Schalten bei kontinuierlicher Stromführung zu vermeiden, muss die Schaltperiode daher zu Beginn des Start-up-Betriebs verlängert werden, bis sich eine ausreichend hohe Gegenspannung U_2 aufgebaut hat und der Konverter mit der minimalen Schaltperiodendauer

$$T_{p,S,\min} = T_p \quad (3.105)$$

betrieben werden kann (vgl. 1. Schaltperiode der Dauer $T_{p,S} > T_{p,S,\min}$ in **Abb. 3.42**). Im Falle der Verlängerung auf $T_{p,S} > T_{p,S,\min}$ wird $T_{p,S}$ mit Hilfe des Analogkomparators zur Überwachung der Spannung u_{S4} , der auch zur Regelung des Mindeststroms genutzt wird (vgl. Abschnitt 3.3), der Zeitpunkt t_3 bestimmt. Bei $t = t_3$ ist der Umschwingvorgang der lastseitigen Halbbrücke abgeschlossen, es liegt ein negativer Wert $-I_0$ des Spulenstroms vor und die nachfolgende Schaltperiode kann durch Öffnen des Schalters S_2 begonnen werden.

Eine natürliche obere Grenze von $T_{p,S}$, d.h. die minimale Schaltfrequenz im Start-Up-Betrieb, ergibt sich durch die Resonanzfrequenz von Induktivität L und Ausgangskapazität C_2 . Zu Beginn des Start-

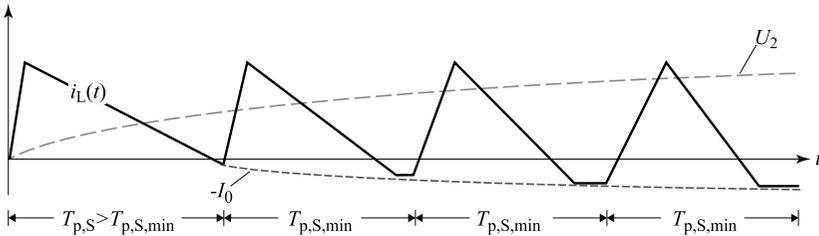


Abb. 3.42: Zeitverlauf des Spulenstroms im Start-Up-Betrieb. Zu Beginn des Start-Up-Betriebs muss die Dauer $T_{p,S}$ der Schaltperiode über ihren Minimalwert $T_{p,S,\min} = T_p$ hinaus verlängert werden, um einen kontinuierlichen Spulenstrom zu vermeiden. Mit steigender Ausgangsspannung U_2 nimmt der Betrag von I_0 zu.

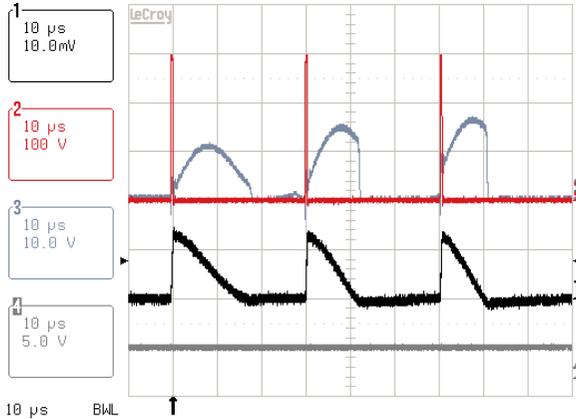


Abb. 3.43: Zeitverlauf des Spulenstroms i_L (CH1, 20A/10mV) und der Spannungen u_{S2} (CH2), u_{S4} (CH3) zu Beginn des Start-Up-Betriebs bei $U_1 = 300\text{ V}$, $U_2 \approx 0\text{ V}$ und $R_{\text{Last}} = 20\ \Omega$.

Up-Betriebs gilt $U_2 \approx 0\text{ V}$ und mit Einschalten des Schalters S_1 wird der Schwingkreis L - C_2 zu einer Schwingung angeregt, wie in **Abb. 3.43** dargestellt. Nach Abschluss der Halbschwingung ist $i_L \leq 0$. Als sinnvoller Wertebereich der oberen Grenze für $T_{p,S}$ folgt daher

$$\frac{1}{2}T_{\text{res},LC} < T_{p,S,\text{max}} < T_{\text{res},LC} \tag{3.106}$$

mit $T_{\text{res},LC} = 2\pi\sqrt{LC_2}$,

so dass i_L sicher den Wert Null erreicht und eine kontinuierliche Stromführung wird verhindert. Für den in Abschnitt 5.4 vorgestellten Wandler-Prototyp wurde $T_{p,S,\text{max}}$ mit $T_{p,S,\text{max}} = 3T_p \approx 0.6 \cdot T_{\text{res},LC}$ gewählt.

Einfluss der lastseitigen Halbbrücke

Zum Ende der Schaltperiode wird der Strom $-I_0$ in der Spule L geführt. Der Schalter S_2 und die inverse Diode des Schalters S_4 leiten; die Spannungen an diesen Schaltern betragen $u_{S2} = 0\text{ V}$ und $u_{S4} = 0\text{ V}$. Mit dem Öffnen des Schalters S_2 bei $t = t_0$ beginnt ein Umladen der parasitären Ausgangskondensatoren der Schalter S_1 und S_2 , das zum Zeitpunkt t''_0 mit Schließen des Schalters S_1 ggf. forciert wird. Ab t''_0 ist $i_L < 0$ und zunächst $u_L = U_1$. Ab Stromnulldurchgang des Spulenstroms beginnt die inverse Diode des Schalters S_4 zu sperren und

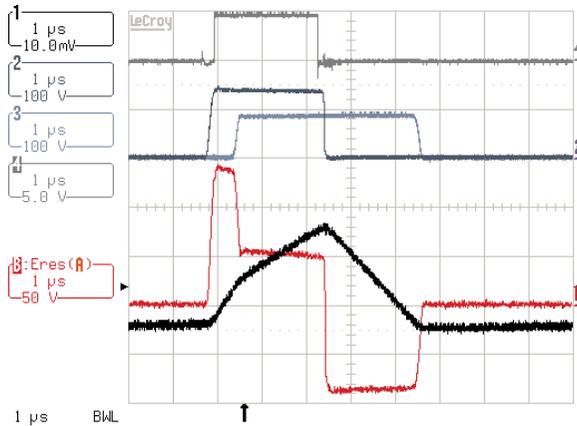


Abb. 3.44: Einfluss der lastseitigen Halbbrücke auf den Start-Up-Betrieb. Spulenstrom i_L (CH1, 20A/10mV), Spannung u_{S2} (CH2), Spannung u_{S4} (CH3), Komparatorsignal K_1 (CH4). Im Gegensatz zum herkömmlichen bidirektionalen Tiefsetzsteller beträgt die Spannung u_L (CHA) an der Spule zunächst U_1 statt $U_1 - U_2$.

im Anschluss daran ein resonantes Umschwingen der Spannungen an den parasitären Ausgangskapazitäten $C_{oss,3}$ und $C_{oss,4}$ der Schalter der lastseitigen Halbbrücke. Erst nach dessen Ende weist die Spannung an L den Wert $u_L = U_1 - U_2$ auf.

Dieser Sachverhalt ist in **Abb. 3.44** dargestellt und stellt einen weiteren bedeutenden Unterschied zum herkömmlichen bidirektionalen Tiefsetzsteller dar, der bei einer analytischen Betrachtung des Start-Up-Betriebs berücksichtigt werden muss.

3.4.3 Analytische Betrachtung

Obwohl die direkte Vorgabe des Tastgrads D durch einen Regler zum Betrieb der Start-Up-Modulation ausreichend ist, ist dennoch eine analytische Beschreibung des Zusammenhangs zwischen mittleren Ausgangsstroms I_2 und dem Tastgrad D sinnvoll. So kann die gleiche Reglerstruktur mit Stellgröße I_{mod} , wie sie in Abschnitt 3.2.2 für den CF-ZVS-M-Betrieb vorgeschlagen wurde, genutzt werden und der Wechsel zwischen den beiden Betriebsmodi wird erleichtert.

Bei Berücksichtigung des Verhaltens der lastseitigen Halbbrücke (vgl.

Abb. 3.44) lässt sich der Verlaufs des Spulenstroms $i_L(t)$ unter Vernachlässigung von Verlusten und unter Annahme konstanter Spannungen U_1 und U_2 mit

$$i_L(t) = \begin{cases} -I_0 + \frac{U_1}{L}t & 0 \leq t < t_1 \\ -I_0 + \frac{U_2}{L}t_1 + \frac{U_1 - U_2}{L}t & \text{für } t_1 \leq t < t_2 \\ -I_0 + \frac{U_2}{L}t_1 + \frac{U_1}{L}t_2 - \frac{U_2}{L}t & t_2 \leq t < t_3 \\ -I_0 & t_3 \leq t < T_p \end{cases} \quad (3.107)$$

angegeben. Als weitere Vereinfachung soll $-i_L(t_0) = i_L(t_1) = I_0$ angenommen werden. Dann gilt

$$t_1 = \frac{2I_0L}{U_1} \quad (3.108)$$

und die übertragene Leistung P folgt mit $D = t_2/T_{p,S}$ aus der Integration von (3.107) zu

$$\begin{aligned} P &= \frac{U_1}{T_{p,S}} \int_{t_0=0}^{t_2} i_L(t) dt = \\ &= \frac{U_1(U_1 - U_2)}{2L} T_{p,S} D^2 - (U_1 - 2U_2) I_0 D - \frac{2I_0 U_2 L}{U_1 T_{p,S}}. \end{aligned} \quad (3.109)$$

Auflösen nach t_2 liefert

$$t_2 \Big|_{t_3 \neq T_{p,S}} = \frac{1}{U_1(U_1 - U_2)} \left(I_0 L (U_1 - 2U_2) + \sqrt{LU_1(LU_1 I_0^2 + 2PT_{p,S}(U_1 - 2U_2))} \right). \quad (3.110)$$

Im Grenzbetrieb ($t_3 = T_{p,S}$) vereinfacht sich (3.110) zu

$$t_2 \Big|_{t_3 = T_{p,S}} = \frac{L}{U_1 U_2 (U_1 - U_2)} \left((P + I_0 U_2) U_1 - 2I_0 U_2^2 + \sqrt{(P + I_0 U_2)^2 U_1^2 - 4PI_0 U_2^3} \right) \quad (3.111)$$

Betriebsmodus und anzuwendende Berechnungsvorschrift – (3.110) bei $T_{p,S} = T_{p,S,\max}$, (3.110) bei $T_{p,S} = T_p$ oder (3.111) bei $t_3 > T_{p,S,\min}$ – können, wie im Folgenden beschrieben, anhand des Komparatorsignals K_2 der lastseitigen Halbbrücke unterschieden werden.

3.4.4 Experimentelle Verifikation

Abb. 3.45 zeigt den typischen Verlauf des Spulenstroms im Start-Up-Betrieb bei $T_{p,S} = T_p$. Mit Hilfe des Analogkomparators (vgl. (3.101)) kann der Zustand der Spannung $u_{S4}(t)$ festgestellt werden. Bei wechselndem $K_2(t)$ liegt der hinsichtlich Schaltverluste günstigere Betrieb mit nicht kontinuierlichem Spulenstrom vor.

Abb. 3.46 und **Abb. 3.47** zeigen Messungen zu Beginn des Start-Up-Betriebs. Während der ersten Schaltperioden liegt wegen der niedrigen Ausgangsspannung U_2 noch kein Komparatorsignal K_2 vor. Der Betrieb des Wandlers erfolgt gemäß (3.110) bei maximaler Schaltperiodendauer $T_{p,S} = T_{p,S,max}$. Ist U_2 ausreichend angestiegen, kann anhand des Komparatorsignals zuverlässig ein nicht-kontinuierlicher Spulenstrom erkannt werden und zunächst der Grenzbetrieb gemäß (3.111) bei $t_3 > T_{p,S,min}$ und im weiteren Verlauf der Betrieb bei der Nennschaltperiodendauer $T_{p,S} = T_p$ gemäß (3.110) erfolgen.

Aus **Abb. 3.46** und **Abb. 3.47** ist ebenfalls der mit steigender Ausgangsspannung U_2 festzustellende Anstieg des negativen Stroms I_0 auf Grund der höheren Ladung Q_{oss} der parasitären Ausgangskapazitäten der Schalter S_3, S_4 ersichtlich.

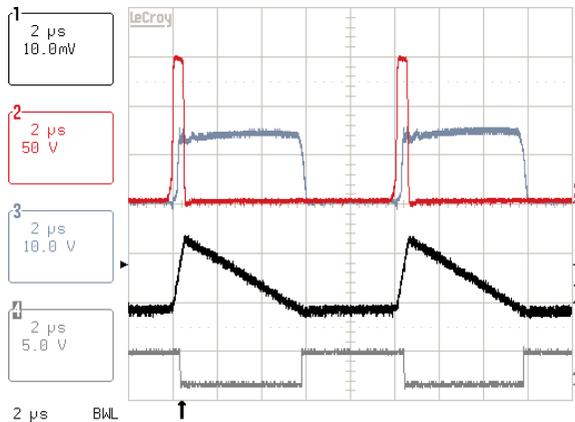


Abb. 3.45: Start-Up-Modulation bei $U_1 = 150\text{ V}$ und $R_{Last} = 20\Omega$, Spulenstrom $i_L(t)$ (CH1, 10A/10mV), Spannung $u_{S2}(t)$ (CH2), Spannung $u_{S4}(t)$ (CH3) und Komparatorsignal $K_2(t)$ (CH4).

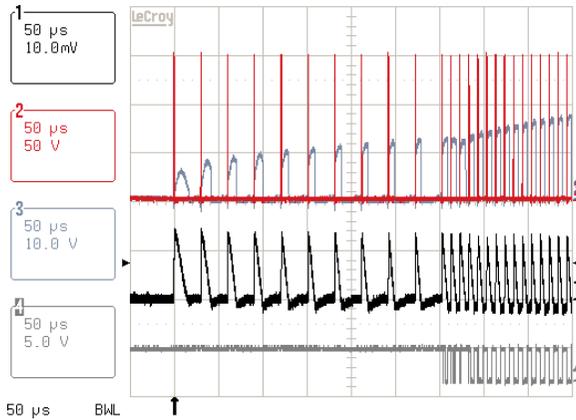


Abb. 3.46: Start-Up-Modulation bei $U_1 = 150\text{ V}$ und $R_{\text{Last}} = 20\Omega$, Spulenstrom $i_L(t)$ (CH1, 10A/10mV), Spannung $u_{S2}(t)$ (CH2), Spannung $u_{S4}(t)$ (CH3) und Komparatorsignal $K_2(t)$ (CH4). Betrieb bei $T_{p,S} = T_{p,S,\text{max}}$ bis das Komparatorsignal K_2 zur Verfügung steht.

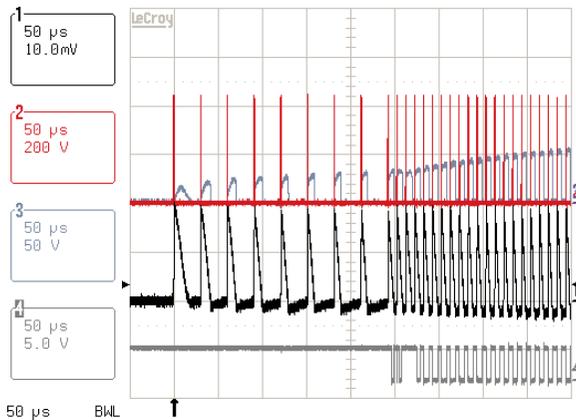


Abb. 3.47: Start-Up-Modulation bei $U_1 = 150\text{ V}$ und $R_{\text{Last}} = 20\Omega$, Spulenstrom $i_L(t)$ (CH1, 20A/10mV), Spannung $u_{S2}(t)$ (CH2), Spannung $u_{S4}(t)$ (CH3) und Komparatorsignal $K_2(t)$ (CH4). Betrieb bei $T_{p,S} = T_{p,S,\text{max}}$ bis das Komparatorsignal K_2 zur Verfügung steht.

3.5 Zusammenfassung

Das CF-ZVS-M-Verfahren ist ein neuartiges Modulationsverfahren mit dem durch geeignete Ansteuerung auch ohne zusätzliche Beschaltung oder Entlastungsnetzwerke ein entlastetes Schalten der vier Schalter eines bidirektionalen Tiefsetz-Hochsetzstellers erreicht wird. Mit den vorgestellten Berechnungen ist eine Auslegung der passiven Bauelemente des CF-ZVS-M-Konverters für den spezifizierten Betriebsspannungsbereich, die zu übertragende Leistung und die zulässigen Amplituden der Rippelspannung möglich. Mit der analytischen Berechnung der Effektivwerte der in den Halbleitern und den passiven Komponenten des Wandlers vorliegenden Ströme ist die Voraussetzung für eine weitere Auslegung und Optimierung des Wandlers gegeben.

Basierend auf der detaillierten Analyse des Modulationsverfahrens können die Schaltzeitpunkte der Schalter bestimmt und derart optimiert werden, dass die Strombelastung der Komponenten minimiert wird oder die optimale Regelbarkeit und Umsetzbarkeit des Modulationsverfahrens in einem digitalen Signalprozessor gewährleistet wird. Die Funktionalität des Verfahrens, dessen Implementierung und die Genauigkeit der analytischen Modelle wurde anhand von Messungen an einem Wandler-Prototypen nachgewiesen.

Wichtig für die Funktion des Nullspannungsschaltens ist die Einhaltung des Mindeststroms I_0 . Durch Analyse der physikalischen Prozesse mit Einfluss auf I_0 , unter anderem der nichtlinearen Ausgangskapazität der MOSFET-Schalter und der Rückwärtserholladung der inversen Dioden der MOSFETs, kann der erforderliche Minimalwert genau prognostiziert werden. Ein neuartiges Regelungskonzept stellt einen ausreichenden Mindeststrom I_0 sicher und regelt diesen auf den minimal geforderten Wert ein, um die Leitverluste des Wandlers möglichst gering zu halten.

Ein gesondertes Start-Up-Modulationsverfahren kann zum Betrieb des Wandlers genutzt werden, wenn die Spannung am Ein- oder Ausgang noch unterhalb des Nennspannungsbereichs liegt. Durch Variation der Dauer der Schaltperiode wird dabei ein kontinuierlicher Spulenstrom vermieden und ein weitestgehend entlastetes Schalten erreicht.

4

Analytische Modellierung und Performance

Zur weiteren Auslegung und Optimierung des Wandlers sind analytische Verlust- und Volumenmodelle der einzelnen Komponenten unabdingbar. Insbesondere sind genaue Modelle der Halbleiter zentral, um die nötigen Chipgrößen $A_{Si,i}$ der Schalter S_i derart zu bestimmen, dass deren zulässige Sperrschichttemperatur T_j nicht überschritten wird oder dass ein geforderter Wirkungsgrad η erreicht wird.

Eine weitere wichtige Komponente des CF-ZVS-M-Konverters ist die Spule L , die möglichst kompakt und verlustarm realisiert werden soll. Hierzu muss eine geeignete Kerngeometrie und ein hochfrequenztaugliches Kernmaterial und Wicklungskonzept gefunden werden, um die Verluste trotz der hohen Spitzenströme und Schaltfrequenz gering zu halten.

Darüber hinaus muss die Entscheidung über die anzuwendende Kondensatorstechnologie getroffen und der Flüssigkeitskühler so dimensioniert werden, dass eine effektive Entwärmung des Wandlers erfolgt. Die angesprochenen Halbleitermodelle, die Modelle der passiven Komponenten und die thermische Modellierung dieser Bauelemente und des Flüssigkeitskühlers werden im folgenden Kapitel schrittweise hergeleitet.

Abschließend soll auf Basis der Modelle eine Optimierung des Wandlers hinsichtlich Baugröße oder Verluste durchgeführt werden und ein Vergleich des CF-ZVS-M-Verfahrens zu alternativen Konzepten gezogen werden, um dessen Performance zu evaluieren und dessen Grenzen aufzuzeigen.

4.1 Modell der Halbleiter

4.1.1 Verluste der MOSFETs

Bei weich schaltenden Wandlern fallen die Schaltverluste im Vergleich gering aus und die Leitverluste stellen einen wesentlichen Beitrag der Gesamtverluste dar, auf deren analytische Modellierung besonderes Augenmerk gelegt werden sollte. Dennoch müssen daher auch die von der Schaltfrequenz abhängigen Verluste $P_{S,sw}$ mit ausreichender Genauigkeit modelliert werden, um eine gute Vorhersage der Effizienz des Wandlers treffen zu können. Wesentliche Beiträge zu den frequenzabhängigen Verlusten stellen die Ansteuerungsverluste der MOSFETs dar und kapazitive Verluste durch die parasitäre Ausgangskapazität C_{oss} .

Leitverluste

Die Leitverluste eines MOSFETs sind proportional zum Leitwiderstand $R_{DS(on)}$. Wie in Abschnitt 2.1.1 bereits beschrieben wurde, ist der Leitwiderstand bestimmt durch die verwendete Bauteil-Technologie (konventioneller MOSFET, Super-Junction-MOSFET, usw.), die maximale Sperrspannung U_{DSS} und die Chipfläche A_{Si} des Bauteils. Für einen Vergleich unterschiedlicher Bauteil-Technologien bei gleicher Sperrspannungsbeanspruchung bietet es sich an, den chipflächenbezogenen spezifischen Leitwiderstand $R_{DS(on)}^* = R_{DS(on)} A_{Si}$ zu nutzen. Dies deshalb, weil die Kosten eines Leistungshalbleiters durch den Chipflächenbedarf dominiert werden. In diesem Fall lassen sich die Leitverluste bei bekanntem Effektivwert $I_{S,rms}$ des Stroms durch den MOSFET mit

$$P_{S,cond} = \frac{R_{DS(on)}^*}{A_{Si}} I_{S,rms}^2 \quad (4.1)$$

berechnen. Allerdings weist der Leitwiderstand $R_{DS(on)}^*$ sowohl eine Temperatur- als auch eine Stromabhängigkeit auf. Ursächlich für die Temperaturabhängigkeit ist, dass die Ladungsträger durch die erhöhte thermische Eigenbewegung der Atome in ihrer Beweglichkeit eingeschränkt werden. Die Abhängigkeit vom Drain-Strom ist ebenfalls in einer Einschränkung der Ladungsträgerbeweglichkeit begründet. So führt ein höherer Drain-Strom einerseits zu einem Anstieg der elektrischen Feldstärke im Bauteil als auch zu einer Zunahme der Stoß-Wahrscheinlichkeit zwischen den Ladungsträgern (Carrier-Carrier Scattering). Beide Effekte mindern die Beweglichkeit der Ladungsträger [60].

Der Anstieg des Leitwiderstands mit der Sperrschichttemperatur T_j kann durch Temperaturkoeffizienten α_i und der Anstieg durch die Stromdichte J_D mit Koeffizienten β_i ausgehend von dem bei einer Referenztemperatur $T_{j,\text{ref}}$ und einer Referenzstromdichte $J_{D,\text{ref}}$ vorliegenden Wert berücksichtigt werden

$$R_{\text{DS(on)}}^* = R_{\text{DS(on)}}^* \Big|_{T_j=T_{j,\text{ref}}, J_D=J_{D,\text{ref}}} \cdot (1 + \alpha_1 \Delta T_j + \alpha_2 \Delta T_j^2)(1 + \beta_1 \Delta J_D + \beta_2 \Delta J_D^2) \quad (4.2)$$

mit

$$\begin{aligned} \Delta J_D &= J_D - J_{D,\text{ref}} \\ \Delta T_j &= T_j - T_{j,\text{ref}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Die aus den Datenblättern unterschiedlicher konventioneller und Super-Junction 600V-Leistungs-MOSFETs ermittelten Temperatur- und Drain-Stromdichte-Koeffizienten des Leitwiderstands sind in **Tab. 4.1** aufgelistet und in **Abb. 4.1** und **Abb. 4.2** grafisch dargestellt. Die Bauteile weisen einen vergleichbaren Temperaturgang des Leitwiderstands auf. Typischerweise ist bei der maximalen Sperrschichttemperatur von $\approx 125^\circ\text{C}..150^\circ\text{C}$ mit einem Anstieg des $R_{\text{DS(on)}}$ auf das 2 .. 2.5-fache zu rechnen (bezogen auf den Widerstandswert bei 25°C).

Im Gegensatz dazu ist die Abhängigkeit des Leitwiderstands von der Drain-Stromdichte im relevanten Wertebereich unterhalb des thermischen Limits $R_{\text{DS(on),max}}^*(J_{D,\text{max}})$ nur gering ausgeprägt (vgl. **Abb. 4.2**). Das thermische Limit ergibt sich dabei aus der maximal zulässigen Drain-Stromdichte $J_{D,\text{max}}$ bzw. dem maximal zulässigen spezifischen

Tab. 4.1: Temperatur- und Drain-Stromdichte-Koeffizienten ausgewählter Leistungs-MOSFETs

Bauteil	$R_{\text{DS(on)}}^*$ Ωmm^2	α_1 10^{-3}K^{-1}	α_2 10^{-6}K^{-2}	β_1 mm^2/A	β_2 mm^4/A^2
APT66M60B2 ¹⁾	10.83	10.04	26.08	0.099	1.197
APT94N60L2C3 ²⁾	4.08	8.53	37.33	0.037	0.086
IPW60R045CP ¹⁾	2.50	8.43	33.89	0.009	0.131
IXFB82N60P ¹⁾	14.01	8.76	38.19	0.007	0.700
STY112N65M5 ²⁾	1.52	8.33	13.33	1.113	-0.074

¹⁾ Konventioneller MOSFET

²⁾ Super-Junction MOSFET

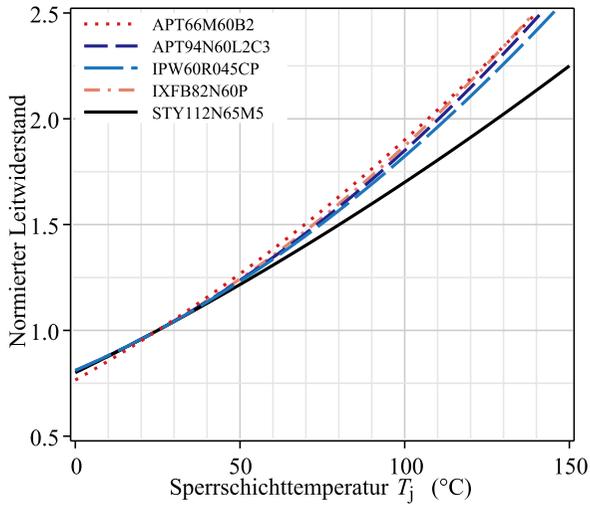


Abb. 4.1: Abhängigkeit des auf $T_j = 25^\circ\text{C}$ normierten Leitwiderstands unterschiedlicher 600V-Leistungs-MOSFETs von der Sperrschichttemperatur.

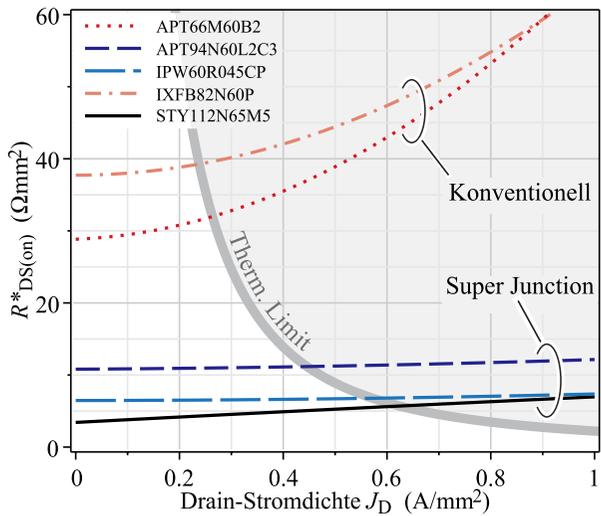


Abb. 4.2: Abhängigkeit des spezifischen Leitwiderstands unterschiedlicher 600V-Leistungs-MOSFETs von der Drain-Stromdichte.

Leitwiderstand $R_{\text{DS(on),max}}^*$; oberhalb dieser Werte würden die Verluste im Bauteil zu einer Überschreitung der zulässigen Sperrschichttemperatur führen. Es kann im statischen Fall aus (4.1) hergeleitet werden. Auflösen der Gleichung nach $R_{\text{DS(on)}}$ unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit (4.2) des Leitwiderstands aber Vernachlässigung der Abhängigkeit von der Drain-Stromdichte liefert

$$\begin{aligned} R_{\text{DS(on),max}}^* &= \frac{P_{\text{S,cond}} A_{\text{Si}}}{(1 + \alpha_1 \Delta T_j + \alpha_2 \Delta T_j^2) I_{\text{S,max}}^2} = \\ &= \frac{\Delta T_j}{(1 + \alpha_1 \Delta T_j + \alpha_2 \Delta T_j^2) A_{\text{Si}} R_{\text{th,j-s}} J_{\text{D,max}}^2}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

wobei $R_{\text{th,j-s}} = P_{\text{S,cond}}/\Delta T_j$ den thermischen Widerstand zwischen der Sperrschicht und einem Kühler mit Oberflächentemperatur $T_h = T_{\text{j,ref}}$ bezeichnet. Die in **Abb. 4.2** dargestellte thermische Grenzkurve wurde anhand von (4.4), unter Annahme von $T_{\text{j,max}} = 125^\circ\text{C}$ und eines idealen Kühlers mit Oberflächentemperatur $T_h = 25^\circ\text{C}$, d.h. für $\Delta T_j = 100^\circ\text{C}$, einem gemäß (4.138) berechneten thermischen Widerstand $R_{\text{th,j-s}}$ und den Parametern α_1 , α_2 des IXYS IXFB82N60P MOSFET bestimmt.

Ansteuerungsverluste

Einen ersten Beitrag zu den frequenzabhängigen Verlusten stellen die Ansteuerungsverluste dar, die durch den zum Einschalten und Ausschalten des MOSFETs erforderlichen Gate-Strom i_G verursacht werden. Zum Einschalten des MOSFET wird eine Spannung U_{GS} größer der Schwellspannung U_{th} zwischen Gate- und Source-Anschluss des MOSFET angelegt. Nach Anlegen von U_{GS} liefert die Ansteuerschaltung den Gate-Strom, der zunächst die Gate-Source-Kapazität C_{GS} bis zur Schwellspannung U_{th} auflädt. Mit Erreichen der Schwellspannung beginnt der MOSFET zu leiten, der Gate-Strom entlädt die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} bis der Kanal vollständig geöffnet und die Sperrspannung U_{DS} abgebaut ist. Während dieser Zeit bleibt die Gate-Source-Spannung $u_{\text{GS}}(t)$ annähernd konstant (Miller-Plateau). Im Anschluss wird C_{GS} auf den Endwert U_{GS} geladen. Beim Ausschaltvorgang wird die Sequenz in umgekehrter Reihenfolge durchlaufen. Vom Gate-Strom i_G wird dabei jeweils die Gesamtladung

$$Q_G = \int i_G(t) dt \quad (4.5)$$

bewegt, die durch den Bauteilhersteller in Abhängigkeit vom Endwert U_{GS} der Gate-Spannung $u_{GS}(t)$ und der Drain-Source-Spannung spezifiziert wird. Die Gesamtverluste, die durch den Transport von Q_G im Gate-Widerstand, im Gate-Vorwiderstand und im Innenwiderstand der Ansteuerschaltung entstehen, entsprechen der Differenz zwischen der von der Quelle U_{GS} abgegebenen Energie und der nach Abschluss des Schaltvorgangs in Form von Q_G in den Kapazitäten C_{GS} und C_{GD} gespeicherten Energie. Die anfallenden Gesamtverluste betragen

$$E_{S,\text{gate}} = 2 \cdot \left(\int U_{GS} i_G(t) dt - \frac{1}{2} Q_G U_{GS} \right) = Q_G U_{GS} . \quad (4.6)$$

Bei Normierung der Gate-Ladung Q_G auf die Siliziumfläche A_{Si} und Normierung der Spannung U_{GS} auf den Referenzwert $U_{GS,\text{ref}}$ folgt

$$E_{S,\text{gate}} = \frac{Q_G^* A_{Si}}{U_{GS,\text{ref}}} U_{GS}^2 \quad \text{mit} \quad U_{GS,\text{ref}} > U_{th} \quad (4.7)$$

In (4.7) wird Q_G^* für einen Referenzwert $U_{GS,\text{ref}} > U_{th}$ eingesetzt. Für $U_{GS,\text{ref}} > U_{th}$ weist Q_G^* eine lineare Abhängigkeit von U_{GS} auf und die Gleichung kann zur Abschätzung der Ansteuerungsverluste für eine höhere Ausgangsspannung der Treiberschaltung genutzt werden.

Kapazitive Verluste

Eine weitere Komponente der frequenzabhängigen Verluste sind kapazitive Verluste durch die Ausgangskapazität des MOSFET. Als Beispiel sei der Einschaltvorgang der Hilfsschalter $S_{x,i}$ des ARCP-Konverters (vgl. Abschnitt 2.3.1) oder des SAZZ-Konverters (vgl. Abschnitt 2.3.2) anzuführen. Bei diesen Wandlern werden die Schalter $S_{x,i}$ zwar stromlos eingeschaltet, jedoch entspricht die Sperrspannung U_{DS} der Schalter vor dem Einschalten der Hilfsspannung U_x des Entlastungsnetzwerks. Mit Schließen des Schalters wird die auf U_{DS} geladene parasitäre Ausgangskapazität C_{oss} über den Leitwiderstand $R_{DS(\text{on})}$ entladen und die in C_{oss} gespeicherte Energie in $R_{DS(\text{on})}$ in Wärme umgewandelt.

Die entstehenden Verluste lassen sich durch Lösen der Differentialgleichungen des Entladevorgangs bestimmen, jedoch muss die Spannungsabhängigkeit von $C_{oss}(U_{DS})$ mitberücksichtigt werden. Bei Approximation von $C_{oss}(U_{DS})$ durch (3.74) folgt das Differentialgleichungssystem

tem

$$\begin{aligned}
 i_{\text{Coss}}(t) &= C_{\text{oss}}(t) \cdot \frac{d}{dt} u_{\text{DS}}(t) = C_{\text{oss,ref}} \sqrt{\frac{U_{\text{DS,ref}}}{u_{\text{DS}}(t)}} \cdot \frac{d}{dt} u_{\text{DS}}(t) \\
 u_{\text{DS}}(t) &= -R_{\text{DS(on)}} i_{\text{Coss}}(t)
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

mit Startwert

$$u_{\text{DS}}(t=0) = U_{\text{DS}} .$$

Durch Lösen von (4.8) erhält man die Zeitfunktionen

$$i_{\text{Coss}}(t) = -\frac{4R_{\text{DS(on)}}C_{\text{oss,ref}}^2U_{\text{DS,ref}}U_{\text{DS}}^2}{(U_{\text{DS}} \cdot t + 2R_{\text{DS(on)}}C_{\text{oss,ref}}\sqrt{U_{\text{DS,ref}}U_{\text{DS}}})^2} \tag{4.9}$$

und die in $R_{\text{DS(on)}}$ in Wärme umgesetzte Energie

$$\begin{aligned}
 E_{\text{S,turn-on}} &= \lim_{\tau \rightarrow \infty} \int_{t=0}^{\tau} R_{\text{DS(on)}} (i_{\text{Coss}}(t))^2 dt = \\
 &= \frac{2}{3} C_{\text{oss,ref}} \sqrt{U_{\text{DS,ref}}} U_{\text{DS}}^{3/2} .
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Alternativ kann der Energieinhalt der Ausgangskapazität auch direkt ermittelt werden; dabei muss die Spannungsabhängigkeit der Kapazität berücksichtigt werden. Es gilt

$$\begin{aligned}
 E_{\text{S,turn-on}} &= \int_{u'=0}^{U_{\text{DS}}} Q_{\text{oss}}(u') du' = \int_{u'=0}^{U_{\text{DS}}} C_{\text{oss}}(u') u' du' = \\
 &= C_{\text{oss,ref}} \sqrt{U_{\text{DS,ref}}} \int_{u'=0}^{U_{\text{DS}}} \sqrt{u'} du' = \\
 &= \frac{2}{3} C_{\text{oss,ref}} \sqrt{U_{\text{DS,ref}}} U_{\text{DS}}^{3/2} .
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Die Verluste bei Berücksichtigung der Spannungsabhängigkeit von C_{oss} sind damit höher als bei konstanter Kapazität $C_{\text{oss}}(U_{\text{DS}}) = C_{\text{oss,ref}}$. Weiterhin soll angemerkt werden, dass (4.10) lediglich die bei Nullstromschalten (Zero Current Switching, ZCS) entstehenden Einschaltverluste beschreibt. Schaltverluste unter Laststrom werden durch die Gleichung nicht beschrieben. Hierfür muss ein erweitertes MOSFET-Modell mit einer Stromquellencharakteristik des Drain-Stroms, genutzt werden. Die Verluste sind dann nicht mehr analytisch bestimmbar und müssen durch eine transiente Simulation ermittelt werden.

Sperrschichttemperatur

Zwischen der Sperrschichttemperatur T_j und den Verlusten des MOSFET

$$P_S = P_{S,\text{cond}} + P_{S,\text{sw}} \quad (4.12)$$

besteht ein enger Zusammenhang. Beispielsweise führt eine höhere Sperrschichttemperatur zu einer Erhöhung des $R_{\text{DS(on)}}$. Gleichzeitig führt ein höherer Wert des $R_{\text{DS(on)}}$ zu höheren Leitverlusten, die wiederum mit einem Anstieg der Sperrschichttemperatur um $\Delta T_j = \Delta P_{S,\text{cond}}/R_{\text{th}}$ verbunden sind. Diese Art der Mitkopplung kann sich schlimmstenfalls als thermisches Durchgehen (Thermal Runaway) äußern, das die Zerstörung des Bauteils zur Folge hat. Beim Betrieb innerhalb der zulässigen Betriebsparameter stellt sich jedoch ein Gleichgewichtszustand ein. Die im thermischen Gleichgewicht vorliegenden Verluste und die Sperrschichttemperatur lassen sich mittels eines thermischen Modells, das die Anbindung des Halbleiters an das Kühlsystem beschreibt, berechnen.

Beim Einsatz einer Flüssigkeitskühlung führt die Verlustleistung P_S zur Sperrschichttemperatur

$$T_j = P_S R_{\text{th},j-f} + T_f, \quad (4.13)$$

wobei T_f die Temperatur des Kühlmediums und $R_{\text{th},j-f}$ den thermischen Widerstand zwischen Kühlmedium und Sperrschicht bezeichnet. Einsetzen in (4.12) liefert bei $J_{\text{D,ref}} = 0$

$$P_S = P_{S,\text{sw}} + \frac{I_{\text{S,rms}}^2}{A_{\text{Si}}} R_{\text{DS(on)}}^* \Big|_{T_j=T_{j,\text{ref}}, J_{\text{D}}=J_{\text{D,ref}}} \cdot \left(1 + \alpha_1 (P_S R_{\text{th},j-f} + T_f - T_{j,\text{ref}}) + \alpha_2 (P_S R_{\text{th},j-f} + T_f - T_{j,\text{ref}})^2 \right) \cdot \left(1 + \beta_1 \frac{I_{\text{S,rms}}}{A_{\text{Si}}} + \beta_2 \frac{I_{\text{S,rms}}^2}{A_{\text{Si}}^2} \right). \quad (4.14)$$

Diese Gleichung kann nach P_S aufgelöst werden und liefert die Verlustleistung im thermischen Gleichgewicht

$$P_{\text{S,eq}} = \frac{1 - \sqrt{\kappa_1}}{2\alpha_2 \kappa_2 R_{\text{th},j-f}^2 I_{\text{S,rms}}^2} - \frac{\frac{\alpha_1}{2\alpha_2} + T_f - T_{j,\text{ref}}}{R_{\text{th},j-f}} \quad (4.15)$$

mit

$$\kappa_1 = 1 - (4\alpha_2(T_f - T_{j,\text{ref}}) + 2\alpha_1)\kappa_2 R_{\text{th},j-f} I_{\text{S,rms}}^2 + ((\alpha_1^2 - 4\alpha_2)\kappa_2 I_{\text{S,rms}}^2 - 4\alpha_2 P_{\text{S,sw}}) \kappa_2 R_{\text{th},j-f}^2 I_{\text{S,rms}}^2 \quad (4.16)$$

und

$$\kappa_2 = \frac{R_{\text{DS(on)}}^*}{A_{\text{Si}}} \left(1 + \beta_1 \frac{I_{\text{S,rms}}}{A_{\text{Si}}} + \beta_2 \frac{I_{\text{S,rms}}^2}{A_{\text{Si}}^2} \right). \quad (4.17)$$

In (4.15) stellen $P_{\text{S,sw}}$ nicht von der Sperrschichttemperatur abhängige Verluste dar.

Bewertungskriterium zur Auswahl des geeigneten Bauteils

Die zur Berechnung der Verluste nötigen Kenndaten unterschiedlicher Leistungs-MOSFETs sind in **Tab. 4.2** aufgelistet. Die Siliziumfläche der Bauteile wurde teils durch Ausmessen der Chips bei geöffnetem Gehäuse (vgl. **Abb. 4.3**), teils mit Angaben der Hersteller bestimmt.

Allerdings lässt sich wegen des unterschiedlich gewichteten Einflusses der Kenndaten auf die Gesamtverluste oftmals nicht direkt das für die Anwendung geeignetste Bauteil identifizieren. Ein geeignetes Bewertungskriterium (Figure of Merit, FOM) ist erforderlich.

Wie aus den voranstehenden Verlustmodellen ersichtlich ist, lassen sich die Verluste eines MOSFETs typischerweise einteilen in mit steigender der Siliziumfläche A_{Si} abnehmende Verluste (z.B. Leitverluste (4.1)) und mit A_{Si} zunehmende Verluste (z.B. Ansteuerverluste (4.1)). Für die Gesamtverluste P_{S} besteht dann der grundlegende Zusammenhang

$$P_{\text{S}} = \gamma_{\text{r}} \frac{1}{A_{\text{Si}}} + \gamma_{\text{p}} A_{\text{Si}}, \quad (4.18)$$

Tab. 4.2: Parameter unterschiedlicher Leistungs-MOSFETs

Spezifische MOSFET-Parameter						
Bauteil	U_{DSS} V	A_{Si} mm ²	$R_{\text{DS(on)}}^*$ Ωmm ²	C_{oss}^* pF/mm ²	Q_{G}^* nC/mm ²	σ_{Si}^* \$/mm ²
APT66M60B2	600	139	10.8	8.6	2.34	0.087
APT94N60L2C3	600	139	4.08	32	3.63	0.120
IPW60R045CP	600	69	2.50	11.6 ¹⁾	2.17	0.330
IXFB82N60P	600	193	14.0	7.7	1.24	0.085
STY112N65M5	650	123	1.52	4.3	2.90	0.190

$R_{\text{DS(on)}}^*$ bei $J_{\text{D,ref}} = 0 \text{ A/mm}^2$ und C_{oss}^* bei $U_{\text{DS,ref}} = 25 \text{ V}$

¹⁾ bei $U_{\text{DS,ref}} = 50 \text{ V}$



Abb. 4.3: Geöffnetes Gehäuse einiger, der in Tab. 4.2 und Tab. 4.4 aufgelisteten Bauteile.

wobei die Faktoren γ_r und γ_p positive, nicht von A_{Si} abhängige Größen darstellen. Die Gesamtverluste weisen ein Minimum bei

$$A_{Si,opt} = \sqrt{\frac{\gamma_r}{\gamma_p}} \quad (4.19)$$

auf, bei dem sich die zu A_{Si} proportionalen und reziprok proportionalen Verlustanteile gerade zu gleichen Teilen aufteilen. Die Verlustleistung bei hinsichtlich Verlusten optimaler Chipfläche $A_{Si,opt}$ beträgt

$$P_{S,min} = 2\sqrt{\gamma_r\gamma_p} \cdot \quad (4.20)$$

Bei den untersuchten weich schaltenden Wandlern stellen die Leitverluste und die Ansteuerverluste die wesentlichen Anteile an den Gesamtverlusten dar. Für die Faktoren γ_r und γ_p erhält man

$$\begin{aligned} \gamma_r &= R_{DS(on)}^* I_{S,rms}^2 \\ \gamma_p &= f_{sw} \cdot \frac{Q_G^*}{U_{GS,ref}} U_{GS}^2 \end{aligned} \quad (4.21)$$

und für die minimal erzielbare Gesamtverlustleistung

$$P_{S,min} = 2I_{S,rms}U_{GS}\sqrt{\frac{f_{sw}}{U_{GS,ref}}} \cdot \sqrt{R_{DS(on)}^* Q_G^*} \cdot \quad (4.22)$$

Aus (4.22) kann ein Bewertungskriterium

$$FOM_\eta = \frac{1}{\sqrt{R_{DS(on)}^* Q_G^*}} \quad (4.23)$$

abgeleitet werden, anhand dessen unterschiedliche Bauteile hinsichtlich des erzielbaren Wirkungsgrads η bei einem weich geschalteten Wandler (ZVS) beurteilt werden können. Für hart geschaltete Wandler müsste die Figure-of-Merit um einen Term zur Bewertung der Schaltverluste erweitert werden.

Beispielsweise erhält man für den MOSFET IXYS IXFB82N60P bei typischen Werten von $f_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$ und $I_{\text{S,rms}} \approx I_{\text{max}} = 45 \text{ A}$ eine die optimale Chipfläche von $A_{\text{Si,opt}} = 4782 \text{ mm}^2$. Es ist offensichtlich, dass die Realisierung eines Wandlers mit vier Schaltern S_i – jeweils mit optimierter Chipfläche – wegen der hohen Halbleiterkosten nicht mehr wirtschaftlich ist. Vor allem bei weich schaltenden Wandlern, bei denen wegen des geringen Anteils der frequenzabhängigen, zu A_{Si} proportionalen, Verluste, hohe Werte von $A_{\text{Si,opt}}$ resultieren, sollte ein Bewertungskriterium daher die auf die Chipfläche bezogenen spezifischen Kosten σ_{Si}^* des Bauteils mitberücksichtigen.

Ein derartiges Bewertungskriterien kann aus dem Produkt von minimalen Verlusten und zugehörigen Kosten

$$\begin{aligned} P_{\text{S,min}} \cdot K_{\text{S}} &= P_{\text{S,min}} \cdot A_{\text{Si,opt}} \sigma_{\text{Si}}^* = \\ &= P_{\text{S,min}} \cdot \frac{I_{\text{S,rms}}}{U_{\text{GS}}} \sqrt{\frac{R_{\text{DS(on)}}^* U_{\text{GS,ref}}}{Q_{\text{G}}^* f_{\text{sw}}}} \cdot \sigma_{\text{Si}}^* = \\ &= 2R_{\text{DS(on)}}^* \sigma_{\text{Si}}^* I_{\text{S,rms}}^2 \end{aligned} \quad (4.24)$$

abgeleitet werden und beträgt

$$\text{FOM}_{\eta\sigma} = \frac{1}{R_{\text{DS(on)}}^* \sigma_{\text{Si}}^*} . \quad (4.25)$$

Wie **Tab. 4.3** zeigt, wird mit dem STY112N65M5 MOSFET die beste Performance unter den betrachteten MOSFETs erreicht.

Tab. 4.3: Bewertung unterschiedlicher Leistungs-MOSFETs

Bauteil	Hersteller	Technologie	FOM_{η} $1/\sqrt{V_{\text{S}}}$	$\text{FOM}_{\eta\sigma}$ $1/(\$ \Omega)$
APT66M60B2	Microsemi	Power MOS 8	6290	1.06
APT94N60L2C3	Microsemi	CoolMOS C3	8217	2.04
IPW60R045CP	Infineon	CoolMOS CP	13577	1.21
IXFB82N60P	IXYS	HiPerFET	7589	0.84
STY112N65M5	ST	MDmesh	15062	3.46

4.1.2 Verluste der Dioden

Leitverluste

Bei den in Kapitel 2 vorgestellten Wandlern werden die Leitverluste der inversen Dioden der Schalter S_i durch Synchrongleichrichtung vermieden. Allerdings wird der Resonanzstrom der Entlastungsnetzwerke der ARCP-, SAZZ-, SRDCL- und ZCT-QZVT-Konverter über zusätzlichen Dioden geführt. Die in diesen Dioden entstehenden Verluste lassen sich vereinfacht bestimmen, indem die Diodenkennlinie (Vorwärtsspannungsabfall u_F als Funktion des Diodenstroms i_D) durch eine Knickkennlinie approximiert wird

$$u_F(t) = U_{F,D} + r_D i_D(t) = U_{F,D} + \frac{r_D^*}{A_{Si}} i_D(t), \quad (4.26)$$

wobei r_D^* den auf die Chipfläche bezogenen spezifischen Kleinsignalwiderstand bezeichnet. In diesem Fall berechnen sich die Leitverluste der Diode zu

$$\begin{aligned} P_{D,\text{cond}} &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u_F(t) i_D(t) dt = \\ &= U_{F,D} I_{D,\text{avg}} + \frac{r_D^*}{A_{Si}} I_{D,\text{rms}}^2 \end{aligned} \quad (4.27)$$

Kenndaten zur Berechnung der Leitverluste finden sich in **Tab. 4.4**.

Tab. 4.4: Parameter unterschiedlicher Leistungsdioden

Spezifische Dioden-Parameter					
Device	U_{RRM} V	A_{Si} mm^2	r_D^* Ωmm^2	$U_{F,D}$ V	$\tau_{c,\text{eff}}$ ns
APT94N60L2C3	600	139	0.52	0.73	480 ²⁾
IXFB82N60P	600	193	0.48	0.70	129
STY112N65M5	650	123	0.69	0.74	480
DSEE29-12CC	600	19 ¹⁾	0.40	1.80	

¹⁾ Doppeldiode, Angabe für Einzeldiode

²⁾ gemessen für Infineon SPW47N60C3

Rückwärtserholverluste

Beim CF-ZVS-M-Konverter können Verluste auf Grund des Rückwärtserholhaltens der inversen Dioden der Schalter S_i durch ein geeignetes Regelungsverfahren vermieden werden (vgl. Abschnitt 3.3). Beim ARCP- und SAZZ-Konverter kann der Schalter S_2 bestenfalls zum Zeitpunkt t_1 oder kurz danach ausgeschaltet werden, so dass die inverse Diode nicht leitet und keine Rückwärtserholladung aufgebaut wird. In der Praxis ist es schwierig den idealen Abschaltzeitpunkt für S_2 exakt zu treffen, weil die Zeitdifferenz $t_1 - t_0 = I_L L_x / U_x$ ab Einschalten des Hilfsschalters arbeitspunktabhängig ist und weil bei Dimensionierung des Entlastungsnetzwerks für Wandler hoher Schaltfrequenz $t_1 - t_0$ im Bereich der Schaltzeit der eingesetzten Halbleiter liegt. **Abb. 4.4** ver-

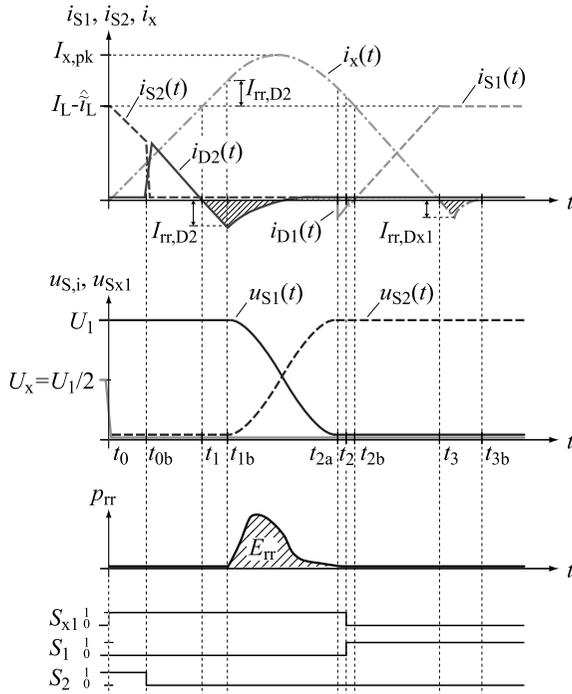


Abb. 4.4: Timing-Diagramm zur Ansteuerung der Schalter des ARCP-Konverters im Tiefsetzbetrieb und $P > 0$ und unter Berücksichtigung parasitärer Effekte.

anschaulicht den Fall, dass S_2 zu einem Zeitpunkt $t_{0b} < t_1$ geschaltet wird und den Rückwärtserholvorgang der inversen Diode ab Zeitpunkt t_1 des Nulldurchgangs des Resonanzstroms. Bei t_{1b} ist die Rückstromspitze $I_{rr,D2}$ erreicht, die inverse Diode von S_2 sperrt und das Umschwingen der Spannungen u_{S1} , u_{S2} beginnt, da nun die Resonanzkondensatoren und Ausgangskapazitäten der Schalter vom Resonanzstrom umgeladen werden können. Je nach Dimensionierung der Resonanzbauelemente und Rückwärtserholverhalten der Diode ist dieser Umschwingvorgang vor oder nach dem Abklingen des Rückwärtserholstroms abgeschlossen, so dass die tatsächlichen Rückwärtserholverluste E_{rr} nur schwer analytisch berechenbar sind.

Bei $f_{sw} \approx 50\text{kHz}$ liegt $T_x = t_2 - t_1$ meist bereits in der Nähe der Rückwärtserholzeit t_{rr} und die Verluste sind nicht mehr vernachlässigbar. Im ungünstigsten Fall wird der Schalter S_2 zeitgleich mit dem Hilfsschalter bei $t = t_0$ geschaltet und der Umschwingvorgang ist vor Abbau des Rückwärtserholstroms abgeschlossen. In diesem Fall wird ab $t = t_0 = 0$ der Strom

$$\begin{aligned} i_{D2}(t) &= I_{L,avg} - \hat{i}_L - \frac{U_x}{L_x}t = \\ &= \frac{P}{vU_1} - \frac{(1-v)vU_1}{2Z} - \frac{U_1}{2L_x}t \end{aligned} \quad (4.28)$$

in der inversen Diode von S_2 geführt. Mit der Laplace-Transformierten

$$\mathfrak{L}\{i_{D2}(t)\} = \frac{1}{s} \left(\frac{P}{vU_1} - \frac{(1-v)vU_1}{2Z} \right) - \frac{1}{s^2} \cdot \frac{U_1}{2L_x} \quad (4.29)$$

von (4.28) und dem Level-2-Diodenmodell (3.88) kann der zeitliche Verlauf der Diodenladung

$$\begin{aligned} q_{D2}(t) &= (I_{L,avg} - \hat{i}_L) \cdot \left(1 - e^{-t/\tau_{c,eff}}\right) \tau_{c,eff} + \\ &+ \frac{U_1}{2L_x} \cdot \left(\tau_{c,eff} - t - \tau_{c,eff}e^{-t/\tau_{c,eff}}\right) \tau_{c,eff} \end{aligned} \quad (4.30)$$

angegeben werden. Die Rückwärtserholverluste berechnen sich in diesem Fall aus der zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs $t = t_1$ in der Diode befindlichen Ladung.

$$E_{rr} = U_1 q_{D2} \left(t = t_1 = (I_{L,avg} - \hat{i}_L) \frac{L_x}{U_x} \right) \quad (4.31)$$

4.1.3 Volumen der Halbleiter

Bei einem flüssigkeitsgekühlten Wandler kann das Volumen der Halbleiter und des Kühlers mit geringem Aufwand bestimmt werden. Es wird angenommen, dass die Halbleiter, wie in **Abb. 4.5** dargestellt, auf einem Kühler der Dicke h_{CP} befestigt sind. Der Flächenbedarf A_{CP} des Kühlers beträgt ein Vielfaches f_{pkg} der Chipfläche.

$$A_{CP} = f_{pkg} A_{Si} \quad (4.32)$$

Beim Einsatz von Halbleitern in handelsüblichen Gehäusen der TO-Familie beträgt der Faktor

$$f_{pkg} \approx 5, \quad (4.33)$$

beispielsweise beim MOSFET ST STY112N65M5 im Max247-Gehäuse, und ist begründet durch den Platzbedarf des Gehäuses selbst und der Zuleitungen.

Mit einer Bauhöhe h_{pkg} des Gehäuses inklusive Befestigung in Form einer Klammer, Schraube oder Platte (vgl. **Abb. 4.5**) lässt sich das von dem Halbleitern beanspruchte Volumen zu

$$V_S = h_{pkg} A_{CP} = f_{pkg} h_{pkg} A_{Si}. \quad (4.34)$$

berechnen. Ein üblicher Wert der Bauhöhe ist $h_{pkg} = 8$ mm.

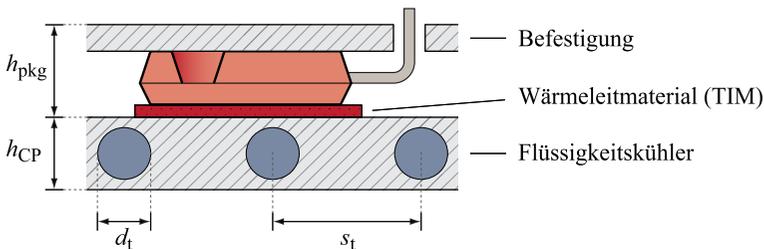


Abb. 4.5: Modell der Befestigung eines Halbleiters im TO-Gehäuse auf einem Flüssigkeitskühler der Dicke h_{CP} mit Bohrungen für das Kühlmedium. Elektrisch isolierendes Wärmeleitmaterial (Thermal Interface Material, TIM) zur thermischen Anbindung des Halbleiters an den Kühlkörper.

4.2 Modell der magnetischen Komponenten

In geschalteten Gleichspannungswandlern werden Spulen als Energiespeicher und zur Glättung von Strömen eingesetzt. Die Induktivität L der Spule bezeichnet das Verhältnis zwischen dem gesamten magnetischen Fluss (verketteten Fluss) Ψ und dem, den Fluss verursachenden Strom I

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N\Phi}{I} . \quad (4.35)$$

Typische Bauformen sind in **Abb. 4.6** dargestellt. Bei Vernachlässigung von Streuflüssen und weiterer Randeffekte wird dann der magnetische Fluss

$$\Phi = \iint_{A_c} \vec{B} d\vec{A}_c \quad (4.36)$$

in einem hochpermeablen Kern ($\mu_r \gg 1$) mit Querschnittsfläche A_c geführt, auf dessen Schenkel eine Wicklung mit N Windungen aufgebracht ist. Für $N > 1$ durchsetzt der Fluss Φ im Kern N Leiterschleifen mit Querschnittsfläche A_c , so dass der verkettete Fluss $\Psi = N\Phi$ bestimmend ist für den resultierenden Induktivitätswert L der Anordnung.

Die magnetische Feldstärke H entlang des magnetischen Pfades der Gesamtlänge l_m kann - wiederum bei Vernachlässigung von Randeffek-

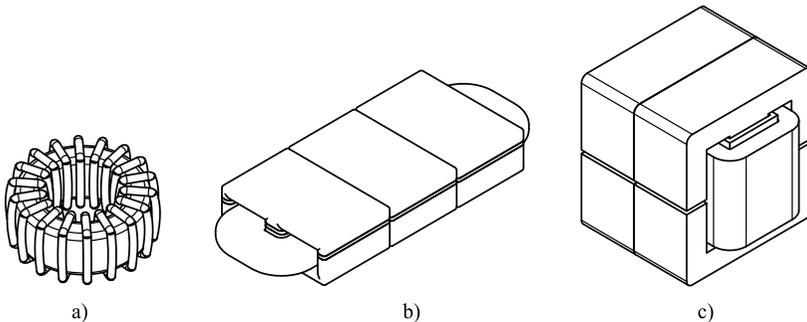


Abb. 4.6: Unterschiedliche Aufbaukonzepte von Induktivitäten; Ringkern mit Runddrahtwicklung (a)), Planarkerne mit Luftspalt und Litzdrahtwicklung (b)), E-Kerne mit Luftspalt und Folienwicklung (c)).

ten - mit dem Durchflutungsgesetz bestimmt werden

$$NI = \oint_{l_m} \vec{H} d\vec{s} = \sum_i H_i l_{m,i} . \quad (4.37)$$

Der Zusammenhang zwischen magnetischer Flussdichte $B = \Phi/A$ und magnetischer Feldstärke H ist materialabhängig und gegeben durch

$$B = \mu H = \mu_r \mu_0 H . \quad (4.38)$$

Dabei ist die Permeabilität μ bzw. die Permeabilitätszahl μ_r des Kernmaterials ein wichtiger Design-Parameter bei der Auslegung von magnetischen Komponenten. Zum einen ist offensichtlich, dass ein Kernmaterial mit $\mu \gg \mu_0$ erlaubt, den magnetischen Fluss Φ gezielt im Kern zu führen statt in der umgebenden Luft, der Wicklung oder weiteren Baugruppen. Dadurch lassen sich Wirbelstromverluste und magnetische Beeinflussungen bzw. Störungen, die durch das Streufeld der magnetischen Komponente entstehen, eindämmen. Zum anderen können wegen der das Magnetfeld verstärkenden Wirkung eines Kerns mit $\mu_r > 1$ bei gleicher Windungszahl und -geometrie höhere Induktivitätswerte erreicht werden als mit einer vergleichbaren Luftspule.

Eine Einschränkung im Design von magnetischen Komponenten stellt die Sättigungsinduktion B_{sat} des Kernmaterials dar. Überschreitet die magnetische Flussdichte die Sättigungsinduktion B_{sat} , verliert das Kernmaterial seine magnetischen Eigenschaften; die Permeabilität reduziert sich auf $\mu = \mu_0$. Im allgemeinen muss deshalb die Flussdichte im Kern künstlich begrenzt werden, beispielsweise durch Einbringen eines Luftspalts in den magnetischen Kreis, in dem der Fluss Φ geführt wird (vgl. **Abb. 4.7 a**)).

Ausgehend vom Durchflutungsgesetz lässt sich die Induktivität L einer derartigen Anordnung bestimmen. Der magnetische Kreis kann in zwei Teilabschnitte eingeteilt werden, ein Teilstück im Kernmaterial mit Querschnitt A_c und der Länge $l_{m,c}$ und ein zweites Teilstück, den Luftspalt der Länge l_g . Typisch verteilt sich Φ im Luftspalt wegen des Streufelds auf eine effektiv höhere Querschnittsfläche $A_{g,\text{eff}} > A_c$. Mit diesen Annahmen folgt aus (4.37) und (4.38)

$$NI = H_c l_{m,c} + H_g l_g = \frac{B_c l_{m,c}}{\mu_r \mu_0} + \frac{B_g l_g}{\mu_0} . \quad (4.39)$$

Da in beiden Teilabschnitten der gleiche magnetische Fluss Φ vorliegen

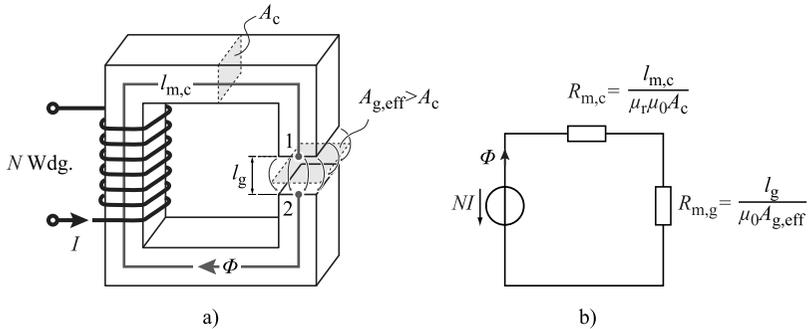


Abb. 4.7: Vereinfachtes Modell einer Drosselspule mit Luftspalt mit zugehörigem magnetischen Kreis.

muss, kann die Gleichung weiter vereinfacht werden.

$$NI = \frac{\Phi l_{m,c}}{\mu_r \mu_0 A_c} + \frac{\Phi l_g}{\mu_0 A_{g,eff}} = (R_{m,c} + R_{m,g}) \Phi = R_{m,\Sigma} \Phi \quad (4.40)$$

Aus (4.40) ist eine Analogie des magnetischen Kreises zu einem elektrischen Netzwerk, bestehend aus einer Spannungsquelle und Widerständen, ersichtlich; hierbei entspricht eine Durchflutung NI einer Spannungsquelle, ein Fluss Φ einem elektrischen Strom und die magnetischen Widerstände R_m entsprechen ohmschen Widerständen. Ein derartiges Ersatzschaltbild der Spule ist in **Abb. 4.7 b)** dargestellt. Die Induktivität L der Anordnung folgt durch Auflösen von (4.40) nach Φ und Einsetzen in (4.35) zu

$$L = \frac{N\Phi}{I} = \frac{N^2}{R_{m,c} + R_{m,g}} = \frac{N^2}{R_{m,\Sigma}} \quad (4.41)$$

und die Flussdichte im Kern zu

$$B_c = \frac{\Phi}{A_c} = \frac{NI}{A_c(R_{m,c} + R_{m,g})} = \frac{NI}{A_c R_{m,\Sigma}} \quad (4.42)$$

Bereits aus den Berechnungen dieses einfachen Beispiels wird ersichtlich, dass an der Dimensionierung einer magnetischen Komponente eine Vielzahl von Parametern beteiligt sind und dass ein gewünschter Induktivitätswert L ebenfalls durch eine Vielzahl an möglichen Parameter-Konstellationen erreicht werden kann.

Die wichtigsten Design-Parameter sind Materialeigenschaften (Art des Kernmaterials, Sättigungsinduktion, ...), Geometrieverhältnisse (eingesetzte Kernquerschnittsfläche A_c , Kernvolumen V_c , Länge l_g des Luftspalts, aber auch die Art des Wicklungsaufbaus), magnetische Größen (Spitzenwert $B_{c,pk}$ der magnetischen Flussdichte im Kern, magnetische DC-Aussteuerung des Kerns) und elektrische Größen (Schaltfrequenz, maximaler Strom I , ...). Erschwerend ist die gegenseitige Beeinflussung dieser Parameter untereinander, so dass sich durch Variation der freien Parameter bei ansonsten gleichen Eckdaten (beispielsweise Induktivität L und maximal zulässigem Strom I) Auslegungen unterschiedlicher Performance ergeben. Diese Problematik erschwert einerseits den Design-Prozess, eröffnet aber andererseits Möglichkeiten der Optimierung.

Typisch sind die Performance-Indizes selbst – beispielsweise das Gesamtbauvolumen V_L und die Verluste P_L – nicht vereinbar, d.h. es lassen sich entweder kompakte Realisierungen mit hohen Verlusten oder Realisierungen mit niedrigen Verlusten, aber größerem Bauvolumen finden. Da sich eine entsprechende Optimierung der magnetischen Komponenten auf Systemebene entweder in einer Steigerung der Leistungsdichte oder der Effizienz des Wandlers bemerkbar macht, ist eine genaue Analyse der Zusammenhänge bereits auf Bauteilebene erforderlich. Im Folgenden werden daher die wichtigsten Beiträge zu den Verlusten einer Spule mit Luftspalt, wie sie bei den in Kapitel 2 vorgestellten Wandler-Topologien zum Einsatz kommt, diskutiert und der Zusammenhang zu deren Volumen hergestellt.

4.2.1 Verluste im Kernmaterial

Auf atomarer Ebene führt der Bahndrehimpuls und der Spin der Elektronen zu einem magnetischen Dipolmoment [97]. Im Falle eines Festkörpers kann das Dipolmoment in unterschiedlicher Weise in Wechselwirkung mit der Umwelt treten. Die Art der Wechselwirkung ist dabei unter anderem abhängig von der Elektronenkonfiguration der Atome.

Bei nicht abgeschlossenen Schalen ist die Summe der Bahndrehimpulse und der Spinquantenzahlen ungleich Null und die einzelnen Atome verhalten sich als magnetische Dipole. Zwar ist wegen der zufälligen Orientierung dieser Dipole im Material nach außen hin keine Gesamtwirkung feststellbar, jedoch können sich die Dipole in einem äußeren Magnetfeld ausrichten, wodurch sich das Magnetfeld im Material verstärkt. Derartige Materialien werden als paramagnetisch bezeichnet und

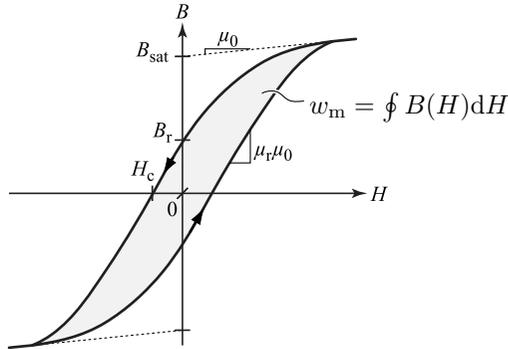


Abb. 4.8: Magnetisierungskurve eines ferromagnetischen Materials.

weisen wegen der Feldverstärkung eine Permeabilitätszahl $\mu_r > 1$ auf.

Im Gegensatz zu paramagnetischen Materialien kompensieren sich die Bahn- und Spinnmomente von diamagnetischen Stoffen. Nach außen hin ist ohne externes Magnetfeld wie beim Paramagnetismus zunächst keine Gesamtwirkung feststellbar. Ein äußeres (statisches oder dynamisches) Feld jedoch bewirkt eine Präzessionsbewegung der einzelnen atomaren Bahnmomente um das angelegte Feld. Die durch die Präzessionsbewegung induzierten Kreisströme führen ihrerseits zu einem magnetischem Moment, das dem äußeren Feld entgegengesetzt ist (Lenz'sche Regel) und dieses im Material schwächt; es gilt $\mu_r < 1$.

Wie eingangs erwähnt, sind beim Aufbau magnetischer Komponenten Materialien mit hoher Permeabilitätszahl $\mu_r \gg 1$ von besonderer Bedeutung. Eine dritte Klasse an Materialien, die ferromagnetischen und ferrimagnetischen Stoffe, weisen diese Eigenschaft auf [61]. Bei ferromagnetischen Stoffen bilden sich beim Abkühlen unter die Curie-Temperatur Bereiche mit gleicher Orientierung der magnetischen Momente (Weiß'sche Bezirke). Mit steigender Feldstärke eines äußeren Feldes richten sich die Dipole eines Bezirks nach und nach aus, bis schließlich ein spontanes Umklappen stattfindet und die Dipole des Bezirks eine neue Vorzugsrichtung der Magnetisierung annehmen. Dieser irreversible Vorgang führt zu einer Magnetisierungskurve in Form einer Hystereseschleife, wie in **Abb. 4.8** dargestellt.

Die bei einem vollständigen Durchlaufen der Hystereseschleife aufgespannte Fläche entspricht der Energieverlustdichte w_m die ursächlich ist für die spezifischen (volumenbezogenen) Verluste P_c^* im Kernmaterial.

Ferromagnetische Materialien, die sich unter geringen Verlusten ummagnetisieren lassen, werden als weichmagnetische Werkstoffe bezeichnet und sind von besonderer technischer Bedeutung. Neben den Verlusten, die durch Neuausrichtung der Weiß'schen Bezirke entstehen, stellen die Wirbelstromverluste einen weiteren wichtigen Beitrag dar [98]. Einer durch das äußere Magnetfeld verursachten Flussänderung im Kern wird gemäß der Lenz'schen Regel durch Kreisströme entgegengewirkt, die auf Grund der elektrischen Leitfähigkeit des Kernmaterials zu ohmschen Verlusten führen. Da die Kreisströme ihrerseits eine Feldschwächung im Kern bewirken, ist ihr Einfluss ebenfalls in der Hystereseschleife feststellbar. Den Wirbelstromverlusten kann durch Kernmaterialien geringer elektrischer Leitfähigkeit, z.B. Ferrite, oder durch Laminierungen dünner Folien entgegengewirkt werden, die bei amorphen oder nanokristallinen Materialien Anwendung finden.

Mit steigendem Spitzenwert $B_{c,pk} < B_{sat}$ der magnetischen Flussdichte im Kern nimmt die von der Hystereseschleife aufgespannte Fläche zu und damit die Kernverluste. Weiterhin sind die Kernverluste proportional zur Frequenz - also der Anzahl der Hystereseschleifendurchläufe pro Sekunde. Zudem machen sich die Wirbelstromverluste bei höheren Betriebsfrequenzen wegen des Skin-Effekts stärker bemerkbar und führen zu einer zusätzlichen Aufweitung der Hystereseschleife. Die Wirbelstromverluste sind in 1. Linie proportional zu f^2 . Diese Zusammenhänge lassen sich für einen rein sinusförmigen Verlauf der Flussdichte B mit Hilfe der Steinmetz-Gleichung [99, 100]

$$P_c^* = k f^\alpha B_{c,pk}^\beta = P_{ref}^* \left(\frac{f}{f_{ref}} \right)^\alpha \left(\frac{B_{c,pk}}{B_{c,ref}} \right)^\beta \quad (4.43)$$

analytisch beschreiben, wobei die Steinmetz-Parameter k , α und β Materialkonstanten darstellen. Im allgemeinen Fall weisen die Steinmetz-Parameter eine mehr oder weniger stark ausgeprägte Abhängigkeit von f und/oder B_c auf, so dass eine Bestimmung dieser Parameter in der Nähe eines Referenz-Betriebspunkts f_{ref} , $B_{c,ref}$ sinnvoll ist.

Kernmaterialien

Silizium-Eisen-, Nickel-Eisen- und Kobalt-Eisen-Legierungen sind wichtige Vertreter von ferromagnetischen Werkstoffen und weisen eine hohe Sättigungsinduktion B_{sat} auf. Unter den weichmagnetischen Materialien sind jedoch wegen der niedrigen spezifischen Verluste Eisenpulverkerne, Ferrite sowie amorphe und nanokristalline Werkstoffe besonders

geeignet für die Anwendung bei effizienten Gleichspannungswandlern hoher Schaltfrequenz [100].

Bei der Herstellung von Pulverkernen werden kleine Partikel ferromagnetischer Legierungen mit einem elektrisch isolierenden Bindemittel gemischt und in Form gepresst – meist als Ringkerne, teils als E-Kerne. Dadurch ergeben sich zwei besondere Eigenschaften dieser Materialien. Zum einen wird die Ausbreitung von Wirbelströmen auf das Partikelvolumen begrenzt. Geringe spezifische Kernverluste sind die Folge. Zum anderen entsteht durch das Stoffgemisch von ferromagnetischen Partikeln ($\mu_r \gg 1$) und Bindemittel ($\mu_r \approx 1$) ein über das Kernvolumen verteilter Luftspalt. Die relative Permeabilität des Kerns lässt sich über das Stoffgemisch innerhalb enger Toleranzen einstellen. Typische Werte von μ_r liegen im Bereich von 14–550 bei einer Sättigungsinduktion im Bereich von 1–1.6 T [101]. Dadurch sind Pulverkern gut geeignet für Anwendungen mit hohem Gleichstromanteil.

Amorphe Materialien sind Legierungen aus Übergangsmetallen wie Fe, Co oder Ni und Metalloiden wie B, C, Si [102]. In diesen Legierungen liegt keine besonders geordnete (kristalline) Struktur der Atome vor. Wegen der zum Erhalt dieser glasartigen Struktur erforderlichen hohen Abkühlraten der Schmelze ist die Produktion dünner, gut kühlbarer Bänder mit einer typischen Dicke von 20 μm üblich [103]. Im weiteren Fertigungsprozess werden aus den Bändern vorzugsweise Ringbandkerne hergestellt. Ebenfalls verfügbar sind Schnittbandkerne in C- oder U-Form, die bei magnetische Komponenten mit Luftspalt Anwendung finden. Amorphe Materialien weisen eine Sättigungsinduktion im Bereich von 0.7 T und niedrige Kernverluste auf [102]. Die Wirbelstromverluste fallen, auch bei höheren Frequenzen, wegen der geringen Banddicke und Lagenisolation gering aus.

Die Zusammensetzung und die Fertigung nanokristalliner Legierungen ist ähnlich den amorphen Materialien. In einem weiteren Produktionsschritt, der Kristallationsglühung, entstehen kleine Kristallkörner von ca. 10–15 nm Durchmesser. Nanokristalline Werkstoffe weisen im Vergleich zu amorphen Werkstoffen mit $B_{\text{sat}} \approx 1$ T eine höhere Sättigungsinduktion bei gleichzeitig niedrigen spezifischen Verlusten auf, sind aber wegen ihrer Kristallstruktur besonders spröde [102].

Die Ausführung von amorphen als auch nanokristallinen Werkstoffen als Schnittbandkerne, wie sie für den Aufbau von Induktivitäten mit Luftspalt erforderlich ist, wirkt sich nachteilig auf die spezifischen Verluste aus. So wird aufgrund des so genannten Cut-Core-Effekts ein

Anstieg der Verluste um etwa den Faktor zwei festgestellt [104], für den Beschädigungen der Lagenisolation oder Veränderung der Materialeigenschaften durch Druck- und/oder Temperatureinwirkung beim Schneiden als Ursachen genannt werden [103].

Weichmagnetische Ferrite sind keramische Werkstoffe mit ferrimagnetischen Eigenschaften, deren allgemeine chemische Formel sich mit MeFe_2O_4 angeben lässt. Um die magnetischen Eigenschaften zu bestimmen, werden Übergangsmetalle (Me) zugesetzt, wie Mn, Zn, Co, Cu oder Mg. Die wichtigsten Kombinationen sind Mangan und Zink (MnZn) oder Nickel und Zink (NiZn) [105]. Ferrite werden im Sinterverfahren hergestellt, indem Presslinge aus den fein gemahlenden, vorge-sinterten Metalloxiden bei Temperaturen von $1150\text{ }^\circ\text{C}$.. $1300\text{ }^\circ\text{C}$ unter kontrollierter Atmosphäre gebacken werden. Eine der wichtigsten Eigenschaften der weichmagnetischen Ferrite ist die geringe elektrische Leitfähigkeit welche in geringen spezifischen Kernverlusten resultiert. Die Sättigungsinduktion liegt im Bereich von 0.2-0.45 T [106].

In **Tab. 4.5** sind die wichtigsten Kenndaten unterschiedlicher weichmagnetischer Ferrite, amorpher und nanokristalliner Werkstoffe sowie Pulvermaterialien zusammengefasst. Die in der Tabelle angegebenen

Tab. 4.5: Kenndaten gebräuchlicher Kernmaterialien

Bezeichnung	B_{sat} T	μ_r -	ρ g/cm ³	k W/cm ³	α -	β -
Pulvermaterialien (Magnetics)						
HighFlux	1.50	60	7.60	49.0	1.36	2.41
KoolM μ	1.05	60	5.50	6.90	1.42	2.00
MPP	0.75	60	8.00	12.7	1.32	2.14
Weichmagnetische Ferrite (EPCOS)						
N49	0.40	1500	4.80	25.6	1.32	2.94
N87	0.39	2200	4.85	0.11	1.71	2.79
N92	0.44	1500	4.85	1.04	1.44	2.12
N97	0.41	2300	4.92	0.13	1.64	2.55
Amorphe Legierungen (Vacuumschmelze)						
VITROVAC 6030 F	0.82	3500	7.96	0.01	1.81	2.09
Nanokristalline Legierungen (Vacuumschmelze)						
VITROPERM 500 F	1.20	15000	7.35	0.009	1.80	2.08

Steinmetz-Parameter k , α und β sind in der Nähe eines Referenzpunktes $B_{c,pk} = 200 \text{ mT}$, $f = 100 \text{ kHz}$ und $T = 100^\circ \text{C}$ mit den Angaben der Hersteller bestimmt. Wie aus **Abb. 4.9** ersichtlich ist, weisen die Ferrite N87 und N97 und das nanokristalline Material VITROPERM 500 F besonders niedrige Verluste auf. Für den Aufbau des Wandler-Prototypen wurde aus Gründen der Verfügbarkeit, Kosten und Vielzahl an erhältlichen Bauformen das Ferrit-Material EPCOS N87 gewählt.

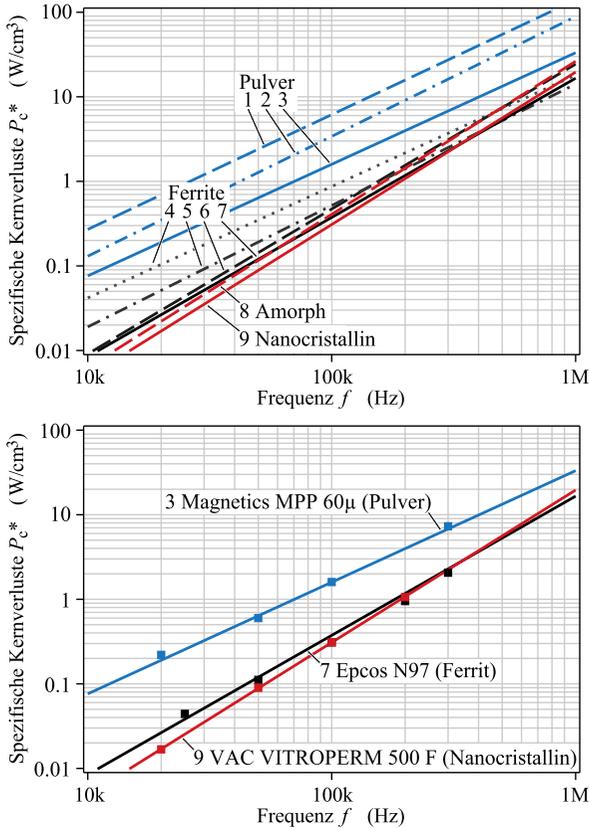


Abb. 4.9: Spezifische Kernverluste unterschiedlicher Pulver-Materialien der Fa. Magnetics (1: HighFlux 60μ , 2: KoolM μ 60μ , 3: MPP 60μ), EPCOS Ferrite (4: N49, 5: N92, 6: N87, 7: N97), amorpher Materialien (8: VAC VITROVAC 6030 F) und nanokristalliner Materialien (9: VAC VITROPERM 500 F) bei $B_{c,pk} = 200 \text{ mT}$ und $T = 100^\circ \text{C}$.

Verluste bei nichtsinusförmigen Verlauf der Flussdichte

Die Steinmetz-Gleichung (4.43) beschreibt die spezifischen Kernverluste bei sinusförmigem Zeitverlauf der Flussdichte $B(t)$ im Kern. Auch die von den Herstellern der magnetischen Werkstoffe gelieferten Daten beziehen sich auf sinusförmige Aussteuerung des Kernmaterials.

Bei Gleichspannungswandlern weisen jedoch die in den magnetischen Komponenten vorliegenden Ströme meist einen abschnittsweise linearen Zeitverlauf auf (vgl. Kapitel 2). Ausnahmen können Resonanzwandler darstellen. Übliche Stromformen nehmen einen dreieck- oder trapezförmigen Verlauf an und beinhalten ggf. auch Zeitabschnitte mit verschwindender Strom- und somit Flussänderung im Kern, beispielsweise bei einem Betrieb mit diskontinuierlichem Spulenstrom. Diese Zeitfunktionen enthalten wegen der mehrfachen sprunghaften Änderung ihrer Ableitung nicht nur grundfrequente Anteile sondern auch Oberschwingungen. Konsequenz hieraus ist, dass pro Schaltperiode $T_p = 1/f_{sw}$ neben der grundfrequenten Magnetisierungskennlinie auch so genannte „minor loops“ der Magnetisierung vorliegen, wodurch die Steinmetz-Gleichung unzureichend ist zur Berechnung der Kernverluste.

Es sind unterschiedliche Ansätze zur Berechnung der Kernverluste bei nichtsinusförmigen Zeitfunktionen der Flussdichte bekannt, die auf einer Modifikation der ursprünglichen Steinmetz-Gleichung beruhen. Das als „Modified Steinmetz Equation“ (MSE) bezeichnete Verfahren beruht auf der Berechnung einer äquivalenten Frequenz [107]. Die bei der MSE durch die Annahme von $P_c^* \sim f^2$ entstehenden Einschränkungen können durch eine weitere Verallgemeinerung zur „Generalized Steinmetz Equation“ (GSE) aufgehoben werden, die sowohl auf der Berechnung einer äquivalenten Frequenz als auch einer äquivalenten Flussdichte beruht [108]. Erweiterungen zur „Improved Generalized Steinmetz Equation“ (iGSE) führen zu einer weiteren Verbesserung der Genauigkeit der GSE [109].

Beim Sonderfall einer innerhalb der Schaltperiode T_p in j Zeitabschnitten der Dauer Δt_j definierten Funktionen $B(t)$, die sich durch Anlegen der Spannung $U_{L,j}$ während der Zeitintervalle einstellt, vereinfacht sich die iGSE zu einer Summation

$$P_c^* = k' \cdot (B_{c,pp})^{\beta-\alpha} \cdot \sum_j \left| \frac{U_{L,j}}{NA_c} \right|^\alpha \frac{\Delta t_j}{T_p} \quad (4.44)$$

wobei

$$k' = \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} \left(0.2761 + \frac{1.7061}{\alpha+1.354} \right)} \quad (4.45)$$

gilt. In (4.44) bezeichnet $B_{c,pp}$ den Spitze-Spitze-Wert der magnetischen Flussdichte im Kern.

Verluste bei Gleichanteil der Magnetisierung

Bei Gleichspannungswandlern mit Leistungstransfer über eine Spule L ist der Mittelwert des Spulenstroms im Allgemeinen¹ ungleich Null. In diesem Fall stellt sich auch im Kernmaterial ein Gleichanteil der magnetischen Feldstärke H_{DC} bzw. der magnetischen Flussdichte B_{DC} ein. Die Verschiebung der durch den Wechselanteil der Flussdichte verursachten Hystereseschleife in der H-B-Ebene äußert sich in einem unterschiedlichen Betrag der Kernverluste [110, 111]. Als Ursachen werden die unterschiedlichen Magnetisierungsprozesse im Material genannt. Bei niedriger Feldstärke überwiegen die Verluste durch Blochwandverschiebung, bei höherer Feldstärke die Verluste durch irreversibles Umklappen der Weiß'schen Bezirke [112]. Im Allgemeinen ist bei gleicher Amplitude B_{pk} des Wechselanteils mit höheren Werten von B_{DC} ein Anstieg der Kernverluste verbunden.

Für das Ferrit-Material EPCOS N87 finden sich in [113] Messungen der Kernverluste in Abhängigkeit des Gleichanteils H_{DC} der magnetischen Feldstärke im Kern und der Amplitude B_{pk} des Wechselanteils der Flussdichte. **Abb. 4.10** zeigt das dort als „Displacement Factor“ (DPF) bezeichnete Verhältnis der spezifischen Kernverluste mit Gleichanteil zu den Verlusten ohne Gleichanteil der magnetischen Feldstärke. Die veröffentlichten Messergebnisse lassen sich mit der Funktion

$$\begin{aligned} \text{DPF} &= \frac{P_c^*(H_{DC})}{P_c^*(H_{DC} = 0)} = \\ &= 1 + 3.96e^{-15.7B_{pk}} \left(1 + 0.00495H_{DC} - e^{0.00364H_{DC}^{1.80} - 0.00236H_{DC}^{1.99}} \right) \end{aligned} \quad (4.46)$$

¹Ausnahmen stellen Wandler dar, bei denen dem Spulenstrom neben dem Leistungstransfer eine weitere Funktion zukommt. Ein Beispiel ist der CF-ZVS-M-Konverter, bei dem durch den im Wandler teils als Kreisstrom geführten Spulenstrom ein weiches Schalten ermöglicht wird. Trotz $P > 0$ existieren ausgewählte Arbeitspunkte mit $I_{L,avg} = 0$.

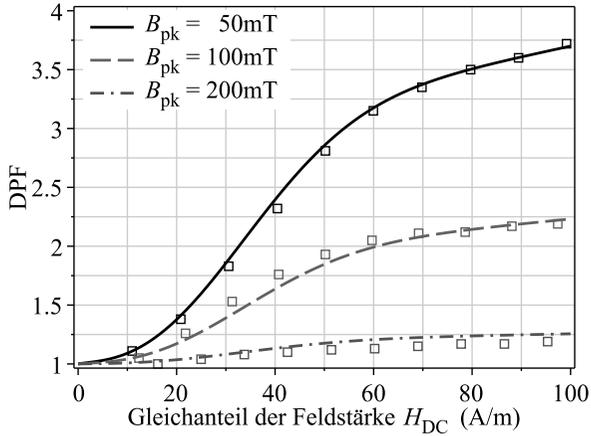


Abb. 4.10: Displacement Factor (DPF) des Materials EPCOS N87 für $f = 100\text{ kHz}$ und $T = 100\text{ °C}$, nach [113].

analytisch beschreiben. Der Displacement Factor des N87-Materials ist bis zur maximalen Messfrequenz von 100 kHz frequenzunabhängig.

Weder durch die eingangs beschriebene Steinmetz-Gleichung noch durch ihre Erweiterungen in Form der MSE, GSE oder iGSE wird der Anstieg der Kernverluste mit H_{DC} berücksichtigt [109]. Zur besseren analytischen Abschätzung der Kernverluste kann jedoch die iGSE (4.44) mit (4.46) gewichtet werden.

$$P_c^* = \text{DPF} \cdot k' \cdot (B_{c,pp})^{\beta-\alpha} \cdot \sum_j \left| \frac{U_{L,j}}{NA_c} \right|^\alpha \frac{\Delta t_j}{T_p} \quad (4.47)$$

Eine weiterführende Beschreibung des Einflusses des Gleichanteils der Magnetisierung auf die Höhe der Kernverluste mittels eines Premagnetization Graph (SPG) bzw. Steinmetz Vormagnetisierungs-Graph, welcher die Abhängigkeit der Steinmetz-Parameter α , β und k bezüglich einer Vormagnetisierung zeigt, findet sich in [114].

4.2.2 Optimale Kerengeometrie

Wie eingangs bereits angesprochen wurde und im späteren Verlauf des Kapitels noch genauer erläutert wird, ist beim Einsatz der verlustarmen Ferrit-Materialien, aber auch bei den amorphen oder nanokristallinen Kernmaterialien, die eine hohe Permeabilitätszahl μ_r aufweisen, ein Luftspalt erforderlich, um eine Sättigung des Kerns zu vermeiden. Ein konzentrierter Luftspalt bereitet bei Ringkernen in der praktischen Umsetzung Probleme, so dass E-Kerne und C-Kerne bei diesen Materialien bevorzugt werden. Eine weitere Alternative stellen Planarkerne dar, mit denen sich magnetische Komponenten geringer Bauhöhe realisieren lassen. Die Hersteller bieten eine Vielzahl von Varianten dieser typischen Kernbauformen an, die sich jeweils in ihren Geometrieverhältnissen ähneln, aber ein unterschiedliches Hauptmaß (größte Längenausdehnung) aufweisen. Auch wenn auf diese Standardbauformen zurückgegriffen werden muss, weil beispielsweise aus Kostengründen keine Sonderbauformen gewünscht sind, bietet sich durch die Möglichkeit mehrere Kern-Sets aneinander zu reihen ein Freiheitsgrad, der die Optimierung der Gesamt-Bauform der magnetischen Komponente zulässt.

Optimierte Kerengeometrie für E-Kerne

Aus den Grundgleichungen (4.35) bis (4.38) lässt sich der Spitzenwert der magnetischen Flussdichte

$$B_{\text{pk}} = \frac{LI_{L,\text{pk}}}{NA_c} \quad (4.48)$$

in Abhängigkeit des Spitzenstroms $I_{L,\text{pk}}$ bestimmen. Weiterhin gilt für die Stromdichte in der Wicklung

$$J_{w,\text{rms}} = \frac{I_{L,\text{rms}}N}{k_{\text{Cu}}A_w}, \quad (4.49)$$

wobei $k_{\text{Cu}} = A_{\text{Cu}}/A_w$ den Kupferfüllfaktor des Wicklungsfensters bezeichnet. Durch Elimination der Windungszahl N erhält man das Flächenprodukt

$$p_A = A_c A_w = \frac{LI_{L,\text{pk}}I_{L,\text{rms}}}{k_{\text{Cu}}J_{w,\text{rms}}B_{\text{pk}}}. \quad (4.50)$$

In Gleichung (4.50) sind die Design-Parameter (L , $I_{L,\text{pk}}$, $I_{L,\text{rms}}$) und die Material-Parameter (B_{pk} , $J_{w,\text{rms}}$) getrennt von A_c und A_w , also

getrennt von den die Kerngeometrie beeinflussenden Parametern. B_{pk} wird durch die maximal zulässige Flussdichte B_{sat} im Kern begrenzt. Ebenfalls ist aus thermischen Gründen die Stromdichte in der Wicklung nach oben hin beschränkt. Je nach Kühlverhältnissen sind Werte der Stromdichte im Bereich von $J_{rms} = 3 \dots 10 \text{ A/mm}^2$ zulässig [115]. Das Flächenprodukt (4.50) wird daher häufig als Auswahlkriterium für den Kern einer Induktivität genutzt [60].

Das nötige Flächenprodukt kann mit unterschiedlichen Konfigurationen des Kerns erreicht werden. Insbesondere kann durch Aneinanderreihung mehrerer Kern-Sets (vgl. **Abb. 4.6** und **Abb. 4.11**) das Flächenverhältnis

$$q_A = \frac{A_w}{A_c} \tag{4.51}$$

beeinflusst werden. Zur Bestimmung der optimalen Geometrieverhältnisse, d. h. des optimalen Flächenverhältnisses q_A wird als Vereinfachung angenommen, dass die Dicke der Außenschenkel des E-Kerns gerade der halben Dicke t_c des Mittelschenkels entspricht und sich der Luftspalt im Mittelschenkel befindet. In diesem Fall gelten zu den in

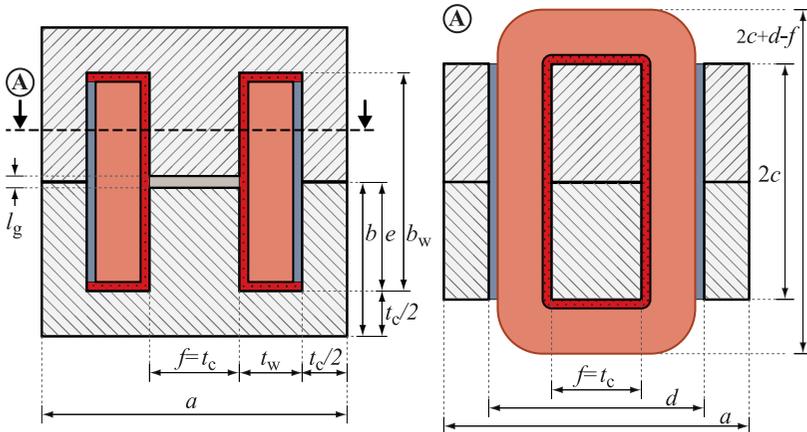


Abb. 4.11: Querschnitt durch Induktivität mit Luftspalt in Mittel- und Außenschenkeln, Kern realisiert mit vier E-Kern-Hälften. Bemaßung gemäß [106].

Abb. 4.11 dargestellten Bemessungen die Beziehungen

$$\begin{aligned}
 a &= 2(t_c + t_w) \\
 b &= \frac{1}{2}(b_w + t_c) \\
 d &= t_c + 2t_w \\
 e &= \frac{1}{2}b_w \\
 f &= t_c,
 \end{aligned} \tag{4.52}$$

wobei t_w der Dicke der Wicklung und b_w die Breite der Wicklung entspricht. Die vom Kern und der Wicklung beanspruchten Volumina lassen sich mit

$$\begin{aligned}
 V_c &= 2ct_c(b_w + t_c + t_w) \\
 V_w &= 2b_w t_w(c + t_c + 2t_w)
 \end{aligned} \tag{4.53}$$

angeben. Mit $c = A_c/t_c$ und $b_w = A_w/t_w$ folgt das Gesamtvolumen der Anordnung.

$$V_L = V_c + V_w = 2A_c \left(t_c + t_w + \frac{A_w}{t_w} \right) + 2A_w \left(t_c + 2t_w + \frac{A_c}{t_c} \right) \tag{4.54}$$

Die optimale Dicke des Mittelschenkels und die optimale Dicke der Wicklung lassen sich aus den Ableitungen von V_L bestimmen.

$$\frac{d}{dt_w} V_L = 0 \quad \Rightarrow \quad t_{w,\text{opt}} = \sqrt{\frac{A_c A_w}{A_c + 2A_w}} \tag{4.55}$$

$$\frac{d}{dt_c} V_L = 0 \quad \Rightarrow \quad t_{c,\text{opt}} = \sqrt{\frac{A_c A_w}{A_c + A_w}} \tag{4.56}$$

Einsetzen der optimalen Dicken in das Volumen (4.54) und Berücksichtigung der Zusammenhänge $A_w = \sqrt{p_A q_A}$, $A_c = \sqrt{p_A/q_A}$ liefert

$$\begin{aligned}
 V_L &= \frac{4\sqrt{A_c A_w} (\sqrt{A_c + 2A_w} \cdot \sqrt{A_c + A_w} + A_c + 2A_w)}{\sqrt{A_c + 2A_w}} = \\
 &= 4 \cdot \frac{p_A^{3/4}}{q_A^{1/4}} \cdot \frac{\sqrt{1 + q_A} \cdot \sqrt{1 + 2q_A} + 2q_A + 1}{\sqrt{1 + 2q_A}}.
 \end{aligned} \tag{4.57}$$

In (4.57) stellt das Flächenprodukt p_A eine Konstante dar, die durch die Design-Parameter, wie den Wert L der Induktivität vorgegeben wird;

das Flächenverhältnis q_A jedoch kann frei gewählt werden. Durch Ableiten der Gleichung nach q_A lässt sich das optimale Flächenverhältnis bestimmen, bei dem das Volumen der Induktivität minimal wird.

$$\frac{d}{dq_A} V_L = 0 \quad \Rightarrow \quad q_{A,\text{opt}} = \frac{\sqrt{33} - 3}{4} = 0.686 \quad (4.58)$$

Man erhält als minimales Volumen einer aus E-Kernen aufgebauten Induktivität

$$V_{L,\text{min}} = 12.5 \cdot p_A^{3/4} . \quad (4.59)$$

Die zugehörigen Abmessungen der Induktivität betragen

$$\begin{aligned} t_{c,\text{opt}} &= \frac{(p_A q_A)^{1/4}}{\sqrt{1 + q_A}} = 0.70 \cdot p_A^{1/4} \\ t_{w,\text{opt}} &= \frac{(p_A q_A)^{1/4}}{\sqrt{1 + 2q_A}} = 0.59 \cdot p_A^{1/4} \\ b_{w,\text{opt}} &= p_A^{1/4} q_A^{1/4} \sqrt{1 + 2q_A} = 1.40 \cdot p_A^{1/4} \\ c_{\text{opt}} &= p_A^{1/4} q_A^{4/3} \sqrt{1 + q_A} = 1.72 \cdot p_A^{1/4} . \end{aligned} \quad (4.60)$$

Wichtige Längen-Verhältnisse in Bezug auf das Hauptmaß a sind

$$\begin{aligned} \left. \frac{c}{a} \right|_{\text{opt}} &= \frac{2}{3} \\ \left. \frac{f}{a} \right|_{\text{opt}} &= \frac{3}{4} - \frac{1}{12} \sqrt{33} = 0.27 . \end{aligned} \quad (4.61)$$

In **Tab. 4.6** sind die Abmessungen gebräuchlicher E-Kerne des Herstellers EPCOS aufgelistet. Bei Aneinanderreihung von zwei Kern-Sets, entsprechend einem Aufbau der Induktivität gemäß **Abb. 4.11**, wird das Optimum des Volumens im Mittel mit guter Genauigkeit erreicht.

Optimierte Kerngeometrie für Planarkerne

Mit Planarkernen lassen sich Induktivitäten geringer Bauhöhe realisieren. Allerdings entfernt sich das Gesamtvolumen mit steigender Anzahl der Kerne von seinem optimalen Wert, wie den Daten in **Tab. 4.7** zu entnehmen ist. Bei Nutzung der handelsüblichen Bauformen stellt daher der E-Kern hinsichtlich Gesamt-Bauvolumen der Komponente die zu bevorzugende Lösung dar.

Tab. 4.6: Kenndaten handelsüblicher EPCOS E-Kerne (pro Set).

Bezeichnung	a mm	c mm	f mm	A_c mm ²	A_w mm ²	p_A mm ⁴	q_A -	$\frac{1}{2}q_A$ -	$\frac{1}{3}q_A$ -	c/a -	$2c/a$ -	$3c/a$ -	f/a -
E 25/13/7	25.0	7.5	7.5	53	87	4568	1.66	0.83	0.55	0.30	0.60	0.90	0.30
E 25.4/10/7	25.4	6.5	6.5	39	80	3093	2.05	1.03	0.68	0.26	0.51	0.77	0.26
E 30/15/7	30.0	7.3	7.2	60	119	7159	1.99	0.99	0.66	0.24	0.49	0.73	0.24
E 32/16/9	32.0	9.5	9.5	83	148	12271	1.78	0.89	0.59	0.30	0.59	0.89	0.30
E 32/16/11	32.0	11.0	9.5	97	148	14340	1.52	0.76	0.51	0.34	0.69	1.03	0.30
E 34/14/9	34.6	9.7	9.7	85	147	12447	1.73	0.87	0.58	0.28	0.56	0.84	0.28
E 36/18/11	36.0	11.5	10.2	120	172	20592	1.43	0.72	0.48	0.32	0.64	0.96	0.28
E 40/16/12	40.6	12.5	12.5	149	169	25188	1.13	0.57	0.38	0.31	0.62	0.92	0.31
E 42/21/15	42.0	15.2	12.2	178	256	45575	1.44	0.72	0.48	0.36	0.72	1.09	0.29
E 42/21/20	42.0	20.0	12.2	234	256	59913	1.09	0.55	0.36	0.48	0.95	1.43	0.29
E 47/20/16	46.9	15.6	15.6	233	198	46050	0.85	0.42	0.28	0.33	0.67	1.00	0.33
E 55/28/21	55.0	21.0	17.2	354	376	132945	1.06	0.53	0.35	0.38	0.76	1.15	0.31
E 55/28/25	55.0	25.0	17.2	420	376	157731	0.89	0.45	0.30	0.45	0.91	1.36	0.31
E 56/24/19	56.1	18.8	18.8	340	282	95805	0.83	0.41	0.28	0.34	0.67	1.01	0.34
E 65/32/27	65.0	27.4	20.0	535	537	287423	1.00	0.50	0.33	0.42	0.84	1.26	0.31
E 70/33/32	70.5	32.0	22.0	683	569	388900	0.83	0.42	0.28	0.45	0.91	1.36	0.31
Anzahl Kern-Sets													
				1	2	3	1	2	3	N			
Mittelwert				1.33	0.67	0.44	0.35	0.70	1.04	0.30			
Optimum				0.69	0.69	0.69	0.67	0.67	0.67	0.27			

Tab. 4.7: Kenndaten handelsüblicher EPCOS EILP-Kerne (pro Set).

Bezeichnung	A_c mm ²	A_w mm ²	q_A -	$\frac{1}{2}q_A$ -	c/a -	$2c/a$ -	f/a -
EILP 32	130	32	0.25	0.12	0.64	1.28	0.20
EILP 43	229	76	0.33	0.17	0.65	1.29	0.19
EILP 58	310	146	0.47	0.24	0.65	1.30	0.14
EILP 64	519	117	0.23	0.11	0.79	1.59	0.16
	Mittelwert		0.32	0.16	0.68	1.37	0.17
	Optimum		0.69	0.69	0.67	0.67	0.27

Es soll angemerkt werden, dass bei Planarkernen in der Praxis durchaus ein Vorteil gegenüber dem E-Kern festgestellt werden kann, wenn ein ungünstiges Verhältnis zwischen Windungszahl N und Kernquerschnittsfläche A_c vorliegt. Bei sehr niedriger Windungszahl und gleichzeitig erhöhten Anforderungen an A_c resultieren bei E-Kernen entweder unnötig große Leiterquerschnitte, die Probleme bei der Kontaktierung bereiten, oder das Wicklungsfenster wird nicht vollständig ausgefüllt. Im letzten Fall steigt das Gesamtvolumen der Induktivität wegen des nicht genutzten Raums im Wickelfenster unnötig an. Dies ist neben der gewünschten, geringen Bauhöhe ein Grund, weswegen für den Prototypen des CF-ZVS-M-Konverters (vgl. Abschnitt 5.4) Planarkerne zum Einsatz kommen. Als allgemeines Modell für einen Vergleich der unterschiedlichen, in Kapitel 2 vorgestellten Wandler-Konzepte, erscheint ein Aufbaukonzept mit E-Kernen jedoch als am Besten geeignet.

4.2.3 Erweitertes Reluktanzmodell

Wie aus (4.41) ersichtlich ist, ist die Induktivität $L = N^2/R_{m,\Sigma}$ abhängig von der Windungszahl N und dem magnetischen Widerstand $R_{m,\Sigma}$. Ein detailliertes Reluktanzmodell zur Bestimmung von $R_{m,\Sigma}$ bei einer aus EE-Kernen oder ELPI-Kernen bestehenden Induktivität ist in **Abb. 4.12** dargestellt. Der Luftspalt dieser Anordnungen ist wegen der einfacheren Fertigbarkeit auf den Mittelschenkel und die beiden Außenschenkel verteilt und kann mit einem Abstandshalter eingestellt werden. Zur exakten Bestimmung der magnetischen Widerstände des Ersatzschaltbildes und damit der für eine definierte Induktivität vorzusehenden Luftspaltlänge l_g ist ein erweitertes Reluktanzmodell erforderlich, das die durch das Streufeld in der Nähe des Luftspalts verursachte Aufweitung der Querschnittsfläche auf $A_{g,\text{eff}} > A_c$ berücksichtigt.

Ein entsprechendes Berechnungsverfahren wird in [100] beschrieben. Dieses geht davon aus, dass der magnetische Fluss Φ im Mittelschenkel (zwischen den Punkten 1 und 3 bzw. den Punkten 6 und 8) auf Grund eines als idealisiert angenommenen Kernmaterials ausschließlich im Kern (N_c aneinander gereihte Kern-Sets) der Querschnittsfläche

$$A_c = N_c c f \quad (4.62)$$

geführt wird (Bemaßung gemäß **Abb. 4.11**). Im Bereich des Luftspalts jedoch (zwischen den Punkten 3 und 6) wird eine Aufweitung der Quer-

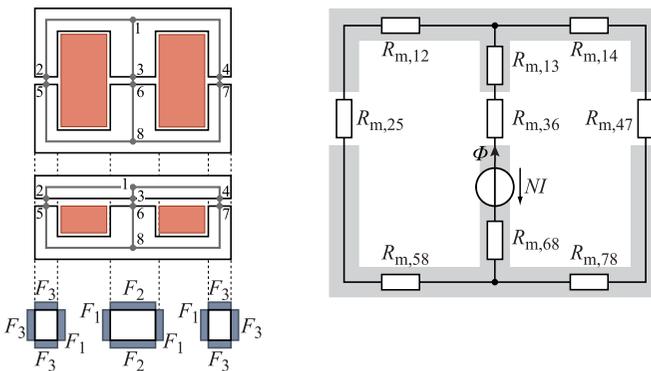


Abb. 4.12: Reluktanzmodell einer Induktivität aus EE- oder EILP-Kernen und Luftspalt im Mittelschenkel und in den Außenschenkeln.

schnittsfläche auf

$$A_{36,\text{eff}} = N_c c f + F_2 l_g f + F_1 l_g N_c c \quad (4.63)$$

angenommen. Der Flächenzuwachs wird durch Multiplikation der Ausmaße des Mittelschenkels (Dicke f und Tiefe $2c$) mit den so genannten, auf die halbe Länge des Luftspalts $l_g/2$ normierten, Streu-Faktoren (Fringing Coefficients) F_1 , F_2 ermittelt und ist in **Abb. 4.12** grafisch veranschaulicht. Der magnetische Widerstand des Luftspalts im Mittelschenkel beträgt damit

$$R_{m,36} = \frac{l_g}{\mu_0 A_{36,\text{eff}}} . \quad (4.64)$$

In gleicher Weise lässt sich die Querschnittsfläche der magnetischen Widerstände der Luftspalte der Außenschenkel bestimmen.

$$A_{25,\text{eff}} = A_{47,\text{eff}} = N_c c \frac{a-d}{2} + F_3 \frac{l_g}{2} (a-d + N_c c) + F_1 \frac{l_g}{2} N_c c \quad (4.65)$$

Die Streu-Faktoren sind abhängig von den den Luftspalt umgebenden Materialien (Kern, Kupfer der Wicklung oder Luft), der Länge des Luftspalts und weiteren Geometrieverhältnissen und wurden in [100] für verschiedene Anordnungen mittels der Methode der Finiten Elemente bestimmt und durch analytische Formeln approximiert. Der Faktor

$$F_1 = \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{\frac{2}{d-f} + \frac{2}{l_g}}{\frac{2}{d-f} + \frac{1}{e}} \right) + \frac{d-f}{6e} + \frac{2(e - \frac{1}{2}l_g)^2 (e - 0.13l_g - 0.25(d-f))}{3(d-f)e^2} \quad (4.66)$$

berücksichtigt dabei die Anordnung einer von Kernmaterial umgebenen elektrisch leitfähigen Wicklung, der Faktor

$$F_2 = \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{2}{l_g} \sqrt{0.44e^2 + 0.11(d-f)^2 + 0.1675(d-f)l_g + 0.165e(d-f) + 0.1956l_g^2 - 0.109el_g} \right) \quad (4.67)$$

den Fall, dass eine Seite des Kerns die Wicklung berührt und die restlichen Seiten von Luft umgeben sind und der Faktor

$$F_3 = \frac{1}{\pi} \operatorname{arccosh} \left[13.6 \left(\frac{b}{l_g} \right)^2 + 1.3 \right] \quad (4.68)$$

den Fall, dass keine Wicklung an den Luftspalt angrenzt.

EE-Kern mit Luftspalt

Aus Symmetriegründen gilt für die magnetischen Widerstände der Anordnung mit N_c aneinander gereihten EE-Kernen

$$\begin{aligned}
 R_{m,co} = R_{m,12} = R_{m,14} = R_{m,58} = R_{m,78} &= \frac{a - \frac{1}{2}(a - d)}{\mu_r \mu_0 (a - d) c N_c} \\
 R_{m,ci} = R_{m,13} = R_{m,68} &= \frac{e + \frac{1}{2}(b - e)}{\mu_r \mu_0 f c N_c} \\
 R_{m,go} = R_{m,25} = R_{m,47} &= \frac{l_g}{\mu_0 A_{25,eff}} \\
 R_{m,gi} = R_{m,36} &= \frac{l_g}{\mu_0 A_{36,eff}} .
 \end{aligned} \tag{4.69}$$

Der Gesamtwiderstand beträgt

$$R_{m,\Sigma} = R_{m,gi} + 2R_{m,ci} + \frac{1}{2} (2R_{m,co} + R_{m,go}) . \tag{4.70}$$

EILP-Kern mit Luftspalt

Bei der Anordnung mit N_c aneinander gereihten EILP-Kernen gilt auf Grund der Symmetrie

$$\begin{aligned}
 R_{m,co1} = R_{m,12} = R_{m,14} &= \frac{a - \frac{1}{2}(a - d) + b - e}{\mu_r \mu_0 (a - d) c N_n} \\
 R_{m,co2} = R_{m,58} = R_{m,78} &= \frac{a - \frac{1}{2}(a - d)}{\mu_r \mu_0 (a - d) c N_c} \\
 R_{m,ci1} = R_{m,13} &= \frac{\frac{1}{2}(b - e)}{\mu_r \mu_0 f c N_c} \\
 R_{m,ci2} = R_{m,68} &= \frac{e + \frac{1}{2}(b - e)}{\mu_r \mu_0 f c N_c} \\
 R_{m,go} = R_{m,25} = R_{m,47} &= \frac{l_g}{\mu_0 A_{25,eff}} \\
 R_{m,gi} = R_{m,36} &= \frac{l_g}{\mu_0 A_{36,eff}} .
 \end{aligned} \tag{4.71}$$

Der Gesamtwiderstand beträgt

$$R_{m,\Sigma} = R_{m,gi} + R_{m,ci1} + R_{m,ci2} + \frac{1}{2} (R_{m,co1} + R_{m,co2} + R_{m,go}) . \tag{4.72}$$

4.2.4 Wicklungskonzept und -verluste

Die ohmschen Verluste der Wicklung stellen einen Großteil der Gesamtverluste einer Drosselspule dar, weswegen besonderes Augenmerk auf einen geeigneten Wicklungsaufbau gelegt werden muss. Die Höhe der Wicklungsverluste ist abhängig vom eingesetzten Kern, durch dessen Ausmaße die mittlere Länge l_{wdg} einer Windung vorgegeben wird und durch dessen Wicklungsfenster der maximale Leiterquerschnitt der Windung begrenzt wird. Eine optimierte Kernbauform, die ein günstiges Verhältnis dieser Größen erzielt, wurde in Abschnitt 4.2.2 bereits vorgestellt.

Darüber hinaus spielt der Zeitverlauf des Spulenstroms $i_L(t)$, bzw. dessen spektrale Zusammensetzung, eine wichtige Rolle. Die Fourier-Spektren des Spulenstroms des CF-ZVS-M-Konverters und eines Tiefsetzstellers mit $r_L = 50\%$ ist in **Abb. 4.13** dargestellt. Neben dem Gleichanteil ($f = 0$, $\nu = 0$) finden sich im Frequenz-Spektrum Anteile bei der Schaltfrequenz ($f = f_{\text{sw}}$, $\nu = 1$) und deren Oberschwingungen ($f = \nu f_{\text{sw}}$, $\nu > 1$). Diese Frequenzanteile sind ursächlich für ein magnetisches Wechselfeld, das den Leiter selbst und benachbarte Leiter durchsetzt und dort Wirbelströme induziert. Bei einem ungeeigneten Leiterprofil mit Breite und Höhe größer als die so genannte Skin-Tiefe können sich die Wirbelströme nahezu ungehindert ausbreiten. Konsequenz hieraus ist eine mit der Frequenz zunehmende Verdrängung des Stroms im Leiter hin zum Leiterrand. Aus der Einengung des Stroms auf eine effektiv geringere Querschnittsfläche folgt ein Anstieg der ohm-

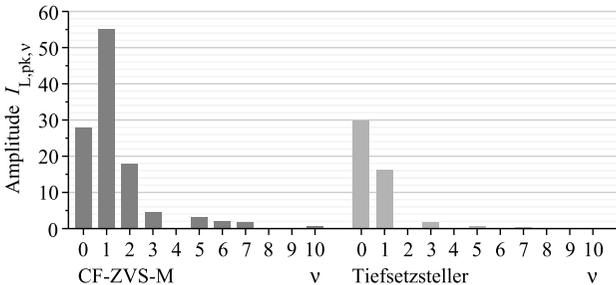


Abb. 4.13: Fourier-Spektrum des Spulenstroms $i_L(t)$ des CF-ZVS-M-Konverters und des Tiefsetzstellers für $U_1 = 400\text{ V}$, $U_2 = 200\text{ V}$, $P = 6\text{ kW}$ und Auslegung für $f_{\text{sw}} = 100\text{ kHz}$ gemäß Kapitel 2-3.

sehen Verluste. Für eine Drosselspule mit geringen Verlusten muss den Hochfrequenzeffekten mit ausreichend schmalen oder flachen Leitern entgegengewirkt werden. Geeignete Leiterformen sind dünne Folien oder voneinander isolierte dünne Einzeldrähte (Hochfrequenz-Litze).

Im Falle einer Folienwicklung wird ein hoher Füllfaktor k_{Cu} des Wicklungsfensters erreicht; typisch $k_{Cu} \approx 0.6$ [60]. Ebenso lassen sich die Hochfrequenzverluste durch eine Optimierung der Foliendicke minimieren, wie in [116] am Beispiel eines Transformators gezeigt wird. Bei einer Induktivität mit Folienwicklung jedoch kann sich das Streufeld in der Nähe des Luftspalts negativ auf die Verluste auswirken. Vor allem, wenn eine große Luftspaltlänge erforderlich ist, dringt das Streufeld weit in das Wicklungsfenster vor und durchsetzt die Wicklung (vgl. **Abb. 4.14**). Das magnetische Feld ist dann nicht mehr rein parallel zur Folie gerichtet, sondern weist eine Komponente senkrecht zur Folieneroberfläche auf. Die von der senkrechten Feldkomponente in der Folie induzierten Wirbelströme verursachen trotz dünner Folien hohe Verluste [117]. Diese Verluste lassen sich einerseits durch eine größere Distanz zwischen Luftspalt und Wicklung reduzieren. In [118] wird ein Abstand gleich der 3-fachen Luftspaltlänge vorgeschlagen. Weitere Möglichkeiten sind ein Aufbau mit mehreren Luftspalten [117, 118] oder ein durch ein Kernmaterial geringer Permeabilität realisierter, verteilter Luftspalt (Low- μ -Shunt) [100]. Bei der ersten Lösung reduziert sich Füllfaktor k_{Cu} , die zweite Lösung ist mit höheren Herstellungskosten verbunden.

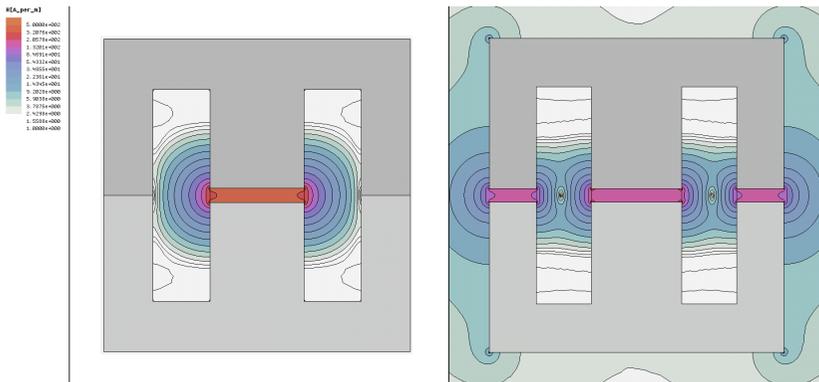


Abb. 4.14: Feldverteilung im Wicklungsfenster einer Drosselspule mit Luftspalt. Durch das Streufeld des Luftspalts weist die magnetische Feldstärke im Wicklungsfenster eine radiale Komponente auf.

Eine Hochfrequenz-Litze besteht aus einer Vielzahl voneinander isolierter Einzeladern (vgl. **Abb. 4.15**), deren Durchmesser klein gewählt wird, dass trotz des Skin-Effektes eine gute Nutzung des Querschnitts für die Stromführung gegeben ist. Weiterhin wird durch Verdrillen der Einzeladern mit einer kurzen Schlagweite eine gleichmäßige Stromaufteilung auf die Einzeladern sichergestellt, auch wenn auf Grund des, auch für die gesamte Litze und nicht nur für die Einzelader wirksamen Skin- oder Proximity-Effektes eine Stromverdrängung hin zum Rand der Litze vorliegt. Es sind Methoden zur Optimierung des Litzenaufbaus bekannt, anhand derer die Anzahl der Einzeldrähte und deren Durchmesser für minimale Verluste [119] oder für minimale Kosten der Litze [120] bestimmt werden können.

Im Vergleich zur Folienwicklung bietet die Hochfrequenz-Litze den Vorteil, dass sich das Streufeld des Luftspalts wegen der in zwei Dimensionen geringen Abmessungen der Einzeladern weniger stark auf die Verluste auswirkt. Ebenfalls werden Verluste durch Randeffekte an den Kanten der Folien verhindert, die bei Wicklungen entstehen, die nicht die komplette Breite b_w des Wicklungsfensters ausfüllen. Als ein weiterer Vorteil kann angeführt werden, dass sich die Verdrahtung einfach gestaltet und eine hochfrequenztaugliche Kontaktierung der magnetischen Komponente mit dem Wandler leichter realisieren lässt als bei einer Folienwicklung. Besonders problematisch ist die Parallelschaltung mehrerer Wicklungen aus Folie, die nötig ist um bei Drosselspulen niedriger Windungszahl einen geringen ohmschen Widerstand der Wicklung zu erreichen. Daher stellt die Litzdrahtwicklung für Drosselspulen mit Luftspalt und geringer Windungszahl, die beim CF-ZVS-M-Konverter Anwendung finden, trotz der höheren Kosten und der schlechteren thermischen Eigenschaften die zu bevorzugende Variante dar.

Kupferfüllfaktor bei Litzdrahtwicklung

Die Einzeladern einer Hochfrequenz-Litze müssen elektrisch voneinander isoliert sein, um dem Skin- und Proximity-Effekt entgegenzuwirken. Wegen der Dicke der Isolation und der beim Packen der Einzeladern entstehenden Zwischenräume (vgl. **Abb. 4.15**) ist die nutzbare Kupferfläche A_{Cu} geringer als die Querschnittsfläche A_{litz} der Litze. Die Anzahl der Einzeladern mit einem Nenn-Durchmesser inklusive Isolation von $d_{s,nom}$, die sich in einer Litze mit Durchmesser d_{litz} bündeln

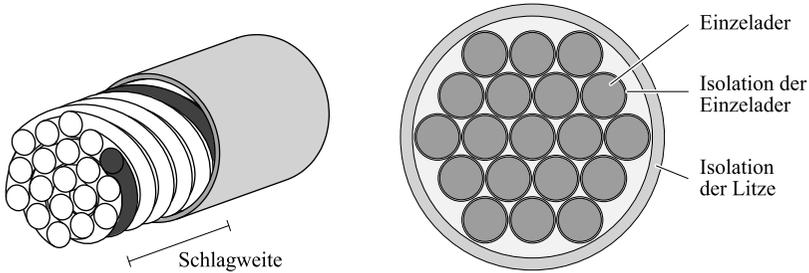


Abb. 4.15: Typischer Aufbau einer Hochfrequenz-Litze mit 19 isolierten und verdrehten Einzeladern. Darüber hinaus können die Einzeladern auch verflochten oder mehrfach verdreht werden.

lassen, kann gemäß der Norm IEC 60317-11 bestimmt werden mit

$$N_s = \left(\frac{d_{\text{litz}}}{pd_{s,\text{nom}}} \right)^2, \quad (4.73)$$

wobei p den Packungsfaktor bezeichnet, der für $N_s > 25$ einen Wert von $p = 1.28$ annimmt [121]. Damit lässt sich der Kupferfüllfaktor der Litze berechnen zu

$$k_{\text{litz}} = \frac{A_{\text{Cu}}}{A_{\text{litz}}} = \frac{N_s A_s}{A_{\text{litz}}} = \frac{\left(\frac{d_{\text{litz}}}{pd_{s,\text{nom}}} \right)^2 \cdot \pi \left(\frac{d_s}{2} \right)^2}{\pi \left(\frac{d_{\text{litz}}}{2} \right)^2} = \left(\frac{d_s}{pd_{s,\text{nom}}} \right)^2. \quad (4.74)$$

Ein weiterer Flächenverlust ergibt sich durch die Anordnung der N Windungen innerhalb des Wicklungsfensters. Bei angenommenem runden Querschnitt der Litze mit Durchmesser d_{litz} ergibt sich für eine quadratische Packung der Windungen ein Füllfaktor von

$$k_{\square} = \frac{\pi \left(\frac{d_{\text{litz}}}{2} \right)^2}{d_{\text{litz}}^2} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (4.75)$$

und für eine hexagonale Packung der Windungen ein Füllfaktor von

$$k_{\circ} = \frac{3A_{\text{seg}}}{A_{\Delta}} = \frac{3 \cdot \frac{60}{360} \pi \left(\frac{d_{\text{litz}}}{2} \right)^2}{\frac{\sqrt{3}}{4} d_{\text{litz}}^2} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 90.7\%. \quad (4.76)$$

In **Tab. 4.8** sind die Durchmesser d_s und die Nenn-Durchmesser $d_{s,\text{nom}}$ inklusive Isolation von in Hochfrequenz-Litzen eingesetzten Einzeladern für unterschiedliche Stärken der Isolation aufgeführt. Bei hexagonaler, also idealer Packung der Windung, dem Isolationsgrad 1 und

einem vollständig gefüllten Wicklungsfenster wird ein typischer Wert des Kupferfüllfaktors von

$$k_{\text{Cu}} = k_{\text{litz}} k_{\text{O}} \approx 44\% \quad (4.77)$$

erreicht.

Tab. 4.8: Kupferfüllfaktor bei Litzdrahtwicklung für unterschiedliche Einzeladerdurchmesser und Isolationsgrade, Durchmesser nach [121].

		Grad 1			Grad 2			
d_s mm	$d_{s,\text{nom}}$ mm	k_{litz} -	$k_{\text{Cu},\square}$ -	$k_{\text{Cu},\text{O}}$ -	$d_{s,\text{nom}}$ mm	k_{litz} -	$k_{\text{Cu},\square}$ -	$k_{\text{Cu},\text{O}}$ -
0.025	0.030	0.44	0.34	0.40	0.033	0.35	0.28	0.32
0.032	0.037	0.46	0.36	0.41	0.042	0.36	0.29	0.33
0.040	0.047	0.45	0.35	0.41	0.052	0.36	0.28	0.33
0.050	0.058	0.46	0.36	0.42	0.064	0.38	0.30	0.34
0.063	0.073	0.46	0.36	0.42	0.080	0.38	0.30	0.34
0.071	0.081	0.47	0.37	0.43	0.088	0.40	0.31	0.36
0.100	0.113	0.48	0.38	0.44	0.122	0.41	0.32	0.37
0.125	0.140	0.49	0.38	0.44	0.150	0.43	0.34	0.39
0.200	0.220	0.50	0.40	0.46	0.233	0.45	0.35	0.41
0.315	0.342	0.52	0.41	0.47	0.359	0.47	0.37	0.43
0.400	0.430	0.53	0.41	0.48	0.450	0.48	0.38	0.44
0.500	0.534	0.54	0.42	0.49	0.556	0.49	0.39	0.45

Verluste einer Litzdrahtwicklung

Zu den Gesamt-Wicklungsverlusten tragen die Verluste $P_{\text{L,DC}}$ durch den Gleichanteil $I_{\text{L,avg}}$ des Spulenstroms $i_{\text{L}}(t)$ und die Hochfrequenzverluste auf Grund der Oberschwingungsanteile des Spulenstroms bei. Die Hochfrequenzverluste einer Litzdrahtwicklung lassen sich gliedern in die Verluste $P_{\text{L,skin}}$ durch den Skin-Effekt, die Verluste $P_{\text{L,pi}}$ durch den Proximity-Effekt innerhalb der Litze und die Proximity-Verluste $P_{\text{L,pe}}$ durch das zeitveränderliche Magnetfeld im Wicklungsfenster, das durch die Wicklung selbst und durch das Streufeld um den Luftspalt verursacht wird.

$$P_{\text{L,w}} = P_{\text{L,DC}} + P_{\text{L,skin}} + P_{\text{L,pi}} + P_{\text{L,pe}} \quad (4.78)$$

Zur Bestimmung der einzelnen Beiträge wird der Spulenstrom, der als in $T_p = 1/f_{sw}$ periodische Zeitfunktion vorliegt, zunächst mit Hilfe einer Fourier-Zerlegung in seine Frequenz-Anteile aufgespalten. Man erhält

$$i_L(t) = I_{L,avg} + \sum_{\nu=1}^{\infty} I_{L,pk,\nu} \cos\left(\frac{2\pi\nu}{T_p}t - \varphi_\nu\right) \quad (4.79)$$

mit

$$I_{L,pk,\nu} = |c_\nu| \quad , \quad \varphi_\nu = \arg c_\nu \quad (4.80)$$

und der komplexen Amplitude

$$c_\nu = \frac{1}{T_p} \int_{t=0}^{T_p} i_L(t) \cdot e^{-j\nu\omega t} dt \quad (4.81)$$

Wegen der Orthogonalität der Zeitfunktionen der einzelnen Frequenzanteile in (4.79) zueinander ist es erlaubt, die Verlustbeiträge getrennt für jede Frequenz $f = \nu f_{sw}$ zu berechnen.

Die **Verluste durch den Gleichanteil** $I_{L,avg}$ betragen

$$P_{L,DC} = \frac{R_{s,DC}}{N_s} I_{L,avg}^2 \quad , \quad (4.82)$$

wobei $R_{s,DC}$ den Gleichstrom-Widerstand einer Einzelader der Litze mit N Windungen bezeichnet und N_s die Anzahl der Einzeladern pro Windung. Der Gleichstrom-Widerstand der Einzelader lässt sich berechnen mit

$$R_{s,DC} = \frac{l}{\sigma A} = \frac{4Nl_{wdg}}{\sigma_{Cu}\pi d_s^2} \quad , \quad (4.83)$$

wobei l_{wdg} die mittlere Windungslänge bezeichnet und d_s den Durchmesser (Kupferdurchmesser) der Einzelader. Die Gesamtverluste der Wicklung sind minimal, wenn das Wicklungsfenster vollständig gefüllt ist [119]. In diesem Fall lässt sich bei gegebenem, für Hochfrequenzverluste optimiertem Einzeladerdurchmesser d_s und bekanntem Füllfaktor k_{Cu} die Anzahl der Einzeladern pro Windung bestimmen.

$$N_s = \frac{4k_{Cu}A_w}{\pi N d_s^2} \quad (4.84)$$

Die **Verluste durch den Skin-Effekt** entstehen bei $f > 0$ durch das vom Stromfluss $i(t)$ durch den betrachteten Leiter selbst verursachte, die Stromflusslinien umgebende magnetische Wechselfeld $\vec{H}(t)$, wie

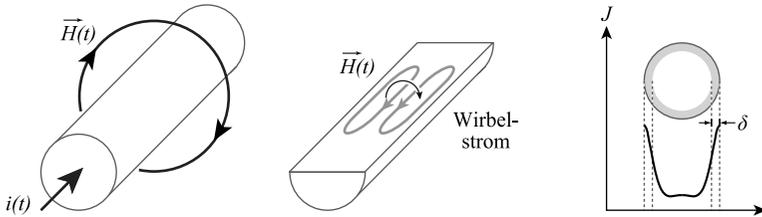


Abb. 4.16: Veranschaulichung des Skin-Effekts, in einem von Wechselstrom durchflossenem Leiter werden Wirbelströme induziert, die die Stromdichte in der Mitte abschwächen und am Rand verstärken.

Tab. 4.9: Skin-Tiefe in Kupfer bei $T = 100^\circ\text{C}$.

Frequenz	20 kHz	50 kHz	100 kHz	200 kHz	500 kHz
δ	0.528 mm	0.334 mm	0.236 mm	0.167 mm	0.106 mm

in **Abb. 4.16** dargestellt. Durch die zeitliche Änderung dieses Magnetfelds werden Wirbelströme induziert, deren Stromflussrichtung derart orientiert ist, dass das vom Wirbelstrom verursachte Magnetfeld dem erregenden Feld $\vec{H}(t)$ entgegenwirkt (Lenz'sche Regel). Die Flussrichtung des Wirbelstroms ist damit im Zentrum des Leiters dem Strom $i(t)$ entgegengesetzt wodurch der Strom an die Oberfläche des Leiters verdrängt wird. Die Folge ist eine Reduktion des für den Wechselstrom-Anteil wirksamen Leiterquerschnitts, also eine scheinbare Erhöhung des ohmschen Widerstands der Einzelader auf Werte größer $R_{s,DC}$.

Der Strom $i(t)$ wird dabei auf ein Band mit Dicke in etwa gleich der Skin-Tiefe

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \mu_{Cu} \sigma_{Cu} f}} \quad (4.85)$$

eingengt. Die Skin-Tiefe in Kupfer bei $T = 100^\circ\text{C}$ und $\mu_{Cu} \approx \mu_0$ ist in Abhängigkeit der Frequenz in **Tab. 4.9** aufgelistet. Eine detaillierte Lösung der Feldgleichungen zur exakten Bestimmung der Stromdichteverteilung über den Leiterquerschnitt wird in [122, 123, 124] gegeben. Demnach ergibt sich eine Erhöhung der Verluste im Vergleich zu den

Gleichstromverlusten um den frequenzabhängigen Faktor

$$\begin{aligned}
 F_{R,s} &= \frac{\xi}{4} \cdot \frac{\text{Ber}_0(\xi) \frac{d}{d\xi} \text{Bei}_0(\xi) - \text{Bei}_0(\xi) \frac{d}{d\xi} \text{Ber}_0(\xi)}{\left(\frac{d}{d\xi} \text{Ber}_0(\xi)\right)^2 + \left(\frac{d}{d\xi} \text{Bei}_0(\xi)\right)^2} = \\
 &= \frac{\xi}{4\sqrt{2}} \cdot \frac{(\text{Ber}_0\xi - \text{Bei}_0\xi)\text{Bei}_1\xi - (\text{Ber}_0\xi + \text{Bei}_0\xi)\text{Ber}_1\xi}{(\text{Ber}_1\xi)^2 + (\text{Bei}_1\xi)^2} \quad (4.86)
 \end{aligned}$$

wobei zwischen den Kelvin-Funktionen $\text{Ber}_n(\xi)$ und $\text{Bei}_n(\xi)$ und der Bessel-Funktion J_n der Zusammenhang

$$J_n(\xi e^{j\frac{3\pi}{4}}) = \text{Ber}_n(\xi) + j\text{Bei}_n(\xi)$$

besteht und ξ die relative Dicke der Einzelader bezeichnet

$$\xi = \frac{d_s}{\sqrt{2} \delta} \quad (4.87)$$

Die Hochfrequenz-Verluste durch den Skin-Effekt lassen sich dann über eine Summation der Frequenzanteile berechnen,

$$P_{L,\text{skin}} = \frac{R_{s,\text{DC}}}{N_s} \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{R,s}(\nu) I_{L,\text{pk},\nu}^2 \quad (4.88)$$

Die **Verluste durch den Proximity-Effekt** beruhen auf der Tatsache, dass Wirbelströme im Leiter nicht nur durch das vom betrachteten Leiter selbst verursachte Magnetfeld induziert werden können, sondern auch durch das externe Magnetfeld benachbarter Leiter. Wie in **Abb. 4.17** dargestellt, durchsetzt das Magnetfeld $\vec{H}(t)$ eines ersten Leiters z.B. einen zweiten benachbarten Leiter. Bei einer Induktivität werden beide Leiter typischerweise vom gleichen Strom $i(t)$ und mit gleicher Orientierung durchflossen. Durch das Magnetfeld des einen Leiters wird im zweiten Leiter ein Wirbelstrom induziert, der wie beim Skin-Effekt derart orientiert ist, dass er dem ursächlichen Feld $\vec{H}(t)$ entgegenwirkt. Die Orientierung der Wirbelströme ist im inneren Bereich der Doppelleitung dem Strom $i(t)$ entgegengesetzt, so dass der Strom an den Außenbereich der Doppelleitung verdrängt wird. Analog zum Skin-Effekt ist mit der Stromverdrängung ein frequenzabhängiger Anstieg der ohmschen Verluste zu erwarten.

Im Falle einer Hochfrequenz-Litze können die Proximity-Verluste nochmals genauer eingeteilt werden in Verluste auf Grund des internen

Magnetfelds der Litze und des externen Magnetfelds H_e auf Grund benachbarter Leiter oder Litzen und ggf. des Streufelds des Luftspalts. In [124] werden die internen Proximity-Verluste einer Litze mit Außendurchmesser d_{litz} vergleichbar zum Skin-Effekt mit einem von der Frequenz und vom Durchmesser der Einzelader abhängigen Faktor $G_{R,s}$ beschrieben,

$$P_{L,\text{pi}} = \frac{R_{s,\text{DC}} N_s}{2\pi^2 d_{\text{litz}}^2} \sum_{\nu=1}^{\infty} G_{R,s}(\nu) I_{L,\text{pk},\nu}^2 . \quad (4.89)$$

Der Faktor $G_{R,s}$ folgt unter Annahme einer gleichmäßigen Verteilung des Gesamtstroms auf die Einzeladern aus der Lösung der Feldgleichungen und beträgt

$$\begin{aligned} G_{R,s} &= -\frac{\xi \pi^2 d_s^2}{2} \cdot \frac{\text{Ber}_2(\xi) \frac{d}{d\xi} \text{Bei}_0(\xi) - \text{Bei}_2(\xi) \frac{d}{d\xi} \text{Ber}_0(\xi)}{(\text{Ber}_0(\xi))^2 + (\text{Bei}_0(\xi))^2} = \quad (4.90) \\ &= \frac{\xi \pi^2 d_s^2}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{(\text{Ber}_2\xi - \text{Bei}_2\xi)\text{Ber}_1\xi - (\text{Ber}_2\xi + \text{Bei}_2\xi)\text{Bei}_1\xi}{(\text{Ber}_1\xi)^2 + (\text{Bei}_1\xi)^2} . \end{aligned}$$

Für den zweiten Verlustanteil – die Verluste durch externen Proximity-Effekt – folgt

$$P_{L,\text{pe}} = R_{s,\text{DC}} N_s \sum_{\nu=1}^{\infty} G_{R,s}(\nu) H_e^2 . \quad (4.91)$$

Gleichung (4.91) gilt unter der Annahme eines über den Querschnitt der Einzelader homogenen externen Magnetfelds mit Amplitude H_e .

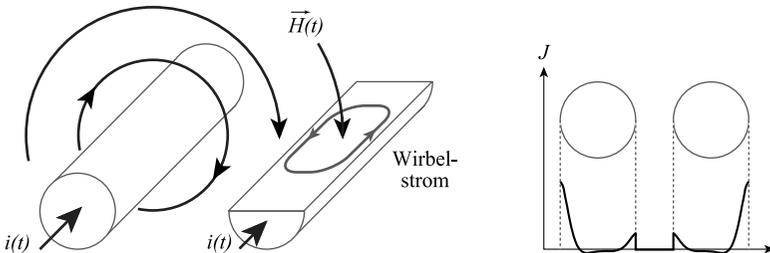


Abb. 4.17: Veranschaulichung des Proximity-Effekts. Von Wechselstrom durchflossene Leiter induzieren Wirbelströme in einem benachbarten Leiter, welche die Stromdichte in der Mitte der Doppelleitung abschwächen und am Rand verstärken.

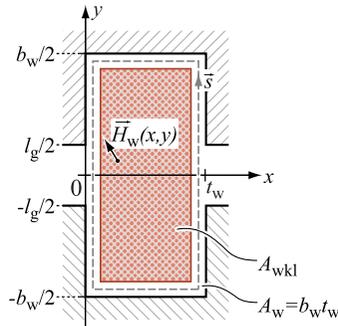


Abb. 4.18: Lage einer Wicklung mit Fläche A_{wkl} innerhalb des Wicklungsfensters mit Fläche A_w . Aufgrund des Feldes der Windungen und des Streufelds des Luftspalts resultiert im Wicklungsfenster eine ortsabhängige magnetische Feldstärke $\vec{H}_w(x, y)$, die die Einzeladern der Litzdrahtwicklung durchsetzt.

Diese Annahme ist in der Regel gerechtfertigt, da der Durchmesser der Einzeladern der Litze klein ist gegenüber den Ausmaßen des Wicklungsfensters. Die Orientierung des externen Feldes kann auf Grund des kreissymmetrischen Querschnitts der Drähte vernachlässigt werden.

Zur Bestimmung von $P_{L,\text{pe}}$ muss die Amplitude H_e des externen Magnetfelds bekannt sein, also die Feldverteilung $|\vec{H}_w(x, y)|$ im Wicklungsfenster. Dieser Sachverhalt erschwert die Berechnung der Verluste erheblich, vor allem dann, wenn $|\vec{H}_w(x, y)|$ nicht mehr mit einfachen analytischen Formeln beschreibbar ist. Dies trifft auf die Feldverteilung einer Induktivität mit Luftspalt zu. Aus diesem Grund wird die Feldverteilung $|\vec{H}_w(x, y)|$ im Folgenden zur Vereinfachung der Rechnung auf eine integrale Größe reduziert. Zur weiteren Vereinfachung wird eine Rotationssymmetrie der Anordnung angenommen, d.h. die Randeffekte an den Wicklungsköpfen werden vernachlässigt. Dadurch reduziert sich die Problemstellung auf eine zweidimensionale Geometrie und die Verluste durch den externen Proximity-Effekt sind proportional zur mittleren Windungslänge l_{wdg} .

Abb. 4.18 zeigt beispielhaft die Lage der Wicklung innerhalb des Wicklungsfensters. Das Durchflutungsgesetz liefert einen Ansatz für die Feldverteilung

$$\int_s \vec{H}_w(x, y) d\vec{s} = Ni, \quad (4.92)$$

wobei die Kontur s die Umrandung der von der Wicklung (bestehend aus N vom Strom i_L durchflossenen Windungen) aufgespannten Fläche bezeichnet. Daraus folgt, dass das ortsabhängige Feld $\vec{H}_w(x, y)$ bei unveränderlicher Geometrie proportional ist zu Ni_L . Für jede Stelle im Wicklungsfenster kann ein (vom Strom i_L unabhängiger) Proportionalitätsfaktor

$$f_H(x, y) = \frac{|\vec{H}_w(x, y)|}{Ni_L} \quad (4.93)$$

angegeben werden. Übertragen auf den n -ten Einzelleiter innerhalb eines aus einer feindrätigen HF-Litze bestehenden Wicklungspaketes gilt

$$f_H(n) = \frac{H_e(n, \nu)}{NI_{L, \text{pk}, \nu}}, \quad (4.94)$$

wobei für das externe Feld, das den Einzelleiter durchsetzt $H_e(n, \nu) = |\vec{H}_w(x_n, y_n, \nu)|$ gilt und $I_{L, \text{pk}, \nu}$ den ν -ten Amplitudenkoeffizienten der Fourier-Zerlegung des Stroms i_L bezeichnet.

Mit (4.94) kann (4.91) umgeschrieben werden zu

$$\begin{aligned} P_{L, \text{pe}} &= \frac{R_{s, \text{DC}}}{N} \sum_{n=1}^{NN_s} \sum_{\nu=1}^{\infty} G_{R, s}(\nu) H_e(n, \nu)^2 = \\ &= \frac{R_{s, \text{DC}}}{N} \sum_{n=1}^{NN_s} \sum_{\nu=1}^{\infty} G_{R, s}(\nu) \left(f_H(n) NI_{L, \text{pk}, \nu} \right)^2 = \\ &= R_{s, \text{DC}} N \cdot \sum_{n=1}^{NN_s} \left(f_H(n) \right)^2 \cdot \sum_{\nu=1}^{\infty} G_{R, s}(\nu) I_{L, \text{pk}, \nu}^2 = \\ &= R_{s, \text{DC}} N^2 N_s \cdot F_H \cdot \sum_{\nu=1}^{\infty} G_{R, s}(\nu) I_{L, \text{pk}, \nu}^2. \end{aligned} \quad (4.95)$$

In (4.95) stellt F_H einen Geometriefaktor

$$F_H = \frac{1}{NN_s} \sum_{n=1}^{NN_s} \left(f_H(n) \right)^2 \approx \frac{1}{A_{\text{wkl}}} \int \left(\frac{|\vec{H}_w(x, y)|}{Ni_L} \right)^2 dA_{\text{wkl}} \quad (4.96)$$

dar, der als integrale Größe Aufschluss über die Höhe der Proximity-Verluste aufgrund des externen magnetischen Feldes gibt. Der Geometriefaktor F_H lässt sich entweder durch Integration über eine analytische Funktion $\vec{H}_w(x, y)$ oder mittels der Methode der Finiten Elemente

einmalig für eine gegebene Anordnung von Kern, Luftspalt und Lage der Wicklung im Wicklungsfenster bestimmen. Eine Methode zur analytischen Bestimmung des Faktors F_H wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

4.2.5 Feldverteilung im Wicklungsfenster

Zur analytischen Berechnung der Proximity-Verluste bzw. des Geometriefaktors F_H muss die ortsabhängige Feldverteilung $\vec{H}_w(x, y)$ im Wicklungsfenster bekannt sein. Ein Verfahren zur Lösung der Feldgleichungen im Wicklungsfenster eines Transformators mit Luftspalt im Mittelschenkel wird in [125] vorgestellt. Die Berechnungsmethode berücksichtigt dabei die Lage der Leiter im Wicklungsfenster, die Feldbeiträge dieser Leiter und das Streufeld des Luftspalts, führt jedoch auf komplexe Lösungsfunktionen, die ungünstig sind für einen effizienten Berechnungsalgorithmus.

In [126] wird eine Methode zur Berechnung des Streufelds eines Luftspalts der Länge l_g vorgeschlagen, der im Mittelschenkel einer Induktivität realisiert ist. Unter der Annahme eines Wicklungsfensters mit unendlicher Ausdehnung ($t_w \rightarrow \infty, b_w \rightarrow \infty$) und von Quellenfreiheit im Wicklungsfenster, also bei Vernachlässigung des Beitrags des von der Wicklung ausgehenden Feldes zum Gesamtfeld $\vec{H}_w(x, y)$ lassen sich für die Komponenten des Streufelds einfache analytische Ausdrücke finden. Als x- und y-Komponente der magnetischen Feldstärke des vom Luftspalt ausgehenden Magnetfelds resultieren

$$H_{x,g\infty}(x, y) = \frac{k_S H_{g,0}}{2\pi} \ln \left(\frac{x^2 + (y - \frac{1}{2}l_g)^2}{x^2 + (y + \frac{1}{2}l_g)^2} \right) \quad (4.97)$$

und

$$H_{y,g\infty}(x, y) = \frac{k_S H_{g,0}}{\pi} \left[\arctan \left(\frac{x l_g}{x^2 + y^2 - \frac{1}{4}l_g^2} \right) + m\pi \right] \quad (4.98)$$

mit $m = \begin{cases} 1 & x^2 + y^2 < \frac{1}{4}l_g^2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$.

In (4.97) und (4.98) ist $H_{g,0}$ die magnetischen Feldstärke im Zentrum des Luftspalts und k_S ein Skalierungsfaktor, der den Abfall der Feldstärke vom Zentrum des Luftspalts ($x = -f/2$) hin zum Rand des

Wicklungsfensters ($x = 0$) berücksichtigt. k_S lässt sich durch eine FEM-Simulation bestimmen und ist typisch gleich $k_S = 0.9$. [126].

Zwar liegt mit (4.97) und (4.98) eine einfache Vorschrift zur Berechnung des Streufelds eines Luftspalts vor. Allerdings sind diese Formeln zur Berechnung der Proximity-Verluste zunächst ungeeignet. Zum einen verbietet die getroffene Annahme $t_w \rightarrow \infty$, $b_w \rightarrow \infty$ die Anwendung bei Anordnungen, für die Länge l_g des Luftspalts nicht mehr vernachlässigbar klein ist gegenüber den Abmessungen des Wicklungsfensters. Ebenfalls sind die Formeln nicht anwendbar, wenn sich der Luftspalt nicht mehr mittig sondern am Rand des Schenkels befindet, beispielsweise bei einem mittels Abstandshalter realisierten Luftspalt und EILP-Kern. Weiterhin muss bei der Berechnung des Gesamtfelds $\vec{H}_w(x, y)$ ggf. ein weiterer Luftspalt im Außenschenkel berücksichtigt werden.

Um diese Einschränkungen aufzuheben, wird im Folgenden eine Anpassung der Gleichungen vorgeschlagen, die eine Approximation der tatsächlichen Feldverteilung ermöglicht. Betrachtet wird die Anordnung von zwei E-Kernen (vgl. **Abb. 4.14**) und eines EILP-Kerns, jeweils mit Luftspalt im Mittel- und in den Außenschenkeln.

Feldverteilung im Wicklungsfenster bei EE-Kern

Eine erste Geometrie (Induktivität mit Luftspalt im Mittel- und Außenschenkel und EE-Kern) zeigt **Abb. 4.19**. Neben dem Hauptfluss, der sich über den Kern und die beiden Luftspalte schließt, liegen im Wesentlichen zwei unterschiedliche Streufluss-Pfade vor, welche die Feldverteilung im Wicklungsfenster bestimmen. Zum einen der Streufluss, der sich in Nähe des Luftspalts ins Innere des Wicklungsfensters ausbreitet und zum anderen der Streufluss der sich in x -Richtung über das Wicklungsfenster schließt. Unter der Annahme, dass kein Streufeld auf Grund des Luftspalts vorliegt und das Kernmaterial eine hohe Permeabilität $\mu_r \gg 1$ aufweist, findet man diesen Anteil mit Hilfe des Durchflutungsgesetzes,

$$H_{x,wkl}(x, y) = \begin{cases} \frac{NI}{2t_w} \cdot \frac{2y + b_w}{b_w} & y < -\frac{1}{2}l_g \\ \frac{NI}{t_w} \cdot \frac{-yb_w}{l_g(b_w + l_g)} & \text{für } -\frac{1}{2}l_g < y < +\frac{1}{2}l_g \\ \frac{NI}{2t_w} \cdot \frac{2y - b_w}{b_w} & +\frac{1}{2}l_g < y \end{cases} \quad (4.99)$$

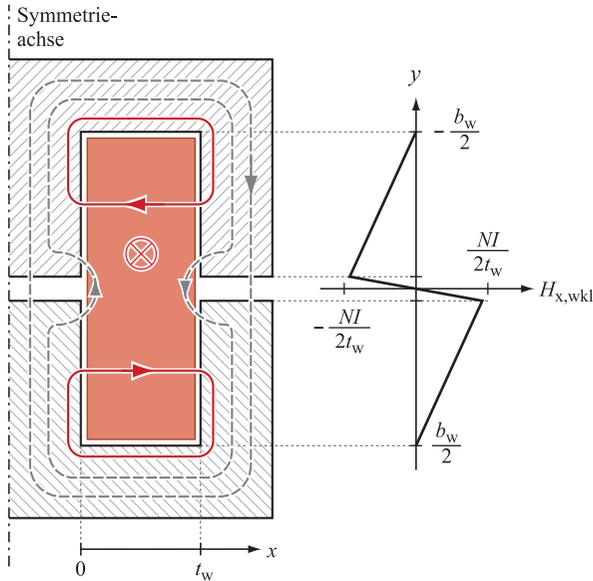


Abb. 4.19: Weg des magnetischen Flusses und H-Feld der Wicklung bei einer Induktivität mit Luftspalt und EE-Kern. Wegen des auf alle Schenkel verteilten Luftspaltes ist die x-Komponente des Feldes der Wicklung in der unteren und oberen Hälfte des Wicklungsfensters entgegengesetzt orientiert. Der Übergangsbereich in Nähe des Luftspaltes kann linear approximiert werden.

Allerdings wird dieser prinzipielle Verlauf, wie er in **Abb. 4.19** dargestellt ist, gestört durch das Streufeld des Luftspaltes und ist nicht mehr konstant entlang der x -Achse.

Das Streufeld des Luftspaltes kann anhand von (4.97) und (4.98) berechnet werden. Die Anordnung weist zwei Luftspalte auf, bei $x = 0$ und bei $x = t_w$. Durch Addition der beiden Teilfelder erhält man einen Ansatz für die x-Komponente des Streufeldes beider Luftspalte,

$$\begin{aligned}
 H_{x,g\infty}(x, y) = & H_{x,g\infty}(x, y) \Big|_{H_{g,0}=H_{g,i}} + \\
 & + H_{x,g\infty}(t_w - x, y) \Big|_{H_{g,0}=H_{g,a}} .
 \end{aligned}
 \tag{4.100}$$

Zur Herleitung von $H_{x,g\infty}(x, y)$ (4.97) wurde eine unendliche Ausdeh-

nung des Wicklungsfensters in y -Richtung angenommen ($l_g/b_w = 0$). Bei Induktivitäten mit nicht mehr vernachlässigbarem Verhältnis l_g/b_w liegt ab $y = -b_w/2$ und $y = +b_w/2$ hochpermeables Kernmaterial vor. Für $\mu_r \rightarrow \infty$ steht die magnetische Feldstärke senkrecht auf diesen Grenzflächen, d.h. die x -Komponente muss den Wert Null aufweisen, es liegt eine Beeinflussung der Feldverteilung vor.

Die tatsächliche Feldverteilung kann in diesem Fall über ein Spiegelungsverfahren („Spiegelung am hochpermeablen Halbraum“) bestimmt werden [127]. Wegen der Spiegelung an zwei hochpermeablen Halbräumen erhält man

$$H_{x,g}(x, y) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H_{x,g\infty}(x, nb_w + y) - H_{x,g\infty}(x, nb_w - y) \quad (4.101)$$

Die unendliche Summation kann in guter Näherung mit

$$H_{x,g}(x, y) \approx H_{x,g\infty}(x, y) - \frac{2y}{b_w} \cdot H_{x,g\infty}(x, \frac{1}{2}b_w) \quad (4.102)$$

approximiert werden, falls das H-Feld bei $y = \pm b_w$ bereits weit genug abgeklungen ist. In (4.102) wird hierzu der Feldbeitrag bei $y = \frac{1}{2}b_w$ (Offset) gewichtet vom erregenden Feld $H_{x,g\infty}(x, y)$ subtrahiert, so dass sich wie gefordert $H_{x,g}(x, \pm \frac{1}{2}b_w) = 0$ ergibt und das erregende Feld bei $y = 0$ unverändert bleibt.

Durch ähnliche Überlegung kann die y -Komponente des Streufelds der beiden Luftspalte approximiert werden. Bei $x = 0$ und bei $x = t_w$ ist die y -Komponente der magnetischen Feldstärke Null für $|y| > \frac{1}{2}l_g$, d.h. die Anwendung eines Spiegelungsprinzips auf die y -Komponente des vom Luftspalt im Mittelschenkel verursachten H-Felds würde eine Auslöschung des Feldes bei $x = t_w$ zur Folge haben und eine Auslöschung der y -Komponente des vom Luftspalt im Außenschenkel verursachten Feldes bei $x = 0$. Die y -Komponente des Streufelds beider Luftspalte kann somit durch Gewichtung der erregenden Felder $H_{y,g\infty}(x, y)$ mit den Faktoren w_i und w_a approximiert werden,

$$H_{y,g}(x, y) \approx w_i(x) \cdot H_{y,g\infty}(x, y) \Big|_{H_{g,0}=H_{g,i}} + \quad (4.103)$$

$$+ w_a(x) \cdot (-1) \cdot H_{y,g\infty}(t_w - x, y) \Big|_{H_{g,0}=H_{g,a}}.$$

Die Gewichtungsfaktoren

$$w_i(x) = \begin{cases} 1 & x < \frac{1}{4}t_w \\ \frac{1}{2} \left(1 + \sin \frac{2\pi x}{t_w} \right) & x < \frac{3}{4}t_w \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.104)$$

und

$$w_a(x) = \begin{cases} 0 & x < \frac{1}{4}t_w \\ \frac{1}{2} \left(1 - \sin \frac{2\pi x}{t_w} \right) & x < \frac{3}{4}t_w \\ 1 & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.105)$$

erhalten das Feld im Nahbereich des Luftspalts und sorgen für die geforderte Auslöschung des Feldes am gegenüberliegenden hochpermeablen Halbraum.

Das Gesamtfeld im Wicklungsfenster resultiert anschaulich aus einer Überlagerung des Feldes der Wicklung $H_{x,wkl}(x, y)$ ohne Luftspalt und des Streufelds der beiden Luftspalte. Da diese Feldverteilungen unabhängig voneinander ausgehend von der Erregung NI ermittelt wurden, die Erregung NI jedoch nur zu einem Gesamtfeld führen kann, darf das Gesamtfeld $H_{x,w}(x, y)$ nicht durch direkte Addition der vorab bestimmten Feldverteilungen berechnet werden; andernfalls würde das Durchflutungsgesetz verletzt werden. Das Durchflutungsgesetz für das Gesamtfeld lässt sich mit

$$\int_{x=0}^{t_w} H_{x,w}(x, y) dx \Big|_y = \theta(y) \quad (4.106)$$

angeben (Annahme $\mu_r \rightarrow \infty$, d.h. magnetische Feldstärke im Kern ist Null). Die Durchflutung in Abhängigkeit des Ortes y erhält man durch Integration von (4.99)

$$\theta(y) = \int_{x=0}^{t_w} H_{x,wkl}(x, y) dx \quad (4.107)$$

und den Beitrag des Streufelds der Luftspalte zur Durchflutung durch

$$\theta_g(y) = \int_{x=0}^{t_w} H_{x,g}(x, y) dx. \quad (4.108)$$

Dabei sind die x-Komponenten der Streufelder der beiden Luftspalte gleich gerichtet und überlagern sich konstruktiv (vgl. **Abb. 4.19**), so

dass (4.108) einen von Null verschiedenen Wert aufweist. Da die x-Komponente des (idealen) Feldes der Wicklung keine x-Abhängigkeit aufweist und die y-Komponente des Feldes der Wicklung gleich Null ist, kann die x-Komponente des Gesamtfeldes im Wicklungsfenster durch Skalierung des Luftspaltfeldes mit dem Verhältnis der Durchflutungen der individuellen Feldverteilungen berechnet werden,

$$H_{x,w}(x, y) = \frac{\theta(y)}{\theta_g(y)} \cdot H_{x,g}(x, y) . \quad (4.109)$$

Die Berechnungen erfolgen unter Annahme von $H_{y,wkl} = 0$. Somit ist

$$H_{y,w}(x, y) = H_{y,g}(x, y) . \quad (4.110)$$

Mit den Gleichungen (4.109) und (4.110) liegt eine vollständige analytische Beschreibung der Feldverteilung im Wicklungsfenster vor, die zur Berechnung des Betrages der Feldstärke

$$|\vec{H}_w(x, y)| = \sqrt{H_{x,w}^2(x, y) + H_{y,w}^2(x, y)} \quad (4.111)$$

und der Proximity-Verluste gemäß (4.95) genutzt werden kann. Für die Integrale (4.107) und (4.108) und damit auch für $|\vec{H}_w(x, y)|$ lassen sich geschlossene analytische Lösungen angeben, die eine schnelle Berechnung der Verluste durch Computer-Algebra-Programme erlauben.

Die Feldberechnung wurde mittels einer Finite-Elemente-Simulation in Ansoft Maxwell 13 verifiziert. Einen Vergleich zu den analytischen Berechnungen zeigen **Abb. 4.20** und **Abb. 4.21**. Für die betrachteten Kerne EE32, EE42, EE65 und EE80 und betrachtete Luftspaltlängen von $l_g = 0.1 \text{ mm} \dots 5 \text{ mm}$ liegt der relative Fehler für $l_g > 0.5 \text{ mm}$ unter 10%. Ebenfalls aus der FEM-Simulation bestimmt werden kann der Skalierungsfaktor

$$k_S \approx 1 - 0.1133 \cdot \arctan \frac{28l_g}{f} . \quad (4.112)$$

Die zur analytischen Berechnung der Feldverteilung erforderliche Feldstärken $H_{g,i}$ und $H_{g,i}$ im Zentrum der Luftspalte lassen sich mit dem Reluktanzmodell aus Abschnitt 4.2.3 bestimmen.

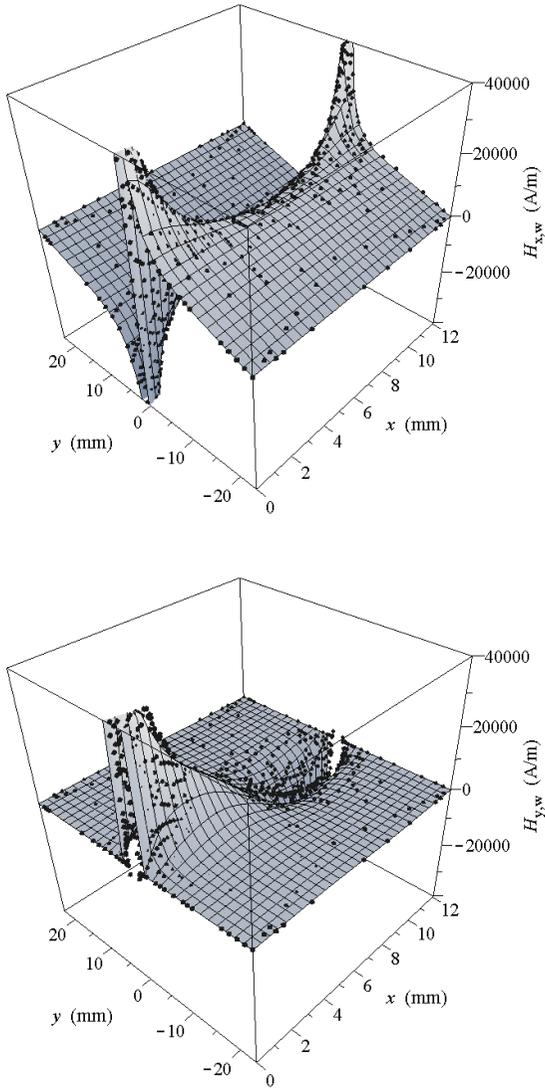


Abb. 4.20: Analytisch bestimmte x- und y-Komponente der Feldverteilung im Wicklungsfenster (Fläche) und Resultate der FEM-Simulation (Punkte) für EE65-Kern, $l_g = 2$ mm, $NI = 400$ A, $\mu = \infty$.

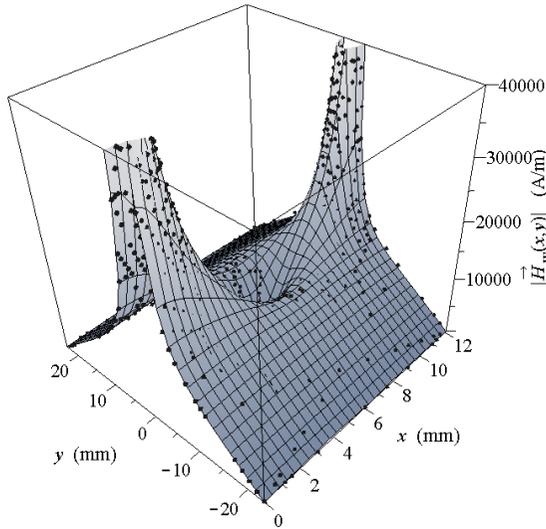


Abb. 4.21: Analytisch bestimmter Betrag der Feldverteilung im Wicklungsfenster (Fläche) und Resultate der FEM-Simulation (Punkte) für EE65-Kern, $l_g = 2\text{ mm}$, $NI = 400\text{ A}$, $\mu = \infty$.

Feldverteilung im Wicklungsfenster bei EILP-Kern

Bei einer Induktivität mit EILP-Kern und mit Abstands-Halter realisiertem Luftspalt zwischen der E-Kern-Hälfte und dem I-Kern ist das Feld im Wicklungsfenster nicht mehr symmetrisch zum Mittelpunkt des Luftspalts. Bei nicht vorhandenem Streufeld des Luftspalts würde sich im Wicklungsfenster der in **Abb. 4.22** dargestellte prinzipielle Verlauf der x-Komponente des Wicklung verursachten Magnetfeldes einstellen.

$$H_{x,\text{wkl}}(x, y) = \begin{cases} \frac{NI}{t_w} \cdot \frac{y + b_w}{b_w - l_g} & \text{für } y < -l_g \\ \frac{NI}{t_w} \cdot \frac{-y}{l_g} & \text{für } y \geq -l_g. \end{cases} \quad (4.113)$$

Analog zur Anordnung mit EE-Kern ist die y-Komponente des von der Winding verursachten Feldes im Idealfall gleich $H_{y,\text{wkl}}(x, y) = 0$.

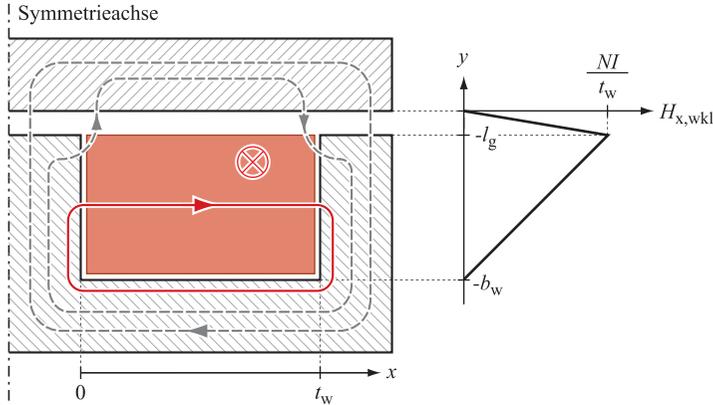


Abb. 4.22: Weg des magnetischen Flusses und H-Feld der Wicklung bei einer Induktivität mit Luftspalt und EILP-Kern. Die magnetische Feldstärke muss senkrecht auf dem I-Kern ($\mu \rightarrow \infty$) stehen und weist keine x-Komponente mehr auf. Der Übergangsbereich zwischen I-Kern und Wicklung kann linear approximiert werden.

Die y-Komponente des Feldes der beiden Luftspalte kann ebenfalls analog zur Anordnung mit EE-Kern durch Gewichtung mit den Faktoren $w_i(x)$ und $w_a(x)$ ermittelt werden, allerdings entlang y verschoben um $l_g/2$ (vgl. Koordinatensystem gemäß **Abb. 4.22**).

$$\begin{aligned}
 H_{y,g}(x, y) \approx & w_i(x) \cdot H_{y,g\infty}(x, y + \frac{1}{2}l_g) \Big|_{H_{g,0}=H_{g,i}} + \\
 & + w_a(x) \cdot (-1) \cdot H_{y,g\infty}(t_w - x, y + \frac{1}{2}l_g) \Big|_{H_{g,0}=H_{g,a}}
 \end{aligned} \tag{4.114}$$

Die x-Komponente lässt sich durch wiederholte Spiegelung der um $l_g/2$ verschobenen Feldstärke $H_{y,g\infty}(x, y)$ (4.100) bei $x = 0$ und $x = -b_w$ berechnen. Zur Approximation kann die unendliche Summation wie bei der Anordnung mit EE-Kern nach mehreren Spiegelungsschritten und mit einer Gewichtung zur Auslöschung der verbleibenden Feldstärke an den hochpermeablen Halbräumen $x = 0$ und $x = -b_w$ abgebrochen werden. Die vorgeschlagene Approximation ist

$$\begin{aligned}
 H_{x,g,1} &= H_{x,g\infty}(x, y) - H_{x,g\infty}(x, -y - 2b_w) \\
 H_{x,g,2} &= H_{x,g,1}(x, y) - H_{x,g,1}(x, -y) \\
 H_{x,g} &= H_{x,g,2}(x, y) - \frac{-y}{b_w} \cdot H_{x,g,2}(x, -b_w)
 \end{aligned} \tag{4.115}$$

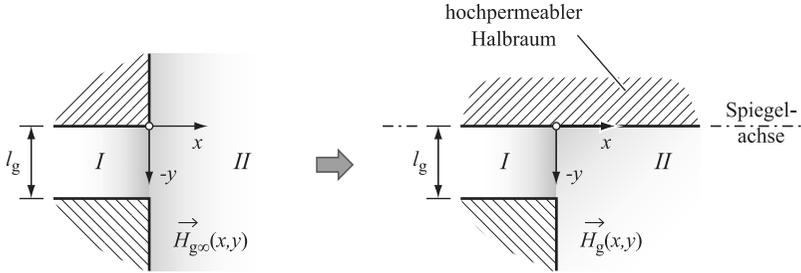


Abb. 4.23: Bestimmung des Felds $\vec{H}_g(x, y)$ im Teilraum II der ELPI-Anordnung ausgehend von der Feldverteilung $\vec{H}_{g\infty}(x, y)$ durch Spiegelung an der Achse $y = 0$.

und folgt damit aus einer ersten Spiegelung bei $y = -b_w$, einer zweiten Spiegelung bei $y = 0$ und abschließender gewichteter Subtraktion des verbleibenden Restfelds bei $y = -b_w$. Die Spiegelebene bei $y = 0$ ist in **Abb. 4.23** dargestellt. Als Gesamtfeld im Wicklungsfenster folgt

$$\begin{aligned}
 H_{x,w}(x, y) &= \frac{\theta(y)}{\theta_g(y)} \cdot H_{x,g}(x, y) = \\
 &= \frac{\int_{x=0}^{t_w} H_{x,wkl}(x, y) dx}{\int_{x=0}^{t_w} H_{x,g}(x, y) dx} \cdot H_{x,g}(x, y)
 \end{aligned}
 \tag{4.116}$$

$$H_{y,w}(x, y) = H_{y,g}(x, y) .$$

Die in **Abb. 4.24** und **Abb. 4.25** dargestellten FEM-Simulationen bestätigen eine gute Übereinstimmung mit der analytischen Rechnung. Für die betrachteten Kerne EILP32, EILP43, EILP58 und EILP64 und betrachtete Luftspatllängen von $l_g = 0.1 \text{ mm} \dots 5 \text{ mm}$ liegt der relative Fehler für $l_g > 0.5 \text{ mm}$ unter 15%. Der durch die Simulation ermittelte Skalierungsfaktor k_S beträgt

$$k_S \approx 1 - 0.0652 \cdot \arctan \frac{28l_g}{f} .$$
4.117

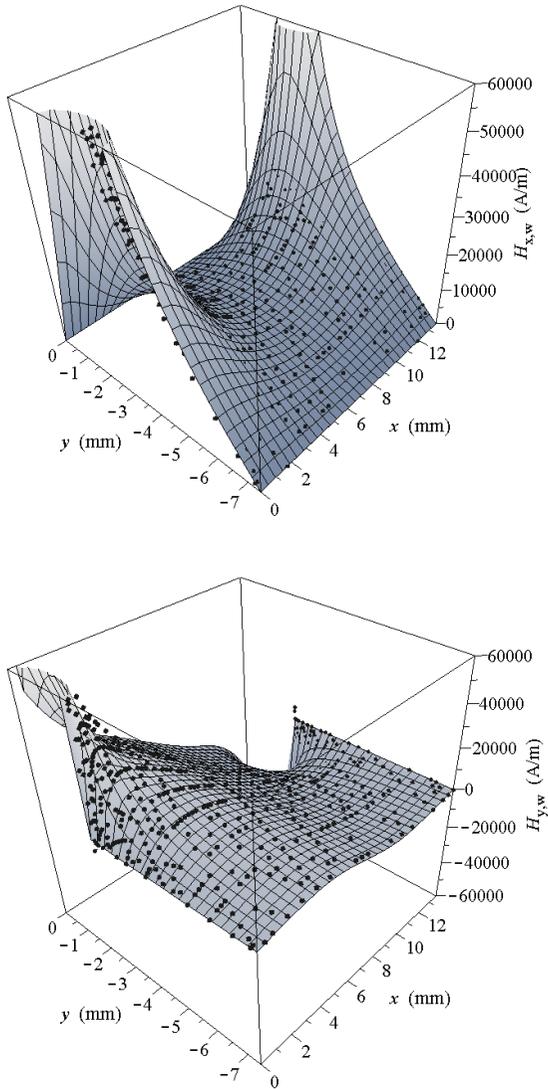


Abb. 4.24: Analytisch bestimmte x- und y-Komponente der Feldverteilung im Wicklungsfenster (Fläche) und Resultate der FEM-Simulation (Punkte) für EILP43-Kern, $l_g = 2 \text{ mm}$, $NI = 400 \text{ A}$, $\mu = \infty$.

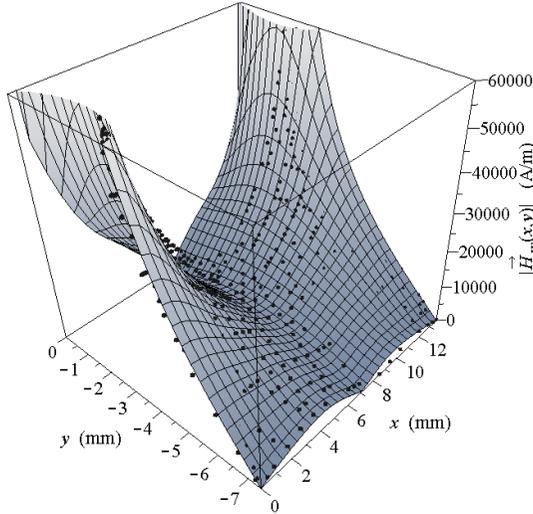


Abb. 4.25: Analytisch bestimmter Betrag der Feldverteilung im Wicklungsfenster (Fläche) und Resultate der FEM-Simulation (Punkte) für EILP43-Kern, $l_g = 2\text{ mm}$, $NI = 400\text{ A}$, $\mu = \infty$.

4.2.6 Optimale Windungszahl

Die Schlüsselgleichungen (4.41) und (4.48) zur Auslegung einer Induktivität mittels des Reluktanzmodells wurden bereits hergeleitet und sind

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad B_{\text{pk}} = \frac{LI_{L,\text{pk}}}{NA_c}. \quad (4.118)$$

Für einen Kern mit gegebenen Abmessungen (z.B. Querschnittsfläche A_c) und gegebenem Wert L und maximalem Spitzenstrom $I_{L,\text{pk}}$ stellt die Windungszahl N einen Freiheitsgrad bei der Dimensionierung der Spule dar. Jedoch darf dabei zum einen die maximale, im Kern zulässige Flussdichte B_{pk} nicht überschritten werden. Zum anderen ist es zweckmäßig, die Luftspaltlänge und damit das Streufeld zu begrenzen. Durch die beiden Einschränkungen ergibt sich aus (4.118) eine minimal und eine maximal zulässige Windungszahl,

$$\frac{LI_{L,\text{pk}}}{B_{\text{pk,max}}A_c} < N < \sqrt{LR_m(l_g = l_{g,\text{max}})}. \quad (4.119)$$

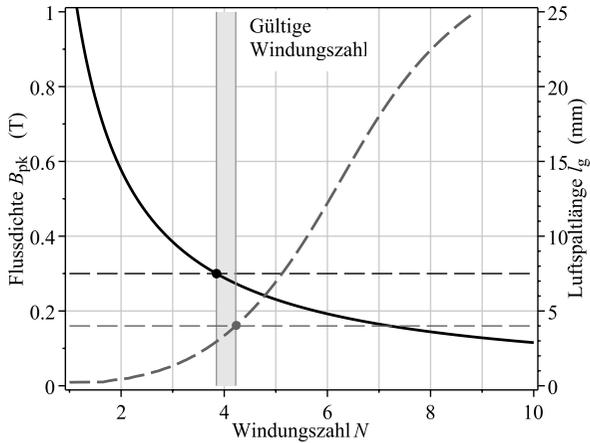


Abb. 4.26: Flussdichte im Kern und Luftspaltlänge bei Variation der Windungszahl bei der Spule des CF-ZVS-M-Konverters mit den Eckdaten: Aneinanderreihung von drei EILP43-Kernen, $L = 5.7 \mu\text{H}$, $I_{L,\text{pk}} = 137 \text{ A}$.

Bei einem gegebenen Kern nimmt die Flussdichte B_{pk} mit steigender Windungszahl ab und die erforderliche Luftspaltlänge l_g zu. **Abb. 4.26** zeigt beispielhaft den für N zulässigen Bereich einer für einen 100 kHz, 12 kW CF-ZVS-M-Konverter geeigneten Spule, bestehend aus drei EILP43-Kernen und für die gewählten Grenzwerte $B_{\text{pk,max}} = 300 \text{ mT}$ und $l_{g,\text{max}} = 4 \text{ mm}$. Im Sonderfall, dass kein zulässiger Bereich für N existiert oder der Bereich keine ganzzahlige Windungszahl beinhaltet, muss ein größerer Kern gewählt werden.

Innerhalb des zulässigen Bereichs (4.119) wird N vorzugsweise derart gewählt, dass sich die geringsten Gesamtverluste der Spule einstellen. Zu den Gesamtverlusten tragen die Kernverluste und die Wicklungsverluste bei. Mit steigender Windungszahl nehmen die Kernverluste ab (geringere B_{pk}) und die Wicklungsverluste zu (größere Gesamtlänge der Wicklung, geringere Querschnittsfläche), so dass eine hinsichtlich Verlusten optimale Windungszahl N_{opt} existiert. Das Optimum kann dabei im zulässigen Bereich liegen oder aber außerhalb, wie in **Abb. 4.27** dargestellt. In diesem Fall muss trotz höherer Verluste die geringstmögliche (ganzzahlige) Windungszahl innerhalb der Grenzen des zulässigen Bereichs gewählt werden.

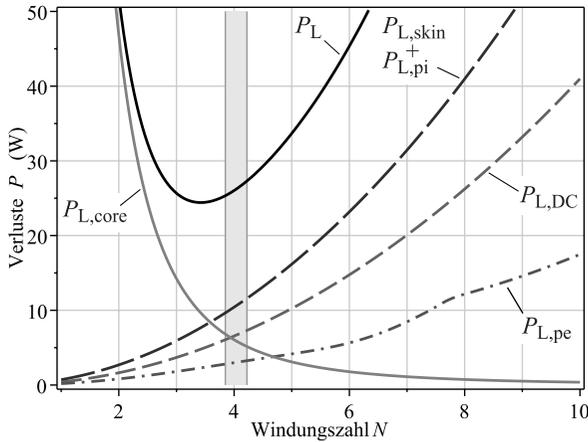


Abb. 4.27: Verlustanteile bei Variation der Windungszahl bei der Spule des CF-ZVS-M-Konverters mit den Eckdaten: Aneinanderreihung von drei EILP43-Kernen, $L = 5.7 \mu\text{H}$, Worst-Case Arbeitspunkt $U_1 = 450 \text{ V}$, $U_1 = 225 \text{ V}$, $P = 9.4 \text{ kW}$, $I_{L,pk} = 137 \text{ A}$.

Bei der Spule des CF-ZVS-M-Konverter Prototyps (vgl. **Abb. 4.27** und Abschnitt 5.4), liegt die optimale Windungszahl bei $N = 4$. Die Realisierung der Spule zeigt **Abb. 4.28**. Aus Gründen der Verfügbarkeit der Hochfrequenz-Litze wurde ein Aufbau mit zwei parallel geschalteten Wicklungen á vier Windungen gewählt um das Wicklungsfenster vollständig auszufüllen. Die eingesetzte Litze besteht aus 2000 Einzeldrähnen mit Durchmesser $d_s = 0.05 \text{ mm}$.

Eine mit dem Impedance Analyzer Agilent 4294A durchgeführte Messung der Induktivität $L(f)$ und des Wechselstromwiderstands $R_L(f)$ der Wicklung zeigt **Abb. 4.29**², woraus sich die zu erwarteten Gesamtverluste im ungünstigsten Arbeitspunkt $U_1 = 450 \text{ V}$, $U_2 = 225 \text{ V}$ zu $P = 9.4 \text{ kW}$ bestimmen lassen. Wie **Tab. 4.10** zeigt, liefern die analytischen Modelle eine adäquate Übereinstimmung mit der Messung.³

² Wegen der geringen Messamplitude beinhalten die Daten keine Kernverluste.

³ Die Resultate aus **Abb. 4.27** basieren auf der Annahme eines bis zum Beginn des Luftspalts gefüllten Wicklungsfensters. Beim realisierten Aufbau erstreckt sich die Wicklung bis in den Bereich des Luftspalts, wodurch ein höherer Wert N_s erreicht wird. Die Angaben in der Tabelle berücksichtigen diesen Sachverhalt.



Abb. 4.28: Spule für CF-ZVS-M-Konverter Prototyp, realisiert mit EILP43-Kernen und zwei parallel geschalteten Wicklungen à 4 Windungen. Daten der Hochfrequenz-Litze: $d_s = 0.05$ mm, $N_s = 2000$.

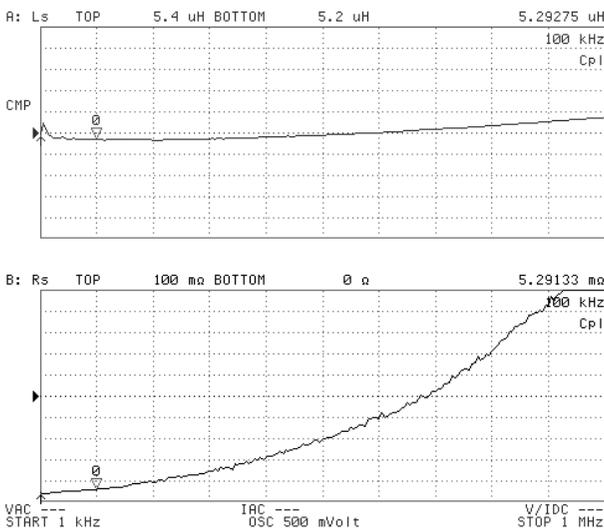


Abb. 4.29: Messung der Induktivität $L(f)$ und des Widerstands $R_L(f)$ der in Abb. 4.28 dargestellten Spule.

Tab. 4.10: Gemessene und berechnete Wicklungsverluste (Kernverluste werden aufgrund des geringen Messstroms nicht erfasst).

Frequenz kHz	$I_{L,pk,\nu}$ A	$R_{L,\nu}$ m Ω	$P_{L,\nu}$ W
0	41.1	2.7	4.50
100	49.1	5.3	12.80
200	12.0	8.5	1.22
300	3.8	13.4	0.19
400	2.0	19.9	0.08
500	2.5	28.3	0.18
Messung $N_s = 4000$			18.9
Rechnung $N_s = 4000$			16.3

4.2.7 Beziehung zwischen Baugröße und Verlusten

In den voranstehenden Abschnitten wurden die Verluste einer Induktivität als Funktion der Geometrie hergeleitet. Die für die Berechnung der Verluste wichtigsten geometrischen Größen sind die Fläche des Wicklungsfensters A_w , die mittlere Windungslänge l_{wdg} und das Kernvolumen V_c . Diese lassen sich für einen Kern mit bekannten Abmessungen a bis f (vgl. **Abb. 4.11**) einfach bestimmen bzw. abschätzen. Für eine Anordnung mit N_c aneinander gereihten EE-Kernen erhält man

$$\begin{aligned}
 A_c &= fcN_c \\
 A_w &= e(d - f) \\
 V_c &= 2cN_c(ab - e(d - f)) \\
 V_w &\approx 2ecN_c(d - f) + 2ed(d - f) \\
 V_L &\approx 2abcN_c + 2ed(d - f) \\
 l_{wdg} &\approx 2(f + \frac{1}{2}(d - f)) + 2(cN_c + \frac{1}{2}(d - f))
 \end{aligned}
 \tag{4.120}$$

und für eine Anordnung mit N_c EILP-Kernen

$$\begin{aligned}
 A_c &= fcN_c \\
 A_w &= \frac{1}{2}e(d - f) \\
 V_c &= cN_c(ab - e(d - f) + a(b - e)) \\
 V_w &\approx ecN_c(d - f) + ed(d - f) \\
 V_L &\approx acN_c(b + (b - e)) + ed(d - f) \\
 l_{wdg} &\approx 2(f + \frac{1}{2}(d - f)) + 2(cN_c + \frac{1}{2}(d - f)) .
 \end{aligned}
 \tag{4.121}$$

In (4.120) und (4.121) wurde zur Vereinfachung ein vollständig gefülltes Wicklungsfenster und ein quaderförmiger Wicklungskopf angenommen und eine Vergrößerung des Wicklungsfensters durch einen im Mittel- und Außenschenkel befindlichen Luftspalt vernachlässigt. Die Abmessungen von zwei im Folgenden als Referenz genutzten Kernen finden sich in **Tab. 4.11**.

Für die Berechnung des Gesamtvolumens und der Gesamtverluste eines Wandlers ist die Kenntnis des Zusammenhangs zwischen den Verlusten P_L und der Baugröße V_L der Spule von entscheidender Bedeutung. Aus der Berechnung der Verluste wird offensichtlich, dass sich die Verluste durch ein höheres Bauvolumen V_L reduzieren lassen. Beim Design der Spule muss daher ein Kompromiss zwischen deren Volumen (bzw. deren Gewicht) und den Verlusten getroffen werden. Andererseits bietet dieser Freiheitsgrad Potential für eine Optimierung des Gesamtsystems.

Zur Herleitung des prinzipiellen Zusammenhangs $P_L(V_L)$ bietet es sich an, ein Referenz-Design in seiner Baugröße zu skalieren und die Verluste für die skalierte Geometrie zu bestimmen. Wie in Abschnitt 4.2.2 dargestellt wurde, stellt eine Aneinanderreihung von $N_c = 2$ EE-Kernen (z.B. E65/32/27) wegen der niedrigen Verluste eine gute Wahl dar und dient deswegen als Referenz. Bei gleichmäßiger Skalierung in allen drei Dimensionen bleiben die günstigen Geometrieverhältnisse erhalten. In diesem Fall lassen sich die charakteristischen Abmessungen der Spule einfach als Funktion des Gesamtvolumens V_L angeben. Bei Variation von V_L skalieren Längenmaße mit $V_L^{1/3}$ und Flächenmaße mit $V_L^{2/3}$, z.B. besteht der Zusammenhang $a = s_a V_L^{1/3}$. Die Konstante s_a lässt sich mit dem gemäß (4.120) bestimmten Volumen V_L des Referenz-Designs berechnen zu $s_a = a/V_L^{1/3} = 0.992$. Die vollständigen Zusammenhänge zwischen dem Volumen und den Abmessungen und Kenngrößen des skalierten Referenz-Designs finden sich in **Tab. 4.12**. Als alternative Referenz mit geringerer Bauhöhe dient ein Design mit $N_c = 3$ EILP43-Kernen und den in **Tab. 4.13** aufgeführten Kenngrößen.

Tab. 4.11: Abmessungen der Referenzkerne

Kern	a	b	c	d	e	f
E65/32/27	65.0	32.8	27.4	44.2	22.2	20.0
ELP43/10/28	43.2	9.5	27.9	35.4	5.4	8.1

Tab. 4.12: Abmessungen und Kenngrößen als Funktion des Volumens, Referenz: EE65-Kern mit $N_c = 2$.

Abmessung	Kenngröße
$a = 0.992 V_L^{1/3}$	$l_{\text{wdg}} = 3.022 V_L^{1/3}$
$b = 0.501 V_L^{1/3}$	$A_c = 0.255 V_L^{2/3}$
$c = 0.418 V_L^{1/3}$	$A_w = 0.125 V_L^{2/3}$
$d = 0.675 V_L^{1/3}$	$V_c = 0.559 V_L$
$e = 0.339 V_L^{1/3}$	$V_{\text{wdg}} = 0.378 V_L$
$f = 0.305 V_L^{1/3}$	

Tab. 4.13: Abmessungen und Kenngrößen als Funktion des Volumens, Referenz: EILP43-Kern mit $N_c = 3$.

Abmessung	Kenngröße
$a = 1.140 V_L^{1/3}$	$l_{\text{wdg}} = 6.287 V_L^{1/3}$
$b = 0.251 V_L^{1/3}$	$A_c = 0.472 V_L^{2/3}$
$c = 0.736 V_L^{1/3}$	$A_w = 0.051 V_L^{2/3}$
$d = 0.934 V_L^{1/3}$	$V_c = 0.634 V_L$
$e = 0.143 V_L^{1/3}$	$V_{\text{wdg}} = 0.323 V_L$
$f = 0.214 V_L^{1/3}$	

Abb. 4.30 zeigt die Beziehung zwischen Bauvolumen und Verlusten einer für den CF-ZVS-M-Konverter geeigneten Spule L basierend auf dem ELPI-Referenz-Design. Die Markierung zeigt die Daten der in **Abb. 4.28** abgebildeten Spule. In **Abb. 4.31** finden sich die Kennlinien $P_L(V_L)$ für das EE-Referenz-Design. Es ist ersichtlich, dass mit diesem Aufbau wie bereits in Abschnitt 4.2.2 hergeleitet, bei gleichen Verlusten eine kompaktere Baugröße erzielt wird. Bei niedriger Schaltfrequenz wird mit dem CF-ZVS-M-Konverter im Vergleich zum kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzsteller gleicher Leistung ein günstigeres Verhältnis von Verlusten zu Volumen erreicht; bei höherer Schaltfrequenz gewinnen Hochfrequenz-Verluste an Bedeutung und die Relation verlagert sich zu Gunsten des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers. Für einen aussagekräftigen Vergleich der beiden Konzepte muss jedoch der frequenzabhängige Anstieg der Schaltverluste und ggf. der Verluste in den Entlastungsnetzwerken mit einbezogen werden.

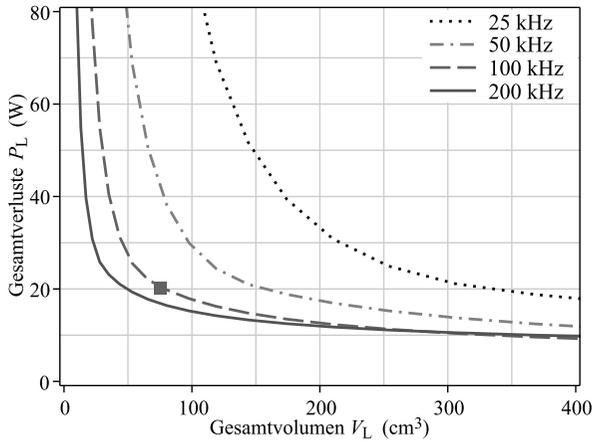


Abb. 4.30: Verluste einer für einen 12kW CF-ZVS-M-Konverter geeigneten Spule im ungünstigsten Arbeitspunkt ($U_1 = 450\text{ V}$, $U_2 = 225\text{ V}$, $I_2 = I_{2,\text{max}}$) als Funktion der Baugröße, dargestellt für unterschiedliche Schaltfrequenzen f_{sw} , Referenz-Design EILP-Kern.

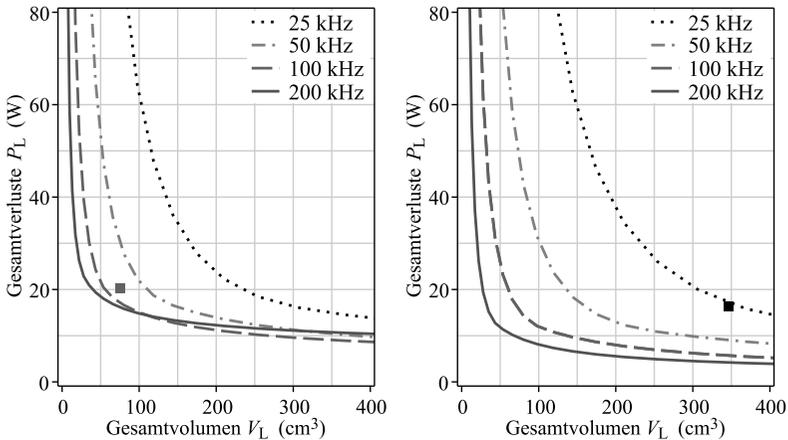


Abb. 4.31: Verluste der Spule L eines 12kW CF-ZVS-M-Konverters (links) und des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers mit $r_L = 50\%$ (rechts) im ungünstigsten Arbeitspunkt ($U_1 = 450\text{ V}$, $U_2 = 225\text{ V}$, $I_2 = I_{2,\text{max}}$), Referenz-Design EE-Kern.

4.2.8 Kernverluste sättigbarer Induktivitäten

Wie im Abschnitt 2.3.2 dargestellt wurde, ist der Einsatz von sättigbaren Resonanz-Induktivitäten beim ARCP-, SAZZ- oder ZCT-QZVT-Konverter sinnvoll, um die Schwingung zwischen Resonanz-Induktivität L_x des Entlastungsnetzwerks und Ausgangskapazitäten $C_{oss,Sx}$ der Hilfsschalter zu reduzieren. Dabei begrenzt der höhere Induktivitätswert unterhalb des Sättigungsstroms $I_{Lx,sat}$ die Stromanstiegsgeschwindigkeit (vgl. **Abb. 4.32**) und gegebenenfalls die Amplitude der Stromschwingung mit $C_{oss,Sx}$. Allerdings wird das Kernmaterial dieser Bauteile zum Erreichen der gewünschten Stromabhängigkeit der Induktivität bewusst in die Sättigung getrieben und es sind hohe Kernverluste zu erwarten. Die Verluste unter Sättigung des Kernmaterials und den repetitiven Strompulsen des Resonanzstroms lassen sich nicht mit üblichen Methoden zur Berechnung der Kernverluste, wie z.B. (4.44), beschreiben und erfordern einen alternativen Berechnungsansatz.

Hierfür ist es sinnvoll, die spezifischen Kernverluste E_c pro Resonanzstropuls in Abhängigkeit der Änderungsgeschwindigkeit

$$\frac{dB}{dt} = \frac{1}{A_c} \cdot \frac{d\Psi}{dt} = \frac{U_x}{A_c} \tag{4.122}$$

der magnetischen Flussdichte zu bestimmen. Diese ist proportional zur Hilfsspannung U_x des Entlastungsnetzwerks. Dann lassen sich die Kernverluste berechnen mit

$$P_{Lx,core} = f_r V_c \cdot E_c \left(\frac{dB}{dt} \right) \tag{4.123}$$

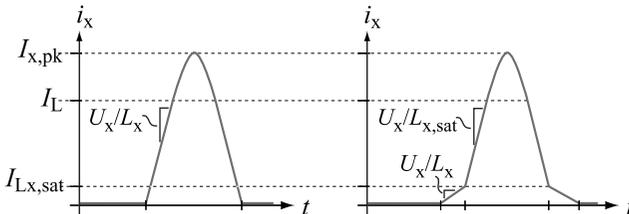


Abb. 4.32: Prinzipielle Stromform eines Resonanzstroms in einem Entlastungsnetzwerk ohne (links) und mit (rechts) sättigbarer Induktivität L_x .

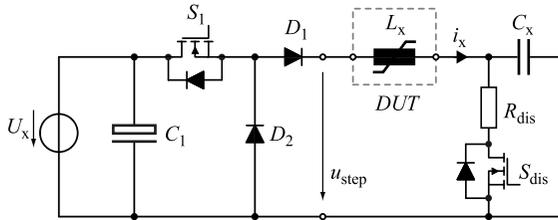


Abb. 4.33: Messschaltung zur Bestimmung der spezifischen Kernverluste E_c einer sättigbaren Induktivität.

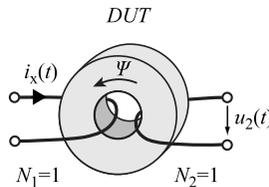


Abb. 4.34: Auf die sättigbare Induktivität aufgebrachte Messwicklung mit N_2 Windungen.

In (4.123) entspricht f_r der Repetitionsrate der Resonanzstropmpulse und V_c dem Kernvolumen.

Die spezifischen Kernverluste E_c können mit dem Messaufbau gemäß **Abb. 4.33** bestimmt werden, mit dem sich der Resonanzstrom eines Entlastungsnetzwerks (L_x, C_x), z.B. des SAZZ-Konverters, wie folgt nachbilden lässt. Zu Beginn ist der Kondensator C_x entladen und beide Schalter S sind geöffnet. Mit Schließen des Schalters S_1 wird die Hilfsspannung U_x an den Schwingkreis angelegt und eine Stromschwingung angeregt. Die Diode D_1 limitiert die Schwingungsdauer auf eine Halbperiode. Die Schaltung kann durch Schließen des Schalters S_{dis} , wodurch C_x entladen wird, in den Ausgangszustand zurückgesetzt werden. Bei bekannten Kerndimensionen V_c, A_c, l_m können die spezifischen Kernverluste pro Resonanzschwingung berechnet werden durch

$$E_c = \frac{1}{V_c} \int_{H(0)}^{H(t=1/f_r)} B(t) dH . \tag{4.124}$$

Die magnetische Feldstärke $H(t)$ und die magnetische Flussdichte $B(t)$ können aus Messung des Resonanzstroms $i_x(t)$ und der in einer zu-

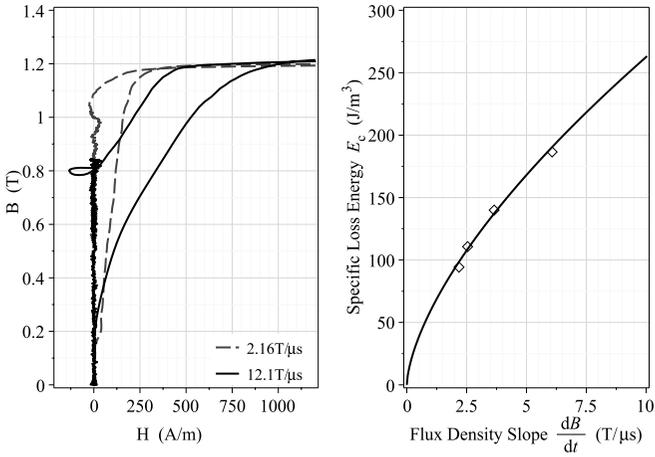


Abb. 4.35: Spezifische Kernverluste des Ringkerns W498 aus Kernmaterial VACUUMSCHMELZE VITROPERM 500 F in Abhängigkeit der Änderungsgeschwindigkeit der magnetischen Flussdichte.

sätzlich zur Wicklung der sättigbaren Induktivität auf den Kern aufgebrauchten Messwicklung induzierten Spannung $u_2(t)$ (vgl. **Abb. 4.34**) bestimmt werden.

$$H(t) = \frac{N_1 i_x(t)}{l_m} \quad (4.125)$$

$$B(t) = \frac{\Psi(t)}{N_2 A_c} = \frac{1}{N_2 A_c} \int u_2(t) dt \quad (4.126)$$

Die gemessene Hystereseschleife unter Sättigung des Kernmaterials VACUUMSCHMELZE VITROPERM 500 F und dessen spezifischen Kernverluste E_c sind in **Abb. 4.35** in Abhängigkeit der Änderungsgeschwindigkeit der magnetischen Flussdichte dargestellt.

4.3 Modell der Kondensatoren

Bei Gleichspannungswandlern finden Kondensatoren Anwendung als Energiespeicher und bei der Glättung von rippelbehafteten Spannungen. Die Kapazität

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{\oiint_A \vec{D} d\vec{A}}{\int_s \vec{E} d\vec{s}} \tag{4.127}$$

stellt ein Maß für die Fähigkeit des Kondensators dar, die elektrische Ladung Q zu speichern. Im Kondensator stellt sich auf Grund der angelegten Spannung U zwischen zwei leitfähigen Flächen A (Elektroden) die elektrische Feldstärke \vec{E} ein. Die auf den Elektroden vorliegende Ladung $\pm Q$ lässt sich durch Integration über die von der Elektrode ausgehenden elektrischen Flussdichte \vec{D} bestimmen. Dabei ist die Höhe der Flussdichte \vec{D} neben der Spannung U abhängig von der Geometrie der Anordnung und den Eigenschaften des Materials (Dielektrikum) im Zwischenraum, im Wesentlichen von dessen Permittivität ϵ . Die Permittivität $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 = \vec{D}/\vec{E}$ beschreibt die Durchlässigkeit des Materials für elektrische Felder. Ideale Dielektrika sind gute Isolatoren mit hoher Durchbruchfeldstärke E_c und hohem ϵ , so dass ein hoher Kapazitätswert pro Volumen erreicht wird (vgl. (4.127)).

Typisch ist der Aufbau eines Kondensators als Vielschichtkondensator oder als Wickelkondensator (vgl. **Abb. 4.36**). Durch die abwechselnde Folge von dünnen, flächigen Elektroden und Dielektrikum lassen sich kompakte Kondensatoren realisieren, da sich das elektrische Feld \vec{E} von den Elektroden aus nach zwei Seiten ausbreiten kann. Die Kapazi-

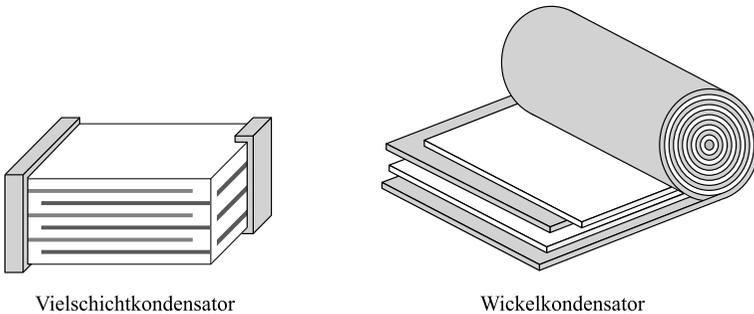


Abb. 4.36: Bauformen von Kondensatoren.

tät von Vielschicht- und Wickelkondensatoren lässt sich ausgehend von (4.127) unter Vernachlässigung von Randeffekten und unter Annahme eines homogenen Dielektrikums vereinfacht berechnen über

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d_d}, \quad (4.128)$$

wobei A die Gesamtfläche einer Elektrode bezeichnet und d_d die Dicke des Dielektrikums. Wird durch Anlegen einer äußeren Spannung U Ladung dq auf den Kondensator gebracht, dann ist der Energiezuwachs $dW_C = Udq = \frac{1}{C}qdq$ proportional zur bewegten Ladung. Die gesamte im Kondensator gespeicherte Energie lässt sich durch Integration der momentanen Ladung bestimmen,

$$W_C = \frac{1}{C} \int_0^Q qdq = \frac{Q^2}{2C} = \frac{1}{2}QU^2 = \frac{1}{2}CU^2. \quad (4.129)$$

Die Energiedichte, der Quotient zwischen W_C und Volumen V_C , d.h. die Energiedichte, ist eine wichtige Kenngröße zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit einer Kondensator-technologie.

4.3.1 Einteilung anhand des Dielektrikums

Neben der oben dargestellten Eignung als Energiespeicher für W_C werden weitere Anforderungen an einen Kondensator gestellt. Dies sind unter anderem die elektrische Spezifikation wie Spannungsfestigkeit U_n oder die Strombelastbarkeit, die Lebensdauer, die Robustheit gegenüber Umwelteinflüssen wie Temperatur oder mechanischer Beanspruchung und das Verhalten im Fehlerfall. Weitere wichtige Kriterien sind Energiedichte und Kosten.

Wie in **Tab. 2.3** aufgeführt ist, sind für die in Kapitel 2 vorgestellten Gleichspannungswandler-Topologien bei einer maximalen Betriebsspannung von $U_{\max} = 450 \text{ V}$ und einem maximalen Strom von $I_{\max} = 45 \text{ A}$ Kapazitätswerte im Bereich von etwa $1 \mu\text{F}$ bis $100 \mu\text{F}$ und einer Spannungsfestigkeit von $U_n = 450 \text{ V}$ erforderlich. Der maximale Stromeffektivwert beträgt $\approx 25 \text{ A}$ (kaskadierter Tiefsetz-Hochsetzsteller) oder darüber (CF-ZVS-M-Konverter). Hinsichtlich Kapazitätswert und Spannungsfestigkeit prinzipiell geeignete Kondensatoren sind Keramik-kondensatoren, Folienkondensatoren oder Aluminium-Elektrolytkondensatoren (vgl. **Abb. 4.37**).

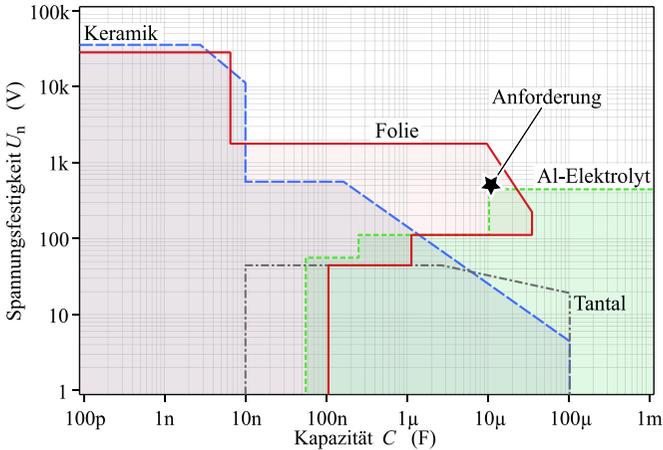


Abb. 4.37: Klassifizierung von Kondensatoren nach [128].

Neben der Kapazität, Spannungsfestigkeit und relativen Dielektrizitätszahl ϵ_r des Dielektrikums wird das Bauvolumen von Kondensatoren bestimmt durch den zulässigen Ripplestrom und die geforderte Lebensdauer. In [129] werden die höhere Lebensdauer, die hohe Strombelastbarkeit, die niedrigen Verluste und die Robustheit als Vorteile von Folienkondensatoren gegenüber Elektrolytkondensatoren identifiziert. Keramikkondensatoren weisen wie Folienkondensatoren eine lange Lebensdauer auf, sind jedoch wegen der Sprödigkeit der Keramik anfällig gegenüber mechanischer Beanspruchung. Durch kontinuierliche Verfeinerung der Kontaktierung (gefederte Anschlussdrähte oder flexible Anschlussflächen, FlexiCap) und der Aufbautechnik (Open-Mode-Kondensatoren) lassen sich heute jedoch zuverlässige Keramikkondensatoren hoher Baugröße und Kapazität realisieren [128] beziehungsweise ein Kurzschluss im Fehlerfall verhindern [130].

Keramik-Kondensatoren

Keramikkondensatoren lassen sich gemäß der Eigenschaften ihrer Dielektrika in drei Anwendungsklassen einteilen [131]:

- **Klasse I**, Dielektrika mit niedrigem Verlustfaktor δ und hoher Temperatur- und Spannungsstabilität. Üblich sind Dielektrika auf

Basis von Rutil (TiO_2) oder CaTiO_3 , die eine geringe Dielektrizitätszahl ϵ_r aufweisen. Die Klasse beinhaltet Dielektrika nach C0G bzw. NP0 Spezifikation, die einen Temperaturkoeffizienten von $0 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ aufweisen.

- ▶ **Klasse II**, Dielektrika mit mittlerer bis hoher Temperaturabhängigkeit, jedoch hohem ϵ_r ; meist auf Basis des ferroelektrischen Bariumtitanats (BaTiO_3). Die Klasse beinhaltet Dielektrika nach der X7R Spezifikation. Ein wesentlicher Nachteil beim Einsatz in Gleichspannungswandlern ist die stark ausgeprägte Spannungsabhängigkeit der Dielektrizitätszahl von Mittelwert U_{DC} der Spannung am Kondensator [132], die zu einer Reduktion der Kapazität führt. Messungen, die für X7R-Keramikkondensatoren unterschiedlicher Hersteller durchgeführt wurden zeigt **Abb. 4.38**.
- ▶ **Klasse III**, so genannte Sperrschichtkondensatoren sehr hoher Kapazität, die aus Körnern mit leitfähigem, keramischem Kern hergestellt werden, die mit einer dünnen Schicht Dielektrikum überzogen sind. Wegen der geringen Spannungsfestigkeit $<25\text{V}$ sind diese ungeeignet für den Einsatz bei hohen Spannungen.

Typische Materialeigenschaften der Keramiken sind in **Tab. 4.14** aufgeführt. Diese lassen sich durch die Größe der Keramikkörner und Dotierung mit Fremdatomen in einem weiten Bereich variieren. Der Aufbau erfolgt in der Regel als Vielschichtkondensator.

Tab. 4.14: Eigenschaften üblicher Keramik- und Folien-Dielektrika.

Material	Klasse	ϵ_r	E_c	δ_d	$\Delta C/C$	$\Delta C/C$
		-	$\text{V}/\mu\text{m}$	%	wg. T	wg. U_{DC}
Keramik [130]						
TiO_2	C0G, NP0	10-100	-	<0.0015	$\approx 0\%$	$\approx 0\%$
BaTiO_3	X7R	1000-4000	-	<0.0250	$\pm 15\%$	$\approx 80\%$
Folie [133, 134]						
PP	MKP, MFP	2.2	640	<0.02	$\pm 2\%$	$\approx 0\%$
PET	MKT, MFT	3.3	570	<0.50	$\pm 6\%$	$\approx 0\%$
PEN	MKN	3.2	550	<0.15	$\pm 2\%$	$\approx 0\%$

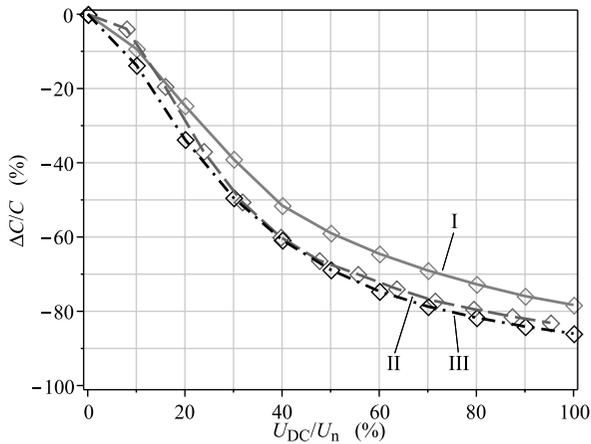


Abb. 4.38: Spannungsabhängigkeit des X7R-Dielektrikums. Gemessen für die Keramik Kondensatoren Holystone 560 nF, 500 V, 2220 (I), Murata 220 nF, 630 V, 2220 (II) und Syfer 560 nF, 500 V, 2220 (II).

Folien-Kondensatoren

Folienkondensatoren werden als Vielschicht- oder Wickelkondensatoren hergestellt. Als Dielektrika dienen dünne Kunststofffolien, meist aus Polypropylen (PP), Polyester (PET) oder Polyethylennaphthalat (PEN). Elektrische Eigenschaften dieser Materialien sind in **Tab. 4.14** aufgeführt. Im Vergleich zu den keramischen Werkstoffen weisen diese eine niedrige Dielektrizitätszahl ϵ_r auf, zeichnen sich jedoch durch eine hohe Durchbruchfeldstärke E_c und eine gute Temperatur- und Spannungsstabilität aus. Polypropylen ist wegen der höchsten Durchbruchfeldstärke, dem geringen Verlustfaktor δ und den guten Eigenschaften bezüglich Selbstheilung die beste Wahl unter den eingangs genannten Kunststoffen [133]. Übliche Betriebsfeldstärken E_d von im Automobilbereich eingesetzten PP-Kondensatoren sind $160 \text{ V}/\mu\text{m}$ (Vielschichtkondensatoren) und $280 \text{ V}/\mu\text{m}$ (Wickelkondensatoren) [129].

Die Elektroden von Folienkondensatoren werden entweder durch Schichtung der Kunststofffolien mit dünnen Metallfolien oder durch direktes Metallisieren der Oberfläche der Kunststofffolien hergestellt. Die letzte Methode bietet den Vorteil, dass bei einem Überschlag durch das Dielektrikum, z.B. in Folge einer Verunreinigung oder anderer Schwach-

stellen im Dielektrikum, die dünne Metallisierung in Folge der Energie des Lichtbogens lokal verdampft und kein Kurzschluss-Zustand verbleibt (Selbstheilung) [135].

4.3.2 Bauvolumen

Das Bauvolumen von Vielschichtkondensatoren oder Wickelkondensatoren mit Aufbau wie in **Abb. 4.36** dargestellt, lässt sich über

$$V_C = (A + A_p) \cdot (N_1(d_d + d_e) + d_p) \quad (4.130)$$

abschätzen. Dabei ist A die Gesamtfläche der Elektroden, A_p ein für die Kapazitätsbildung ungenutzter Flächenanteil auf Grund einer spannungsfesten Terminierung und/oder des den Kondensator umgebenden Gehäuses, N_1 die Anzahl der Folienlagen oder Schichten, d_d die Dicke des Dielektrikums, d_e die Dicke der Elektroden, und d_p der für die Kapazitätsbildung ungenutzte Anteil an der Gesamtdicke. Bei Wickelkondensatoren ist $N_1 = 1$ und A groß, bei Vielschichtkondensatoren liegen entgegengesetzte Verhältnisse vor. Abhängig vom Herstellungsprozess und der Strombelastbarkeit des Kondensators ist eine Mindestdicke für d_e erforderlich, so dass d_e im allgemeinen Fall nicht vernachlässigt werden kann. Die Dicke

$$d_d = \frac{U_n}{E_d} \quad (4.131)$$

des Dielektrikums wird bestimmt durch die Spannungsfestigkeit U_n des Kondensators und die Betriebsfeldstärke $E_d < E_c$. Auflösen von (4.128) nach A und Einsetzen in (4.130) liefert

$$\begin{aligned} V_C &= \frac{N_1}{\epsilon_r \epsilon_0 E_d^2} \cdot C U_n^2 + \frac{N_1 d_e + d_p}{\epsilon_r \epsilon_0 E_d} \cdot C U_n + A_p \left(\frac{N_1}{E_d} \cdot U_n + N_1 d_e + d_p \right) \\ &= \underbrace{k_1 \cdot C U_n^2}_{\text{Energie-Speicherung}} + \underbrace{k_2 \cdot C U_n}_{\text{Elektroden-Aufbau}} + \underbrace{k_3 \cdot U_n + k_4}_{\text{Gehäuse und Terminierung}} \quad (4.132) \end{aligned}$$

Das Gesamtvolumen V_C setzt sich demnach aus einem für die eigentliche Energiespeicherung genutzten Volumenanteil und durch den Aufbau bedingte zusätzliche Anteile zusammen. Für unterschiedliche Technologien und Baureihen können die Konstanten k_1 bis k_4 durch eine Least-Mean-Square-Approximation bestimmt werden.

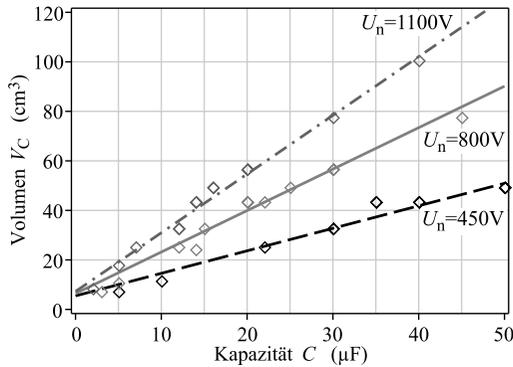


Abb. 4.39: Approximation des Volumens, Baureihe EPCOS B32776.

Tab. 4.15: Parameter für die Approximation des Volumens von Keramik- und Folienkondensatoren unterschiedlicher Baureihen.

Dielektrikum	Hersteller	Serie	k_1	k_2	k_3	k_4
			cm^3/VAs	cm^3/As	cm^3/V	cm^3
Folie						
PP	EPCOS	B32674	1.470	5632	0.007	1.23
PP	EPCOS	B32776	0.208	1927	0.003	4.25
PP	KEMET	C4AT	6.274	4540	0.011	1.44
Keramik						
C0G	Syfer	Standard	0	4848	0	0.11
X7R@25°C,0V	Syfer	Standard	0.436	253	0	0
X7R@85°C, U_n	Syfer	Standard	3.661	2127	0	0

Abb. 4.39 zeigt beispielhaft die Approximation des Volumens der Kondensator-Baureihe EPCOS B32776 durch (4.132). Die ermittelten Parameter k_1 bis k_4 sind in **Tab. 4.15** aufgeführt. Ebenfalls finden sich in der Tabelle Angaben für weitere Folien- und Keramikkondensator-Baureihen. Wie der in **Abb. 4.40** dargestellte Vergleich zeigt, weisen die X7R-Keramikkondensatoren bezogen auf ihre Nennkapazität das geringste Volumen auf. Jedoch sind Folienkondensatoren bei Berücksichtigung der ausgeprägten Nichtlinearität der X7R-Keramik vorteilhafter - ebenfalls wegen der geringeren Kosten und der höheren Zuverlässigkeit.

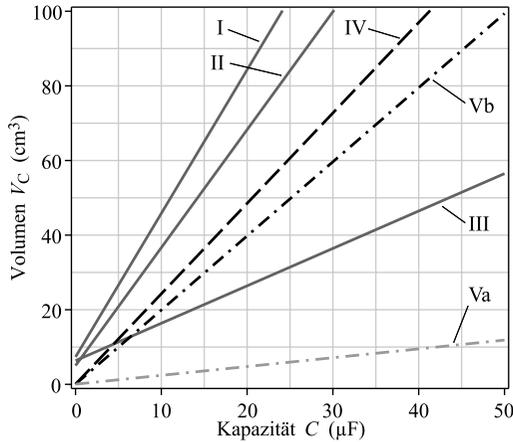


Abb. 4.40: Bauvolumen von Kondensatoren bei $U_n = 500\text{ V}$ in Abhängigkeit der Kapazität. Folien-Kondensatoren: KEMET MKP C4AT (I), EPCOS MKP B32674 (II), EPCOS MKP B32776 (III), Keramik-Kondensatoren: Syfer C0G (IV), Syfer X7R @ $U = 0\text{ V}$, $T = 25^\circ\text{ C}$ (Va) und Syfer X7R @ $U = U_n$, $T = 85^\circ\text{ C}$ (Vb).

4.3.3 Verluste

Die Verluste eines Kondensators lassen sich aus dem äquivalenten Serienwiderstand (Equivalent Series Resistance, ESR) und dem Effektivwert $I_{C,\text{rms}}$ des Kondensatorstroms bestimmen,

$$P = \text{ESR} \cdot I_{C,\text{rms}}^2. \quad (4.133)$$

Durch den ESR werden sowohl die ohmschen Verluste in den Elektroden und die Verluste durch den Leckstrom des Dielektrikums als auch die dielektrischen Verluste auf Grund der Umpolung des Dielektrikums modelliert. Zum Verlustwinkel δ , der Winkeldifferenz zwischen der realen und der idealen Phasenverschiebung von 90° zwischen Strom und Spannung am Kondensator, besteht der Zusammenhang

$$\text{ESR} = \frac{\tan \delta}{\omega C}, \quad (4.134)$$

wobei

$$\begin{aligned}\tan \delta &= \tan \delta_p + \tan \delta_s + \tan \delta_d = \\ &= \frac{1}{\omega R_p C} + \omega R_s C + \tan \delta_d .\end{aligned}\tag{4.135}$$

In (4.135) bezeichnet R_s den ohmschen Serienwiderstand durch den die Leitverluste beschrieben werden, R_p einen Parallelwiderstand auf Grund des endlichen spezifischen Widerstands des Dielektrikums, der die Verluste durch den Leckstrom modelliert und δ_d den Verlustfaktor des Dielektrikums.

Die Verluste durch δ_p spielen in der Regel eine untergeordnete Rolle, da die für Kondensatoren eingesetzten Dielektrika sehr hohe Isolationswiderstände aufweisen. Bei für Zwischenkreiskondensatoren üblichen Kapazitätswerten und Betriebsfrequenzen $\lesssim 100$ kHz überwiegen die Verluste aufgrund δ_s [134].

4.3.4 Beziehung zwischen Baugröße und Verlusten

Die Verluste der Kondensatoren des kaskadierten Tiefsetz-Hochsetzstellers und des CF-ZVS-M-Konverters sind um ein Vielfaches geringer als die Verluste der magnetischen Komponenten und der Halbleiter. Aus diesem Grund ist die Sensitivität der Effizienz η gegenüber einer Änderung der Leistungsdichte ρ des Wandlers gering, also beispielsweise gegenüber einer Erhöhung des Kondensatorvolumens V_C mit der sich bei gleicher Kapazität ein niedriger ESR und eine höhere Effizienz η erreichen ließe.

Für die untersuchten Wandler-Topologien kann daher auf die Herleitung einer Beziehung $P_C(V_C)$ und die Berücksichtigung dieser bei einer Optimierung des Wandlers auf Effizienz oder Leistungsdichte verzichtet werden. Vielmehr kann angenommen werden, dass das Kondensatorvolumen ausschließlich durch die, wegen einer zulässigen Welligkeit erforderliche Mindestkapazität bestimmt wird oder durch ein, wegen des maximal zulässigen Ripplestroms des Kondensators aus thermischen Gründen erforderliches Mindestvolumen.

4.4 Thermisches Modell

Für die Entwärmung der Komponenten einer leistungselektronischen Baugruppe ist eine geeignete Kühleinrichtung meist unerlässlich. Ausnahmen können hocheffiziente Wandler geringer Ausgangsleistung darstellen, bei denen die Wärmeabgabe an die Umgebung auf Grund von Konvektion oder Abstrahlung auch ohne gesonderten Wärmetauscher oder forcierte Kühlung gewährleistet ist. Bei den im Rahmen der Arbeit diskutierten Wandlern mit einer Gesamtleistung von 70 kW entstehen selbst bei einer Effizienz von 99% Verluste in der Höhe von 707 W, so dass eine forcierte Kühlung vorzusehen ist, damit die zulässige Betriebstemperatur der Komponenten bzw. die maximale Sperrschichttemperatur T_j nicht überschritten wird. Geeignete Modelle sind erforderlich, um die Kühleinrichtung zu dimensionieren und auch um die Leistungsdichte und die Effizienz des Wandlers rechnerisch zu bestimmen; dies, weil die Verluste wegen ihrer Temperaturabhängigkeit gekoppelt sind an die Ausführung des Kühlers und weil das Bauvolumen des Kühlers mit in die erreichbare Leistungsdichte einfließt.

Bei Hybrid- und Brennstoffzellenfahrzeugen ist eine Flüssigkeitskühlung der leistungselektronischen Baugruppen üblich, wobei ein bestehender Kühlkreislauf des Fahrzeugs genutzt wird [12]; beispielsweise der Kühlkreislauf des Verbrennungsmotors oder der Brennstoffzelle mit samt Hilfsaggregaten [26]. Als Kühlmedium fungiert Wasser bei einer Temperatur von 85-90°C [136, 137]. Ein typisches thermisches Modell eines flüssigkeitsgekühlten Gleichspannungswandlers ist in **Abb. 4.41** dargestellt. Die wichtigsten Wärmequellen sind die n Halbleiter mit Verlustleistungen $P_{S,eq,i}$ und die Spule mit Verlustleistung P_L , die auf einem Flüssigkeitskühler befestigt sind. Die Sperrschichttemperatur der Halbleiter und die Kerntemperatur der Spule lassen sich mit Hilfe der thermischen Widerstände bestimmen, die anhängig sind von den eingesetzten Materialien und der Geometrie des Aufbaus und im Folgenden abgeleitet werden. Zur Vereinfachung der Rechnung wird soweit möglich auf eine Beschreibung der dynamischen Vorgänge verzichtet, d.h. die Wärmekapazitäten werden vernachlässigt⁴. Die Annahme einer konstanten Oberflächentemperatur T_h des Kühlers ermöglicht eine unabhängige Betrachtung der Einzelkomponenten.

⁴ Eine Ausnahme stellen die thermischen Widerstände $R_{th,w-f}$ und $R_{th,f-i}$ dar, durch welche die dynamischen Vorgänge und die Wärmeübertragung im Kühlmedium des Flüssigkeitskühlers beschrieben werden (vgl. Abschnitt 4.4.2).

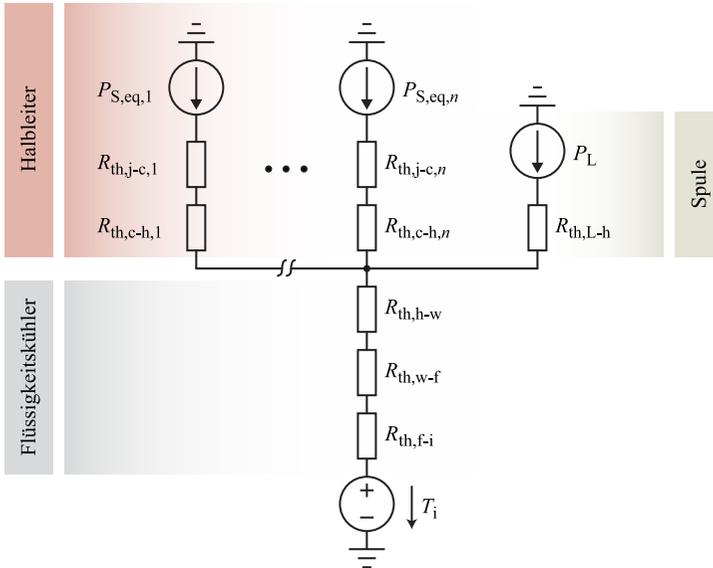


Abb. 4.41: Thermisches Ersatzschaltbild des Wandlers mit n Halbleitern und einer Spule, befestigt auf einem Flüssigkeitskühler. Die Temperatur des Kühlmediums am Einlass des Kühlers ist T_i .

4.4.1 Anbindung der Halbleiter an den Kühler

Auf die Befestigung der Halbleiter auf dem Kühler wurde bereits in Abschnitt 4.1.3 eingegangen. Wie in **Abb. 4.5** dargestellt, sorgt ein Wärmeleitmaterial (Thermal Interface Material, TIM) für die thermische Anbindung der Halbleiter an den Kühlkörper und für die elektrische Isolation gegenüber dem Kühlkörper. Somit entspricht die Temperaturdifferenz ΔT_{j-h} zwischen Sperrschichttemperatur T_j und Oberflächentemperatur T_h des Kühlers gemäß **Abb. 4.41** der Summe der Temperaturabfälle am thermischen Widerstand $R_{th,j-c}$ zwischen Sperrschicht und Gehäuse des Halbleiters und dem thermischen Widerstand $R_{th,c-h}$ zwischen Gehäuse und Kühleroberfläche bedingt durch das Wärmeleitmaterial.

Der thermische Widerstand des Wärmeleitmaterials

$$R_{th,c-h} = \frac{d_{TIM}}{\lambda_{TIM} A_{BP}} \approx \frac{d_{TIM}}{\lambda_{TIM} f_{pkg} A_{Si}} \quad (4.136)$$

ist abhängig von der Dicke d_{TIM} , der Wärmeleitfähigkeit λ_{TIM} und der zur Wärmeleitung genutzten und zur Chipfläche proportionalen Fläche der Grundplatte des Gehäuses A_{BP} . Handelsübliche elektrisch isolierende Wärmeleitmaterialien mit Spannungsfestigkeit $>1\text{ kV}$ sind als Folie ausgeführt und weisen eine typische Wärmeleitfähigkeit von $\lambda_{\text{TIM}} \approx 1..3\text{ W/mK}$ und eine typische Dicke von $d_{\text{TIM}} \approx 0.2\text{ mm}$ auf.

Aufbaubedingt ist die Chipfläche A_{Si} immer kleiner als die Fläche der Grundplatte oder anderer Materialsichten, wie beispielsweise jener der Verlotung. Dies hat zur Folge, dass sich der Wärmestrom vom Chip aus nicht nur in Richtung der Flächennormalen der Chip-Unterseite ausbreitet, sondern auch zur Seite hin. Diese Wärmespreizung hat zur Folge, dass der thermische Widerstand $R_{\text{th,c-h}}$ zwischen Sperrschicht und Gehäuse nicht mehr die Proportionalität $R_{\text{th}} \sim 1/A_{\text{Si}}$ aufweist. In [138] wird vorgeschlagen, den Effekt der Wärmespreizung durch einen Korrektur-Faktor α zu berücksichtigen, wobei

$$R_{\text{th,j-c}} = R_{\text{th,j-c,ref}} \cdot \left(\frac{A_{\text{Si}}}{1\text{mm}^2} \right)^{-\alpha}. \quad (4.137)$$

Der Referenzwiderstand $R_{\text{th,j-c,ref}}$ ist abhängig vom Herstellungsprozess des Gehäuses einschließlich der Schichtfolge zwischen Chip und

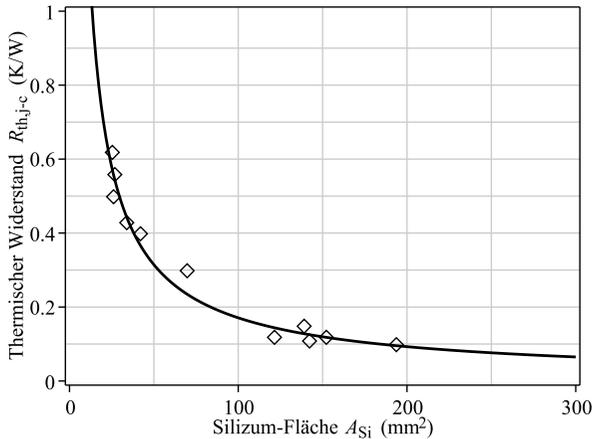


Abb. 4.42: Thermischer Widerstand von MOSFETs und IGBTs im TO-220, TO-247 oder TO-264 Gehäuse als Funktion der Chipfläche.

Grundplatte des Bauteils. Für die in **Tab. 4.2** aufgelisteten MOSFETs und die in **Tab. 2.1** aufgelisteten IGBTs im TO-220, TO-247 oder TO-264 Gehäuse gilt approximativ

$$R_{\text{th,j-c}} = 9.85 \text{ K/W} \cdot \left(\frac{A_{\text{Si}}}{1\text{mm}^2} \right)^{-0.88} \quad (4.138)$$

mit $\alpha = 0.88$ identisch zu [138]. Gleichung (4.138) basiert auf der Auswertung der in **Abb. 4.42** dargestellten, von den Herstellern spezifizierten thermischen Widerstände und der Chipfläche.

4.4.2 Flüssigkeitskühler

Die Struktur eines Flüssigkeitskühlers ist in **Abb. 4.43** dargestellt. In die $b_{\text{CP}} = N_t s_t$ breite Aluminium-Platte sind N_t Bohrungen im Abstand s_p eingebracht, die vom Kühlmedium - hier Wasser - durchflossen werden. Die Bohrungen weisen einen Durchmesser von d_t auf, die Höhe des Kühlers ist h_{CP} und die Länge l_{CP} . Zur vereinfachten Berechnung werden folgende Annahmen getroffen. Der gesamte Massenstrom

$$\dot{m}_{f,\Sigma} = N_t \dot{m}_f \quad (4.139)$$

teilt sich gleichmäßig auf die Bohrungen auf. Die Gesamtverluste $P_{\text{loss},\Sigma}$ des Wandlers werden dem Kühler homogen verteilt über die Oberfläche A_{CP} zugeführt. Die Wärmestromdichte an der Kühleroberfläche beträgt

$$\dot{q} = \frac{P_{\text{loss},\Sigma}}{A_{\text{CP}}} = \frac{P_{\text{loss},\Sigma}}{b_{\text{CP}} l_{\text{CP}}} . \quad (4.140)$$

Wegen der guten Wärmeleitfähigkeit des Aluminiums und dem geringen Abstand s_t der Bohrungen wird weiterhin eine homogene Oberflächentemperatur T_{CP} des Kühlers angenommen. Diese Annahme kann

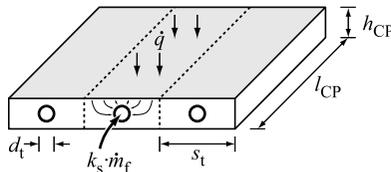


Abb. 4.43: Vereinfachtes Modell eines Flüssigkeitskühlers.

anhand der in **Abb. 4.46** dargestellten Simulation verifiziert werden. Zusätzlich wird vereinfachend angenommen, dass die Verlustleistung $P_{\text{loss},\Sigma}$ ausschließlich vom Fluid abgeführt wird, d.h. jegliche weitere Wärmeabfuhr durch Abstrahlung, Konvektion oder andere Wärmeleitungsmechanismen wird zu Null gesetzt, so dass die im Folgenden berechnete Temperaturdifferenz $\Delta T_{\text{h-i}}$ zwischen Einlasstemperatur T_i des Kühlmediums und der Oberflächentemperatur T_h des Kühlers einen oberen Grenzwert darstellt.

Unter diesen Annahmen beträgt die Temperaturdifferenz zwischen Einlass- und Auslasstemperatur T_o des Kühlmediums

$$\Delta T_{o-i} = T_o - T_i = \frac{P_{\text{loss},\Sigma}}{\dot{m}_f \Sigma c_{p,f}} \quad (4.141)$$

und ist vom Massenstrom \dot{m}_f und der spezifischen Wärmekapazität $c_{p,f}$ des Kühlmediums abhängig. Aus (4.141) ist ersichtlich, dass die Temperatur des Kühlmediums über die Länge l_{CP} der Bohrung variiert. Weiterhin stellt sich auf Grund der Strömungscharakteristik (etwa turbulente Rohrströmung mit laminarer Unterschicht an der Wandung) eine über den Durchmesser der Bohrung hin zur Wandung ansteigende Temperatur ein. Da die Materialparameter wie $c_{p,f}$, die Wärmeleitfähigkeit λ_f , die dynamische Viskosität η_f oder die Dichte ρ_f im Allgemeinen temperaturabhängige Größen sind, muss eine geeignete mittlere Temperatur zur Bestimmung dieser Parameter gewählt werden. Hierfür wird das arithmetische Mittel

$$T_f = T_i + \Delta T_{f-i} = T_i + \frac{1}{2} T_{o-i} \quad (4.142)$$

zwischen T_i und T_o angenommen⁵.

Eine mit konstanter Geschwindigkeit

$$v_f = \frac{\dot{m}_f}{\rho_f A_t} = \frac{4\dot{m}_f}{\pi \rho_f d_t^2} \quad (4.143)$$

in die Bohrung einströmende Flüssigkeit wird in Wandnähe durch Reibung verzögert, so dass sich über den Querschnitt ein inhomogenes Geschwindigkeitsprofil einstellt, das den Wärmeübergang zwischen Fluid und Kühler maßgeblich beeinflusst. Grundsätzlich sind die bei höheren Strömungsgeschwindigkeiten auftretenden Turbulenzen förderlich

⁵ Genauere Lösungen lassen sich mit dem logarithmischen Mittel der Temperaturdifferenzen zwischen Wand- und Fluidtemperatur am Einlass und Auslass des Kanals bestimmen [139].

für den Wärmeaustausch. Ob eine turbulente oder laminare Strömung vorliegt kann anhand der Reynolds-Zahl

$$Re = \frac{v_0 \rho L_0}{\eta} = \frac{v_f \rho_f d_t}{\eta_f} \quad (4.144)$$

entschieden werden, die den Einfluss der Reibungs- und Trägheitskräfte auf das Strömungsfeld kennzeichnet. In (4.144) bezeichnet v_0 eine charakteristische Geschwindigkeit und L_0 eine charakteristische Länge. Für $Re < 2300$ ist die Strömung laminar und oberhalb von $Re = 4000$ turbulent [139]. In der Literatur finden sich für beide Fälle Gleichungen zur Berechnung der Nußelt-Zahl

$$Nu = \frac{\alpha L_0}{\lambda}, \quad (4.145)$$

die den Zusammenhang zum Wärmeübergangskoeffizienten α der Anordnung herstellt. Es gilt bei angenommener homogener Wandtemperatur T_w des Kanals mit rundem Querschnitt und Durchmesser d_t für eine laminare Strömung

$$Nu_{\text{lam}} = \sqrt[3]{3.657^3 + 0.644^3 Pr \left(Re \cdot \frac{d_t}{l_{\text{CP}}} \right)^{3/2}}, \quad (4.146)$$

für eine turbulente Strömung

$$Nu_{\text{turb}} = \frac{(\zeta/8) Re Pr}{1 + 12.7 \sqrt{\zeta/8} (Pr^{2/3} - 1)} \cdot \left[1 + \left(\frac{d_t}{l_{\text{CP}}} \right)^{2/3} \right] \quad (4.147)$$

und im Übergangsbereich per linearer Interpolation [140]

$$Nu \approx (1 - \gamma) \cdot Nu_{\text{lam}} \Big|_{Re=2300} + \gamma \cdot Nu_{\text{turb}} \Big|_{Re=10^4} \quad (4.148)$$

mit $\gamma = \frac{Re - 2300}{7700}$.

In (4.146) und (4.147) bezeichnet Pr die dimensionslose Prandtl-Zahl

$$Pr = \frac{\eta c_p}{\lambda} \quad (4.149)$$

in der die Materialeigenschaften des Fluids zusammengefasst sind und

$$\zeta = \frac{1}{(0.78 \ln Re - 1.5)^2} \quad (4.150)$$

den Widerstandsbeiwert. Für die weiteren Berechnungen ist es aus Gründen der Symmetrie der Anordnung ausreichend, einen s_t breiten Abschnitt des Kühlers zu betrachten, dessen Anteil an der Kühleroberfläche $A_{CP,eff} = s_t l_{CP}$ beträgt. Mit (4.145) folgt als Temperaturdifferenz zwischen Temperatur T_w an der Wand des Kanals und der mittleren Temperatur T_f des Kühlmediums im Kanal

$$\Delta T_{w-f} = T_w - T_f = \frac{\dot{q} \cdot A_{CP,eff}}{\alpha \cdot A_t} = \frac{\dot{q} \cdot s_t l_{CP}}{Nu \lambda_f \cdot \pi d_t l_{CP}} = \frac{\dot{q} s_t}{Nu \pi \lambda_f} \quad (4.151)$$

In einem letzten Schritt muss die Temperaturerhöhung zwischen Wand des Kanals und Oberfläche des Kühlers bestimmt werden. Entsprechend dem Flächenanteil an der Kühleroberfläche wird pro Kanal der Anteil $\dot{q} \cdot A_{CP,eff}$ der Gesamtverlustleistung abgeführt und die Temperaturdifferenz beträgt

$$\Delta T_{h-w} = T_h - T_w = \dot{q} A_{CP,eff} \cdot \frac{l_{P,eff}}{\lambda_{Al} A_{CP,eff}} = \frac{\dot{q} l_{P,eff}}{\lambda_{Al}} \quad (4.152)$$

Dabei entspricht $l_{P,eff}$ dem vom Wärmestrom im Metall des Kühlers effektiv zurückgelegten Weg. Dieser kann wie in **Abb. 4.44** veranschaulicht durch Mittelung der kürzesten Distanz

$$l_P(x) = \sqrt{x^2 + \left(\frac{h_{CP}}{2}\right)^2} - \frac{d_t}{2} \quad (4.153)$$

zwischen Kanal und einem Punkt auf der Kühleroberfläche per Integra-

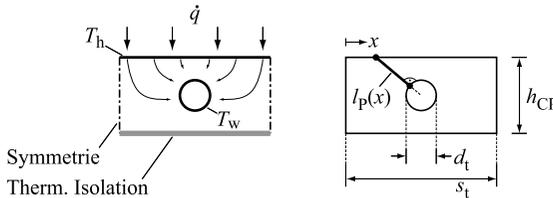


Abb. 4.44: Geometrie zur Berechnung der effektiven Weglänge $l_{P,eff}$ des Wärmestroms im Metall des Kühlers.

tion approximativ bestimmt werden mit

$$\begin{aligned}
 l_{P,\text{eff}} &= \frac{2}{s_t} \int_{x=0}^{\frac{1}{2}s_t} l_P(x) dx = \\
 &= \frac{h_{CP}}{4} \left(\sqrt{f_{hs}^2 + 1} + \frac{1}{f_{hs}} \ln \left(f_{hs} + \sqrt{f_{hs}^2 + 1} \right) \right) - \frac{d_t}{2}, \quad (4.154)
 \end{aligned}$$

wobei $f_{hs} = s_t/h_{CP}$. Bei einer für die in **Abb. 4.46** dargestellte Geometrie durchgeführten Simulation unter Annahme einer konstanten Oberflächentemperatur ist der relative Fehler zur analytischen Berechnung von ΔT_{h-w} kleiner als 3%. Mit den oben bestimmten Temperaturdifferenzen resultiert als thermischer Widerstand des Flüssigkeitskühlers

$$R_{th,h-i} = \frac{\Delta T_{h-w} + \Delta T_{w-f} + \Delta T_{f-i}}{P_{\text{loss},\Sigma}}. \quad (4.155)$$

In **Abb. 4.45** ist der berechnete thermische Widerstand eines Wasserkühlers mit quadratischer Oberfläche A_{CP} ($b_{CP} = l_{CP}$) für unterschiedliche Werte des Massenflusses \dot{m}_f dargestellt. Gebräuchlich sind Werte im Bereich von 300 l/min [141, 137]. Als Ausmaße des Kühlers wurden $h_{CP} = 4$ mm, $d_t = 2$ mm und $s_t = 6$ mm angenommen, um einen möglichst flachen und somit kompakten Aufbau zu erreichen. Die

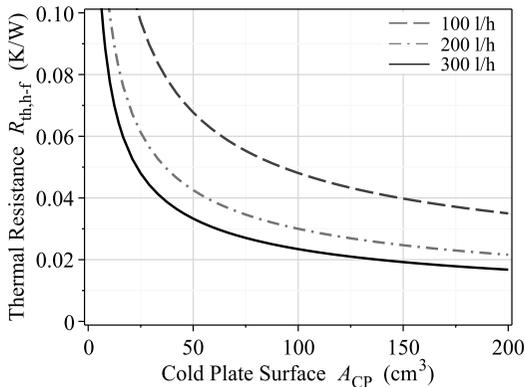


Abb. 4.45: Thermischer Widerstand $R_{th,h-f}$ eines quadratischen Flüssigkeitskühlers ($l_{CP} = b_{CP}$) als Funktion der Oberfläche A_{CP} und des Massenflusses \dot{m}_f .

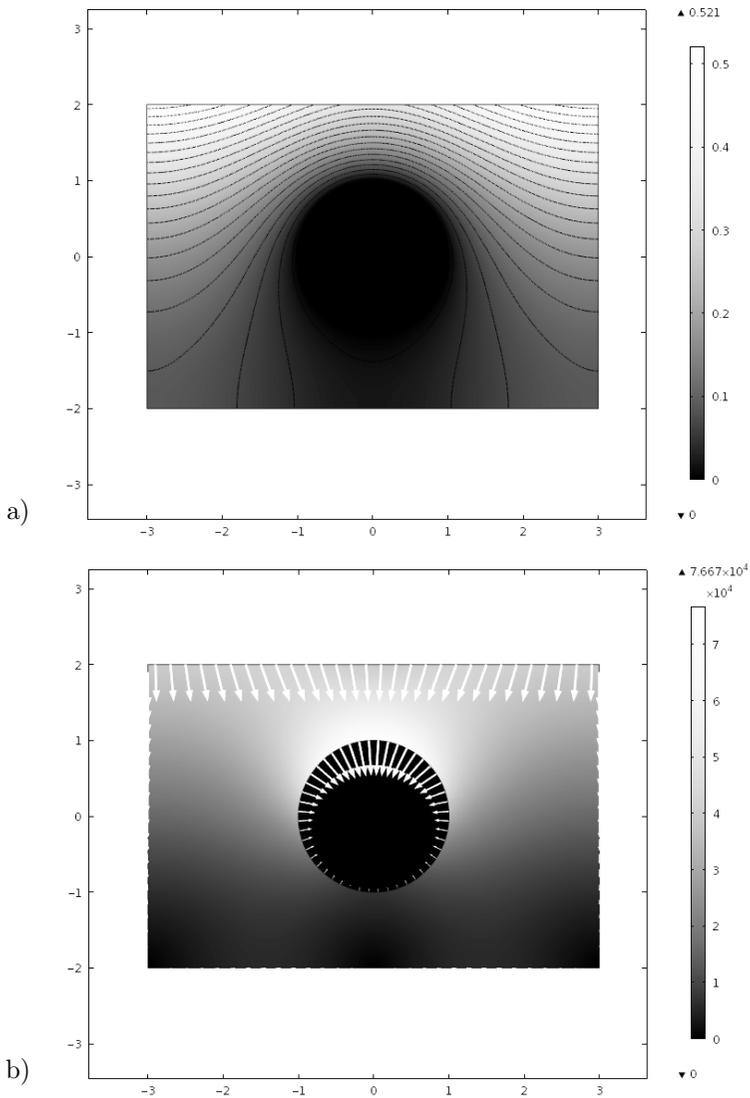


Abb. 4.46: Finite Elemente Simulation eines Kühlerquerschnitts mit $h_{CP} = 4 \text{ mm}$, $d_t = 2 \text{ mm}$, $s_t = 6 \text{ mm}$ und $\dot{q} = 4 \cdot 10^4 \text{ W/m}^2$. Temperaturverteilung (a) und Betrag des Wärmeflusses im Kühler (a).

Materialparameter von Wasser und Aluminium finden sich in **Tab. 4.16**. Für einen beispielhaften Wärmestrom von $\dot{q} = 4 \text{ W/cm}^2$ und einer Länge von $l_{\text{CP}} = 10 \text{ mm}$ ergeben sich $Pr = 1.98$, $Re = 5568$, $Nu = 28$ sowie $\Delta T_{\text{h-w}} = 0.4 \text{ K}$, $\Delta T_{\text{w-f}} = 4.05 \text{ K}$ und $\Delta T_{\text{f-i}} = 0.1 \text{ K}$, entsprechend einer Gesamt-Temperaturerhöhung von $\Delta T_{\text{h-i}} = 4.55 \text{ K}$. Diese Rechenergebnisse sind in guter Übereinstimmung mit einer in Fluent IcePak 4.0 durchgeführten Finite-Elemente-Simulationen, durch die eine Temperaturerhöhung von $\Delta T_{\text{h-i}} = 4.02 \text{ K}$ ermittelt wurde (vgl. **Abb. 4.47**).

Bei einem Gleichspannungswandler mit einer Effizienz von 98%, die bei einer Nennleistung von $P_{\text{max}} = 12 \text{ kW}$ erreicht wird, entstehen Verluste in der Höhe von $P_{\text{loss},\Sigma} = (1/\eta - 1) P_{\text{max}} \approx 250 \text{ W}$ und die von den verlustbehafteten Komponenten auf dem Kühler beanspruchte Fläche liegt im Bereich von $A_{\text{CP}} \approx 100 \text{ cm}^2$ – beispielsweise $A_{\text{CP}} = 180 \text{ cm}^2$ bei dem in Abschnitt 5.4 vorgestellten Prototyp des CF-ZVS-M-Konverters. Aus **Abb. 4.45** ist ersichtlich, dass der gewählte flache Aufbau des Kühlers wegen der geringen Temperaturerhöhung $\Delta T_{\text{h-i}} = R_{\text{th,h-i}} P_{\text{loss},\Sigma}$ gut geeignet ist für die Entwärmung eines derartigen Wandlers.

Tab. 4.16: Materialparameter von Aluminium und Wasser bei 90°C .

Größe	Einheit	Aluminium	Wasser
Dichte ρ	kg/m^3	2700	968
Wärmeleitfähigkeit λ	$\text{W/m}\cdot\text{K}$	160	0.674
Spezifische Wärmekapazität c_p	$\text{J/kg}\cdot\text{K}$	900	4205
Dynamische Viskosität η	$\text{mPa}\cdot\text{s}$		0.32

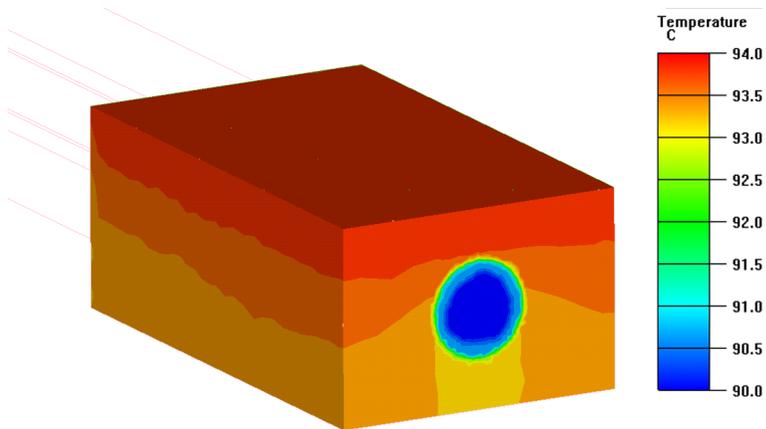


Abb. 4.47: Finite-Elemente Simulation eines Wasserkühlers mit $b_{CP} = s_t = 6$ mm, $d_t = 2$ mm, $h_{CP} = 2$ mm bei einem Massenfluss von $\dot{m}_f = 3001$ /h und einem Wärmestrom von $\dot{q} = 4$ W/cm², der an Oberseite in den Kühlerabschnitt eingetragen wird.

4.5 CF-ZVS-M-Konverter im Vergleich

4.5.1 Vergleich des Wirkungsgrads

Unter Berücksichtigung der in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Verlustmodelle berechnet sich der Wirkungsgrad der in Kapitel 2 vorgestellten Wandler-Konzepte mit

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{S,\text{cond}} + P_{S,\text{sw}} + P_L + P_{Lx}} \quad (4.156)$$

In (4.156) entspricht $P_{S,\text{cond}}$ der Summe der Leitverluste aller Halbleiter einschließlich der Hilfsschalter, $P_{S,\text{sw}}$ der Summe aller frequenzabhängigen Verluste der Halbleiter, P_L den Verlusten der Spule L und P_{Lx} den Verlusten in den Resonanzinduktivitäten der Entlastungsnetzwerke.

Wie gezeigt wurde, spielt die eingesetzte Halbleiter-Technologie und dabei besonders der spezifische Leitwiderstand $R_{\text{DS(on)}}^*$, eine maßgebliche Rolle bei der Höhe der zu erwartenden Verluste. Ebenso sind diese von der Chipfläche $A_{S_i}(S_i)$ der Schalter S_i abhängig. Die Halbleiterkosten sind bei gleicher Halbleitertechnologie annähernd proportional zur Chipfläche. Es ist daher sinnvoll, einen Vergleich von unterschiedlicher Wandler-Konzepten, die sich in der Anzahl der Halbleiter unterscheiden, auf Basis der gleichen Gesamt-Chipfläche $A_{S_i,\Sigma}$ durchzuführen. In der Regel weisen die Halbleiter eines Wandlers wegen der unterschiedlichen Strombelastung eine unterschiedliche Chipfläche A_{S_i} auf. Die Bestimmung des optimalen Werts von $A_{S_i,i}$ unterliegt technologischen Einschränkungen (zulässige maximale Sperrschichttemperatur) und weiteren Anforderungen (geforderte Effizienz oder minimale Kosten). Eine Auslegung der Halbleiter kann anhand des in **Abb. 4.48** dargestellten iterativen Verfahrens erfolgen. Hierzu werden ausgehend von Initialwerten für $A_{S_i}(S_i)$ in einem ersten Schritt die Halbleiterverluste und die resultierende Sperrschichttemperatur in Abhängigkeit der Chipfläche und für mehrere Arbeitspunkten \mathbf{o} bestimmt. Wird die zulässige Sperrschichttemperatur eines Halbleiters überschritten, ist eine größere Chipfläche erforderlich; es erfolgt eine Vergrößerung der Fläche um den Faktor $k_A = A'_{S_i}/A_{S_i} = 1.25\%$.

Je nach Anforderung kann zusätzlich zum thermischen Design eine weitere Optimierung erfolgen, um die Halbleiterverluste soweit zu reduzieren bis ein geforderter Wirkungsgrad η_{req} oder der maximale Wirkungsgrad η_{max} erreicht wird. Hierzu wird pro Iterationsschritt des

Verfahrens die Chipfläche jenes Schalters erhöht, die zur größtmöglichen Verbesserung $\Delta\eta$ des Wirkungsgrads führt. Unabhängig von der Forderung η_{req} wird für die Nennarbeitspunkte \mathbf{o} des Wandlers der Gradient

$$\nabla\eta(\mathbf{o}) = \sum_{\mathbf{o}} \Delta\eta(\mathbf{o}) = \sum_{\mathbf{o}} \eta(\mathbf{o}, A'_{S_i}) - \eta(\mathbf{o}, A_{S_i}) \quad (4.157)$$

ermittelt. Für $\nabla\eta(\mathbf{o}) < 0$ ist trotz Vergrößerung der Chipfläche keine weitere Verbesserung des mittleren Wirkungsgrads mehr erreichbar. Das Verfahren wird abgebrochen und liefert die maximale Effizienz η_{max} . Die Existenz einer maximalen Effizienz η_{max} ist begründet durch die mit der Chipfläche ansteigenden frequenzabhängigen Verluste.

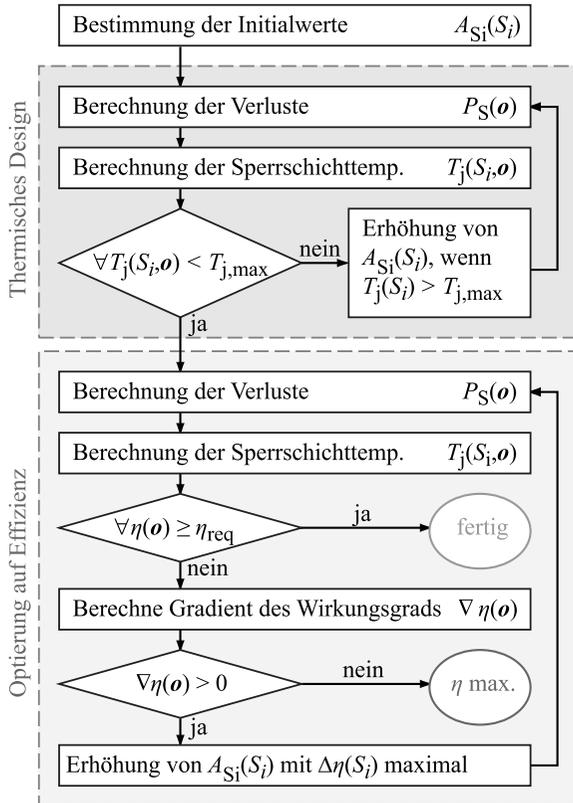


Abb. 4.48: Algorithmus zur Bestimmung der optimalen Chipflächen.

Tab. 4.17: Gewichtsfaktoren zur Berechnung des Anteils der Chipfläche eines Halbleiters an der Gesamt-Chipfläche.

Topology	γ_{S1}, γ_{S3}	γ_{S2}, γ_{S4}	$\gamma_{Sx,i}$	$\gamma_{Dx,i}$
ARCP	20.6%	20.6%	2.4%	0.1%
CF-ZVS-M	28.6%	21.4%	-	-
SAZZ	20.2%	20.2%	3.3%	0.8%
ZCT-QZVT	13.3%	13.3%	11.7%	-

Der Anteil des i -ten Halbleiters an der Gesamt-Chipfläche kann ebenfalls mit Gewichtsfaktoren

$$\gamma_i = \frac{A_{Si,i}}{A_{Si,\Sigma}} \quad \text{wobei} \quad \sum \gamma_i = 1 \quad (4.158)$$

angegeben werden. Die Gewichtsfaktoren der in Kapitel 2 behandelten Wandler-Konzepte finden sich in **Tab. 4.17** und wurden im Falle des CF-ZVS-M- und ZCT-QZVT-Konverters mittels des vorgestellten Verfahrens bestimmt und im Falle des ARCP- und SAZZ- aus der Publikation [59] übernommen. Wegen des überwiegenden Anteils an Leitverlusten entsprechen diese beim Einsatz von Halbleitern mit Widerstandscharakteristik annähernd dem Verhältnis der Stromeffektivwerte

$$\gamma_i \approx \frac{I_{\text{rms},i}^2}{\sum I_{\text{rms},i}^2} . \quad (4.159)$$

Mit den Gewichtsfaktoren lassen sich Halbleiterverluste und Gesamt-Effizienz der Wandler in Abhängigkeit der Gesamtfläche $A_{Si,\Sigma}$ berechnen. **Abb. 4.49** zeigt den Vergleich zwischen SAZZ- und CF-ZVS-M-Konverter. Die Markierungen zeigen den gemessenen Wirkungsgrad des CF-ZVS-M-Konverters (vgl. Abschnitt 5.4) und des SAZZ-Konverters gemäß [59]. Ein Vergleich aller Konzepte ist in **Abb. 4.50** dargestellt.

Im direkten Vergleich der realisierten CF-ZVS-M- und SAZZ-Konverter werden die Vorteile des Super-Junction MOSFETs Microsemi APT94N60L2C3 (SAZZ-Konverter) im Vergleich zum konventionellen MOSFET IXYS IXFB82N60P (CF-ZVS-M-Konverter) deutlich (vgl. auch **Tab. 4.3**). Unter Annahme der gleichen Gesamt-Chipfläche und Parameter des ST STY112N65M5 MOSFET, der die beste Figure-of-Merit der betrachteten Halbleiter aufweist, zeigt die Rechnung eine vergleichbare Performance der beiden Systeme. Wegen der konstanten

Verluste im Entlastungsnetzwerk fällt die Teillasteffizienz des SAZZ-Konverters im Vergleich zum CF-ZVS-M-Konverter deutlich geringer aus. Der SAZZ-Konverter weist die höchste Effizienz der untersuchten weich-schaltenden Wandler mit Entlastungsnetzwerk auf. Wegen der hohen Strombelastung der Hilfsschalter liegt die mit dem ZCT-QZCT-Konzept erreichte Effizienz deutlich unterhalb der übrigen Konzepte.

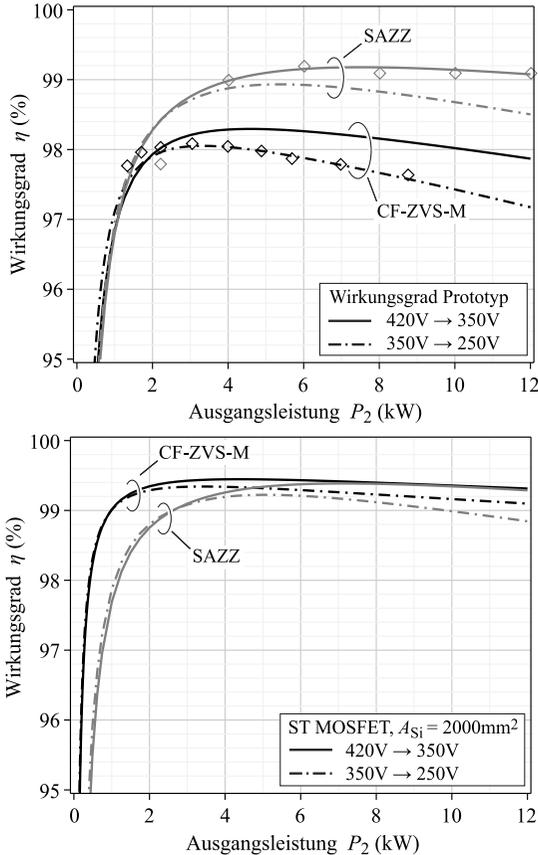


Abb. 4.49: Berechnete Effizienz des CF-ZVS-M- und des SAZZ-Konverters im Tiefsetzbetrieb. Oben: Effizienz der existierenden Wandler-Prototypen mit Markierungen der Messwerte. Unten: Effizienz bei gleicher Halbleiter-Technologie und gleicher Gesamtchipfläche.

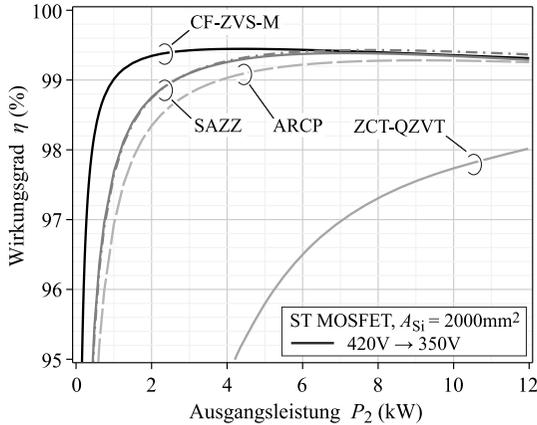


Abb. 4.50: Berechneter Wirkungsgrad des ARCP-, CF-ZVS-M-, SAZZ- und ZCT-QZVT-Konverters bei gleicher Halbleiter-Technologie und gleicher Gesamt-Chipfläche.

4.5.2 Vergleich der Leistungsdichte

Bei Beschränkung von Bauvolumen und Gewicht stellt die Leistungsdichte ρ neben dem Wirkungsgrad eine weitere wichtige Kenngröße zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit einer leistungselektronischen Baugruppe dar. Für die betrachteten Konverter-Konzepte folgt

$$\rho = \frac{P_{2,\max}}{(1 + f_{\text{pack}})(V_L + V_C + V_S + V_{\text{CP}} + V_{\text{GD}} + V_x)}, \quad (4.160)$$

wobei neben den bereits diskutierten Volumina der Halbleiter, der passiven Bauelemente und das Volumen des Flüssigkeitskühlers, das von den Gate-Treibern beanspruchte Volumen V_{GD} und das Volumen der Entlastungsnetzwerke V_x zu berücksichtigen sind. In der Praxis können die Einzelkomponenten nicht beliebig dicht gepackt werden; es verbleibt ein ungenutzter Volumenanteil dem durch den Faktor f_{pack} Rechnung getragen wird. Der Vergleich zu bestehenden Wandler-Aufbauten liefert typische Werte von $f_{\text{pack}} = 30\%$. In (4.160) ist das von Sensoren, Wärmetauscher und Pumpe, Anschlüssen und Steckverbindern sowie Steuer- und Regeleinrichtungen zusätzlich belegte Volumen nicht berücksichtigt, so dass durch die Gleichung ausschließlich die Leistungsdichte des Leistungsteils beschrieben wird.

Tab. 4.18: Werte der passiven Bauelemente und erforderliche Chipfläche der Halbleiter.

Topologie	L μH	C_1, C_2 μF	L_x μH	C_x nF	$A_{\text{Si}, \Sigma}$ mm^2
25 kHz					
ARCP	100	90	43 (<0.5)	20.4	666
CF-ZVS-M	22.8	102	-	-	996
SAZZ	100	90	85 (<1.0)	20.4	632
SAZZ-BIBU	100	90, 21	85 (<1.0)	20.4	207
50 kHz					
ARCP	50	45	43 (<0.5)	20.4	1082
CF-ZVS-M	11.4	51	-	-	1003
SAZZ	50	45	85 (<1.0)	20.4	933
SAZZ-BIBU	50	45, 11	85 (<1.0)	20.4	320
100 kHz					
CF-ZVS-M	5.7	25.4	-	-	1024

Wegen der gegenseitigen Kopplung von Wirkungsgrad und Leistungsdichte ist ein Vergleich des Bauvolumens unterschiedlicher Wandler-Konzepte nur dann aussagekräftig, wenn dieser für einen vergleichbaren Wirkungsgrad der Wandler durchgeführt wird. Hierzu wurden die Verluste der Spule L auf $P_L = 20 \text{ W}$ festgelegt. Gemäß **Abb. 4.30** stellt dieser Wert einen guten Kompromiss zum Bauvolumen dar. Weiterhin wurde die Chipfläche der Halbleiter derart bestimmt, dass im Arbeitspunkt $U_1 = 420 \text{ V}$, $U_2 = 350 \text{ V}$, $P = 12 \text{ kW}$ und bei einer Temperatur des Kühlmediums von $T_i = 90 \text{ }^\circ\text{C}$ ein Wirkungsgrad von $\eta = 99 \%$ erreicht wird. Der Gesamt-Flächenbedarf $A_{\text{Si}, \Sigma}$ ist **Tab. 4.18** zu entnehmen. Ebenfalls finden sich in der Tabelle die Bauteilwerte der Spule L und der Kondensatoren C_1 , C_2 für $\hat{u}_C = 5 \text{ V}$ und $r_L = 50 \%$ und die Bauelemente der Entlastungsnetzwerke C_x und L_x .

Die berechneten Volumina der passiven Bauteile und der weiteren Komponenten der Wandler sind in **Abb. 4.51** gegenübergestellt. Wegen der Verluste der Entlastungsnetzwerke kann mit dem ZCT-QZVT-Konverter die geforderte Effizienz nicht erreicht werden. Gleiches gilt für den Betrieb der ACRP- oder SAZZ-Konverter bei hohen Schaltfrequenzen, so dass die Wandler mit Entlastungsnetzwerken am besten geeignet

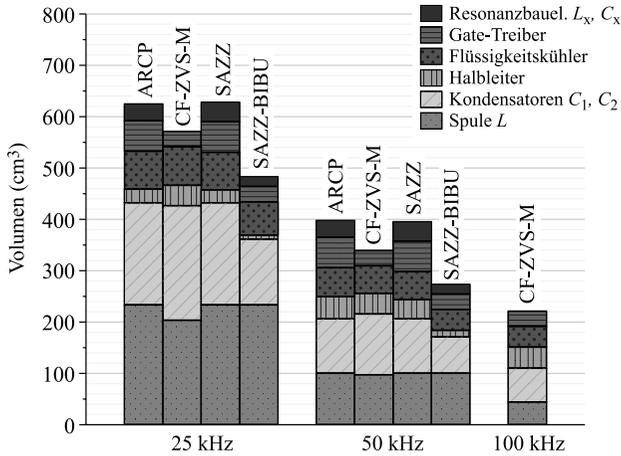


Abb. 4.51: Berechnete Volumina der Komponenten des Wandlers bei unterschiedlicher Schaltfrequenz f_{sw} . Für $f_{sw} \geq 100\text{kHz}$ kann mit den ARCP- und SAZZ-Wandlern die gewünschte Ziel-Effizienz auf Grund der ansteigenden Verluste in den Entlastungsnetzwerken nicht mehr erreicht werden.

sind für niedrige bis moderate Schaltfrequenzen. Mit dem CF-ZVS-M-Konzept dagegen lassen sich auch bei erhöhter Schaltfrequenz effiziente Wandler realisieren, bei gleichzeitig hochkompakter Ausführung.

Erlaubt die Anwendung den Einsatz eines bidirektionalen Tiefsetzstellers anstelle eines bidirektionalen Tiefsetz-Hochsetzstellers, sind lediglich zwei Hauptschalter S_1 , S_2 nötig und das Volumen des Kondensators C_2 fällt bei gleichem Spannungsrippel ebenfalls geringer aus. Beispielhaft sind in **Abb. 4.51** die Daten des bidirektionalen SAZZ-Tiefsetzstellers (SAZZ-BIBU) dargestellt, der in dieser Situation einen Volumenvorteil gegenüber dem CF-ZVS-M-Konverter bietet, jedoch die gleichen Einschränkungen bezüglich maximaler Schaltfrequenz aufweist.

4.6 Pareto-Rand des CF-ZVS-M-Konverters

Die Leistungsfähigkeit einer leistungselektronischen Baugruppe kann mit Hilfe von Performance-Indizes quantifiziert werden. Wichtige Performance-Indizes sind der Wirkungsgrad η , die (Volumen-)Leistungsdichte ρ in kW/l, die relativen Kosten σ in kW/€ und die gravimetrische Leistungsdichte γ in kW/kg [44]. Wünschenswert wäre ein Wandler-Design mit dem sich hohe Werte in allen Bereichen erzielen ließen. In der Realität jedoch laufen die Performance-Indizes einander entgegen und es kann lediglich eine Kompromisslösung umgesetzt werden. Sich auszeichnende Lösungen sind mitunter das effizienteste oder das volumenoptimale Design. Diese Lösungen sowie Kompromisse lassen sich durch geeignete Optimierungsstrategien rechnerisch ermitteln.

Hierzu werden zunächst die Performance-Indizes $p_n, n \in 1..N$ zu einem Vektor von Zielkriterien der Optimierung

$$\vec{p} = (p_1, p_2, \dots, p_N) \quad (4.161)$$

zusammengefasst, z.B. $\vec{p} = (\eta, \rho)$. Diese lassen sich ausgehend von mehreren Design-Konstanten k_i und Design-Parametern x_j ,

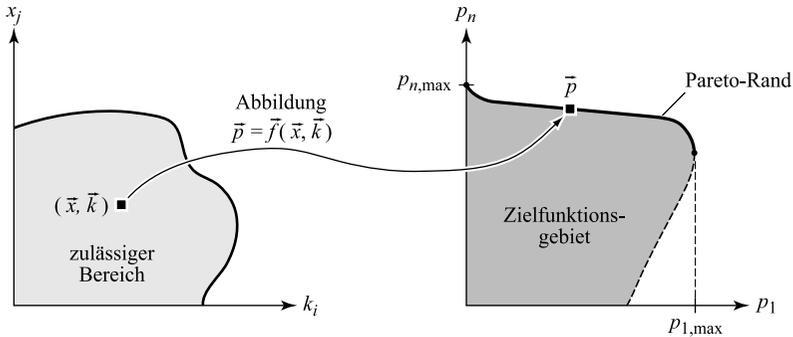
$$\begin{aligned} \vec{k} &= (k_1, k_2, \dots, k_I) \\ \vec{x} &= (x_1, x_2, \dots, x_J), \end{aligned} \quad (4.162)$$

aus der Abbildung durch Zielfunktionen $f_n, n \in 1..N$ bestimmen,

$$\vec{p} = \vec{f}(\vec{x}, \vec{k}) \quad \text{mit} \quad \vec{f} = (f_1, f_2, \dots, f_N) \quad (4.163)$$

Abb. 4.52 veranschaulicht die Abbildungsvorschrift grafisch. Zu den Design-Konstanten zählen Spezifikationen zur Betriebsspannung und Nennleistung aber auch Materialeigenschaften, wie die elektrische Leitfähigkeit oder zulässige magnetische Flussdichte. Die Design-Parameter lassen sich innerhalb eines zulässigen Bereichs frei variieren und bieten Ansatzpunkte für eine Optimierung. Beispiele sind die Schaltfrequenz f_{sw} des Wandlers oder der relative Stromrippel r_L einer Spule. Die Zielfunktionen f_n lassen sich - geeignete Modelle der Einzelkomponenten des Wandlers vorausgesetzt - unmittelbar angeben. Im Falle des Wirkungsgrads (4.156) und der Leistungsdichte (4.160) wurden diese bereits hergeleitet.

Wegen der Vielzahl zu maximierender Zielkriterien p_n spricht man von einem multi-kriteriellen Optimierungsproblem [142]. Eine mögliche Vorgehensweise zur Lösung ist es, die konkurrierenden Ziele durch



Design-Konstanten $\vec{k} = (k_1, k_2, \dots, k_f)$

Performance-Indizes $\vec{p} = (p_1, p_2, \dots, p_N)$

Design-Parameter $\vec{x} = (x_1, x_2, \dots, x_f)$

Abb. 4.52: Abstrahierung des multi-kriteriellen Problems der Optimierung der Performance einer leistungselektronischen Baugruppe durch Abbildung von Design-Parametern und Design-Konstanten in das Zielfunktionsgebiet der Optimierung.

Wichtung mit Gewichtungsfaktoren w_n zu einer gemeinsamen Zielfunktion

$$\tilde{f} = \sum_n w_n f_n(\vec{x}, \vec{k}) \quad \text{mit} \quad \sum_n w_n = 1 \quad (4.164)$$

zusammenzufassen und diese zu maximieren. Abhängig von der Verteilung der Gewichte ergeben sich voneinander abweichende Kompromisslösungen innerhalb des Zielfunktionsgebiets. Es existiert eine ausgezeichnete Menge an Lösungen, für die eine Verbesserung eines Zielfunktionswertes p_n nur noch durch Verschlechterung eines anderen erreicht werden kann. Diese Lösungen liegen auf dem sogenannten pareto-optimalen Rand des Zielfunktionsgebiets (vgl. **Abb. 4.52**) und stellen ein wichtiges Kriterium zur Beurteilung der Grenzen der erreichbaren Performance dar.

Beispielhaft soll im Folgenden der η - ρ -Pareto-Rand der Auslegung des CF-ZVS-M-Konverters hergeleitet werden. Zu Beginn des Kapitels wurden bereits Volumen- und Verlustmodelle von Halbleitern, Induktivitäten und Kondensatoren diskutiert, woraus sich die Zielkriterien $\vec{p} = (\eta, \rho)$ ableiten lassen und sich eine wie oben beschriebene multi-kriterielle Optimierung auf System-Ebene des Wandlers durchführen ließe. Da jedoch bereits eine entsprechende Optimierung auf

Komponenten-Ebene durchgeführt wurde, in der eine optimale Relation des Volumens und der Verluste hergeleitet wurde, ist der η - ρ -Pareto-Rand auf Komponenten-Ebene innerhalb des zulässigen Bereichs von \vec{x} und \vec{k} bereits bekannt. Es kann somit eine vereinfachte Bestimmung des η - ρ -Pareto-Rands auf System-Ebene erfolgen.

Ausgangspunkt der Überlegungen ist die Tatsache, dass ein gegebenes Volumen V des Gesamt-Systems aufgeteilt wird unter den Einzelkomponenten des Wandlers.

$$V = \sum_i V_i = \sum_i \nu_i V \quad (4.165)$$

Ferner ergibt sich eine von der prozentualen Aufteilung ν_i des Volumens auf die Komponenten abhängige Gesamt-Verlustleistung

$$P = \sum_i P_i(\nu_i V) , \quad (4.166)$$

wobei $P_i(V_i)$ die bekannten optimalen Volumen-Verluste-Beziehungen der Einzelkomponenten bezeichnen. Die prozentualen Volumenanteile ν_i und die Schaltfrequenz f_{sw} werden als verbleibende freie Design-Parameter angesehen. Es existiert eine optimale Volumenaufteilung $\vec{\nu}_{opt}$ bei der minimale Gesamt-Verluste P vorliegen. Aus der Variation der Schaltfrequenz unter Beachtung von $\vec{\nu}_{opt}$ folgt die pareto-optimale Volumen-Verluste-Beziehung und der η - ρ -Pareto-Rand des Wandlers.

Im konkreten Fall des CF-ZVS-M-Konverters lassen sich die Einzelkomponenten in zwei Untergruppen gliedern. Komponenten, die eine ausgeprägte Beziehung $P_i(V_i)$ aufweisen und Komponenten mit geringer gegenseitiger Kopplung dieser Größen, so dass deren Verluste und Volumina als konstant angenommen werden können. Die Halbleiter mit zugehörigem Volumen V_S durch Packaging und Anteil am Flüssigkeitskühler sowie die Spule L sind dabei der ersten Untergruppe zuzuordnen.

Das Volumen der Kondensatoren C_1 und C_2 wird maßgeblich bestimmt durch die zulässige Amplitude der Rippelspannung bzw. durch die Strombelastung. Gleichzeitig fallen die Verluste $P_{C1} + P_{C2}$ im Vergleich zu den Verlusten von Halbleitern und der Spule L gering aus und es liegt lediglich eine geringe Sensitivität der Wandler-Effizienz η gegenüber dem Kondensatorvolumen vor. Aus diesen Gründen können P_{C1} , P_{C2} , V_{C1} und V_{C2} für eine gegebene Schaltfrequenz als konstant angenommen werden. Weitere konstante Beiträge zu Verluste und Volumen liefern die Gate-Treiber und Steuer- und Regeleinrichtungen. Somit

lassen sich die konstanten Volumina für eine definierte Schaltfrequenz angeben mit

$$V_{\text{const}} = V_{C1} + V_{C2} + V_{GD} + V_{\text{control}} \quad (4.167)$$

und die konstanten Beiträge zu den Verlusten mit

$$P_{\text{const}} = P_{C1} + P_{C2} + P_{\text{control}} . \quad (4.168)$$

Die variablen Verluste berechnen sich zu

$$P_{\text{var}}(V_{\text{var}}) = P_S (V_S') + P_L (V_L') , \quad (4.169)$$

wobei

$$\begin{aligned} V_{\text{var}} &= V_S' + V_L' = \\ &= (V_S + V_{CP,S}) + (V_L + V_{CP,L}) = \\ &= \frac{V}{1 + f_{\text{pack}}} - V_{\text{const}} . \end{aligned} \quad (4.170)$$

Zusammengefasst resultiert

$$\begin{aligned} P(V) &= P_{\text{var}}(V_{\text{var}}) + P_{\text{const}} = \\ &= P_S (\nu_S V_{\text{var}}) + P_L (\nu_L V_{\text{var}}) + P_{\text{const}} . \end{aligned} \quad (4.171)$$

In (4.171) sind $\nu_S = [0..1]$, $\nu_L = 1 - \nu_S$ die prozentualen Anteile am Volumen V_{var} und die optimale Volumenaufteilung $\nu_{S,\text{opt}}$, $\nu_{L,\text{opt}}$ kann durch Minimierung der Verluste P ermittelt werden. Aus (4.171) lässt sich die Beziehung zwischen den Performance-Indizes ableiten.

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{max}} + P(V)} = \\ &= \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{max}} + P_S \left(\nu_{S,\text{opt}} \cdot \left(\frac{P_{\text{max}}}{(1 + f_{\text{pack}})\rho} - V_{\text{const}} \right) \right) + \\ &\quad + P_L \left(\nu_{L,\text{opt}} \cdot \left(\frac{P_{\text{max}}}{(1 + f_{\text{pack}})\rho} - V_{\text{const}} \right) \right) + P_{\text{const}} } \end{aligned} \quad (4.172)$$

Den η - ρ -Pareto-Rand (4.172) des CF-ZVS-M-Konverters für den Worst-Case-Arbeitspunkt $U_1 = U_{\text{max}} = 450 \text{ V}$, $U_2 = U_1/2 = 225 \text{ V}$ und $I_2 = I_{\text{max}} = 45 \text{ A}$ und ST STY112N65M5 MOSFETs zeigt **Abb. 4.53**. Ebenfalls der Abbildung zu entnehmen ist der Kompromiss zwischen ρ und η bei einer Schaltfrequenz von $f_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$ mit Kurvenparameter

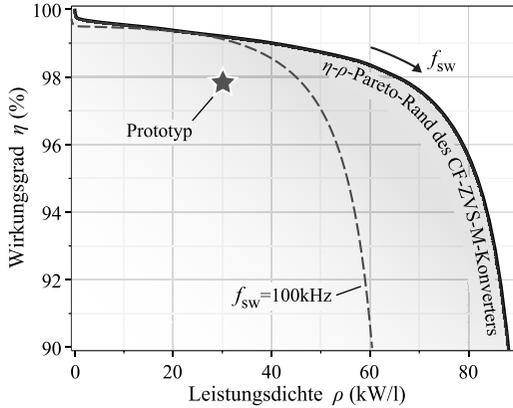


Abb. 4.53: η - ρ -Pareto-Rand des CF-ZVS-M-Konverters. Die Kurven zeigen das erreichbare Performance-Limit des Wandlers in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz f_{sw} . Die Markierung kennzeichnet die Performance des in Abschnitt 5.4 beschriebenen Wandler-Prototypen.

ν_S und die Performance des 100kHz-CF-ZVS-Wandler-Prototyps. Es ist ersichtlich, dass sich durch Einsatz von Super-Junction MOSFETs die Performance des Wandlers weiter steigern ließe.

Es ist anzumerken, dass im Falle einer forcierten Luftkühlung des Wandlers mit steigender Schaltfrequenz ein erneuter Rückgang der Leistungsdichte zu erwarten wäre. Ursache hierfür wäre der Bedarf nach einem größeren Kühler Volumen um die zunehmenden Hochfrequenzverluste der Spule und Ansteuerungsverluste der Schalter abzuführen. Im Gegensatz dazu weist der den Berechnungen zu Grunde gelegte Flüssigkeitskühler auch bei geringem Eigenvolumen die Fähigkeit auf, hohe Wärmemengen abführen zu können - jedoch verbunden mit steigenden Anforderungen an die Kühlmittelpumpe (zusätzliche Verluste) und den Wärmetauscher (zusätzliches Volumen). Diese zusätzlichen Verluste in der Pumpe und das zusätzliche Volumen des Wärmetauschers würden in der Realität vergleichbar zur forcierten Luftkühlung zu einem Rückgang der Leistungsdichte mit steigender Schaltfrequenz führen, sind jedoch nicht Gegenstand der vorliegenden Untersuchungen.

4.7 Zusammenfassung

Basierend auf den Modellen der Leitverluste und frequenzabhängigen Verluste des MOSFET kann ein Bewertungskriterium (Figure of Merit) zur Beurteilung von Bauteilen unterschiedlicher Hersteller abgeleitet werden. Ein Super-Junction-MOSFET des Herstellers ST bietet den besten Trade-Off zwischen Verlusten und Kosten. Die Analyse beinhaltet weiterhin die Temperatur- und Stromabhängigkeit der Verluste und sowie eine Abschätzung des zu erwarteten Bauvolumens der Halbleiter.

Durch Beschreibung der Kernverluste, die die Auswirkung einer nicht sinusförmigen Flussdichte und der DC-Aussteuerung des Kernmaterials beinhaltet, können amorphe und nanokristalline Kernmaterialien und Ferrite verglichen werden. Das Ferrit-Material N87 eignet sich besonders für die gewünschte Anwendung bei hohen Frequenzen. Als optimale Kerngeometrie wurde durch Optimierung eine Bauform mit zwei aneinander gereihten EE-Kernen identifiziert und ein präzises Reluktanzmodell lässt die exakte Bestimmung der erforderlichen Luftspatllänge der Anordnung zu. Eine Wicklung aus Hochfrequenz-Litze stellt die für den Einsatzzweck am besten geeignete Lösung dar. Durch die analytischen Modelle, die anhand von FEM-Simulationen und Messungen verifiziert wurden, lassen sich die Skin- und Proximity-Verluste der Wicklung und die Verluste durch das Streufeld des Luftspalts detailliert bestimmen und die optimale Windungszahl sowie die Beziehung zwischen Verlusten und Bauvolumen der Spule ableiten.

Darüber hinaus wurden die Verluste und das Volumen von sättigbaren Drosselspulen, wie sie in Entlastungsnetzwerken Verwendung finden, und Kondensatoren beschrieben. Die thermische Modellierung der Halbleiter und des Flüssigkeitskühlers dient der Auslegung des Kühlsystems des Wandlers. Insbesondere wurde der thermische Widerstand des Flüssigkeitskühlers als Funktion der Geometrie, des Massenstroms des Kühlmediums und der eingesetzten Kühlfläche bestimmt und durch FEM-Simulationen bestätigt.

Ein Topologien-Vergleich basierend auf den Modellen und auf einer Optimierung der für die Halbleiter einzusetzenden Chipfläche bestätigt die ausgezeichnete Eignung des CF-ZVS-M-Prinzips für die Realisierung von hochkompakten Wandlern mit hoher Schaltfrequenz. Die Pareto-Front zwischen Leistungsdichte und Wirkungsgrad des CF-ZVS-M-Konverters zeigt die maximal erreichbare Performance des Wandlers und die Grenzen der eingesetzten Technologien auf.

5

Mehrphasiger CF-ZVS-M Buck+Boost Konverter

Die Unterteilung eines Wandlers in mehrere parallel geschaltete Teileinheiten (Phasen) geringerer Leistung hat diverse Vorteile. Zum einen wird durch die Modularisierung eine Reduktion der Strombelastung der Komponenten wie Halbleiter, Spulen oder Kondensatoren erreicht. Dadurch vereinfacht sich die Aufbautechnik der Teileinheiten. Unter Umständen können Aufbaukonzepte, wie beispielsweise Leiterplatten angewandt werden, die für eine hohe Strombelastung andernfalls ungeeignet wären. Durch die niedrigere Strombelastung fallen die Verluste pro Einzelkomponente, was vorteilhaft ist für die Konzeption der Kühleinrichtungen.

Zum anderen ergibt sich für einen Wandler geringerer Leistung generell ein kompakterer Aufbau, d.h. die Ausmaße der Komponenten, die Längen der Verbindungswege zwischen den Komponenten und auch die Chipfläche der Halbleiter nehmen ab. Dies hat den Vorteil, dass sich gleichzeitig die Werte von parasitären Induktivitäten oder Kapazitäten verringern, die sich negativ auf das Schaltverhalten des Wandlers auswirken. Bei Modularisierung kann daher in der Regel eine höhere Schaltfrequenz gewählt werden, die einem geringen Bauvolumen der passiven Komponenten zuträglich ist.

Ebenfalls kann bei mehrphasigen Wandlern durch phasenverschobene Ansteuerung der Wandlereinheiten eine effektiv höhere Schaltfrequenz erzielt werden, wie in Abschnitt 5.1 noch detaillierter erörtert wird. Als weiterer Vorteil kann die Schaffung von Redundanz angesehen werden. Bei geeignetem Aufbau und geeigneter Regelung kann der Wandler bei Ausfall einer Teileinheit bei reduzierter Leistung wei-

ter betrieben werden. Bei Fahrzeugen mit rein elektrischem Antrieb wie Brennstoffzellenfahrzeugen oder Serienhybriden kann das Fahrzeug ggf. noch bis zur nächsten Werkstatt bewegt werden. Neben Redundanz wird durch die Mehrphasigkeit auch die Freiheit geschaffen, im Teillastbetrieb einzelne Phasen zur Steigerung der Gesamteffizienz des Wandlers gezielt abzuschalten. Ein entsprechendes Verfahren wird in Abschnitt 5.5 vorgestellt.

Als nachteilig ist die mit der Phasenzahl steigende Gesamtanzahl an Bauelementen, Ansteuerschaltungen und ggf. Messeinrichtungen anzuführen sowie der damit verbundene Anstieg der Kosten und der Ausfallwahrscheinlichkeit. Darüber hinaus ist die Regelung eines mehrphasigen Wandlers anspruchsvoller. Im Automobilbereich finden sich in der Leistungsklasse bis 100 kW deswegen meist Systeme mit geringer Phasenzahl [23], z.B. drei Phasen [31] oder vier Phasen [143] aber auch mit bis zu 12 Phasen [91]. Für niedrigere Leistungen und Spannungen wird an Wandlern mit bis zu 36 Phasen geforscht [144]. Weitere Probleme bereitet eine ungleichmäßige Stromaufteilung zwischen den Phasen, für die Fertigungstoleranzen der Bauelemente und Abweichungen im Tastgrad verantwortlich sind (vgl. Abschnitt 5.6 und Abschnitt 5.7).

5.1 Phasenverschobene Ansteuerung

Abb. 5.1 zeigt die Parallelschaltung von Phasen eines mehrphasigen CF-ZVS-M-Konverters an die gemeinsamen Kondensatoren C_1 und C_2 . Im Folgenden wird zunächst von einem Leistungstransfer von Seite 1 zu Seite 2 des Wandlers ausgegangen und C_1 als Eingangskondensator und C_2 als Ausgangskondensator bezeichnet. Weiterhin wird angenommen, dass alle N_Σ Phasen des Wandlers gleichzeitig betrieben werden, also dass die Anzahl der aktiven Phasen N der Gesamtphasenzahl des Wandlers entspricht ($N = N_\Sigma$), dass die Phasen identisch sind in ihrem Aufbau und ihren elektrischen Spezifikationen und dass die Schalter S_i der Phasen mit den gleichen Tastgraden D_i bei gleicher Schaltperiodendauer T_p angesteuert werden und dass die Gesamtleistung P des Wandlers sich zu gleichen Teilen auf die Phasen aufteilt. In diesem Fall gilt für die Ausgangsleistungen und Lastströme der Phasen

$$\begin{aligned} P_{2,n} &= \frac{1}{N} P_2 \\ I_{2,n} &= \frac{1}{N} I_2 , \end{aligned} \tag{5.1}$$

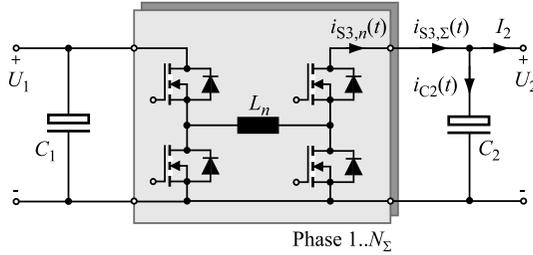


Abb. 5.1: Konzept zur Verbindung von N Wandlerphasen durch Parallelschaltung der Phasen an den gemeinsamen Kondensatoren C_1 und C_2 .

mit $n \in 1..N$ als Index zur Bezeichnung der Phasen. Bei der Parallelschaltung gemäß **Abb. 5.1** addieren sich außerdem die Ausgangsströme der Phasen (Ströme durch die Schalter S_3) zu einem Gesamtstrom

$$i_{S3,\Sigma}(t) = \sum_{n=1}^N i_{S3,n}(t) \quad (5.2)$$

und unter der Annahme eines konstanten Laststroms I_2 , d.h. bei Vernachlässigung des Ausgangsstromrippels, lässt sich der Strom im Kondensator C_2 mit

$$i_{C2}(t) = i_{S3,\Sigma}(t) - I_2 \quad (5.3)$$

berechnen. Unter diesen Vorgaben sind für die Ansteuerung der Phasen zwei grundlegende Vorgehensweisen denkbar. Einerseits kann die Ansteuerung synchron erfolgen, d.h. die Schaltperioden der Phasen beginnen zum gleichen Zeitpunkt. Dann addieren sich die Ausgangsströme phasengleich, es gilt $i_{S3,n}(t) = 1/N \cdot i_{S3,\Sigma}(t)$ und der Gesamtstrom $i_{S3,\Sigma}(t)$ weist einen periodischen Verlauf mit gleicher Periodendauer wie die Schaltperiodendauer T_p der Phasen auf. Andererseits kann die Ansteuerung phasenverschoben, üblich unter den Phasenwinkeln

$$\varphi_n = \frac{n-1}{N} \cdot 2\pi \quad \text{mit } n \in [1..N] \quad (5.4)$$

erfolgen. Wie aus der Prinzipdarstellung **Abb. 5.2** ersichtlich ist, resultiert für die sich überlagernden Größen, z.B. den Gesamtstrom $i_{S3,\Sigma}(t)$, eine effektiv kürzere Periodendauer T_p/N . Ferner ist im Gegensatz zur

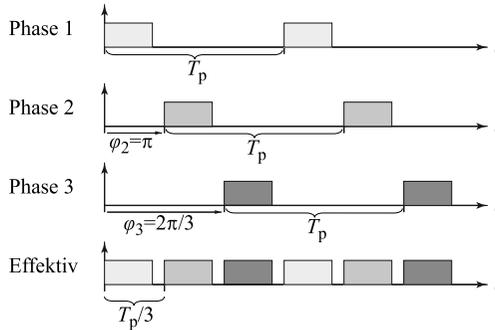


Abb. 5.2: Phasenverschobene Ansteuerung von drei Wandlern mit gleichem Tastgrad. Durch die Phasenverschiebung entspricht die an den Eingangs- und Ausgangskondensatoren wirksame Frequenz der dreifachen Taktfrequenz.

synchronen Ansteuerung $i_{S3,n}(t) \neq 1/N \cdot i_{S3,\Sigma}(t)$. Es ist offensichtlich, dass eine phasenverschobene Ansteuerung – das sogenannte *Interleaving* – vorteilhaft ist wegen der ebenfalls höheren Frequenz des Stroms $i_{C2}(t)$ im Ausgangskondensator C_2 . So verringert sich entweder die Rippelspannung \hat{u}_{C2} an C_2 oder es kann alternativ der Wert der Kapazität C_2 reduziert werden. Mehrphasigkeit bei phasenverschobener Ansteuerung kann sich somit positiv auf das Gesamtvolumen eines Wandlers auswirken¹. Weiterhin sind die geringeren Kapazitätswerte der Dynamik des Wandlers zuträglich [145] und es sinken die Effektivwerte der Kondensatorströme. Abhängig vom Modulationsverfahren und vom Arbeitspunkt ist im Idealfall selbst eine Auslöschung der Rippelgrößen denkbar.

Im allgemeinen Fall ist die Auswirkung einer phasenverschobenen Ansteuerung auf die Rippelspannung \hat{u}_{C2} und den Stromeffektivwert $I_{C2,rms}$ in höchstem Maße vom Zeitverlauf der Ausgangsströme der Phasen $i_{S3,n}(t)$ abhängig und nicht immer offensichtlich. Beispiele der Auswirkung der phasenverschobenen Ansteuerung von zwei Phasen bei Zeitverläufen des Kondensatorstroms $i_{C2}(t)$, die typisch bei Gleichspannungswandlern vorliegen, zeigt **Abb. 5.3**.

¹ Voraussetzung für eine Reduktion des Gesamtvolumens ist, dass der Volumenvorteil durch Einsparungen im Bauvolumen der Ein- und Ausgangsfilter größer ist als das durch die Mehrphasigkeit bedingte zusätzliche Volumen, z.B. das Volumen von zusätzlichen Ansteuerschaltungen oder Messeinrichtungen (vgl. Abschnitt 5.3).

Bei rechteckförmigem Verlauf des Stroms $i_{C_2}(t)$, wie er im Ausgangskondensator eines Hochsetzstellers im CCM-Betrieb vorliegt, oder bei dreieckförmigem Verlauf, wie er im Ausgangskondensator eines Tiefsetzstellers im CCM-Betrieb vorliegt, resultiert bei einem Tastgrad von 50% und phasenverschobener Ansteuerung eine Auslöschung des Stromrippels. Im Gegensatz dazu tritt diese Auslöschung bei einem sägezahnförmigen Verlauf, wie er bei im DCM-Betrieb betriebenen Wandlern vorliegt, nicht ein. Vielmehr nimmt in diesem Fall, wie der Abbildung zu entnehmen ist, die dem Kondensator zugeführte Ladung ΔQ_{C_2} und somit die Rippelspannung $\hat{u}_{C_2} = \Delta Q_{C_2}/2C_2$ mit steigendem Tastgrad zunächst zu und geht bei hohem Tastgrad wieder leicht zurück. Ursächlich ist die Überschneidung der Phasenströme $i_{S_{3,n}}(t)$ ab einem Tastgrad von 50%.

5.1.1 Herkömmliche Modulationsverfahren

Die analytische Beschreibung der Rippelspannung \hat{u}_{C_2} und der Strombelastung $I_{C_2,\text{rms}}$ in Abhängigkeit der Phasenzahl N und des Arbeitspunkts sind wichtig für die Auslegung des Kondensators C_2 . Die Rippelspannung kann aus der dem Kondensator pro effektiver Schaltperiode T_p/N zugeführten Ladung ΔQ_{C_2} bestimmt werden (positive Stromzeitflächen in **Abb. 5.3**). Das Feststellen der Integrationsgrenzen bedarf einer Fallunterscheidung, die die Phasenzahl N und den Tastgrad D berücksichtigt. Ein alternativer Rechenweg ist die Integration über den Betrag des Kondensatorstroms

$$\hat{u}_{C_2} \approx \frac{\Delta Q_{C_2}}{2C_2} = \frac{1}{4C_2} \int_{t=0}^{T_p/N} |i_{C_2}(t)| dt. \quad (5.5)$$

Die Integration über die quadratische Zeitfunktion liefert den Effektivwert

$$I_{C_2,\text{rms}} = \sqrt{\frac{N}{T_p} \int_{t=0}^{T_p/N} (i_{C_2}(t))^2 dt}. \quad (5.6)$$

In der Literatur [146, 147] finden sich Lösungsansätze bzw. Lösungen von \hat{u}_{C_2} und $I_{C_2,\text{rms}}$ für gegebene Phasenzahlen von rechteck- und dreieckförmigen Stromverläufen².

² Gemäß einer im Jahr 2010 durchgeführten Literaturrecherche wurde einem sägezahnförmigen Verlauf bisher keine Beachtung geschenkt. Ein derartiger Stromverlauf kann jedoch beim CF-ZVS-M-Konverter vorliegen, so dass eine genaue Analyse notwendig wird.

Eine analytische Berechnung liefert die nachstehenden Lösungen der Kondensatorladung und des Stromeffektivwerts. Bei der Herleitung wurde angenommen, dass sich der Laststrom I_2 zu gleichen Teilen auf die N Phasen aufteilt und dass die Amplitude des Stromrippels bei dreieckförmigem und sägezahnförmigem Verlauf eine Funktion des Tastgrads D ist. In den Formeln bezeichnet $\lfloor x \rfloor$ die Abrundungsfunktion, die dem Argument x die nächstkleinere ganze Zahl zuordnet. Die Ergebnisse sind in **Abb. 5.4** in normierter Form dargestellt.

Dreieckförmiger Stromverlauf

$$\Delta Q_{C2,\text{tria}} = \frac{1}{2} \left(D - \frac{n}{N} \right) \left(\frac{n+1}{N} - D \right) \quad \text{mit } n = \lfloor DN \rfloor \quad (5.7)$$

$$I_{C2,\text{rms,tria}} = \frac{2}{3} \sqrt{3} \left(D - \frac{n}{N} \right) (1 + n - DN) \quad \text{mit } n = \lfloor DN \rfloor \quad (5.8)$$

Rechteckförmiger Stromverlauf

$$\Delta Q_{C2,\text{rect}} = \frac{1}{2} \left(D - \frac{n}{N} \right) \left(\frac{n+1}{N} - D \right) \quad \text{mit } n = \lfloor DN \rfloor \quad (5.9)$$

$$I_{C2,\text{rms,rect}} = \sqrt{\left(D - \frac{n}{N} \right) \left(\frac{n+1}{N} - D \right)} \quad \text{mit } n = \lfloor DN \rfloor \quad (5.10)$$

Sägezahnförmiger Stromverlauf

$$\Delta Q_{C2,\text{saw}} = \frac{1}{8N^3 D} \left(m\sqrt{n} - 2\sqrt{n}DN + \frac{1}{\sqrt{n}}D^2N^2 \right)^2$$

$$\text{mit } n = \left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4N^2 D^2} \right\rfloor \quad (5.11)$$

$$m = 1 + 2 \lfloor DN \rfloor - \left\lfloor \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4N^2 D^2} \right\rfloor$$

$$I_{C2,\text{rms,saw}} = \sqrt{\frac{(2n+1)D}{3N} - \frac{D^2}{4} + \frac{(n+1)^2 n^2}{12N^4 D^2} - \frac{(n+1)n}{2N^2}} \quad (5.12)$$

$$\text{mit } n = \lfloor DN \rfloor$$

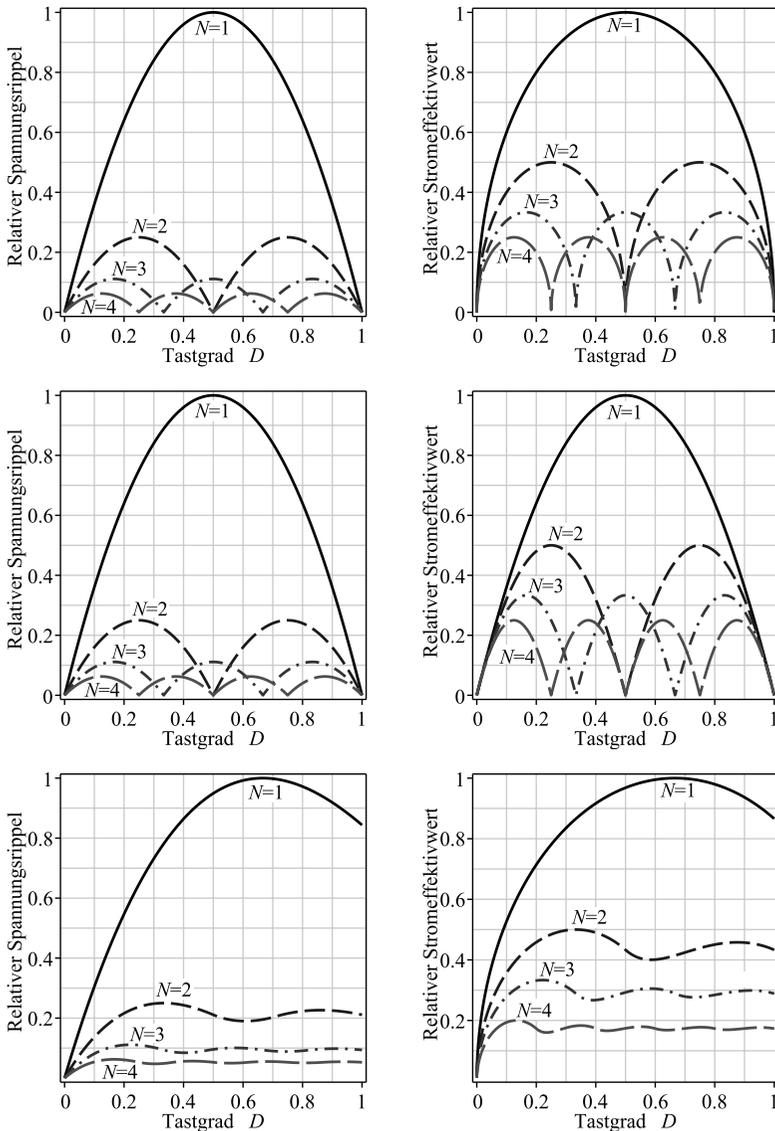


Abb. 5.4: Relativer Spannungsrippel und Stromeffektivwert am Kondensator eines mehrphasigen Wandlers für rechteck- (oben), dreieck- (Mitte) und sägezahnförmigem (unten) Verlauf des Phasenstroms.

Durch Ableiten nach D lassen sich die Maxima der Funktionen bestimmen. Diese werden bei rechteck- und dreieckförmigen Zeitverläufen für $D < 1/N$ bei $D = 1/(2N)$ erreicht und beim sägezahnförmigen Zeitverlauf bei $D = 2/(3N)$. Bezogen auf einen einphasigen Wandler weisen die Maxima für alle Zeitverläufe die folgenden Proportionalitäten auf

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C2,\max} &\sim \frac{1}{N^2} , \\ I_{C2,\text{rms},\max} &\sim \frac{1}{N} . \end{aligned} \quad (5.13)$$

5.1.2 CF-ZVS-M

Ein Beispiel des im Ausgangskondensator des CF-ZVS-M-Konverters vorliegenden Stroms, dessen zeitlicher Verlauf eine Mischform zwischen einem rechteck- und einem sägezahnförmigen Verlauf annimmt, zeigt **Abb. 5.5**. Ebenfalls in der Abbildung dargestellt ist der resultierende Gesamtstrom beim phasenverschobenen Betrieb von drei Wandlerphasen im gleichen Arbeitspunkt. Mit dem CF-ZVS-M-Verfahren hat dieser eine Komplexität erreicht, die es nicht mehr erlaubt eine einfache geschlossene analytische Lösung für ΔQ_{C2} und $I_{C2,\text{rms}}$ anzugeben. Jedoch kann durch numerische Rechnung gezeigt werden, dass die Skalierungsgesetze (5.13) auch beim CF-ZVS-M-Verfahren approximativ zutreffen.

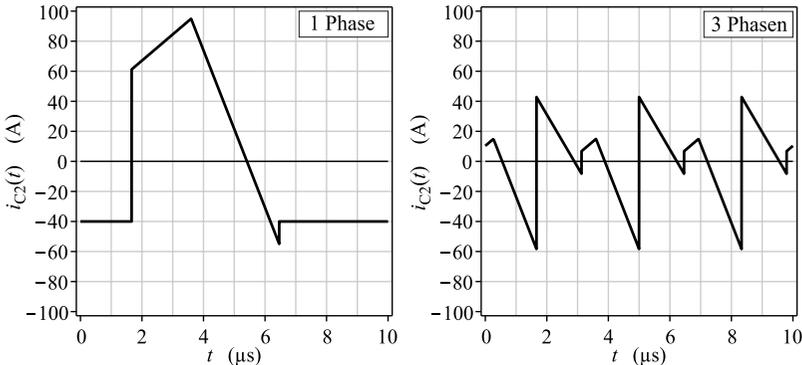


Abb. 5.5: Zeitverlauf des Stroms im Ausgangskondensator eines einzelnen 12kW-CF-ZVS-M-Konverters im Arbeitspunkt $U_1 = 400\text{ V}$, $U_2 = 300\text{ V}$, $P = 12\text{ kW}$ (links) und bei phasenverschobener Ansteuerung von drei Wandlern, jeweils im gleichen Arbeitspunkt (rechts).

5.2 Auslegung des Filters

Wie im vorherigen Abschnitt dargestellt, kann durch Mehrphasigkeit in Verbindung mit phasenverschobener Ansteuerung erreicht werden, dass die dem Ausgangskondensator zugeführte Ladung ΔQ_{C_2} , die proportional ist zur Amplitude des Spannungsrippels, im Idealfall mindestens um den Faktor $1/N^2$ gesenkt werden kann. Dies reduziert die Volumina der Kondensatoren oder eines mehrstufigen Filters zur Reduktion des Spannungsrippels. Allerdings müssen bei der Auslegung des mehrstufigen Filters weitere Aspekte berücksichtigt werden.

Zum einen ergibt sich bei Mehrphasigkeit mit Phasenzahl N_{Σ} nur dann ein Vorteil in der Baugröße des Filters, wenn zu jedem Zeitpunkt mehr als eine einzelne Phase betrieben wird ($N > 1$). Ggf. wird jedoch bei mehrphasigen Wandlern ein so genanntes Phase-Shedding angewandt, d.h. ein Abschalten von Phasen u.U. bis herab zu $N = 1$, um den Teillastwirkungsgrad zu erhöhen (vgl. Abschnitt 5.5). Es muss somit ein Kompromiss zwischen dem Vorteil des phasenverschobenen Betriebs (kleineres Filterbauvolumen) und dem des Phase-Shedding (bessere Effizienz) getroffen und bei der Auslegung des Filters entsprechend berücksichtigt werden.

Zum anderen sind die Kondensatoren C_1 und C_2 niederinduktiv an die Schalter der Halbbrücken anzubinden, damit die durch die Stromänderung beim Schalten der Halbbrücke an der parasitären Induktivität des Kreises induzierte Spannung minimiert und somit eine Überspannung am sperrenden Schalter der Brücke vermieden wird. Durch einen einzelnen, von den Wandlerphasen gemeinsam genutzten Kondensator, würde sich die parasitäre Induktivität ungewollt erhöhen. Abhilfe schafft die Unterteilung der erforderlichen Gesamtkapazität in Einzelkondensatoren, die ortsnah an den Halbbrücken positioniert werden.

Bei der Realisierung des in Abschnitt 5.4 beschriebenen Labormusters wurde aus fertigungstechnischen Gesichtspunkten und wegen der universelleren Einsetzbarkeit ein Aufbau aus unabhängigen Wandlerphasen gewählt, die auch für einen eigenständigen Betrieb geeignet sind. Bei der Parallelschaltung derartiger Einheiten wird durch die Verkabelung zwischen mehreren der Kondensatoren C_1 oder C_2 eine zusätzliche parasitäre Induktivität eingefügt. Bei phasenverschobener Ansteuerung ist wegen der Angleichung der Spannungen an den Kondensatoren bei kleinem Wert der parasitären Zuleitungsinduktivität mit hochfrequenten Ausgleichsströmen hoher Amplitude zu rechnen.

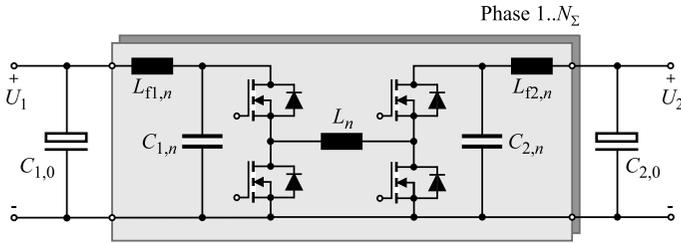


Abb. 5.6: Konzept zur Verbindung von N unabhängigen Wandlereinheiten durch Parallelschaltung der Phasen mittels CLC -Filter.

Aus den zuvor genannten Gründen – Notwendigkeit einer niederinduktiven Anbindung der Kondensatoren C_1 und C_2 und Aufbau aus unabhängigen Wandlereinheiten – wurde die in **Abb. 5.6** dargestellte Filterstruktur gewählt, in der zusätzliche Induktivitäten L_f die Ausgleichsströme begrenzen³. Gleichzeitig sorgt die höhere Ordnung des Filters für eine gute Dämpfung der schaltfrequenten Anteile des Spannungsrippels.

5.2.1 Übertragungsfunktionen des Filters

Um die Bauelemente des Filters unter gegebenen Anforderungen an die zulässige Amplitude der Rippelspannung zu dimensionieren, sind die Übertragungsfunktionen des Filters notwendig. Für eine Herleitung der Übertragungsfunktionen für eine beliebige Phasenzahl N_Σ kann die Anordnung aus **Abb. 5.6** durch Ersatzschaltbilder vereinfacht werden.

In einem ersten Schritt werden die Phasen durch Stromquellen $i_{S3,n}$ modelliert, die auf der Seite 2 des Wandlers den Strömen durch die Schalter S_3 entsprechen und die Last durch eine Gleichstromquelle (vgl. **Abb. 5.7**). Diese Vereinfachung setzt voraus, dass die Spannungen an den Kondensatoren als annähernd konstant angenommen werden können, und ist bei einer Auslegung für einen relativen Spannungsripple $\lesssim 10\%$ in der Regel zulässig.

³Bei Wandlern, die eine höhere Phasenzahl aufweisen, ist hinsichtlich einer Kompromisslösung zwischen Reduktion der Ripplegrößen und Phase-Shedding ein Zusammenfassen mehrerer Phasen zu Gruppen sinnvoll. Beispielsweise kann ein 6-phasiger Wandler in drei Gruppen mit je zwei um 180° phasenverschoben betriebenen Phasen unterteilt werden, die gemeinsame Kondensatoren C_1 und C_2 aufweisen. Ein Phase-Shedding erfolgt dann für die Gruppen.

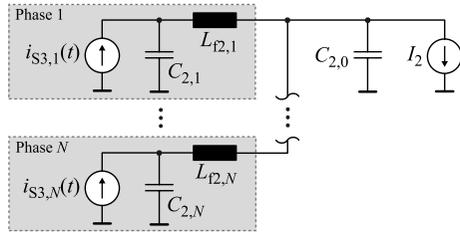


Abb. 5.7: Modellierung des Leistungsteils der Phasen und der Last des Wandlers durch Stromquellen.

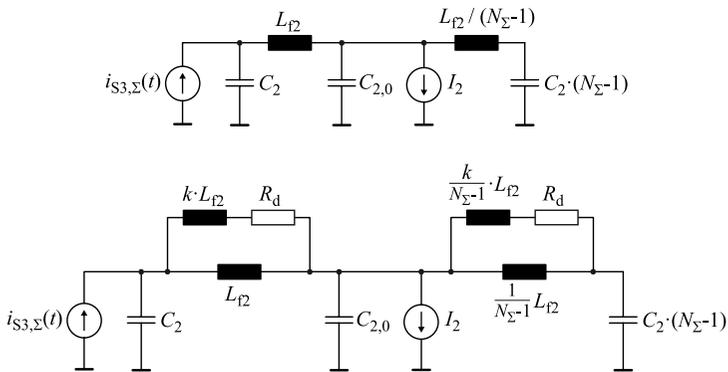


Abb. 5.8: Zusammenfassen der Stromquellen mittels Superposition (oben) und Einfügen von Dämpfungspfaden (unten).

In einem zweiten Schritt lassen sich die Ströme $i_{S3,n}(t)$ der Phasen mittels Superposition in eine einzelne Quelle

$$i_{S3}(t) = \sum_{n=1}^{N_\Sigma} i_{S3,n}(t) \quad (5.14)$$

überführen. Ebenfalls können $N_\Sigma - 1$ der Filterinduktivitäten und Kondensatoren $C_{2,n}$ zu konzentrierten Elementen zusammengefasst werden. Das resultierende resultierende Ersatzschaltbild ist in **Abb. 5.8** dargestellt. Ebenfalls in der Abbildung dargestellt ist die Erweiterung der Filterstruktur durch den Filterinduktivitäten parallel geschaltete Dämpfungszweige mit Induktivitäten $k \cdot L_{f2}$ und Dämpfungswiderständen R_d . Eine Bedämpfung ist typisch erforderlich, da andernfalls an der Reso-

nanzfrequenz des Filters konjugiert komplexe Polstellen und Nullstellen in der rechten Halbebene der Übertragungsfunktion der Regelstrecke des Wandlers eingebracht werden, die zu Instabilitäten der Regelung führen, falls die Resonanzfrequenz unter der Durchtrittsfrequenz der Schleifenverstärkung des Reglers liegt [55]. Die Wahl des Verhältnisses k zwischen dem Wert der Induktivität im Hauptstrompfad und im Dämpfungszweig ist ein Kompromiss zwischen besserer Bedämpfung des Filters (großes k) und besserer Dämpfungswirkung des Filters bei hohen Frequenzen (kleines k).

Anhand des Ersatzschaltbilds lassen sich die Übertragungsfunktionen des gedämpften mehrstufigen Filters angeben. Für einen Wert von $k = 1$ und mit $C' = N_{\Sigma}C_2 + C_{2,0}$ erhält man als Übertragungsfunktion zwischen Strom $I_{S3,\Sigma}(s)$ und Spannung am Kondensator $C_{2,0}$

$$G_{UC20} = \frac{2L_{f2}s + R_d}{(L_{f2}^2 C_2 C_{2,0} s^3 + L_{f2} C_2 C_{2,0} s^2 + 2L_{f2} C' s + C' R_d) \cdot s}, \quad (5.15)$$

als Übertragungsfunktion zwischen $I_{S3,\Sigma}(s)$ und dem Strom im Kondensator $C_{2,0}$

$$G_{IC20} = \frac{(2L_{f2}s + R_d)C_{20}}{L_{f2}^2 C_2 C_{2,0} s^3 + L_{f2} C_2 C_{2,0} s^2 + 2L_{f2} C' s + C' R_d}, \quad (5.16)$$

als Übertragungsfunktion zwischen $I_{S3,\Sigma}(s)$ und dem Strom in den Filterinduktivitäten $L_{f2,n}$

$$G_{ILf} = \frac{(2sL_{f2} + R_d) \left(\begin{array}{c} sL_{f2}(R_d C_2 C_{2,0} s + 2C' - 2C_2) + \\ + L_{f2}^2 C_2 C_{2,0} s^3 + R_d(C' - C_2) \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{c} sL_{f2}(R_d C_2 C_{2,0} s + 2C') + \\ + L_{f2}^2 C_2 C_{2,0} s^3 + R_d C' \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} sL_{f2}(R_d C_2 s + 2) + \\ + L_{f2}^2 C_2 s^3 + R_d \end{array} \right)}, \quad (5.17)$$

und als Übertragungsfunktion zwischen $I_{S3,\Sigma}(s)$ und der Spannung an den Kondensatoren $C_{2,n}$

$$G_{UC2n} = \frac{s^6 L_{f2}^4 C_2 C_{2,0} + s^2 L_{f2}^2 (R_d^2 C_2 C_{2,0} s^2 + 3R_d C' s + 4) + 2s^4 L_{f2}^3 (R_d C_2 C_{2,0} s + C') + sL_{f2} (R_d^2 C' s + 4R_d) + R_d^2}{\left(\begin{array}{c} sL_{f2}(R_d C_2 C_{2,0} s + 2C') + \\ + L_{f2}^2 C_2 C_{2,0} s^3 + R_d C' \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} sL_{f2}(R_d C_2 s + 2) + \\ + L_{f2}^2 C_2 s^3 + R_d \end{array} \right)}. \quad (5.18)$$

5.2.2 Dimensionierung der Bauelemente

Bei gegebenem Faktor k existiert ein optimaler Wert des Dämpfungswiderstands R_d , bei dem die in der Nähe der Resonanzfrequenz des Filters beobachtete Überhöhung der Ausgangsimpedanz des Filters ihren minimalen Wert annimmt. Der optimale Wert für R_d kann mittels

$$R_d = Q_{\text{opt}} Z_{f0} \quad (5.19)$$

berechnet werden, wobei

$$Q_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{k(3+4k)(1+2k)}{2(1+4k)}} \quad (5.20)$$

die optimale Güte und

$$Z_{f0} = \sqrt{\frac{L_f}{C_2}} \quad (5.21)$$

die charakteristische Impedanz des Filters bezeichnen [55].

Zur Dimensionierung der weiteren Bauelemente werden für den Arbeitspunkt, in dem die am Kondensator $C_{2,0}$ maximal zulässige Amplitude der Rippelspannung \hat{u}_{C20} erreicht wird, Grenzwerte für die Amplitude der \hat{u}_{C2n} Rippelspannung an den Kondensatoren $C_{2,n}$ und der Amplitude \hat{i}_{Lf} des hochfrequenten Ausgleichstroms in den Längszweigen des Filters festgelegt. Mit der im Arbeitspunkt der Dimensionierung bekannten Amplitude $\hat{i}_{S3,\Sigma}$ der Superposition der Phasenströme (5.14) lassen sich die nötigen Werte von $C_{2,n}$, L_{f2} und $C_{2,0}$ aus der Lösung des Gleichungssystems

$$\begin{aligned} \hat{u}_{C2n} &= |G_{UC2n}(j\omega_N)| \cdot \hat{i}_{S3,\Sigma} \\ \hat{u}_{C20} &= |G_{UC20}(j\omega_N)| \cdot \hat{i}_{S3,\Sigma} \\ \hat{i}_{Lf} &= |G_{ILf}(j\omega_N)| \cdot \hat{i}_{S3,\Sigma} \end{aligned} \quad (5.22)$$

bestimmen. Dabei entspricht ω_N der effektiven Kreisfrequenz bei phasenverschobener Ansteuerung der N im Arbeitspunkt der Dimensionierung betriebenen Wandlereinheiten und beträgt

$$\omega_N = \frac{2\pi}{NT_p} . \quad (5.23)$$

Wegen der Komplexität der Übertragungsfunktionen wird im Folgenden ein iteratives Verfahren zur Lösung des Gleichungssystems (5.22) vorgeschlagen.

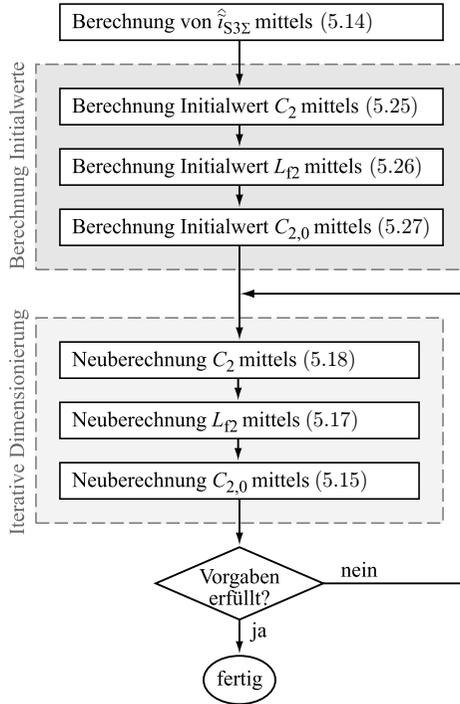


Abb. 5.9: Iteratives Verfahren zur Dimensionierung der Bauelemente des mehrstufigen Filters.

Die Vorgehensweise wird durch **Abb. 5.9** verdeutlicht. Zunächst muss die Amplitude $\hat{i}_{S3,\Sigma}$ bestimmt werden. Dies kann approximativ⁴ über die dem Filter zugeführte Ladung erfolgen,

$$\begin{aligned} \Delta Q_{C2} &\approx \int_0^{\frac{\pi}{\omega_N}} \hat{i}_{S3,\Sigma} \sin \omega_N t \, dt = \frac{2\hat{i}_{S3,\Sigma}}{\omega_N} \\ &\Rightarrow \hat{i}_{S3,\Sigma} = \frac{1}{2} \Delta Q_{C2} \omega_N \end{aligned} \quad (5.24)$$

Für den CF-ZVS-M-Konverter ist ΔQ_{C2} durch (3.40) gegeben; die Verringerung auf Grund einer phasenverschobenen Ansteuerung kann durch (5.13) bestimmt werden. Damit sind die Stromquellen aus **Abb. 5.8**

⁴ Die Näherung setzt voraus, dass die im Filter vorliegenden Spannungs- und Stromverläufe approximativ einen sinusförmigen Zeitverlauf aufweisen.

bekannt. Durch schrittweise Erweiterung der Stromquellen durch die Filterkomponenten C_2 , L_{f2} und $C_{2,0}$ und mit den Übertragungsfunktionen

$$G'_{UC2n}(s) = \frac{1}{C_2 \cdot s} \tag{5.25}$$

$$G'_{ILf}(s) = \frac{N_\Sigma - 1}{N_\Sigma(C_2 L_{f2} \cdot s^2 + 1)} \tag{5.26}$$

$$G'_{UC20}(s) = \frac{1}{C_2 L_{f2} C_{2,0} \cdot s^3 + 2(C_2 N_\Sigma + C_{2,0}) \cdot s} \tag{5.27}$$

des unvollständigen Ersatzschaltbilds lassen sich nach und nach Initialwerte für diese Komponenten berechnen.

Anschließend werden die Initialwerte der Bauelementwerte über mehrere Iterationsschritte hinweg in die Lösung des Gleichungssystems (5.22) überführt, indem die Gleichungen unabhängig voneinander betrachtet werden – jeweils mit einem unbekanntem Bauteilwert. Dabei bietet das Verfahren den Vorteil, dass das (numerische) Lösen einer Gleichung mit einer Unbekannten besonders effizient erfolgen kann.

Die Vorgaben und resultieren Bauelementwerte des Filters sind in **Tab. 5.1** zusammengestellt. Bei der Auslegung wurde von insgesamt $N_\Sigma = 6$ Phasen ausgegangen, wobei diese Anzahl durch eine Optimierung der Phasenzahl in Bezug auf das Gesamtvolumens des Wandlers bestimmt werden kann, wie im Abschnitt 5.3 noch gezeigt wird. Weiterhin liegt der Auslegung der Betrieb einer einzelnen Phase beim ungünstigsten Verhältnis der Spannungen U_1 und U_2 und bei einer Leistung

Tab. 5.1: Vorgaben zur Dimensionierung des mehrstufigen Filters und resultierende Werte der Filter-Bauelemente.

Vorgabe	Wert	Bemerkung	Größe	Wert
N_Σ	6			
N	1			
f_{sw}	100 kHz		$\hat{i}_{S3\Sigma}$	45.5 A
U_1	450 V		$C_{2,n}$	13.5 μ F
U_2	225 V		$C_{2,0}$	10.2 μ F
P	6 kW		L_{f2}	8.5 μ H
$\hat{u}_{C2,n}$	5.6 V	2.5% U_2	R_d	1.15 Ω
$\hat{u}_{C2,0}$	0.5 V			
\hat{i}_{Lf}	2.25 A	5% I_{max}		

von 6 kW zugrunde. Diese Überlegung resultiert, wie in Abschnitt 5.5 noch gezeigt wird, aus der Tatsache, dass bei Nutzung eines Phase-Sheddings in etwa bis zu dieser Leistung der Betrieb nur einer einzelnen Phase am effizientesten ist, d.h. auf den höchsten Gesamtwirkungsgrad des mehrphasigen Wandlers führt. Der zugehörige Betragsfrequenzgang der Filterübertragungsfunktionen ist in **Abb. 5.10** dargestellt.

Den tatsächlichen Aufbau des Filters zeigt **Abb. 5.11**. Für die Kondensatoren $C_{2,n}$ wurden zunächst 24 Keramikkondensatoren á 560 nF mit einer Gesamtkapazität von $13.4 \mu\text{F}$ gewählt. Wegen der starken Abhängigkeit der Kapazität dieser Kondensatoren von der anliegen-

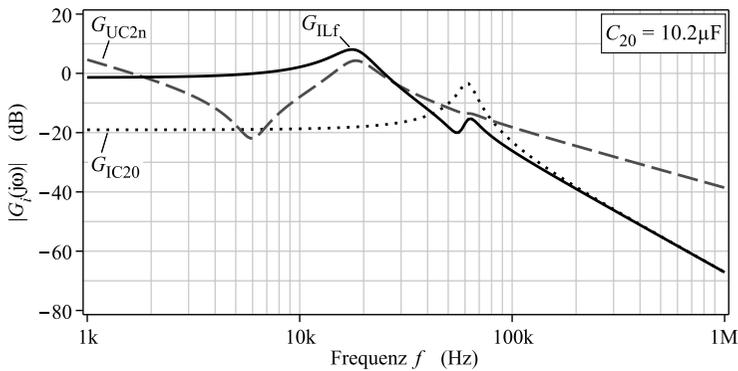


Abb. 5.10: Betragsfrequenzgang der Filterübertragungsfunktionen.

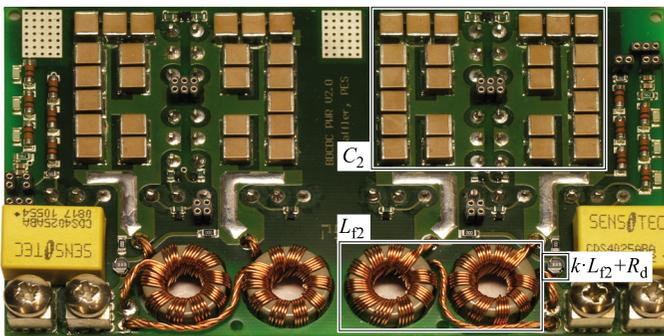


Abb. 5.11: Foto des mehrstufigen Filters mit identischem Aufbau auf beiden Seiten des Wandlers.

den Gleichspannung erfolgte zu einem späteren Zeitpunkt eine Parallelschaltung von zwei Folienkondensatoren á $4.7 \mu\text{F}$, die jedoch in der Abbildung nicht gezeigt sind. Die im Hauptstrompfad des Filters befindlichen Induktivitäten L_{f2} werden durch zwei parallel geschaltete Spulen mit zehn Windungen auf High-Flux-Pulverkernen des Typs Magnetics 58378 gebildet. Die Größe der Induktivität im Dämpfungszweig des Filters fällt wegen der niedrigeren Strombelastung deutlich geringer aus. Der hohe Serienwiderstand dieser Spulen erfüllt gleichzeitig die Funktion des Dämpfungswiderstands R_d .

Abb. 5.12 zeigt einen Vergleich des im Kondensator $C_{2,0}$ gemessenen Stroms $i_{C_{2,0}}(t)$ mit dem mittels der analytischen Modelle berechneten Strom beim Betrieb einer einzelnen Phase des Wandlers. Die Modelle sind in guter Übereinstimmung mit den Messungen.

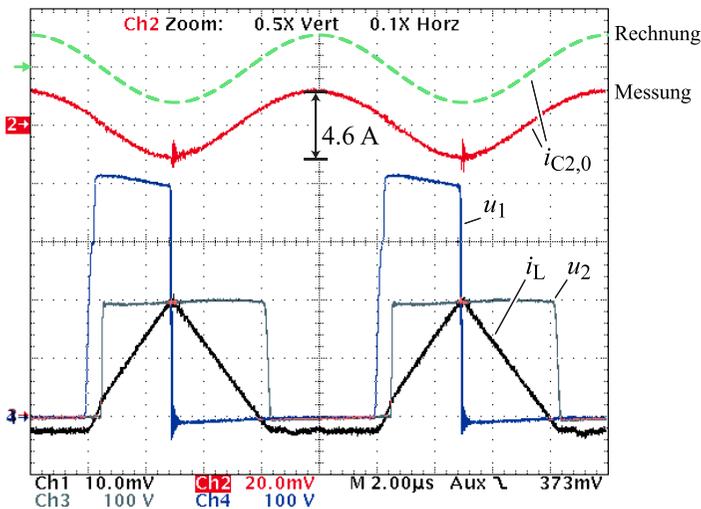


Abb. 5.12: Messung zur Verifikation der Filterübertragungsfunktionen für $U_1 = 400 \text{ V}$, $U_2 = 200 \text{ V}$, $P = 6 \text{ kW}$.

5.3 Optimale Phasenzahl

Wie bereits im Abschnitt 4.6 gezeigt wurde, setzt sich das Volumen V des CF-ZVS-M-Konverters aus den Volumina der Schalter V_S , der Spule V_L , des Flüssigkeitskühlers V_{CP} , der Gatetreiber V_{GD} , der Mess- und Regeleinrichtungen $V_{control}$ und dem Volumen V_{C1} , V_{C2} der Kondensatoren C_1 und C_2 zusammen. Da beim mehrphasigen Wandler die in Abschnitt 5.2 beschriebene Filterstruktur eingesetzt werden soll, sind V_{C1} und V_{C2} als Bestandteil des Filtervolumens V_F aufzufassen; als Gesamtvolumen des Wandlers folgt

$$V = V_S + V_{CP} + V_L + V_F + V_{GD} + V_{control} . \quad (5.28)$$

Die Beiträge zu V einschließlich des Filtervolumens V_F können dabei mittels der in Kapitel 4 gestellten Modelle berechnet werden.

Bei einer Phasenzahl $N_\Sigma > 1$ eröffnet sich, wie bereits dargestellt die Möglichkeit einer phasenverschobenen Ansteuerung. Ebenfalls wird bei $N_\Sigma > 1$ die Gesamtleistung P_{max} auf mehrere Wandlereinheiten aufgeteilt, d.h. die Spitzenleistung und die Strombelastung der einzelnen Wandler sinken. Beide Effekte haben zur Folge, dass sich die Auslegung der Bauelemente ändert, sowohl die der Filterbauelemente als auch der Spule L und der Schalter S_i , also der pro Wandlereinheit aufzuwendenden Chipfläche A_{Si} . Gleichzeitig steigt mit höherer Phasenzahl die absolute Anzahl der einzusetzenden Komponenten, z.B. der Gatetreiber, und bedingt ein Mehrvolumen im Vergleich zum einphasigen Wandler. Es existiert also eine optimale Phasenzahl $N_{\Sigma,opt}$, die im Folgenden hergeleitet werden soll.

Grundsätzlich besteht die Möglichkeit der Realisierung von identischen Phasen mit gleicher Spitzenleistung $P_{max,n} = P_{max}/N_\Sigma$ oder die Möglichkeit einer ungleichmäßigen Aufteilung. Durch eine ungleiche Aufteilung, wobei die Spitzenleistungen $P_{max,n}$ der Phasen z.B. vom typischen Belastungsprofil (Mission Profile) des Wandlers – hier dem Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ) – abgeleitet werden, lässt sich eine Verringerung der Verlustenergie erzielen [148]. Jedoch fällt der Gewinn im durchschnittlichen Wirkungsgrad gering aus. Zudem steigen bei nicht identischer Ausführung der Phasen wegen der Vielzahl an unterschiedlichen Komponenten die Fertigungskosten und die Effektivität der phasenverschobenen Ansteuerung wird gemindert, da die Phasen nicht mehr im gleichen Arbeitspunkt betrieben werden. Aus diesem Grund wird im Folgenden von identischen Phasen ausgegangen.

5.3.1 Volumen der Spulen der Phasen

Die Ausgangsleistung des CF-ZVS-M-Konverters ist, wie (3.19) zu entnehmen, proportional zu $1/L$. Dies ist offensichtlich, da sich bei höheren Werten von L die Stromanstiegsgeschwindigkeit des Spulenstroms i_L und damit die an die Last gelieferte Ladung Q_2 (Stromzeitfläche unter i_L) reduziert. Im gleichen Maße ist die erforderliche Induktivität L proportional zu $1/P_{\max}$, dem Kehrwert der Spitzenleistung für die der Wandler ausgelegt werden soll, und der in L erreichte Spitzenstrom \hat{i}_L proportional zu P_{\max} . Im Vergleich zum einphasigen Wandler gilt

$$\begin{aligned} {}^nL &= N_\Sigma \cdot {}^1L \\ n\hat{i}_L &= \frac{1}{N_\Sigma} \cdot {}^1\hat{i}_L, \end{aligned} \quad (5.29)$$

wobei die hoch- und vorgestellten Indizes die Zugehörigkeit zum einphasigen Wandler (Index 1) bzw. zum mehrphasigen Wandler (Index n) verdeutlichen. Eine erste Approximation des Volumens nV_L durch die maximal in der Spule gespeicherte Energie, die aus (5.29) berechnet werden kann, liefert

$${}^nV_L \approx f_L {}^nL n\hat{i}_L^2 = f_L (N_\Sigma {}^1L) \left(\frac{{}^1\hat{i}_L}{N_\Sigma} \right)^2 = \frac{1}{N_\Sigma} \cdot {}^1V_L. \quad (5.30)$$

Demnach wird erwartet, dass zwar mit steigender Phasenzahl das Volumen der Spule pro Phase sinkt, das Gesamtvolumen aller N_Σ Spulen jedoch unabhängig von der Phasenzahl ist.

5.3.2 Volumen der Halbleiter der Phasen

In Abschnitt 3.2.4 wurden die Effektivwerte der Ströme in den Schaltern S_i des CF-ZVS-M-Konverters hergeleitet. Einsetzen der auf die Phasenzahl skalierten Größen L und P liefert den Zusammenhang

$$\begin{aligned} {}^nI_{S1,\text{rms}} &= \sqrt{\frac{2}{3}\sqrt{2} \cdot \frac{v^3 + v^2 + v + 1}{(v^2 + v + 1)^{3/2}} \sqrt{\frac{nP^3}{nZU_1^2}}} = f_1 \sqrt[4]{\frac{nP^3}{nL}} = \\ &= f_1 \sqrt[4]{\frac{({}^1P/N_\Sigma)^3}{N_\Sigma L}} = \frac{1}{N_\Sigma} \cdot f_1 \sqrt[4]{\frac{{}^1P^3}{{}^1L}} = \frac{1}{N_\Sigma} \cdot {}^1I_{S1,\text{rms}}, \end{aligned} \quad (5.31)$$

d.h. der Effektivwert des Stroms wird bei Mehrphasigkeit um den Faktor N_Σ reduziert. Gleiches gilt für die Ströme in den Schaltern S_2 bis S_4 .

Wird davon ausgegangen, dass der mehrphasige Wandler die gleichen Gesamtverluste aufweisen soll wie der einphasige Wandler, müssen die Verluste $P_{S1,cond}$ des Schalters S_1 um den Faktor N_Σ verringert werden. In Verbindung mit (5.31) folgt als Chipfläche des Schalters

$$\begin{aligned} nA_{Si,S1} &= r_{DS(on)}^* \frac{nI_{S1,rms}^2}{nP_{S1,cond}} = r_{DS(on)}^* \frac{(I_{S1,rms}/N_\Sigma)^2}{P_{S1,cond}/N_\Sigma} = \\ &= \frac{1}{N_\Sigma} \cdot r_{DS(on)}^* \frac{I_{S1,rms}^2}{P_{S1,cond}} = \frac{1}{N_\Sigma} \cdot A_{Si,S1} . \end{aligned} \quad (5.32)$$

Wegen der somit beim mehrphasigen CF-ZVS-M-Konverter erforderlichen gleichen Gesamt-Siliziumfläche $A_{Si,\Sigma}$ und der gleichen Gesamtverluste bleibt das Gesamtvolumen der Schalter und Kühlkörper $V_S + V_{CP}$ im Vergleich zum einphasigen Wandler gleicher Leistung unverändert.

Für den, für entlastetes Schalten nötigen Mindeststrom I_0 , der z.B. im Tiefsetzbetrieb durch (3.78) gegeben ist, lässt sich das folgende Skalierungsgesetz ableiten:

$$\begin{aligned} nI_0 &= \sqrt{\frac{2Q_{oss1}^* nA_{Si,S1} U_1}{nL}} = \sqrt{\frac{2Q_{oss1}^* (A_{Si,S1}/N_\Sigma) U_1}{N_\Sigma L}} = \\ &= \frac{1}{N_\Sigma} \cdot \sqrt{\frac{2Q_{oss1}^* A_{Si,S1} U_1}{L}} = \frac{1}{N_\Sigma} \cdot I_0 \end{aligned} \quad (5.33)$$

5.3.3 Optimale Phasenzahl

Wie (5.29) bis (5.33) zu entnehmen ist, sind V_S , V_{CP} und V_L unverändert bei Variation von N_Σ . Ebenso stellt das Volumen $V_{control}$ der Regel- und Messeinrichtungen eine weitestgehend konstante Größe dar, da es beim CF-ZVS-M-Konverter mit Ausnahme der Regelung des Mindeststroms I_0 nicht erforderlich ist, die Phasenströme getrennt voneinander zu regeln. Der Mehraufwand und das Mehrvolumen durch Stromsensoren und Messschaltungen kann beim CF-ZVS-M-Konverter vermieden werden, wie in Abschnitt 5.6 und Abschnitt 5.7 noch gezeigt wird.

Im Gegensatz dazu ist wegen der in Abschnitt 5.1 und Abschnitt 5.2 beschriebenen positiven Auswirkungen einer phasenverschobenen Ansteuerung ein mit steigender Phasenzahl abnehmendes Filtervolumen V_F zu erwarten. Bei phasenverschobener Ansteuerung sind weiterhin unabhängige Gatetreiber nötig, so dass mit steigendem N_Σ ein lineares Ansteigen des Volumens V_{GD} beobachtet werden kann.

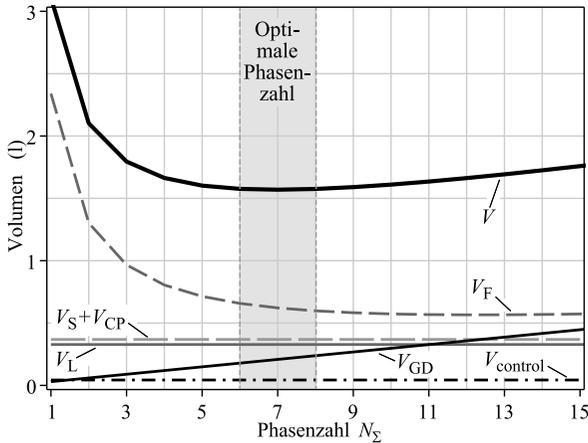


Abb. 5.13: Volumenanteile und Gesamtvolumen des CF-ZVS-M-Konverters in Abhängigkeit der Phasenzahl N_{Σ} . Volumen der Schalter V_S , der Spule V_L , des Flüssigkeitskühlers V_{CP} , des Filters V_F , der Gatetreiber V_{GD} und der Mess- und Releinrichtungen $V_{control}$. Im Bereich von 6 bis 8 Phasen liegt ein Minimum des Gesamtbauvolumens des Wandlers vor.

Die Ergebnisse der Berechnungen sind in **Abb. 5.13** zusammengestellt. Für einen CF-ZVS-M-Konverter mit einer Nennleistung von 70 kW und $f_{sw} = 100$ kHz liegt die optimale Phasenzahl $N_{\Sigma, opt}$ im Bereich von sechs bis acht Phasen. Um den konstruktiven Aufwand gering zu halten, wurde eine Phasenzahl von $N_{\Sigma} = 6$ gewählt, die an der unteren Grenze des Bereichs liegt. In diesem Fall beträgt die Spitzenleistung der Phasen $P_{max} \approx 12$ kW. Eine gerade Phasenzahl bietet darüber hinaus Vorteile bei der Umsetzung von Sortierverfahren zur Reduktion des Ausgangsspannungsrippels (vgl. dazu Abschnitt 5.7).

Bei Berücksichtigung eines Volumenverlusts durch nicht-ideale Packung der Komponenten von $f_{pack} = 30\%$ liegt die erwartete Leistungsdichte des mehrphasigen 100kHz-CF-ZVS-M-Konverters bei

$$\rho = \frac{P_{max}}{(1 + f_{pack})V} = \frac{70 \text{ kW}}{(1 + 0.3) \cdot 1.551} = 35 \text{ kW/l}. \quad (5.34)$$

5.4 Prototyp des CF-ZVS-M-Konverters

Ein Foto eines der drei aufgebauten 12-kW-CF-ZVS-M-Wandler zeigt **Abb. 5.14**. Durch den flachen Aufbau mit einer Bauhöhe von etwa 23 mm resultiert ein äußerst kompaktes Design mit einer Leistungsdichte von $\rho = 30 \text{ kW/l}$. Der Wandler besteht aus einem flachen Wasserkühler, der aus zwei verschraubten Aluminiumblechen von 2 mm und 3.5 mm Stärke besteht, in die Ausfräsungen zur Führung des Kühlmediums und zur Montage der MOSFETs eingelassen sind.

Auf der Kühler-Oberfläche sind, wie in **Abb. 5.15** abgebildet, die Spule L und die MOSFET-Schalter befestigt. Die Spule L besteht aus drei aneinander gereihten EILP43-Kernen aus EPCOS-N87-Material und einer Wicklung aus Hochfrequenz-Litze mit vier Windungen (vgl. **Abb. 4.28**). Seitlich wird die Spule durch zwei Kunststofffrästeile fixiert. Kunststoff wurde gewählt, um Wirbelstromverluste durch das Streufeld des Luftspalts zu vermeiden. Die Schalter S_i sind als vier (S_1 ,

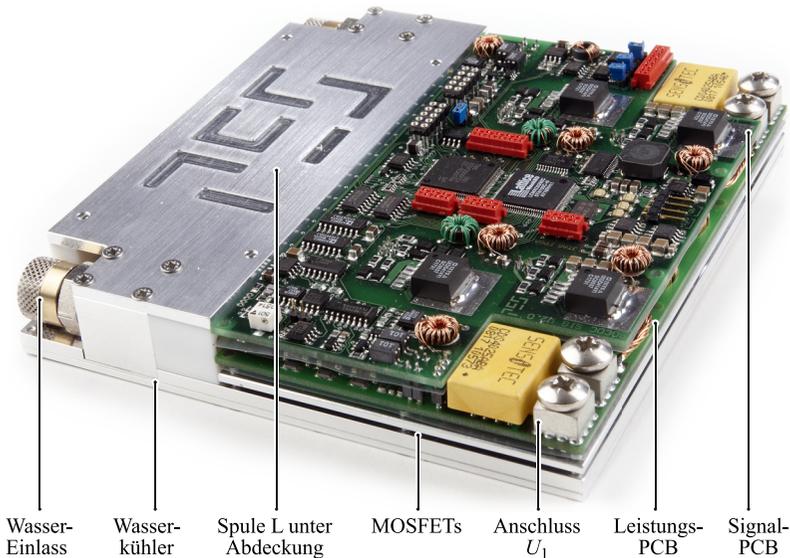


Abb. 5.14: Labormuster eines 12-kW-CF-ZVS-M-Konverters. Der Aufbau ist 140 mm breit, 130 mm lang und etwa 23 mm hoch und weist eine Leistungsdichte von $\rho = 30 \text{ kW/l}$ auf.

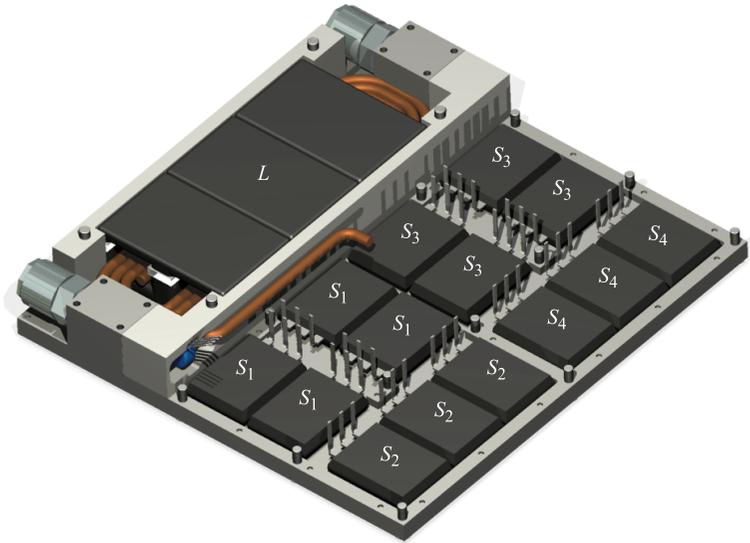


Abb. 5.15: Lage der Schalter S_i und der Spule L .

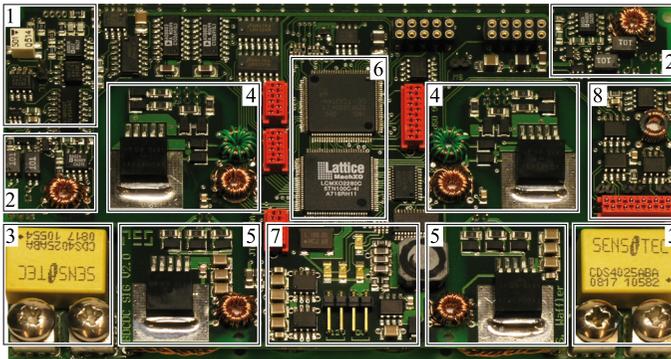


Abb. 5.16: Mess- und Regeleinrichtungen des Labormusters: Messschaltung für Strommessung in der Spule L (1), Schaltungen zur Messung der Spannungen U_1 , U_2 und zur Erzeugung der Komparator-Signale K_1 und K_2 (2), Stromsensoren zur Messung der Ströme I_1 und I_2 (3), Highside-Gatetreiber (4), Lowside-Gatetreiber (5), DSP und FPGA für digitale Regelung (6), Hilfsspannungsversorgung (7) und Kommunikationsinterface zu restlichen Wandlerphasen (8).

S_3) bzw. drei (S_2, S_4) parallel geschaltete IXYS IXFB82N60P MOSFETs ausgeführt, durch eine Aluminiumplatte auf dem Kühler befestigt und mit dem Leistungs-PCB verlötet auf dem sich auch die Kondensatoren C_1, C_2 und die Filterinduktivitäten L_f befinden. Des weiteren beinhaltet das Leistungs-PCB (vgl. **Abb. 5.11**) zwei magnetoresistive Stromsensoren zur Messung der Ströme i_1 und i_2 am Ein- und Ausgang des Wandlers sowie die Spannungsteiler zur Messung der Spannungen U_1 und U_2 und $u_{S2}(t)$ und $u_{S4}(t)$, von denen die Komparatorsignale $K_1(t)$ und $K_2(t)$ zur Regelung des Mindeststroms I_0 abgeleitet werden.

Auf das Leistungs-PCB, das vier Lagen á 70 μm Kupfer aufweist, ist das in **Abb. 5.16** dargestellte und ebenfalls vierlagige Signal-PCB (35 μm Kupfer) aufgesteckt. Den Kern des Signal-PCB bilden ein Digital Signal Processor (DSP) und ein Field Programmable Gate Array (FPGA), die zur digitalen Regelung des Wandlers und zur Erzeugung der Ansteuersignale der Schalter S_i genutzt werden.

Die Ansteuersignale werden zu den Gatetreibern der Lowside- und Highside-Schalter geleitet. Einen Ausschnitt der Treiberschaltung zeigt **Abb. 5.17**. Die elektrische Isolation der Highside-Gatetreiber erfolgt mittels eines magnetischen Kopplers und einer Hilfsspannungsversorgung mit Transformator. Sowohl Lowside- als auch Highside-Gatetreiber sind durch Gleichtakt-Drosseln vom Signal-PCB abgetrennt, um die Störsicherheit zu erhöhen. Dioden sorgen für ein schnelles Abschalten der MOSFET, das erforderlich ist, um die Ausgangskapazität C_{OSS} als kapazitiven Snubber zu nutzen. Auf weitere Details des Signal-PCB wird in den folgenden Abschnitten eingegangen.

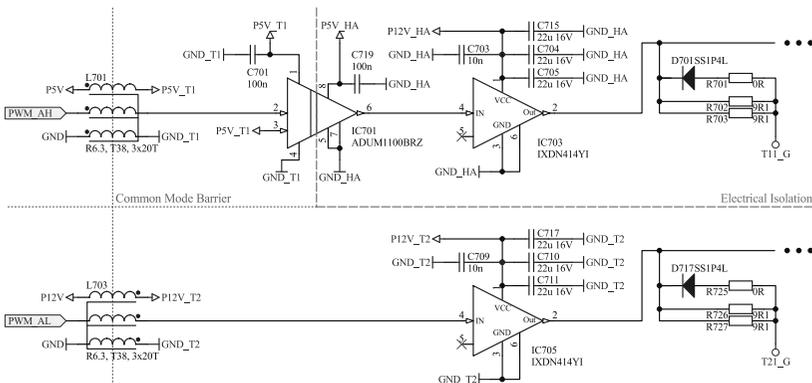


Abb. 5.17: Ausschnitt der Gatetreiberschaltung des Labormusters.

5.4.1 Überwachung des Spulenstroms

Aus Sicherheitsgründen ist es sinnvoll, eine Schutzschaltung zum Erkennen eines Überstroms in der Spule L vorzusehen. Die Bandbreite des einzusetzenden Stromsensors muss dabei deutlich über der Schaltfrequenz des Wandlers (100 kHz) liegen, damit das Messsignal korrekt abgebildet wird. Da der Strom $i_L(t)$ nicht gleichanteilsfrei ist, scheidet ein Stromtransformator als Messmittel aus. Eine potentialgetrennte Messung mit Shunt ist aufwendig, verlustbehaftet und wenn für geringe Verluste ausgelegt nicht sehr empfindlich. Vorteilhaft ist daher die Messung mittels Hallelement.

Im Hallelement werden die Elektronen eines über zwei Anschlüsse eingepprägten Stroms von der magnetischen Flussdichte $B(t)$, die den Sensor durchsetzt, abgelenkt. Wegen der Ablenkung stellt sich an zwei weiteren Anschlüssen eine der Flussdichte $B(t)$ proportionale Ausgangsspannung ein. Zunächst wurde angedacht, ein derartiges Hallelement in den Luftspalt der Spule L einzubringen, wo es vom Magnetfeld $B(t)$ im Luftspalt durchsetzt wird. Da $B(t) \sim i_L(t)$ folgt als Ausgangsspannung des Sensors im Idealfall

$$u_S(t) = k_1 \cdot i_L(t) \quad (5.35)$$

mit einer Konstanten k_1 , die durch eine Kalibrierungsmessung bestimmt werden kann.

In der Realität bereitet diese Sensorkonstruktion zwei Probleme: Zum einen führt die hohe Amplitude und Frequenz von $B(t)$ zu einer Überhitzung des Hallelements, so dass der Luftspalt als Montageort ausscheidet und der in **Abb. 5.18** dargestellte Aufbau mit einem zusätzlichen Ringkern gewählt werden muss, durch den die zur Spule L führende Hochfrequenz-Litze geführt wird.

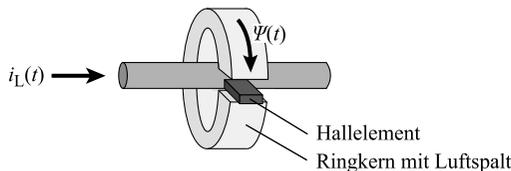


Abb. 5.18: Messung des Spulenstroms mittels eines Ringkerns mit Luftspalt und einem im Luftspalt befindlichen Hallelements.

Zum anderen weist das Messsignal neben der durch den Halleffekt bedingten, zu $i_L(t)$ proportionalen Spannung einen unerwünschten induzierten Spannungsanteil auf, womit

$$u_S(t) = k_1 \cdot i_L(t) + k_2 \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (5.36)$$

resultiert. Für die Auswertung der Sensorausgangsspannung ist daher eine Schaltung erforderlich, die einerseits den zu i_L proportionalen Anteil von u_S verstärkt und andererseits den zu $\frac{d}{dt} i_L$ proportionalen Anteil unterdrückt.

Zur Ableitung der Schaltung wird zunächst die Laplace-Transformierte von (5.36) bestimmt

$$\underline{U}_S(s) = (k_1 + k_2 s) \cdot \underline{I}_L(s) . \quad (5.37)$$

Wird die Sensorausgangsspannung mit einem Tiefpass gefiltert, der die Übertragungsfunktion

$$\underline{G}_{\text{TP}}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (5.38)$$

aufweist, kann der induzierte Spannungsanteil (ideal) unterdrückt werden, wenn die Zeitkonstante zu $\tau = k_2/k_1$ gewählt wird,

$$\underline{U}'_S(s) = \underline{G}_{\text{TP}}(s) \cdot \underline{U}_S(s) = \frac{k_1 + k_2 s}{\tau s + 1} \cdot \underline{I}_L(s) \stackrel{\tau = \frac{k_2}{k_1}}{=} k_1 \cdot \underline{I}_L(s) . \quad (5.39)$$

Abb. 5.19 zeigt die zur Strommessung nötige Messschaltung mit einer Konstantstromquelle, die den zum Betrieb des Hallelements nötigen Strom liefert und einem Differenzverstärker mit Integralanteil zur Filterung der induzierten Komponente in der Sensorspannung $u_S(t)$. Dem Differenzverstärker ist eine zweite Verstärkerstufe nachgeschaltet. Durch ein Potentiometer kann ein Nullabgleich der Ausgangsspannung durchgeführt werden. Schließlich wird das Messsignal zwei schnellen Analogkomparatoren zugeführt, die einen Vergleich mit einer vom DSP digital einstellbaren positiven und negativen Spannung durchführen, die als Auslöseschwelle der Überstrom-Erkennung vorgegeben werden. Die Komparator-Ausgangssignale werden im FPGA ausgewertet, das ebenfalls die Ansteuersignale der Schalter S_i des Wandlers generiert.

5.4.2 Interaktion der Wandlerphasen

Für Messungen im mehrphasigen Betrieb wurden, wie in **Abb. 5.20** abgebildet, drei der 12-kW-CF-ZVS-M-Konverter mit Stromschienen jeweils an den Filterspulen L_{f1} und L_{f2} parallel geschaltet. Einer der Wandler übernimmt die Rolle eines Master-Moduls, dem die weiteren Phasen als Slave-Module untergeordnet sind. Eine Kommunikation zwischen den Phasen erfolgt mittels einer seriellen Schnittstelle (unidirektional, schnell) und mittels CAN-Bus (bi-direktional, langsam).

Das *Master-Modul* übernimmt die digitale Regelung des Wandlers. Für das Labormuster wurde ein Kaskadenregler zur Regelung der Ausgangsspannung U_2 gewählt (vgl. **Abb. 5.21**). Von den gemessenen und digital gefilterten Spannungen $U_{1,f}(z)$, $U_{2,f}(z)$ und von der Stellgröße des Reglers $I_{2,\text{mod}}(z)$ werden die Schaltzeitpunkte t_1 bis t_3 mit Hilfe einer Tabelle (LUT) abgeleitet (vgl. Abschnitt 3.2.2). Der Regler beinhaltet weiterhin eine Einheit (1), die über die Anzahl N der zu aktivierenden Phasen entscheidet, d.h. einen Phase-Shedding-Algorithmus implementiert, und eine Einheit (2), die die einzustellenden Phasenwinkel φ_n festlegt. Darüber hinaus entscheidet diese Einheit welche der Phasen einzuschalten sind und liefert den Status On_n . Details der Einheiten (1) und (2) werden in Abschnitt 5.5 und Abschnitt 5.7 beschrieben. Die Schaltzeitpunkte t_i , die Phasenwinkel φ_n und der Einschaltstatus On_n werden über die unidirektionale serielle Schnittstelle zu den FPGAs aller Module weitergeleitet, welche die Ansteuersignale \bar{s}_i der Schalter S_i generieren (vgl. Abschnitt 5.4.4).

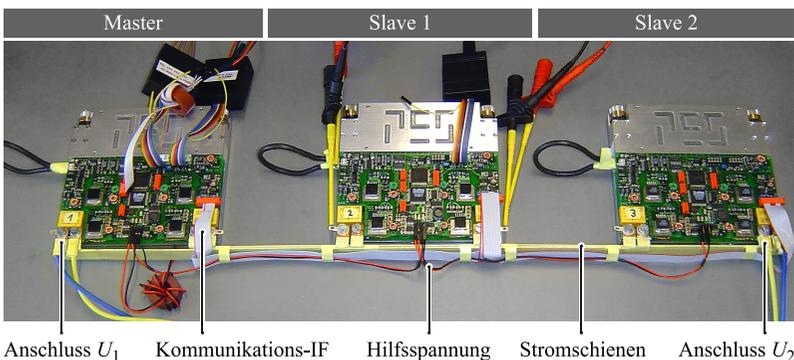


Abb. 5.20: Verbindung von drei 12 kW CF-ZVS-M-Konverters zu einem mehrphasigen Wandler.

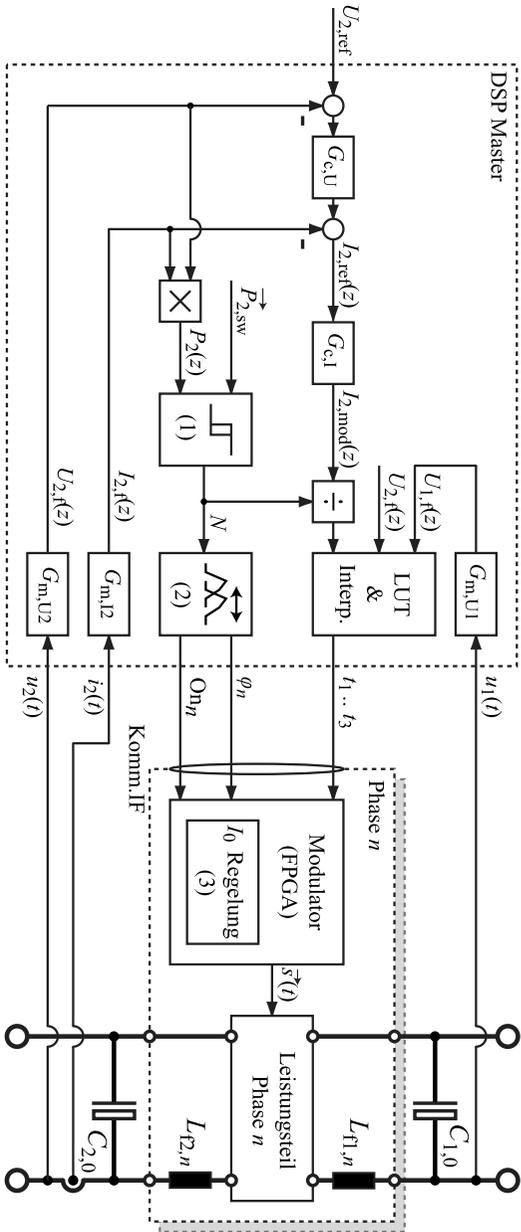


Abb. 5.21: Verbindung der N_2 Phasen am mehrstufigen Filter (Filterinduktivitäten $L_{f1,n}$, $L_{f2,n}$ und gemeinsame Ein- und Ausgangskondensatoren $C_{1,0}$, $C_{2,0}$). Digitaler Regler (DSP Master), Kommunikationsinterface und Erzeugung der Ansteuerung der Schalter S_i sowie Regelung des Mindeststroms I_0 (FPGA Master und Slaves).

5.4.3 Kommunikation zwischen den Phasen

Die Übertragung der Schaltzeitpunkte t_i und von Steuerinformationen vom Master- zu den Slave-Modulen erfolgt mittels einer unidirektionalen seriellen Kommunikationsschnittstelle. Es wird ein modifiziertes Serial Peripheral Interface (SPI) eingesetzt, das eine Takt-Leitung (SCLK) und eine Daten-Leitung (MOSI) aufweist. Empfängerseitig werden die Daten synchron zur steigenden Flanke des Takt-Signals abgetastet. Zur Erhöhung der Störsicherheit der Übertragung sind sowohl für die SCLK- als auch die MOSI-Leitung differentielle Treiber und Empfänger (CAN-Bus kompatibel) vorgesehen und die Schnittstelle ist über magnetische Koppler und eine Hilfsspannungsversorgung elektrisch getrennt von den restlichen Schaltungsteilen des Signal-PCB.

Die Nutzdaten sind zu einem Datenpaket von insgesamt 4 Wörtern à 16 Bit zusammengefasst. Die Übertragung erfolgt mit einer Taktfrequenz von 12.5 MHz, so dass das Datenpaket innerhalb der Schaltperiodendauer von $T_p = 10 \mu\text{s}$ übertragen werden kann. Ein Timing-Diagramm zeigt **Abb. 5.22**.

Anders als beim regulären SPI erfüllt die Takt-Leitung eine weitere Funktion. Zu Beginn der Schaltperiode des Master-Moduls wird auf die Takt-Leitung ein Synchronisationssignal aufmoduliert. Kurze Zeit später erfolgt die eigentliche Übertragung des Datenpakets. Anhand des Synchronisationssignals wird die Einstellung der Phasenwinkel φ_n der Slave-Module relativ zum Master-Modul vorgenommen. Dabei ist die Quelle des Synchronisationssignals das FPGA des Master-Moduls, das die Ansteuersignale der Schalter des Master-Moduls generiert, und

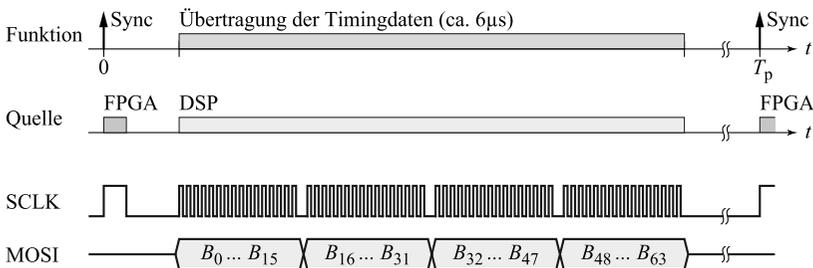


Abb. 5.22: Serielle Kommunikation zwischen Master- und Slave-Modulen, die unter anderem zur Verbreitung der Schaltzeitpunkte t_i und der Phasenwinkel φ_i genutzt wird.

die Quelle des Datenpakets der DSP des Master-Moduls, der die digitale Regelung des mehrphasigen Wandlers übernimmt.

Der Aufbau des 64 Bit breiten Datenpakets ist **Tab. 5.2** zu entnehmen. Bit 0 dient der Unterscheidung zwischen Lese- und Schreibzugriff⁵. Durch Einstellung der Address-Bits kann entweder ein Modul gezielt (Adresse $\neq 0$) oder es können alle Module gleichzeitig (Adresse 0) angesprochen werden. Über das Steuerregister wird unter anderem die Betriebsart (aus, Start-Up-Modulation, reguläre Modulation) eingestellt. Ein zusätzliches Kommando und die Kommando-Daten dienen der Übermittlung diverser nicht zeitkritischer Informationen wie des Phasenwinkels φ_n , der Totzeiten der Halbbrücken, usw. Die Blöcke des Datenpakets sind mittels Paritätsbits abgesichert, so dass sich Übertragungsfehler feststellen lassen.

Tab. 5.2: Aufbau des Datenpakets zur Kommunikation zwischen Master-Modul und den Slave-Modulen.

Bit	Name	Beschreibung
0	RW	0=Schreiben 1=Lesen
1 .. 4	ADDR[3..0]	Modul-Adresse
5	PAR0	Parität ADDR
6 .. 13	AUX	Steuerregister
14	PAR1	Parität AUX
15 .. 24	T1[9..0]	Timing-Register t_1
25	PAR2	Parität T1
26 .. 35	T12[9..0]	Timing-Register t_2
36	PAR3	Parität T12
37 .. 46	T123[9..0]	Timing-Register t_3
47	PAR4	Parität T123
48 .. 51	CMD[3..0]	Kommando
52	PAR5	Parität CMD
53 .. 62	CMDDATA[9..0]	Kommando-Daten
63	PAR6	Parität CMDDATA

⁵ Über die Kommunikationsschnittstelle erfolgt kein Lesezugriff des Master-Moduls auf die Slave-Module. Allerdings wird der Lesezugriff am Master-Modul genutzt um Statusinformationen des FPGAs zu beziehen. Ebenfalls beziehen die DSPs der Slave-Module Statusinformationen ihrer FPGA und leiten diese über eine gesonderte CAN-Bus-Schnittstelle zum Master weiter.

5.4.4 Umsetzung des Modulationsverfahrens

Aus den über die serielle Kommunikationsschnittstelle empfangenen Schaltzeitpunkten werden im FPGA die Ansteuersignale $\vec{s}_i(t)$ der Schalter S_i erzeugt. Dazu ist im FPGA ein Zähler implementiert, der jeweils nach Ablauf der Zeiten t_1 , t_2 , t_3 bzw. T_p den Zustand der in **Abb. 5.23** abgebildeten Zustandsmaschine ändert. Der 10-Bit-Zähler ist mit 100 MHz getaktet; die Zeitaufösung der Modulation beträgt demnach 10 ns. Während des Zeitintervalls $0 \leq t < t_1$ befindet sich die Zustandsmaschine im Zustand A_POS, während $t_1 \leq t < t_2$ in AB_POS, während $t_2 \leq t < t_3$ in B_POS und während $t_3 \leq t < T_p$ in einem der Zustände AB_ZERO, UPDATE, COMPENSATION oder COMPENSATION_DONE.

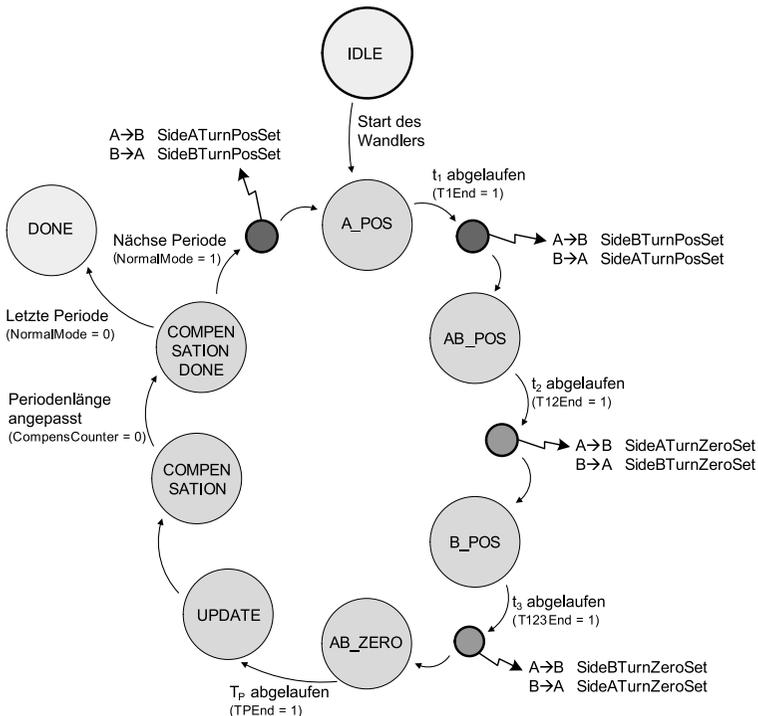


Abb. 5.23: Zustandsmaschine zur Koordination der Modulation des CF-ZVS-M-Konverters. Beim Übergang zwischen den Zuständen werden die Kommandos zum Ändern der Stellung der Schalter S_i erzeugt.

Beim Übergang zwischen den Zuständen werden unter Berücksichtigung der Richtung des Leistungstransfers Kommandos zum Ändern der Stellung der Schalter S_i erzeugt, die von zwei untergeordneten Zustandsmaschinen behandelt werden. Diese untergeordneten Zustandsmaschinen sorgen für das korrekte Umschalten zwischen dem Highside- und dem Lowside-Schalter. Hierbei wird eine Totzeit eingehalten und es werden die Komparatorsignale $K_1(t)$ und $K_2(t)$ (vgl. Abschnitt 3.3.4) ausgenutzt um zu verhindern, dass ein Schalter unter Spannung eingeschaltet wird, d.h. es wird verhindert, dass der Wandler den weich schaltenden Betrieb verlässt⁶. Im Zustand UPDATE werden die zuletzt über die serielle Kommunikationsschnittstelle empfangenen Timing-Informationen synchron in die Register des Modulations-Zählers übernommen.

Einstellung des Phasenwinkels

Die Zustände COMPENSATION und COMPENSATION_DONE dienen zur Einstellung bzw. Einregelung des Phasenwinkels φ_n . Die wesentliche Anforderung ist, dass beim Setzen eines neuen Phasenwinkels ein kontinuierlicher Übergang von der alten zur neuen Phasenlage stattfindet. Hauptgrund für eine (abrupte) Änderung des Phasenwinkels ist das Zu- oder Abschalten einzelner Phasen beim Phase-Shedding. Beispielsweise muss beim Zuschalten einer dritten Phase der Phasenwinkel der zweiten Phase von 180° auf 120° bzw. 240° geändert werden. Diese Änderung könnte durch eine einmalige Verlängerung der Schaltperiode der zweiten Phase um $8.33 \mu\text{s}$ bzw. $1.66 \mu\text{s}$ erfolgen, während der der Strom $-I_0$ weiter als Kreisstrom im Wandler geführt wird. Die Verlängerung der Schaltperiode ist problematisch, da sich u.U. der Kreisstrom auf Grund der ohmschen Verluste abbauen kann, die mittlere übertragene Leistung springt und weil die Realisierung der Verzögerung einen erheblichen Mehraufwand in der Umsetzung der Zustandsmaschinen bedeuten würde. Aus diesen Gründen wird ein kontinuierlicher Übergang der Phasenlage bevorzugt, der erreicht wird, indem eine Verlängerung oder Verkürzung der Schaltperiode stattfindet – dies aber über mehrere Schaltperioden hin fortgesetzt.

⁶ Eine Ausnahme stellt das Einschalten des Schalters S_1 zum Zeitpunkt t_0'' dar; der Schalter wird in jedem Fall nach Ablauf der Totzeit geschlossen. Dadurch wird verhindert, dass der Wandler bei zu geringem Mindeststrom I_0 den Betrieb einstellt. Ein zu geringer Strom I_0 ist unter anderem beim ersten Einschalten des Wandlers gegeben. Im Regelfall jedoch sorgt die Regelung des Mindeststroms I_0 für ein entlastetes Schalten von S_1 .

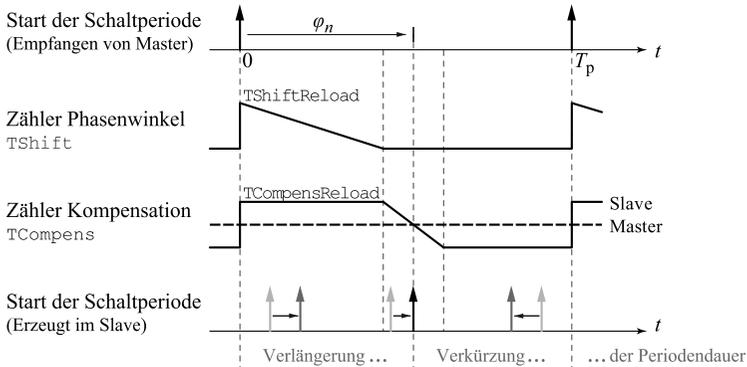


Abb. 5.24: Funktionsprinzip der Phasenwinkel-Einstellung.

Dies wird wie im Folgenden beschrieben erreicht. Direkt vor Ablauf der Schaltperiode befindet sich das Master-Modul für eine gewisse Dauer im Zustand **COMPENSATION**, die dem halben Wert der Zeit $TCompensReload$ entspricht. In den Slave-Modulen steht das Zeitfenster $0..TCompensReload$ für eine Verkürzung oder Verlängerung der Schaltperiode relativ zum Master zur Verfügung.

Das Funktionsprinzip der Phasenwinkel-Einstellung auf der Slave-Seite zeigt **Abb. 5.24**. Das vom Master-Modul mit dem SPI-Takt übertragene Synchronisationssignal wird in den Slave-Modulen empfangen, startet den Zähler $TShift$ und initialisiert den Zähler $TCompens$ mit dem Wert $TCompensReload$. Nach Ablauf des Zählers $TShift$ wird der Zähler $TCompens$, der die Verweildauer im Zustand **COMPENSATION** der Zustandsmaschine bestimmt, nach unten gezählt.

Gleichzeitig durchläuft die Zustandsmaschine des Slave-Moduls die Zustände zur Erzeugung der Ansteuersignale der Schalter, bis der Zustand **COMPENSATION** erreicht wird. Die nominelle Phasenverschiebung des Slave-Moduls entspricht der Summe von $TShiftReload$ und dem halben Wert von $TCompensReload$. Ist beim Eintritt in **COMPENSATION** der Phasenwinkel z.B. zu gering, ist der Wert von $TCompensReload$ größer als $TCompensReload/2$ und die Schaltperiode des Slave-Moduls wird dadurch relativ zum Master-Modul verlängert.

Nachweis der Schaltentlastung

Abb. 5.25 bis **Abb. 5.28** zeigen Messungen zum Nachweis des entlasteten Schaltens der Schalter S_1 bis S_4 .

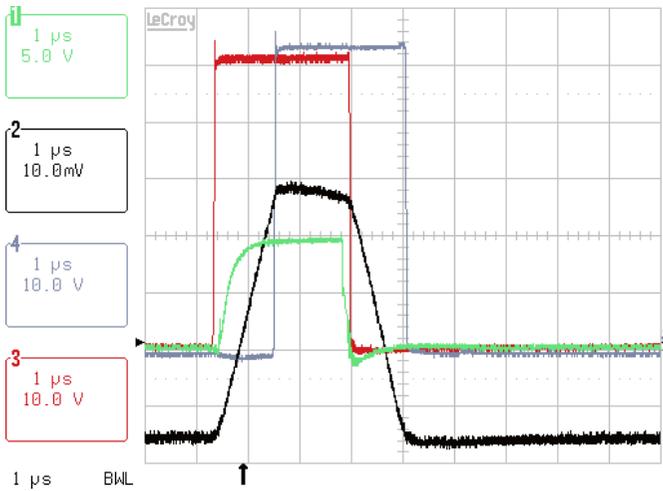


Abb. 5.25: Nachweis der Entlastung des Schalters S_1 : Kanal 1: Gatespannung $u_{GS,S1}(t)$, Kanal 2: Spulenstrom $i_L(t)$, 20A/div, Kanal 3: Spannung $u_{S2}(t)$, Kanal 4: Spannung $u_{S4}(t)$

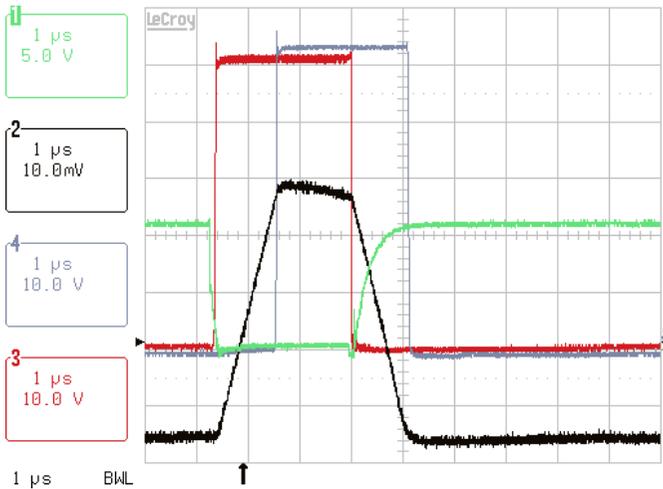


Abb. 5.26: Nachweis der Entlastung des Schalters S_2 : Kanal 1: Gatespannung $u_{GS,S2}(t)$, Kanal 2: Spulenstrom $i_L(t)$, 20A/div, Kanal 3: Spannung $u_{S2}(t)$, Kanal 4: Spannung $u_{S4}(t)$

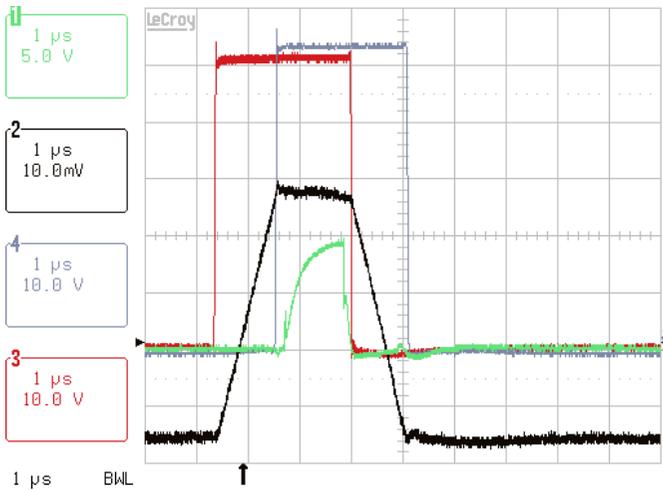


Abb. 5.27: Nachweis der Entlastung des Schalters S_3 : Kanal 1: Gatespannung $u_{GS,S3}(t)$, Kanal 2: Spulenstrom $i_L(t)$, 20A/div, Kanal 3: Spannung $u_{S2}(t)$, Kanal 4: Spannung $u_{S4}(t)$

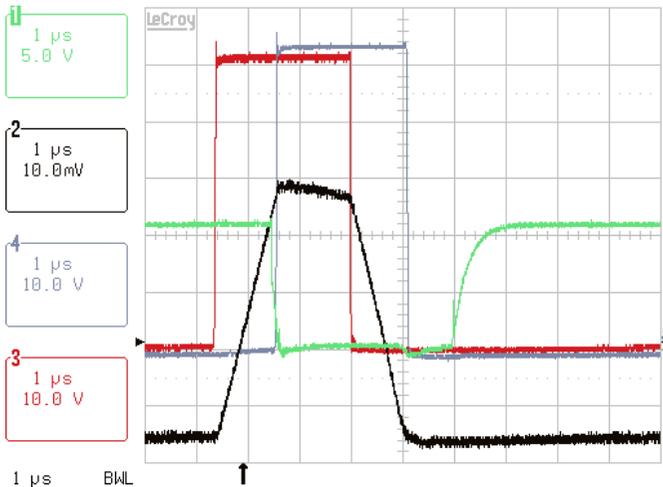


Abb. 5.28: Nachweis der Entlastung des Schalters S_4 : Kanal 1: Gatespannung $u_{GS,S4}(t)$, Kanal 2: Spulenstrom $i_L(t)$, 20A/div, Kanal 3: Spannung $u_{S2}(t)$, Kanal 4: Spannung $u_{S4}(t)$

5.4.5 Wirkungsgrad

Abb. 5.29 zeigt den mit dem Power-Analyzer NORMA D 6100 gemessenen Wirkungsgrad eines (einphasigen) 12-kW-CF-ZVS-M-Konverters in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_2 für verschiedene Werte von U_1 und U_2 . Die Kennlinien wurden soweit möglich bis zur maximal spezifizierten Leistung $P_{\max} = 12\text{ kW}$ bzw. der maximalen Strombelastung des Wandlers von $I_{\max} = 45\text{ A}$ aufgenommen. Jedoch konnte wegen Einschränkungen der genutzten Gleichspannungsquelle bei niedriger Eingangsspannung nicht bis zum vollen Strom I_{\max} gemessen werden.

Der Wandler weist trotz des weiten Betriebsspannungsbereichs im gesamten Arbeitsbereich ab 10 % der maximalen Ausgangsleistung einen Wirkungsgrad von mehr als 95 % auf. Die maximale Effizienz wurde an den oberen Grenzen des Betriebsspannungsbereichs $U_1 = U_2 = 450\text{ V}$ und bei der maximalen Ausgangsleistung von $P_2 = 12\text{ kW}$ festgestellt und beträgt 99,3 %. In diesem Arbeitspunkt sind die Verluste gering, da die niedrigste Strombelastung der Schalter S_i und der Spule L vorliegt.

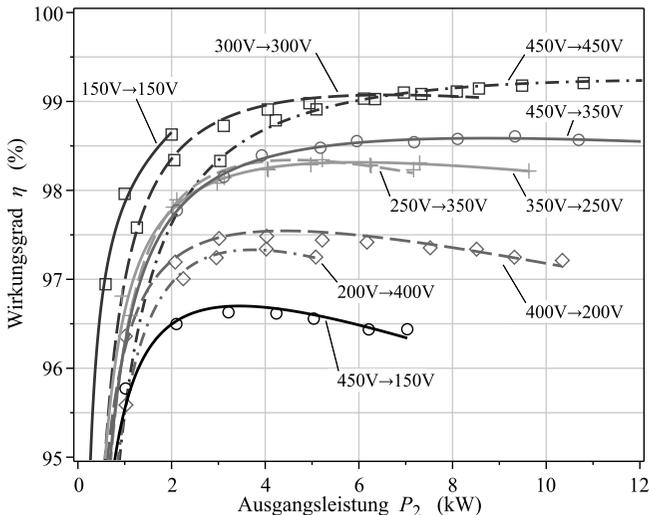


Abb. 5.29: Gemessener Wirkungsgrad (Markierungen) des einphasigen 12-kW-CF-ZVS-M-Konverters und Kurven-Fit (Linien) bei Betrieb mit der auf Stetigkeit optimierten Modulation.

5.5 Effizienz im Teillastbetrieb

Abb. 5.30 zeigt die typische Abhängigkeit des Wirkungsgrades eines Gleichspannungswandlers von der Ausgangsleistung $P_{2,n}$. Für eine kleine Leistung $P_{2,n}$ (Teillastbetrieb) ist eine Reduktion der Effizienz des Wandlers festzustellen. Grund hierfür sind die konstanten oder schwach vom Laststrom $I_{2,n}$ abhängigen Verluste, z.B. die Ansteuerverluste, die Schaltverluste oder beim CF-ZVS-M-Konverter Leitverluste durch den Strom I_0 , die im Teillastbetrieb einen Wert ähnlich oder höher der Ausgangsleistung $P_{2,n}$ aufweisen. Bei $P_{2,n} = 0$ gilt $\eta = 0$.

Bei hoher Ausgangsleistung $P_{2,n}$ in der Nähe der Spitzenleistung $P_{2,\max,n}$, also bei hohem Laststrom $I_{2,n} = P_{2,n}/U_2$, ist bei Wandlern die Verlustanteile proportional zu $I_{2,n}^{1+\alpha}$ mit $\alpha > 0$ aufweisen, ebenfalls mit einem verminderten Wirkungsgrad η zu rechnen. Mögliche Ursachen sind bei hart-geschalteten Wandlern die Schaltverluste und bei Wandlern, die mit unipolaren Bauelementen wie MOSFETs arbeiten, die zu I_2^2 proportionalen Leitverluste. Wandler mit bipolaren Bauelementen wie IGBTs weisen in der Nähe ihrer Spitzenleistung wegen der nur schwachen Stromabhängigkeit der Sättigungsspannung einen flacheren Verlauf des Wirkungsgrads auf.

Im Bereich zwischen Teillast und maximaler Last liegt bei $P_{2,\eta-\text{opt}}$ das Effizienz-Maximum $\eta_{n,\max}$ des Wandlers. Typisch wird das Effizienz-Maximum bei 20% bis 50% der Spitzenleistung $P_{2,\max,n}$ erreicht. Wie **Abb. 5.29** zu entnehmen ist, ist die Lage des Maximums darüber hin-

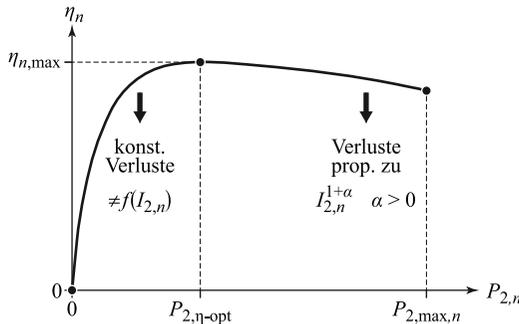


Abb. 5.30: Abhängigkeit des Wirkungsgrads von der Ausgangsleistung.

aus abhängig vom Spannungsübersetzungsverhältnis.

Für analytische Betrachtungen kann die in **Abb. 5.30** dargestellte Kurve durch die Funktion

$$\eta_n(P_{2,n}) = a - b \cdot \frac{1}{P_{2,n}} - c \cdot P_{2,n} \quad (5.40)$$

mit $a > 0$, $b > 0$, $c > 0$

angenähert werden. Dabei gilt

$$\lim_{P_{2,n} \rightarrow 0} \frac{d}{dP_{2,n}} \eta_n(P_{2,n}) = \infty, \quad (5.41)$$

so dass der Einbruch der Effizienz bei Teillast abgebildet wird und

$$\lim_{P_{2,n} \rightarrow \infty} \frac{d}{dP_{2,n}} \eta_n(P_{2,n}) = -c, \quad (5.42)$$

d.h. die Kurve fällt für hohe Leistungen mit der Steigung $-c$ und weist ein Maximum bei

$$\eta_{n,\max} = a - 2\sqrt{cb} \quad (5.43)$$

auf. Beispielsweise können von der gemessenen und in **Abb. 5.29** dargestellten Effizienz des CF-ZVS-M-Konverters bei einer Eingangsspannung von $U_1 = 400$ V und einer Ausgangsspannung von $U_2 = 200$ V die Parameter

$$\begin{aligned} a &= 0.988 \\ b &= 24.76 \text{ W} \\ c &= 2.091 \cdot 10^{-6} \text{ W}^{-1} \end{aligned} \quad (5.44)$$

abgeleitet werden.

Beim Einsatz in Hybridfahrzeugen oder Brennstoffzellenfahrzeugen ist eine hohe Teillasteffizienz besonders wichtig. Anders als bei Wandlern, die für einen einzelnen Nenn-Arbeitspunkt ausgelegt werden können, wird von den in diesen Fahrzeugen eingesetzten Systemen einerseits eine hohe Spitzenleistung $P_{2,\max}$ gefordert, um das Fahrzeug zu beschleunigen. Andererseits sind die Beschleunigungsphasen typisch kurz und der Wandler würde häufig bei reduziertem Wirkungsgrad unter Teillast betrieben werden (vgl. **Abb. 5.31** und **Abb. 5.32**).

Die Schaltverluste eines hart-schaltenden Wandlers lassen sich bei Teillast durch eine Reduktion der Schaltfrequenz verringern [150]. Soll dagegen die Teillast-Effizienz von weich schaltenden Wandlern wie dem CF-ZVS-M-Konverter gesteigert werden, müssen alternative Konzepte verfolgt werden, auf die im Folgenden genauer eingegangen wird.

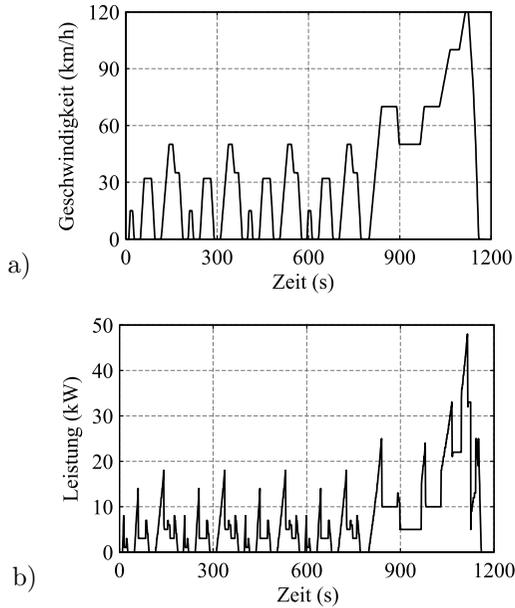


Abb. 5.31: Geschwindigkeitsprofil beim Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ) nach [149] (a) und typisches Profil der Antriebsleistung eines Mittelklasse-Fahrzeugs bei Belastung mit dem NEFZ (b).

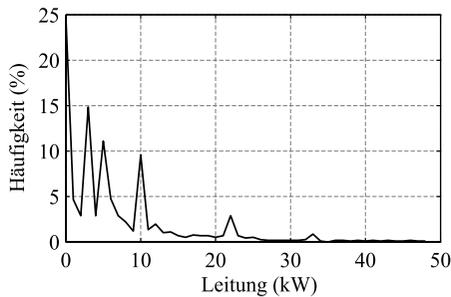


Abb. 5.32: Histogramm der Antriebsleistung eines Mittelklasse-Elektrofahrzeugs bei Belastung mit dem NEFZ. Der eingesetzte Wandler wird vorwiegend unter Teillast genutzt.

5.5.1 Pulsbetrieb

Wie eingangs beschrieben, werden die in Elektrofahrzeugen oder Hybridfahrzeugen genutzten Wandler im Verlauf eines typischen Lastprofils (Mission), wie dem Neuen Europäischen Fahrzyklus (NEFZ), häufig bei Teillast und damit u.U. bei geminderter Effizienz betrieben. Weitaus wichtiger als der momentane Wirkungsgrad $\eta(t)$ im Verlauf der Mission ist jedoch der über die Mission gemittelte Wirkungsgrad η_{avg} . Der mittlere Wirkungsgrad lässt sich aus dem Verhältnis der vom Wandler während der Mission aufgenommenen Energie E_1 und der abgegebenen Energie E_2 bestimmen

$$\eta_{\text{avg}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{E_2}{E_2 + E_{\text{loss}}} = \frac{1}{1 + E_{\text{loss}}/E_2} =$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{1}{P_{2,\text{avg}} T_{\text{Mission}}} \cdot \int_{\text{Mission}} \left(\frac{1}{\eta(t)} - 1 \right) P_2(t) dt} \quad (5.45)$$

und ist eine Funktion der Ausgangsleistung $P_2(t)$ während der Mission und des momentanen Wirkungsgrads $\eta(P_2, t)$. Es ist ersichtlich, dass ein hoher mittlerer Wirkungsgrad auch dadurch erzielt werden kann, dass der Wandler vorwiegend bei einer Leistung $P_2(t)$ betrieben wird, bei der ein hoher Wirkungsgrad $\eta(P_2)$ vorliegt.

Dies kann erreicht werden, indem der Wandler im Pulsbetrieb betrieben wird [150], d.h. der Wandler wie in **Abb. 5.33** dargestellt, periodisch mit der Wiederholrate T_{rep} ein- und ausgeschaltet wird, wobei

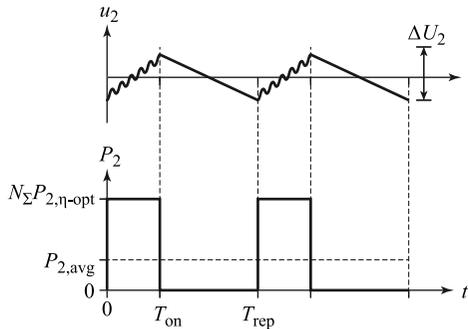


Abb. 5.33: Pulsbetrieb mehrerer Wandlerphasen, während der Einschaltdauer T_{on} jeweils bei der Leistung $P_{2,\eta\text{-opt}}$.

die Ausgangsleistung des Wandlers während der Einschaltdauer T_{on} der Leistung $P_{2,\eta\text{-opt}}$ entspricht, in der das Effizienz-Maximum $\eta_{n,\text{max}}$ vorliegt. Das Verhältnis zwischen Einschaltdauer und Wiederholrate lässt sich angeben mit [151]

$$\frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{rep}}} = \frac{1}{\frac{P_{2,\eta\text{-opt}}}{P_{2,\text{avg}}}\eta_{c\text{-d}} + (1 - \eta_{c\text{-d}})} \stackrel{\eta_{c\text{-d}}=1}{=} \frac{P_{2,\text{avg}}}{P_{2,\eta\text{-opt}}}, \quad (5.46)$$

wobei $\eta_{c\text{-d}} = \eta_{\text{chr}}\eta_{\text{dis}}$ dem Wirkungsgrad des Energiespeichers entspricht, der vom Wandler geladen bzw. entladen wird.

Ein wesentlicher Nachteil des Verfahrens ist, dass die mittlere Leistung $P_{2,\text{avg}}$ während der Dauer $T_{\text{rep}} - T_{\text{on}}$ ausschließlich von einem Energiespeicher geliefert wird, wodurch sich über einen Lade- und Entladezyklus T_{rep} entweder eine erhebliche Schwankung ΔU_2 der Spannung am Energiespeicher einstellt (vgl. **Abb. 5.33**) oder ein Speicher hoher Kapazität eingesetzt werden muss. Im Falle eines Gleichspannungswandlers, der eine Batterie oder einen Superkondensator an einen Spannungszwischenkreis anbindet, stellt die erlaubte Spannungsänderung $\Delta U_{\text{ZK}} = \Delta U_2$ am Zwischenkreiskondensator der Kapazität C_{ZK} eine Einschränkung dar. Wird ein konstanter Laststrom I_2 angenommen, beträgt die Spannungsänderung

$$\Delta U_2 = \frac{1}{C_{\text{ZK}}} \int_{T_{\text{rep}} - T_{\text{on}}} I_2 dt = \frac{I_2}{C_{\text{ZK}}} (T_{\text{rep}} - T_{\text{on}}). \quad (5.47)$$

Beispielhaft ist im Teillast-Arbeitspunkt

$$\begin{aligned} P_{2,\text{avg}} &= 2 \text{ kW} \\ U_2 &= 400 \text{ V} \\ I_2 &= 5 \text{ A} \end{aligned}$$

bei einem Verhältnis

$$\frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{rep}}} \approx \frac{P_{2,\text{avg}}}{P_{2,\eta\text{-opt}}} \approx \frac{P_{2,\text{avg}}}{33\% \cdot P_{\text{max}}} = \frac{2 \text{ kW}}{33\% \cdot 70 \text{ kW}} = 8.6\%$$

und unter Annahme von $C_{\text{CK}} = 1 \text{ mF}$ und $\Delta U_2 = 50 \text{ V}$ bereits eine Wiederholrate von $T_{\text{rep}} = 11 \text{ ms}$ erforderlich, so dass der Pulsbetrieb nur bedingt einsetzbar ist oder die Zwischenkreiskapazität in einem unerwünschten Maße vergrößert werden müsste.

5.5.2 Abschalten von Wandlerphasen

Alternativ zum Pulsbetrieb kann bei einem mehrphasigen Wandler ein Abschalten von Phasen (Phase-Shedding) erfolgen [91], um den Wirkungsgrad im Teillastbetrieb zu steigern. Für diesen Fall und wenn N von N_Σ identischen Phasen des Wandlers betrieben werden, entspricht die Gesamtausgangsleistung P_2 der Summe der Leistungen der N aktivierte Phasen

$$P_2 = \sum_{n=1}^N P_{2,n} . \quad (5.48)$$

Dabei weist jede der Phasen eine Charakteristik des Wirkungsgrads gemäß **Abb. 5.30** auf. Würden alle N_Σ Phasen des Wandlers zur gleichen Zeit und mit der gleichen Leistung $P_{2,n} = P_2/N_\Sigma$, zur Gesamtleistung P_2 beitragen, wäre im Teillastbetrieb des Wandlers, z.B. mit $P_2 = 5\% \cdot P_{\max}$ auch die Ausnutzung der Phasen mit $P_{2,n} = 5\% \cdot P_{\max,n}$ gering und damit ebenfalls der Wirkungsgrad

$$\eta_\Sigma(P_2) = \eta_n \left(\frac{P_2}{N} \right) . \quad (5.49)$$

Bei niedriger Leistung P_2 ist es daher vorteilhaft, eine bestimmte Anzahl der Phasen abzuschalten, so dass die in den verbleibenden Phasen anfallende Leistung $P_{2,n} = P_2/N$ in der Nähe der Leistung $P_{2,\eta-\text{opt},n}$ liegt, bei der das Effizienz-Maximum $\eta_{n,\max}$ der Phasen erreicht wird. Um trotz Phase-Shedding eine gleiche Auslastung aller N_Σ Phasen zu gewährleisten, kann, wie in **Abb. 5.34** dargestellt, zyklisch zwischen den N aktiven Phasen umgeschaltet werden.

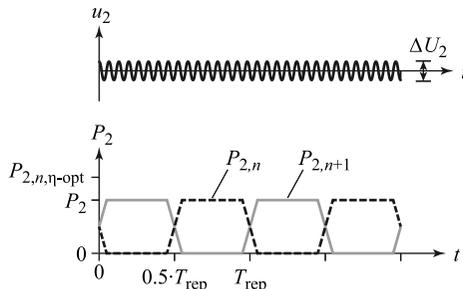


Abb. 5.34: Abwechselnder Betrieb von zwei Wandler-Phasen (Index n und $n + 1$), jeweils in der Nähe des Effizienz-Maximums $P_{2,n,\eta-\text{opt}}$.

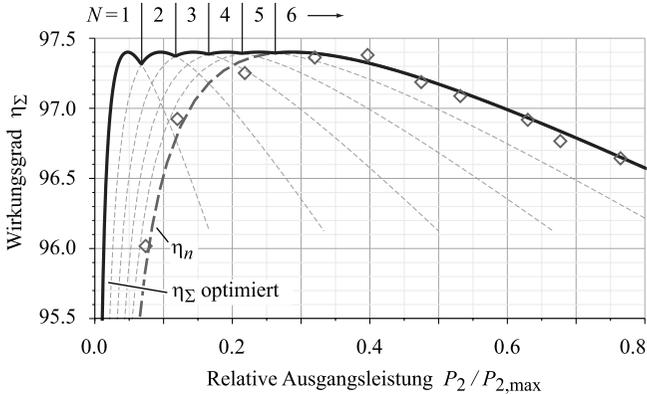


Abb. 5.35: Gemessener Wirkungsgrad η_n für $U_1 = 400\text{ V}$, $U_2 = 200\text{ V}$ bei simultanem Betrieb aller Phasen (Markierungen), Approximation der Messung mit (5.40) und erwartete Steigerung der Gesamteffizienz η_Σ bei Teillast durch Abschalten der Phasen.

Der erwartete Gewinn im Wirkungsgrad wird in **Abb. 5.35** veranschaulicht. Durch eine schrittweise Abschaltung der Phasen beginnend bei $N = N_\Sigma = 6$ bei hoher relativer Ausgangsleistung $P_2/P_{2,\max}$ und bis zu $N = 1$ unter Teillast wird eine drastische Anhebung des Wirkungsgrads erzielt, die bei $P_2 = 5\% \cdot P_{2,\max}$ etwa 2.8% und bei $P_2 = 2\% \cdot P_{2,\max}$ etwa 8.3% beträgt.

Um die Anzahl N der bei gegebener Leistung P_2 zu aktivierenden Phasen zu bestimmen, muss die Grenzleistung $P_{2,\text{sw}}(N)$ ermittelt werden, bei der die Anzahl von N auf $N + 1$ geändert wird. Diese liegt am Schnittpunkt der in **Abb. 5.35** gestrichelt eingezeichneten Kurven vor, die den Wirkungsgrad η_Σ bei N Phasen mit $P_{2,n} = P_2/N$ kennzeichnen. Am Schnittpunkt gilt

$$\eta_n \left(P_{2,n} = \frac{P_2}{N} \right) = \eta_n \left(P_{2,n} = \frac{P_2}{N+1} \right) \quad (5.50)$$

$$a - b \cdot \frac{N}{P_2} - c \cdot \frac{P_2}{N} = a - b \cdot \frac{N+1}{P_2} - c \cdot \frac{P_2}{N+1} .$$

Lösen von (5.50) nach P_2 liefert

$$P_{2,\text{sw}}(N) = \sqrt{\frac{b}{c} N(N+1)} \stackrel{N \geq 1}{\approx} \sqrt{\frac{b}{c}} (\sqrt{2} + N - 1) . \quad (5.51)$$

Dabei ist $P_{2,\text{sw}}(N)$ für $N > 1$ in etwa proportional zu N .

Tab. 5.3: Grenzleistung $P_{2,sw}$ für Änderung der Anzahl N der aktivierten Phasen bei $U_1 = 400\text{ V}$, $U_2 = 200\text{ V}$. Unter Teillast liegt die effektive Leistung pro Phase bei ca. 3.5 kW .

Übergang	Leistung $P_{2,sw}$	Leistung pro Phase
$N = 1 \leftrightarrow N = 2$	4.87 kW	4.87 kW \leftrightarrow 2.44 kW
$N = 2 \leftrightarrow N = 3$	8.43 kW	4.21 kW \leftrightarrow 2.81 kW
$N = 3 \leftrightarrow N = 4$	11.9 kW	3.97 kW \leftrightarrow 2.98 kW
$N = 4 \leftrightarrow N = 5$	15.4 kW	3.85 kW \leftrightarrow 3.08 kW
$N = 5 \leftrightarrow N = 6$	18.9 kW	3.78 kW \leftrightarrow 3.15 kW

Beispielhaft sind in **Tab. 5.3** die für $U_1 = 400\text{ V}$ und $U_2 = 200\text{ V}$ bestimmten Grenzleistungen $P_{2,sw}$ aufgelistet. Allgemein können die Grenzleistungen zu einen Vektor $\vec{P}_{2,sw}$ zusammengefasst werden, in Abhängigkeit von den Spannungen U_1 und U_2 tabelliert und von einer Steuereinrichtung ausgewertet ausgewertet werden, die die Zahl N der zu aktivierenden Phasen bestimmt.

Als Nachteil des Phase-Sheddings ist anzuführen, dass bei niedrigem N , insbesondere bei $N = 1$, der Vorteil der phasenverschobenen Ansteuerung bei der ein geringerer Ausgangsspannungsrippel erzielt wird, verloren geht. Es ist vorteilhaft N nicht kleiner als $N = 2$ zu wählen.

5.5.3 Implementierung des Verfahrens

Die Umsetzung des Phase-Shedding-Verfahrens ist in der bereits beschriebenen Struktur des mehrphasigen Wandlers aus **Abb. 5.21** enthalten. Ein Komparator mit Hysterese (1) vergleicht die gemessene Ausgangsleistung P_2 mit dem Vektor $\vec{P}_{2,sw}$ der Grenzleistungen und entscheidet über die Anzahl N der aktiven Phasen. Die durch N geteilte Stellgröße $I_{2,mod}(z)$ des Stromreglers entspricht dem Soll-Ausgangsstrom der Phasen und wird zusammen mit den gefilterten Spannungen $U_{1,f}(z)$ und $U_{2,f}(z)$ genutzt, um die Schaltzeitpunkte t_1 bis t_3 zu berechnen. Weiterhin wird die Zahl N einer Einheit (2) zur Verfügung gestellt, die entscheidet, welche der Phasen zu aktivieren ist (Status On_n) und die die Phasenwinkel φ_n festlegt (Phasenwinkelsteller)⁷.

⁷ Dabei entsprechen die Phasenwinkel nicht zwingend dem ideellen Wert von $\varphi_n = 360^\circ/N$, sondern werden ggf. variiert um die Amplitude der Rippelspannung an C_{20} zu minimieren (vgl. Abschnitt 5.7).

5.5.4 Experimentelle Verifikation

In **Abb. 5.36** ist das Zuschalten einer zweiten Phase im Arbeitspunkt $U_1 = 250\text{ V}$, $U_2 = 160\text{ V}$ und $P_2 = 4.6\text{ kW}$ dargestellt. Wie **Tab. 5.3** zu entnehmen ist, liegt beim Schalten zwischen $N = 1$ und $N = 2$ die maximale Differenz der Phasen-Ausgangsleistungen $P_{2,n}$ vor. Die Übersichtsdarstellung zeigt, wie sich die Amplitude \hat{u}_2 der am gemeinsamen Ausgangskondensator C_{20} gemessenen Rippelspannung \tilde{u}_2 allmählich verringert bis der Phasenwinkelsteller, der in Abschnitt 5.7 beschrieben wird, die optimalen Phasenwinkel φ_n eingestellt hat. Detaildarstellungen vor dem Zuschalten, während des Zuschaltens und nach dem Zuschalten sind ebenfalls in **Abb. 5.36** abgebildet.

Durch den Betrieb ohne kontinuierlichem Spulenstrom i_L , der beim CF-ZVS-M-Konverter genutzt wird, um ein Nullspannungsschalten zu erzielen, ist am Ende bzw. zu Beginn einer Schaltperiode nur wenig Energie in der Spule L gespeichert. Daher muss beim Zu- oder Wegschalten einer Phase weder der Spulenstrom abgebaut werden, währenddessen weiter Energie an die Last geliefert wird, noch der Spulenstrom auf seinen nominellen Mittelwert eingeregelt werden. Das CF-ZVS-M-Verfahren erlaubt aus diesem Grund ein spontanes Schalten der Leistung zwischen den Phasen, ohne dass es zu einem Überschießen oder Einbruch der Ausgangsspannung U_2 kommt, wie auch aus der Messung der Spannung \tilde{u}_2 ersichtlich ist⁸.

Abb. 5.36 c) verdeutlicht die Funktionalität des in Abschnitt 3.3 vorgeschlagenen Verfahrens zur Regelung des Stromes I_0 : Zu Beginn ist der Spulenstrom $i_{L,2}$ der zweiten Phase Null statt des für ein Nullspannungsschalten nötigen Werts $-I_0$ und am Ende der ersten Schaltperiode weist der negative Strom einen höheren Wert als erforderlich auf. Nach einigen Schaltperioden jedoch hat der im FPGA implementierte Regler diesen Fehler ausgeglichen und es stellt sich der minimal nötige Wert $I_{0,\min}$ ein.

Weitere Messungen für das Zuschalten einer dritten Phase im Arbeitspunkt $U_1 = 250\text{ V}$, $U_2 = 222\text{ V}$ und $P_2 = 2\text{ kW}$ und das Wegschalten einer zweiten Phase im Arbeitspunkt $U_1 = 250\text{ V}$, $U_2 = 213\text{ V}$ und $P_2 = 1.8\text{ kW}$ sind in **Abb. 5.37** und **Abb. 5.38** dargestellt. In beiden Fällen findet eine problemlose Umverteilung der Leistung P_2 zwischen

⁸ Voraussetzung ist bei für alle Phasen identischen Schaltzeitpunkten t_i , dass die Phasen gleiche elektrische Parameter aufweisen, insbesondere, dass die Spulen L_n die gleiche Induktivität aufweisen oder dass bekannte Toleranzen berücksichtigt und durch Anpassung der Schaltzeitpunkte t_i kompensiert werden.

den Phasen statt. Nach dem Abschalten einer Phase (alle vier Schalter S_i werden ausgeschaltet) baut sich der Spulenstrom $i_L(t)$ in einer vom Leitwiderstand der MOSFETs und dem Widerstand der Spule gedämpften Schwingung zwischen L und den Ausgangskapazitäten C_{oss} ab. Diese Schwingung kann verhindert werden, indem die Schalter S_3 and S_4 eingeschaltet bleiben.

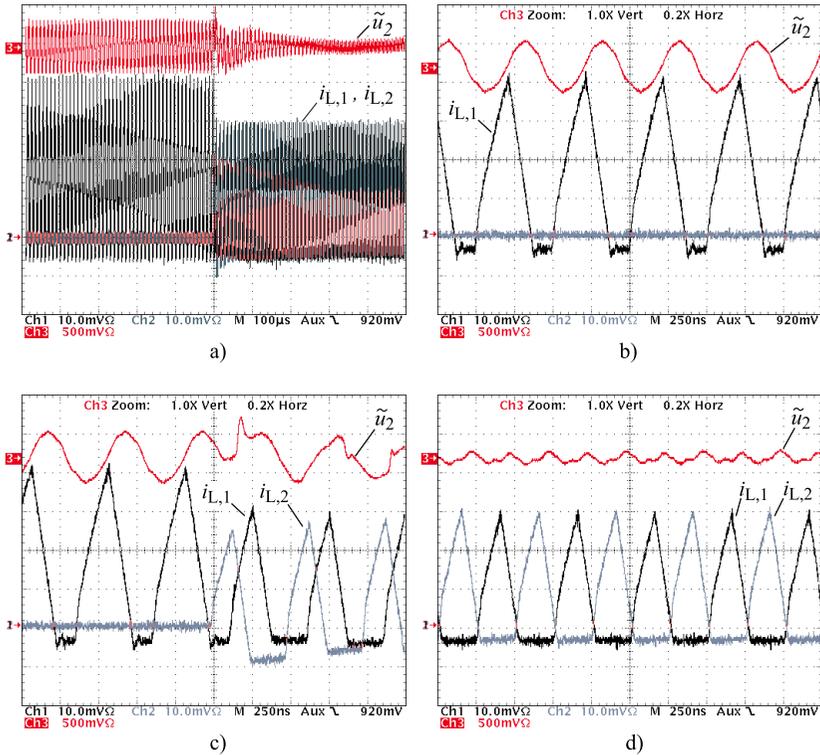


Abb. 5.36: Zuschalten einer zweiten Phase bei $U_1 = 250\text{ V}$, $U_2 = 160\text{ V}$ und $P_2 = 4.6\text{ kW}$ in der Übersicht (a), vor dem Zuschalten (b), während des Zuschaltens (c) und nach dem Zuschalten (d). Die Rippelspannung \tilde{u}_2 am Kondensator C_{20} reduziert sich, bis der Phasenwinkelsteller die optimalen Phasenwinkel φ_n eingeregelt hat. Einige Schaltperioden nach dem Zuschalten der zweiten Phase ist der negative Mindeststrom $-I_0$ auf den nötigen Mindestwert eingeregelt. Spulenströme $i_{L,n}$, 10A/10mV, Rippelspannung \tilde{u}_2 , 1V/100mV.

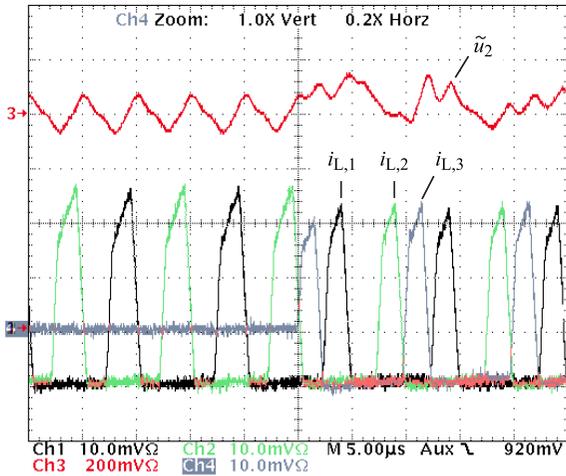


Abb. 5.37: Zuschalten einer dritten Wandler-Phase im Arbeitspunkt $U_1 = 250$ V, $U_2 = 222$ V, $P_2 = 2$ kW. Spulenströme $i_{L,n}$, 10A/10mV, Rippelspannung \tilde{u}_2 , 1V/100mV.

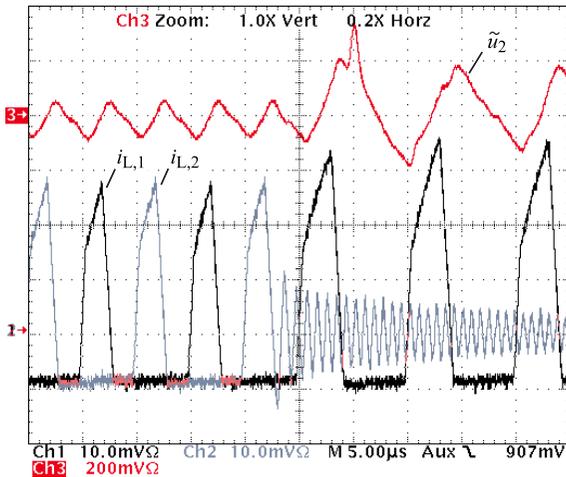


Abb. 5.38: Ausschalten einer von zwei aktivierten Phasen im Arbeitspunkt $U_1 = 250$ V, $U_2 = 213$ V, $P_2 = 1.8$ kW. Spulenströme $i_{L,n}$, 10A/10mV, Rippelspannung \tilde{u}_2 , 1V/100mV.

5.6 Stromaufteilung zwischen den Phasen

Bei mehrphasigen Wandlern ist eine gleichmäßige Aufteilung des Ausgangsstromes I_2 unter den N Phasen überaus wichtig. Andernfalls wären ein reduzierter Wirkungsgrad auf Grund von Überlast einer oder mehrerer Phasen bis hin zum Ausfall des Wandlers die Folge. Häufig wird bei mehrphasigen Wandlern auf eine individuelle Stromregelung der Phasen, die gleiche Phasenströme $I_{2,n}$ sicherstellt, verzichtet, um die Kosten für Stromsensoren und Regeleinrichtungen gering zu halten. In diesem Fall sind parasitäre Effekte für die dynamische und statische Stromaufteilung zwischen den Phasen maßgeblich.

Die wichtigsten dieser parasitären Effekte sind Toleranzen in den effektiven Längswiderständen $R_{\text{ph},n}$ der Phasen, die zwischen Eingang und Ausgang der Phasen resultieren und mitbestimmt werden von den Leitwiderständen $R_{\text{DS(on)}}$, der Sättigungsspannung $U_{\text{CE(sat)}}$ und/oder Toleranzen des Vorwärtsspannungsabfalls U_{F} der eingesetzten Halbleiter und den Widerständen der magnetischen Komponenten oder Kondensatoren und Toleranzen im Tastgrad. Übliche Fertigungstoleranzen des parasitären Gleichstromwiderstands der Wicklungen von Spulen liegen im Bereich von 3-10 % und die Toleranzen des Leitwiderstands von MOSFETs im Bereich von 5-20 % [152]. Je nach Ansteuerverfahren ist die Auswirkung dieser Toleranzen verschieden stark ausgeprägt. Insbesondere zeigen sich zwischen Wandlern, in denen ein kontinuierlicher Spulenstrom geführt wird, wie den in Kapitel 2 beschriebenen ARCP-, SAZZ- und ZCT-QZVT-Konvertern und Wandlern mit diskontinuierlicher Stromführung, wie den TCM- oder CF-ZVS-M-Konvertern, deutliche Unterschiede.

5.6.1 Wandler mit kontinuierlichem Spulenstrom

Abb. 5.39 zeigt ein Ersatzschaltbild eines mehrphasigen Tiefsetzstellers mit Ausgangsspannung U_2 im stationären Zustand. Durch Schalten der eingangsseitigen Schalter mit dem Tastgrad $D_n = t_{1,n}/T_{\text{p}}$ werden die mittleren Spannungen $\bar{U}_{1,n} = U_1 \cdot t_{1,n}/T_{\text{p}}$ gebildet. Der von der n -ten Phase geführte Strom $I_{2,\text{CCM},n}$ hängt von der Spannungsdifferenz zwischen den mittleren Spannungen $\bar{U}_{1,n}$ und der Ausgangsspannung U_2 sowie den effektiven Längswiderständen $R_{\text{ph},n}$ ab und beträgt

$$I_{2,\text{CCM},n} = \frac{\bar{U}_{1,n} - U_2}{R_{\text{ph},n}} = \frac{\frac{t_{1,n}}{T_{\text{p}}} U_1 - U_2}{R_{\text{ph},n}}. \quad (5.52)$$

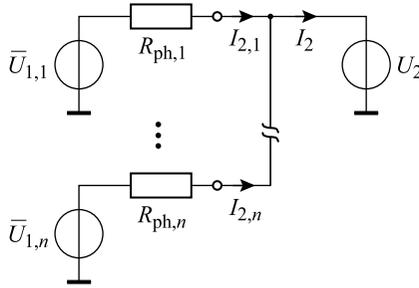


Abb. 5.39: Ersatzschaltbild eines mehrphasigen Tiefsetzstellers im stationären Zustand.

Aus (5.52) lässt sich der relative Fehler der Phasenströme $I_{2,\text{CCM},n}$ bezogen auf den mittleren Phasenstrom $\bar{I}_{2,\text{CCM}}$, der durch eine Abweichung $\Delta t_{1,n}$ in der Einschaltzeit $t_{1,n}$ und/oder zufolge einer Toleranz $t_{R,n} = R_{\text{ph},n}/\bar{R}_{\text{ph}} - 1$ im effektiven Längswiderstand entsteht, berechnen.

$$f_{I,\text{CCM}} = \frac{1}{\bar{I}_{2,\text{CCM}}} \left(\frac{dI_{2,\text{CCM},n}}{dt_{1,n}} \Delta t_{1,n} + \frac{dI_{2,\text{CCM},n}}{dR_{\text{ph},n}} R_{\text{ph},n} t_{R,n} \right). \quad (5.53)$$

Bei einem weich schaltenden Wandler, bei dem in erster Linie Leitverluste entstehen, können die Verluste ebenfalls durch einen effektiven Längswiderstand modelliert werden. Bei einer geforderten Effizienz η lässt sich der mittlere Wert des effektiven Längswiderstands in Abhängigkeit vom Spannungsübersetzungsverhältnis v berechnen mit

$$\bar{R}_{\text{ph}} = \frac{\bar{P}_{\text{loss}}}{\bar{I}_{2,\text{CCM}}^2} = \frac{vU_1}{\bar{I}_{2,\text{CCM}}} \cdot \frac{1-\eta}{\eta} \quad (5.54)$$

Weiterhin muss durch die mittlere Einschaltzeit der Spannungsabfall am mittleren Längswiderstand ausgeglichen werden. Es folgt

$$\bar{t}_1 = T_p \cdot \frac{U_2 + \bar{R}_{\text{ph}} \bar{I}_{2,\text{CCM}}}{U_1}. \quad (5.55)$$

Mit (5.54) und (5.55) vereinfacht sich (5.53) zu

$$f_{I,\text{CCM}} = \frac{\eta}{vT_p(1-\eta)} \Delta t_{1,n} - t_{R,n}. \quad (5.56)$$

5.6.2 CF-ZVS-M-Konverter

Aus dem allgemeinen Ausdruck (3.19) der Ausgangsleistung P_2 des CF-ZVS-M-Konverters folgt mit $D_i = (t_i - t_{i-1})/T_p$ und $Z = L/T_p$ für den Mittelwert des Phasenstroms

$$\begin{aligned}
 I_{2,\text{CF-ZVS-M},n} &= \frac{U_1}{Z} \left((D_{1,n} + \frac{1}{2}D_{2,n} + D_{3,n}) D_{2,n} + D_{1,n}D_{3,n} \right) \\
 &\quad - \frac{U_2}{2Z} (D_{2,n} + D_{3,n})^2 - I_0(D_{2,n} + D_{3,n}) = \\
 &= \frac{U_1 (2t_{2,n}t_{3,n} - t_{1,n}^2 - t_{2,n}^2)}{2L_n T_p} - \frac{U_2 (t_{1,n} - t_{3,n})^2}{2L_n T_p} \\
 &\quad - \frac{I_0(t_{3,n} - t_{1,n})}{T_p}. \tag{5.57}
 \end{aligned}$$

Wie aus der Gleichung zu erkennen ist, sind beim CF-ZVS-M-Konverter denkbare Quellen für eine Asymmetrie der Phasenströme Toleranzen in den Schaltzeitpunkten t_i , die sich aus Fehlern bei der Interpolation der Zeiten aus Tabellenwerten oder aus Bauteil- oder Laufzeittoleranzen in den Ansteuerschaltungen oder den Schaltern S_i selbst ergeben können und Toleranzen der Induktivität L . Der mittlere Phasenstrom ist nur sehr schwach vom effektiven Längswiderstand der Phasen abhängig, da die Zeitkonstante $\bar{L}/\Delta R_{\text{ph},n}$ groß ist gegenüber der Schaltperiodendauer T_p , so dass der Einfluss auf den Zeitverlauf des Spulenstroms (Änderung der exponentiellen Krümmung) und somit auf die an die Last gelieferte Leistung gering ist.

Der relative Fehler der Phasenströme bezogen auf den mittleren Phasenstrom $\bar{I}_{2,\text{CF-ZVS-M}}$ auf Grund von Abweichungen Δt_i in den Schaltzeitpunkten t_i und einer Toleranz $t_{L,n} = L_n/\bar{L} - 1$ der Induktivität der Spule L kann mit

$$\begin{aligned}
 f_{I,\text{CF-ZVS-M}} &= \sum_{i=1}^3 \frac{dI_{2,\text{CF-ZVS-M},n}}{dt_{i,n}} \cdot \frac{\Delta t_{i,n}}{\bar{I}_{2,\text{CF-ZVS-M}}} + \\
 &\quad + \frac{dI_{2,\text{CF-ZVS-M},n}}{dL_n} L_n t_{L,n} \tag{5.58}
 \end{aligned}$$

berechnet werden. Durch Einsetzen der vereinfachten Gleichungen (3.59), (3.58) und (3.60) der Tastgrade D_i vereinfacht sich (5.58) zu

$$f_{I,\text{CF-ZVS-M}} = \frac{\sqrt{2}U_1 \cdot (v\Delta t_{1,n} + \Delta t_{2,n})}{\sqrt{(v^2 + v + 1)\bar{L}T_p U_2 \bar{I}_{2,\text{CF-ZVS-M}}}} - t_{L,n}. \tag{5.59}$$

5.6.3 Fazit

Zur Beurteilung der Sensibilität der Ansteuerkonzepte gegenüber Toleranzen können die Fehlerfunktionen $f_{I,CCM}$ und $f_{I,CF-ZVS-M}$ aus (5.56) bzw. (5.59) für die typischen Werte $\eta = 98\%$, $T_p = 10\ \mu\text{s}$, $L = 5.7\ \mu\text{H}$ und den Arbeitspunkt $U_1 = 450\ \text{V}$, $v = 1/2$, $I_2 = 45\ \text{A}$ ausgewertet werden

$$\begin{aligned} f_{I,CCM} &= 9.80 \cdot 10^6 \Delta t_{1,n} - t_{R,n} \\ f_{I,CF-ZVS-M} &= 3.19 \cdot 10^5 \Delta t_{1,n} + 6.37 \cdot 10^5 \Delta t_{2,n} - t_{L,n} . \end{aligned} \quad (5.60)$$

Wie aus (5.60) ersichtlich ist, ist die Sensibilität eines bei kontinuierlichem Spulenstrom betriebenen Wandlers gegenüber Toleranzen in den Schaltzeiten um etwa eine Größenordnung höher als beim CF-ZVS-M-Konverter. Unter der Annahme von $\Delta t_i = 50\ \text{ns}$ beträgt beim CCM-Wandler die Abweichung der Phasenströme zum Mittelwert \bar{I}_2 bereits 49% – beim CF-ZVS-M-Konverter dagegen nur 4.8%. Weiterhin ist die Abweichung der Phasenströme beim CCM-Wandler direkt proportional zur Toleranz $t_{R,n}$ des effektiven Längswiderstands und beim CF-ZVS-M-Konverter direkt proportional zur Toleranz $t_{L,n}$ der Induktivität L .

Die bisherige Fehlerbetrachtung beruht auf Ursachen, die die statische Stromaufteilung beeinflussen. Beim CCM-Wandler kommt erschwerend hinzu, dass eine Toleranz der Induktivität L wegen des Zusammenhangs $di_{L,n} = \frac{U_L}{L} \cdot dt$ die dynamische Stromaufteilung beeinflusst – z.B. bei einem Lastwechsel [153]. Häufig wird bei CCM-Wandlern wegen der genannten Gründe eine individuelle Messung und Regelung der Spulenströme eingesetzt [91], verbunden mit höheren Kosten durch den Mehraufwand an Stromsensoren und Regeleinrichtungen. In diesem Fall ist die Genauigkeit der Stromaufteilung abhängig von der absoluten Genauigkeit der Strommessung.

Alternativ sind Konzepte bekannt, die auch bei ausschließlicher Messung des Laststroms I_2 mittels eines regelungstechnischen Ansatzes eine gleichmäßige Stromaufteilung gewährleisten. Diese Methoden beruhen auf der Messung des Spannungsabfalls am Serienwiderstand (ESR) des Eingangskondensators (im Tiefsetzbetrieb) während der Einschaltzeit des Schalters [154], auf einer Messung des Wirkungsgrades des Wandlers [152] oder auf einer Messung und Auswertung der Rippelspannung am Ausgangskondensator [155, 156]. Das erste Konzept kann nicht bei mehrphasigen Wandlern genutzt werden, bei denen eine Überlappung der Einschaltzeiten der Schalter der Phasen vorliegen kann. Das letzte Konzept kann Probleme bereiten, wenn mit dem Kondensator an

dem die Rippelspannung gemessen wird, weitere Verbraucher verbunden sind, die ihrerseits einen Beitrag zur Rippelspannung liefern.

Bei Wandlern mit diskontinuierlicher Stromführung, wie dem SCM-, TCM- oder CF-ZVS-M-Konverters ist eine Toleranz der Induktivität L unkritisch für die dynamische Stromaufteilung. Darüber hinaus liegt bei diesen Wandlern, die ein Nullspannungsschalten nutzen, bis zu einem gewissen Maße eine Selbstsymmetrierung der Phasenströme vor, da ein höherer Spitzenstrom ein schnelleres Umschwingen der Ausgangskapazitäten bewirkt [157].

Da die Schaltzeitpunkte t_i bei einer digitalen Ansteuerung eng toleriert erzeugt werden können, ist die Hauptursache einer Asymmetrie der Phasenströme des CF-ZVS-M-Konverters die Toleranz $t_{L,n}$ der Induktivität L . Andererseits wird die Induktivität einer Spule mit Luftspalt hauptsächlich durch die Länge des Luftspalts bestimmt (vgl. Abschnitt 4.2) und die Toleranz $t_{L,n}$ ist somit abhängig von der Fertigungstoleranz der Luftspalllänge. Beim betrachteten 12-kW-CF-ZVS-M-Konverter liegt die Luftspalllänge je nach Bauform der Spule im Bereich $l_g > 2$ mm und kann mit guter Genauigkeit eingestellt werden. Aus diesem Grund kann beim mehrphasigen CF-ZVS-M-Konverter meist auf eine individuelle Messung und Regelung der Phasenströme verzichtet werden.

5.7 Vermeidung subharmonischer Frequenzanteile

Bauteiltoleranzen bereiten nicht nur Schwierigkeiten für die gleichmäßige Stromaufteilung zwischen den Phasen des Wandlers, sondern wirken sich auch nachteilig bei einer phasenverschobenen Ansteuerung aus. Im Idealfall wird bei phasenverschobener Ansteuerung der N Phasen eine, bezogen auf die Schaltfrequenz f_{sw} der Phasen N -fach höhere effektive Schaltfrequenz $f_{sw,eff} = N f_{sw}$ erzielt (Abschnitt 5.1), die sich positiv auf die Baugröße des Filters auswirkt (Abschnitt 5.2). Als Grund ist die Auslöschung der subharmonischen Frequenzanteile

$$f = i \cdot f_{sw} , \quad i \in [1 \dots N - 1] \tag{5.61}$$

der effektiven Schaltfrequenz im Spektrum der Rippelspannung am Ausgang des Wandlers anzuführen, die bei Überlagerung der Phasenströme $i_{S3,n}$ zum Gesamtstrom $i_{S3,\Sigma}$ (vgl. **Abb. 5.40**) eintritt.

Bei toleranzbehafteten Bauteilwerten – beim CF-ZVS-M-Konverter insbesondere bei sich unterscheidenden Werten L_n – ist die Auslöschung unvollständig und macht sich als Frequenzanteil unterhalb $f_{sw,eff}$ in der Rippelspannung bemerkbar. In **Abb. 5.41** ist beispielhaft die Situation

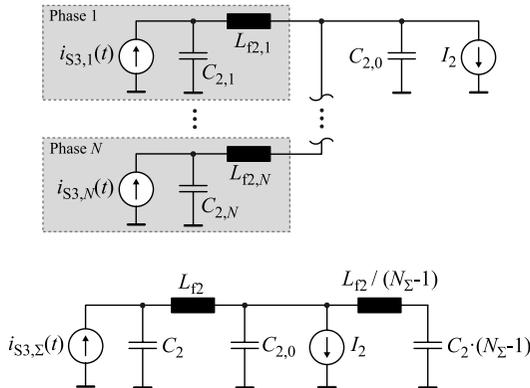


Abb. 5.40: Modellierung des Leistungsteils der Phasen und der Last des Wandlers durch Stromquellen und deren Verschaltung mit dem mehrstufigen Filter (oben) und Zusammenfassen der Stromquellen mittels Superposition (unten).

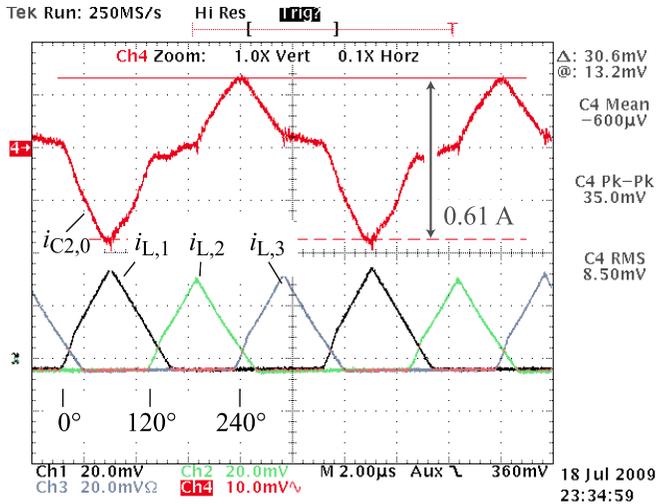


Abb. 5.41: Messung des Stroms $i_{C2,0}(t)$ im Kondensator $C_{2,0}$ eines dreiphasigen CF-ZVS-M-Konverters bei $U_1 = 400\text{ V}$, $U_2 = 200\text{ V}$, $I_2 = 30\text{ A}$ und toleranzbehafteter Induktivität $L_1 = 0.8 \cdot L_2 = 0.8 \cdot L_3$ und über die Dauer der Schaltperiode gleich verteilten Phasenwinkel $\varphi_1 = 0^\circ$, $\varphi_2 = 120^\circ$, $\varphi_3 = 240^\circ$. Kondensatorstrom $i_{C2,0}(t)$ mit $200\text{ mA}/10\text{ mV}$ und Spulenströme $i_{L,n}(t)$ mit $20\text{ A}/10\text{ mV}$.

dargestellt, bei der die Spule L_1 der ersten Phase einen gegenüber der der zwei weiteren Phasen um 20% niedrigeren Induktivitätswert aufweist. Die Folge ist ein Anstieg des Spitzenwerts des Spulenstroms $i_{L,1}$ und eine unerwünschte grundfrequente Komponente bei $f_{sw} = 100\text{ kHz}$ im Wechselanteil des Gesamtstroms $i_{S3,\Sigma}$ (Strom $i_{C2,0}$ durch den Ausgangskondensator $C_{2,0}$), die den Vorteil der phasenverschobenen Ansteuerung zumindest teilweise aufhebt. Eine gleiche Problematik ist bei Wandlern mit kontinuierlichem Spulenstrom festzustellen, in dessen Phasen sich auf Grund von Toleranzen der Spulen L_n ebenfalls unterschiedliche Amplituden $\hat{i}_{L,n}$ der Rippleströme einstellen [147, 158].

Für eine genauere Beschreibung des Effekts wird im Folgenden zunächst das in Abschnitt 5.2 abgeleitete Modell des mehrphasigen Wandlers mit Filter abgewandelt und erweitert. Anschließend werden aus dem modifizierten Modell Methoden abgeleitet, die die unerwünschten subharmonischen Frequenzanteile reduzieren oder unterdrücken.

5.7.1 Modifiziertes Modell des Wandlers

Die Phasenströme $i_{S3,n}(t)$ lassen sich alternativ durch die Fourier-Reihe

$$i_{S3,n}(t) = I_{2,n} + \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{I}_{S3,n,\nu} \cos\left(\frac{2\pi\nu}{T_P}t - \varphi_{n,\nu}\right) \quad (5.62)$$

beschreiben, in der $\hat{I}_{S3,\nu}$ die Amplitudenkoeffizienten der Reihe und $\varphi_{n,\nu}$ deren Phasenlage bezeichnen. Das aus der Reihenentwicklung resultierende, auf die Amplitude der Komponente mit Grundfrequenz normierte Amplitudenspektrum des Phasenstroms ist in **Abb. 5.42** für zwei typische Arbeitspunkte dargestellt. Bei niedriger Ausgangsleistung (oberes Teilbild) überwiegen wegen der geringen Ausnutzung der Schalt-

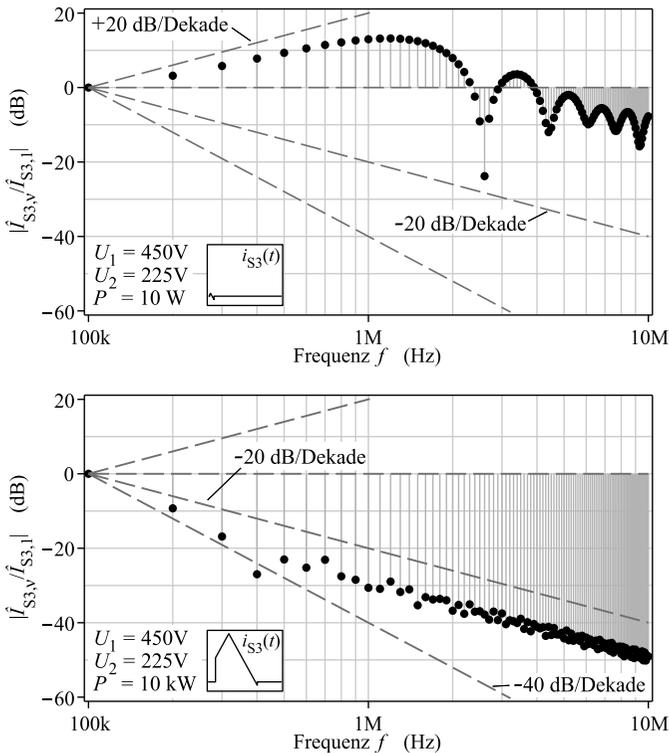


Abb. 5.42: Amplitudenspektrum des Phasenstroms $i_{SS,n}$ für niedrige (oben) und hohe Leistung (unten).

periode die Oberschwingungen; in der Nähe der Nennleistung (unteres Teilbild) dominiert der Grundswingungsanteil.

Für die weiteren Betrachtungen werden vereinfacht ausschließlich der Grundswingungsanteil $\hat{I}_{S3,n,1} = \hat{I}_{S3,n}$ der Phasenströme und deren Phasenlage $\varphi_{n,\nu} = \varphi_n$ berücksichtigt. Diese Vereinfachung ist aus folgenden Gründen zulässig:

- ▶ Der Gleichanteil trägt nicht zum Spannungsrippel bei.
- ▶ Die Auswirkung von Toleranzen von L_n ist bei Nennleistung, bei der der maximale Spannungsrippel vorliegt, besonders kritisch. Bei Nennleistung dominiert der Grundswingungsanteil.
- ▶ Die Oberschwingungsanteile werden durch das eingesetzte mehrstufige Filter mit einer Grenzfrequenz unterhalb der Grundfrequenz deutlich stärker bedämpft als der Grundswingungsanteil.

Unter diesen Annahmen lassen sich die Grundswingungsanteile der Phasenströme auch in Vektorschreibweise

$$\vec{i}_{S3,n} = \hat{I}_{S3,n} \cdot e^{j\varphi_n} \quad (5.63)$$

angeben. Die Vektoren erfüllen dabei die Funktion eines Rippelzeigers dessen Orientierung φ_n identisch ist mit dem bei einem phasenverschobenen Betrieb des mehrphasigen Wandlers vorliegenden Phasenwinkel. Bei einer Phasenzahl $N > 1$ kann der Gesamtstrom im Ersatzschaltbild **Abb. 5.40** durch die Summe

$$\vec{i}_{S3,\Sigma} = \sum_{n=1}^N \vec{i}_{S3,n} = \sum_{n=1}^N \hat{I}_{S3,n} \cdot e^{j\varphi_n} \quad (5.64)$$

berechnet werden.

Die Berechnung kann wie in **Abb. 5.43** dargestellt als Vektorsumme der N Rippelzeiger grafisch veranschaulicht werden. Die Abbildung zeigt exemplarisch die Rippelzeiger eines 5-phasigen Wandlers, deren Phasenwinkel φ_n Vielfache von $360^\circ/5 = 72^\circ$ betragen. Im Idealfall ist die Vektorsumme $\vec{i}_{S3,\Sigma}$ bei phasenverschobenem Betrieb Null, d.h. es kommt zur Auslöschung des grundfrequenten Anteils. Die auf Grund von Toleranzen ungleichen Längen der Zeiger bedingen jedoch eine von Null verschiedene Vektorsumme $\vec{i}_{S3,\Sigma} \neq 0$, gleichbedeutend mit einem grundfrequenten Anteil in der Rippelspannung, d.h. einer Spektralkomponente bei $f = f_{sw}$.

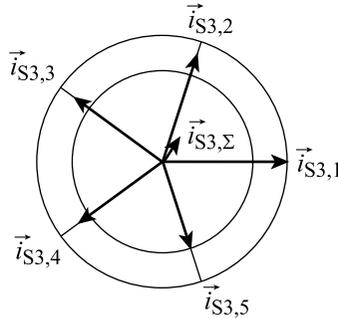


Abb. 5.43: Rippelzeiger eines 5-phasigen Wandlers bei gleichmäßiger Verteilung der Phasenwinkel φ_n über die Dauer der Schaltperiode. Die von Null verschiedene Vektorsumme $\vec{i}_{S3,\Sigma}$ ist ursächlich für einen unerwünschten grundfrequenten Anteil im Spektrum des Spannungsrippels.

5.7.2 Sortierverfahren

Es ist offensichtlich, dass durch Änderung der Phasenwinkel φ_n Einfluss auf die Vektorsumme $\vec{i}_{S3,\Sigma}$ und damit auf die Amplitude des Spannungsrippels genommen werden kann. Ein derartiges Verfahren, das auf der Sortierung der Phasenwinkel entsprechend den Längen $\hat{I}_{S3,n}$ der zugehörigen Rippelzeiger basiert, anstelle die möglichen Phasenwinkel $\varphi_n = n \cdot 360^\circ / N$ zufällig den N Phasen des Wandlers zuzuweisen, wird in [144] vorgestellt. Das Konzept sieht vor, bei einer geraden Phasenanzahl nach und nach jeweils die Phasenpaare mit längsten Rippelzeigern um 180° phasenverschoben anzuordnen, so dass sich deren Beiträge zu $\vec{i}_{S3,\Sigma}$ möglichst kompensieren.

Das Sortierverfahren ist ebenfalls anwendbar bei einer ungeraden Phasenanzahl. Hierzu werden die Zeiger ihrer Länge nach absteigend sortiert, so dass beim in **Abb. 5.44** dargestellten Beispiel mit fünf Phasen $\vec{i}_{S3,1}$ die maximale und $\vec{i}_{S3,5}$ die minimale Länge aufweist. Den Zeigern $\vec{i}_{S3,2}$ und $\vec{i}_{S3,3}$ werden Phasenwinkel mit maximaler Winkeldifferenz zu $\vec{i}_{S3,1}$ zugewiesen, dem Zeiger $\vec{i}_{S3,4}$ die Position mit maximaler Winkeldifferenz zu $\vec{i}_{S3,2}$ und $\vec{i}_{S3,5}$ die Position mit maximaler Winkeldifferenz zu $\vec{i}_{S3,3}$. Im Vergleich zur in **Abb. 5.43** dargestellten Situation mit unsortierten Zeigern gleicher Länge ist eine deutliche Reduktion des Grundschwingungsanteils der Rippelspannung festzustellen.

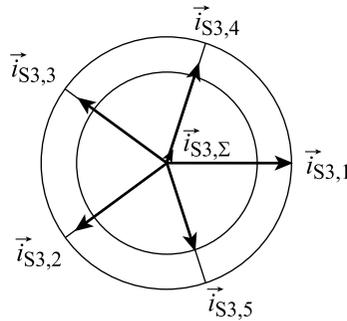


Abb. 5.44: Rippelzeiger eines 5-phasigen Wandlers bei gleichmäßiger Verteilung der Phasenwinkel φ_n über die Schaltperiode und Sortierung der Phasenwinkel entsprechend der Längen der Zeiger.

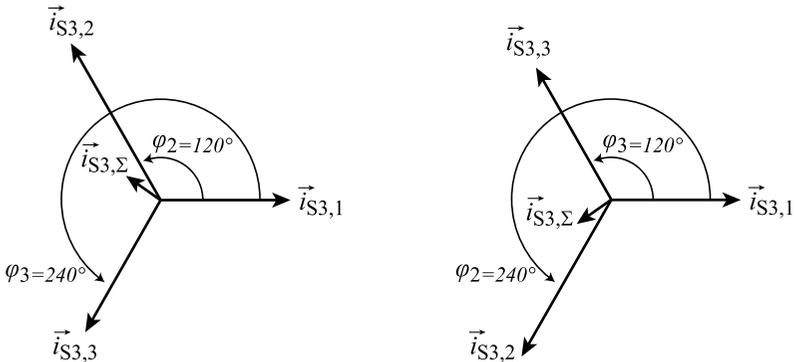


Abb. 5.45: Rippelzeiger und Vektorsumme $\vec{i}_{S3,\Sigma}$ für über die Schaltperiode gleichmäßig verteilte Phasenwinkel und $N = 3$. Durch Vertauschung der Phasenwinkel kann keine Reduktion des Grundschwingungsanteils der Rippelgrößen erzielt werden.

5.7.3 Neuartiges Verfahren zur Rippel-Reduktion

Das Sortierverfahren ist besonders geeignet für eine höhere Phasenzahl, hat jedoch den Nachteil, dass die Auslöschung des Grundschwingungsanteils der Rippelspannung unvollständig ist und dass das Verfahren nicht anwendbar ist bei einer Phasenzahl von $N = 3$. Wie in **Abb. 5.45** dargestellt, führt eine Sortierung der Phasenwinkel bei $N = 3$ lediglich zu einer Änderung der Phasenlage der Vektorsumme $\vec{i}_{S3,\Sigma}$, deren

Amplitude allerdings unverändert bleibt. Aus diesem Grund wird für $N = 3$ eine Anpassung der Phasenwinkel auf Werte abweichend von der gleichmäßigen Verteilung ($\varphi_n = [0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}]$) über die Schaltperiode vorgeschlagen, die zu einer vollständigen Auslöschung von $\vec{i}_{S3,\Sigma}$ und somit des Grundschwingungsanteils der Ripplegrößen führt.

Wie in **Abb. 5.46** dargestellt, existiert eine Kombination der Phasenwinkel φ_n , für die die Vektorsumme $\vec{i}_{S3,1} + \vec{i}_{S3,2} + \vec{i}_{S3,3}$ der Ripplezeiger gerade Null ist und der Grundschwingungsanteil des Ripplestroms ausgelöscht wird. **Abb. 5.47** veranschaulicht das Funktionsprinzip im Zeitbereich. Diese Phasenwinkel können analytisch durch trigonometrische Berechnung bestimmt werden und sind gegeben durch

$$\begin{aligned}\varphi_2 &= \pi - 2 \cdot \arctan \frac{r}{s - \hat{I}_{S3,3}} \\ \varphi_3 &= \pi + 2 \cdot \arctan \frac{r}{s - \hat{I}_{S3,2}}\end{aligned}\quad (5.65)$$

mit

$$\begin{aligned}r &= \sqrt{\frac{(s - \hat{I}_{S3,1})(s - \hat{I}_{S3,2})(s - \hat{I}_{S3,3})}{s}} \\ s &= \frac{\hat{I}_{S3,1} + \hat{I}_{S3,2} + \hat{I}_{S3,3}}{2},\end{aligned}\quad (5.66)$$

wenn $\forall \hat{I}_{S3,n}/\hat{I}_{S3,m} \leq \frac{1}{3}$ gilt, d.h. wenn die Amplituden der Ripplezeiger nicht mehr als 33% voneinander abweichen. Beim CF-ZVS-M-Konverter entspricht die Abweichung der Ripplezeiger gleichzeitig der Toleranz der Induktivitäten L_n .

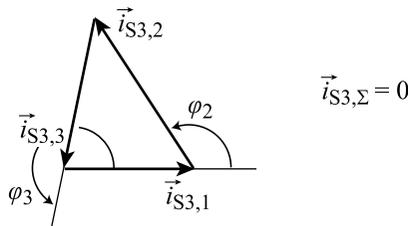


Abb. 5.46: Ripplezeiger mit optimierten Phasenwinkeln φ_n . Für eine Phasenzahl von $N = 3$ existiert eine Lösung für φ_n , bei der es zur Auslöschung der Vektorsumme $\vec{i}_{S3,\Sigma}$ kommt.

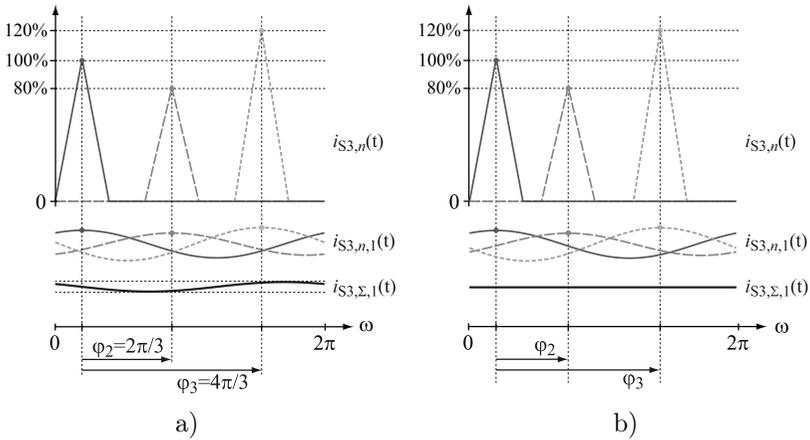


Abb. 5.47: Addition der Grundschwingungsanteile $i_{S3,n,1}(t)$ der Phasenströme zum Grundschwingungsanteil $i_{S3,\Sigma,1}(t)$ des Ripplestroms am Ausgang des Wandlers bei gleichmäßiger (a) und optimierter (b) Verteilung der Phasenwinkel φ_n über die Schaltperiode.

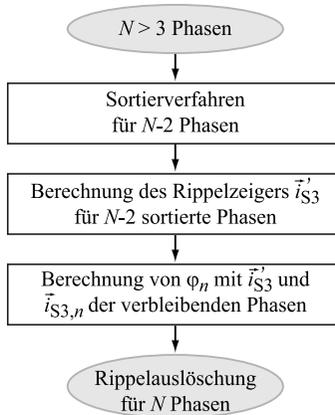


Abb. 5.48: Kombination des Sortierverfahrens mit der Anpassung der Phasenwinkel zur Auslöschung des Grundschwingungsanteils der Ripplegrößen bei $N > 3$ Phasen.

5.7.4 Kombination der Verfahren

Das neuartige Verfahren zur Auslöschung des Grundschwingungsanteils der Rippelgrößen bei drei Phasen (Abschnitt 5.7.3) kann für $N > 3$ Phasen mit dem Sortierverfahren (Abschnitt 5.7.2) kombiniert werden. Hierzu wird, wie in **Abb. 5.48** und **Abb. 5.49** dargestellt, das Sortierverfahren zunächst auf die $N - 2$ Rippelzeiger maximaler Länge angewandt. Es verbleibt ein nicht verschwindender Grundschwingungsanteil $\vec{i}_{S3,\Sigma}$.

In einem nächsten Schritt werden die hinsichtlich Phasenwinkel sortierten $N - 2$ Rippelzeiger maximaler Länge zu einer Zwischengröße \vec{i}'_{S3} addiert. Mit \vec{i}'_{S3} und den Rippelzeigern $\vec{i}_{S3,N-1}$ und $\vec{i}_{S3,N}$ liegen drei Zeiger vor, für die mittels (5.65) optimale Phasenwinkel berechnet werden können. Werden die optimalen Phasenwinkel den Zeigern $\vec{i}_{S3,N-1}$ und $\vec{i}_{S3,N}$ relativ zur Phasenlage der Zwischengröße \vec{i}'_{S3} zugewiesen, wird analog zur Situation mit drei Phasen wiederum eine Auslöschung des Grundschwingungsanteils erzielt.

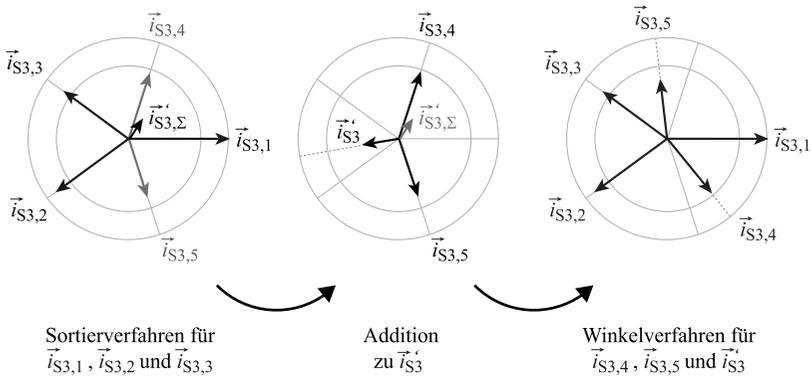


Abb. 5.49: Kombination des Sortierverfahrens mit der Anpassung der Phasenwinkel zur Auslöschung des Grundschwingungsanteils der Rippelgrößen bei $N > 3$ Phasen.

5.7.5 Bestimmung der Toleranzen im System

Für die Anwendung des Sortierverfahrens und des neuartigen Winkelverfahrens ist die genaue Kenntnis über die Amplituden $\hat{I}_{S3,n}$ der Ripplezeiger von entscheidender Bedeutung. Nur so können die Phasenwinkel φ_n sortiert bzw. berechnet werden. Zur Bestimmung von $\hat{I}_{S3,n}$ kann der Sachverhalt ausgenutzt werden, dass die Ströme $i_{S3,n}$ bei vorgegebenen Schaltzeitpunkten t_i und somit ebenfalls die Amplituden der Ripplezeiger proportional sind zu L_n ⁹

$$\hat{I}_{S3,n} \sim 1/L_n. \quad (5.67)$$

Dabei können die Werte L_n bzw. deren Toleranzen $t_{L,n} = L_n/\bar{L} - 1$ beispielsweise vor Inbetriebnahme des Wandlers messtechnisch mit Hilfe eines Impedanz-Analysators ermittelt und tabellarisiert werden, so dass sie dem Signalprozessor, der das Sortier- oder Winkelverfahren implementiert, zur Laufzeit des Wandlers zur Verfügung stehen. Vorteilhafter ist es jedoch, die Toleranzen $t_{L,n}$ während des Betriebs des Wandlers zu ermitteln. In diesem Fall kann eine Änderung der initial bestimmten Parameter in Folge von Alterungseffekten oder einer Temperaturabhängigkeit kompensiert werden. Beim CF-ZVS-M-Konverter und ebenfalls bei Wandlern, die einen diskontinuierlichen Spulenstrom führen, kann eine fortlaufende Bestimmung der Toleranzen besonders einfach realisiert werden, wie im Folgenden gezeigt wird.

Es wird angenommen, dass keine unabhängige Regelung der Phasenströme $I_{2,n}$ erfolgt und dass die Phasen daher mit gleichen Schaltzeiten t_i angesteuert werden. Weiterhin können Ein- und Ausgangsspannung U_1 und U_2 , die zur Regelung des Wandlers gemessen werden, als bekannt vorausgesetzt werden. Dann lässt sich aus (5.57) der Zusammenhang

$$I_{2,n} = c'_L \cdot \frac{1}{L_n} - c'_1 I_0$$

$$\text{mit } c'_L = \frac{U_1 (2t_2 t_3 - t_1^2 - t_2^2)}{2T_p} - \frac{U_2 (t_1 - t_3)^2}{2T_p} \quad (5.68)$$

$$c'_1 = (t_3 - t_1)/T_p$$

⁹ Für $I_0 = 0$ ist $i_{S3}(t)$ (3.16) direkt proportional zu $1/L_n$. Da es sich bei der Fourier-Reihenentwicklung dieser Zeitfunktion um eine lineare Transformation handelt, liegt ebenfalls eine Proportionalität der Fourier-Amplitudenkoeffizienten zu $1/L_n$ und somit ebenfalls der Amplitude der Ripplezeiger zu $1/L_n$ vor. In der Praxis weist der Mindeststrom die Proportionalität $I_0 \sim 1/\sqrt{L}$ auf (vgl. (3.78)). Dieser Einfluss macht sich jedoch ausschließlich im Gleichanteil bemerkbar (vgl. (5.68)), nicht im Grundschwingungsanteil oder den Oberschwingungen.

zwischen Phasenstrom $I_{2,n}$ und Induktivität L_n ableiten. Lösen nach $1/L_n$ liefert

$$\frac{1}{L_n} = \frac{I_{2,n} + c'_1 I_0}{c'_L}. \quad (5.69)$$

Dieser Sachverhalt ist in **Abb. 5.50** vereinfacht für $U_2 = \frac{1}{2}U_1$, $t_1 = 0$, $t_3 = 2t_2$ und $I_0 = 0$ A dargestellt. Gleiche Verhältnisse liegen bei einem herkömmlichen Tiefsetzsteller mit diskontinuierlichem Spulenstrom vor. Im Zeitintervall $t_1 < t < t_2$ wird die Spannungsdifferenz $U_1 - U_2$ und im Zeitintervall $t_2 < t < t_3$ die Spannung $-U_2$ an eine Induktivität L_n angelegt, so dass sich während der Schaltperiode T_p ein diskontinuierlicher Spulenstrom i_L mit Mittelwert $I_{2,n}$ einstellt. Für einen Induktivitätswert L_n der n -ten Wandler-Phase größer dem Nennwert L stellt sich bei unveränderten Schaltzeitpunkten t_1 bis t_3 wegen der geringeren Stromanstiegsgeschwindigkeit ebenfalls ein geringerer, zum Wert der Induktivität umgekehrt proportionaler, mittlerer Strom $I_{2,n}$ ein.

In Verbindung mit (5.67) folgt die Proportionalität

$$\hat{I}_{S3,n} \sim I_{2,n} + c'_1 I_0. \quad (5.70)$$

Es ist daher möglich, die normierten Amplituden $\hat{I}_{S3,n}/\hat{I}_{S3,m}$ der Ripfelzeiger, mit m als Index einer Referenz-Phase des Wandlers, aus den gemessenen und sich bei Ansteuerung mit gleichen Schaltzeiten t_i unterscheidenden Phasenströmen $I_{2,n}$ zu bestimmen. Der Einfluss $c'_1 I_0$ des Mindeststroms wird dabei aus der bekannten Größe $c'_1 = (t_3 - t_1)/T_p$ und dem erwarteten Wert von I_0 abgeschätzt oder kann für $c'_1 I_0 \ll I_{2,n}$ vernachlässigt werden. Anschließend lassen sich Sortier- und/oder das neuartige Winkelverfahren mit den normierten Amplituden durchführen.

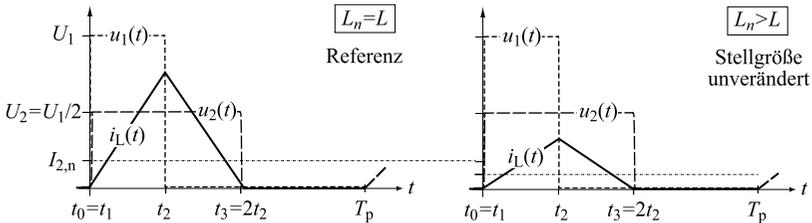


Abb. 5.50: Vereinfachter Zeitverlauf des Spulenstroms bei korrektem Induktivitätswert $L_n = L$ (links) und $L_n > L$ (rechts).

Bestimmung anhand von Strommesswerten

Wenn keine gleichzeitige Messung der N Phasenströme gegeben ist, muss eine Kalibrierungsmessung durchgeführt werden. Der Ablauf der Kalibrierungsprozedur bei einem mehrphasigen Wandler mit Aufbau nach **Abb. 5.52** gestaltet sich wie folgt. Unter der Bedingung einer konstanten Ein- und Ausgangsspannung U_1, U_2 des mehrphasigen Wandlers betreibt die übergeordnete Steuerung durch Vorgabe der Phasenselektion und der Kalibriergröße an den Pulsweitenmodulator zyklisch jede einzelne Wandler-Phase jeweils mit den gleichen Schaltzeiten t_i . Die sich von Phase zu Phase unterscheidenden Phasenströme $I_{2,n}$ (vgl. **Abb. 5.50**) werden im Verlauf der Kalibrierungsprozedur von der Vorrichtung zur Messung des Gesamtstroms I_2 aufgenommen, in einem Speicher abgelegt und können zu einem späteren Zeitpunkt für die vorgestellten Verfahren zur Ripple-Reduktion genutzt werden.

Vorzugsweise wird die Kalibrierung in einer Initialisierungsphase nach Einschalten des Wandlers einmalig durchgeführt, wobei sich eine Wiederholung der Kalibrierung zu einem späteren Zeitpunkt ebenfalls als vorteilhaft erweisen kann, um Veränderungen der Toleranzen während des Betriebs des Wandlers (beispielsweise in Folge von Temperatureinflüssen) Rechnung zu tragen.

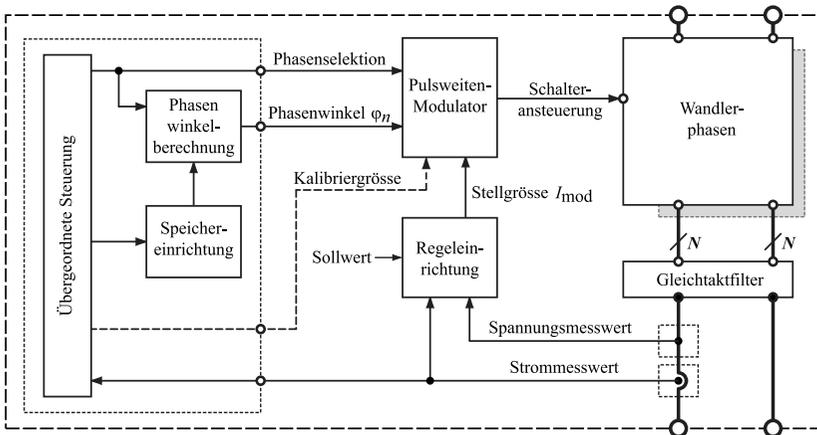


Abb. 5.51: Blockschaltbild eines mehrphasigen Wandlers mit Funktionsblöcken zur Ripple-Reduktion und Bestimmung der Phasenwinkel anhand von Strommesswerten.

Bestimmung anhand der Reglerstellgröße

Prinzipbedingt ergeben sich durch die oben dargestellte Vorgehensweise bei der Kalibrierung Einschränkungen, die eine Durchführung während des regulären Betriebs des Wandlers erschweren. So muss der geregelte Betrieb des Wandlers (Spannungs- oder Stromregelung der Last) unterbrochen werden, um der Forderung nach gleichen Schaltzeiten t_i je Phase gerecht zu werden. Gleichzeitig kann ohne geregelten Betrieb die Forderung nach konstanter Ein- und Ausgangsspannung während der Kalibrierungsprozedur ggf. nicht erfüllt werden. Eine alternative Methode, die beim CF-ZVS-M-Konverter anwendbar ist, ist die Ermittlung der Kalibrierdaten anhand der Regler-Stellgröße I_{mod} .

Wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben, basiert der in **Abb. 5.52** dargestellte Pulsweitenmodulator auf einer tabellengestützten Berechnung der Schaltzeitpunkte t_i aus den gemessenen Spannungen U_1 und U_2 sowie dem vom Regler durch die Stellgröße I_{mod} eingestellten Ausgangsstrom. Dabei sind die Tabellenwerte für t_i vorberechnet für den Nennwert der Induktivität L , so dass, sofern keine Toleranzen oder andere Nichtidealitäten vorliegen, die Regler-Stellgröße I_{mod} dem gemessenen Ausgangsstrom I_2 des Wandlers entspricht. Die der Praxis vorliegenden Abweichungen zwischen I_{mod} und I_2 können nun in Bezug zu den Amplituden $\hat{I}_{S3,n}$ der Ripplezeiger gesetzt werden.

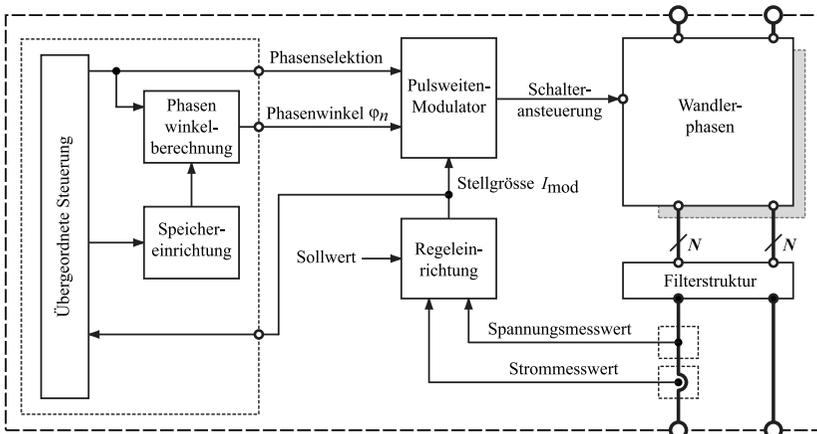


Abb. 5.52: Blockschaltbild eines mehrphasigen Wandlers mit Funktionsblöcken zur Ripple-Reduktion und Bestimmung der Phasenwinkel anhand der Reglerstellgröße.

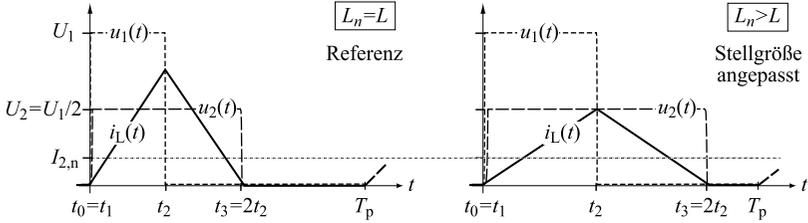


Abb. 5.53: Vereinfachter Zeitverlauf des Spulenstroms bei korrektem Induktivitätswert $L_n = L$ (links) und $L_n > L$ (rechts). Für gleichen Soll-Phasenstrom $I_{2,n}$ müssen die Schaltzeiten t_i und somit die Regler-Stellgröße $I_{2,mod}$ angepasst werden, um die Abweichung von L zu kompensieren.

Der prinzipielle Zusammenhang wird in **Abb. 5.53** vereinfacht für $U_2 = \frac{1}{2}U_1$, $t_1 = 0$, $t_3 = 2t_2$ und $I_0 = 0$ A dargestellt. Für gleichen Soll-Phasenstrom $I_{2,n}$ müssen die Schaltzeiten t_i und somit die Regler-Stellgröße I_{mod} angepasst werden, um die Abweichung von L_n zu L zu kompensieren. Die im stationären Zustand aufzubringende Stellgröße um den Strom $I_{2,n}$ einzuregeln, kann gefunden werden, indem in (5.68) die vereinfachten Berechnungsvorschriften (3.58) bis (3.60) der Tastgrade $D_i(L)$ eingesetzt werden. Für kleine I_0 folgt analytisch

$$I_{2,n} = c'_L(D_i(L)) \cdot \frac{1}{L_n} - c'_i(D_i(L))I_0 \stackrel{I_0 \rightarrow 0}{\approx} \frac{L}{L_n} \cdot I_{mod,n} \quad (5.71)$$

Lösen nach L_n und Einsetzen in (5.67) liefert die Proportionalität

$$\hat{I}_{S3,n} \sim \frac{I_{2,n}}{LI_{mod,n}} \sim \frac{1}{I_{mod,n}}. \quad (5.72)$$

Für $I_0 \neq 0$ und Toleranzen der Induktivität L von max $\pm 20\%$ beträgt der Fehler der Proportionalität (5.72) über den gesamten Arbeitsbereich des in Abschnitt 5.4 vorgestellten 12kW-CF-ZVS-M-Konverters weniger als 1%.

Analog zu oben können mit den normierten Amplituden der Ripfelzeiger $\hat{I}_{S3,n}/\hat{I}_{S3,m} = I_{mod,m}/I_{mod,n}$ die für das Sortier- oder Winkelverfahren nötigen Berechnungen durchgeführt werden, nachdem die sich von Phase zu Phase unterscheidenden Stellgrößen $I_{mod,n}$ für einen übereinstimmenden, geregelten Arbeitspunkt U_1 , U_2 , $I_{2,n} = I_2$ bestimmt wurden. Das Verfahren hat den Vorteil, dass es während des regulären

Betriebs des Wandlers fortlaufend wiederholt werden kann. Dazu werden die unterschiedlichen Stellgrößen $I_{\text{mod},n}$ in einem Teillastarbeitspunkt, in dem eine einzelne Phase die Gesamtleistung des Wandlers zur Verfügung stellen kann, sequentiell bestimmt, indem ähnlich wie beim Phase-Shedding (vgl. Abschnitt 5.5.2) eine zyklische Umschaltung zwischen den N Phasen erfolgt.

Die Ergebnisse der Kalibrierungsmessung für drei Wandlerphasen, bei denen die Induktivitäten L_2 und L_3 eine (beabsichtigte) Toleranz von +20% bezogen auf die Induktivität L_1 der ersten Phase aufweisen, sind für den Arbeitspunkt $U_1 = 400\text{ V}$, $U_2 = 200\text{ V}$, $I_2 = 30\text{ A}$ zusammen mit den durch das neuartige Winkelverfahren berechneten optimalen Phasenwinkel φ_n in **Tab. 5.4** aufgeführt.

Tab. 5.4: Durch das Winkelverfahren berechnete Phasenwinkel

Phase	$I_{\text{mod},n}$	Verhältnis	φ_n
1	29.8 A	1.00	0.0°
2	40.5 A	0.74	133.2°
3	40.5 A	0.74	226.8°

5.7.6 Experimentelle Ergebnisse

Das Winkelverfahren wurde am in Abschnitt 5.4 vorgestellten dreiphasigen CF-ZVS-M-Konverter experimentell verifiziert. Das Regelungskonzept samt Phasenwinkelsteller (2) zur Berechnung der Phasenwinkel φ_n ist in **Abb. 5.21** dargestellt.

Der resultierende Strom im Ausgangskondensator $C_{2,0}$ beim Betrieb der drei Phasen mit über die Schaltperiode gleich verteilten Phasenwinkeln $\varphi_1 = 0^\circ$, $\varphi_2 = 120^\circ$, $\varphi_3 = 240^\circ$ wurde in **Abb. 5.41** bereits dargestellt. Unter Beachtung der optimierten Phasenwinkel aus **Tab. 5.4** lässt sich die Amplitude des Rippelstroms von $\hat{i}_{C2,0} = 0.61\text{ A}$ auf $\hat{i}_{C2,0} = 0.36\text{ A}$ reduzieren, entsprechend einem Faktor von 1.7. Gleiches gilt für die Amplitude der Rippelspannung $\hat{u}_{C2,0}$. **Abb. 5.55** vergleicht das Fourier-Spektrum des gemessenen Rippelstroms $\tilde{i}_{C2,0}(t)$ ohne und mit Anwendung des Winkelverfahrens. Die subharmonischen Frequenzanteile werden wie vorgesehen zu höheren Frequenzen verschoben, wo sie durch das Filter stärker gedämpft werden.

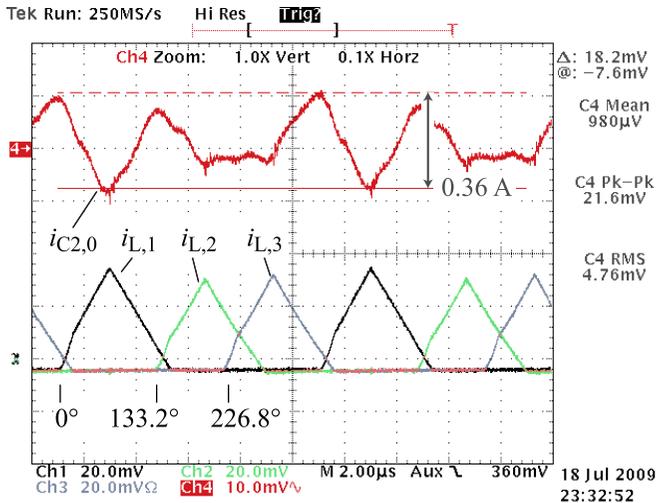


Abb. 5.54: Messung der Spulenströme $i_{L,n}(t)$ und des Stroms $i_{C2,0}(t)$ im Kondensator $C_{2,0}$ eines dreiphasigen CF-ZVS-M-Konverters bei $U_1 = 400\text{ V}$, $U_2 = 200\text{ V}$, $I_2 = 30\text{ A}$ und optimierten Phasenwinkeln φ_n . Kondensatorstrom $i_{C2,0}(t)$ mit $200\text{ mA}/10\text{ mV}$ und Spulenströme $i_{L,n}(t)$ mit $20\text{ A}/10\text{ mV}$.

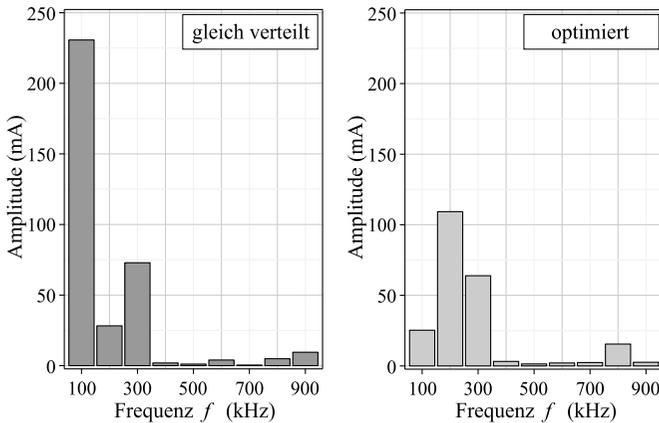


Abb. 5.55: Spektrum des Ripplestroms $\hat{i}_{C2,0}$ ohne (links) und mit optimierten Phasenwinkeln φ_n (rechts).

5.8 Zusammenfassung

Die Mehrphasigkeit eines Wandlers ist mit vielen Vorteilen verbunden; unter anderem lässt sich durch die höhere effektive Schaltfrequenz bei phasenverschobener Ansteuerung das Bauvolumen der passiven Komponenten verringern. Neben der Beschreibung der Funktionalität dieser Wandler wurden Skalierungsgesetze der Phasenströme und der Rippelspannungen in Abhängigkeit von der Phasenzahl hergeleitet, auf Basis derer die Auslegung des Filters erfolgen kann. Aus dem Modell des Filters und der Untersuchung der Auswirkung der Phasenzahl auf die Dimensionierung und das Bauvolumen der weiteren Komponenten des Wandlers kann eine optimale Phasenzahl hergeleitet werden, die beim 70-kW-CF-ZVS-M-Konverter bei sechs Phasen liegt.

Für ein Labormuster wurden drei der sechs Phasen aufgebaut und das CF-ZVS-M-Verfahren in einem digitalen Signalprozessor und einem FPGA implementiert. Eine Kommunikationsschnittstelle zwischen den Phasen sorgt für die Verteilung der Regelgrößen und die Steuerung der Phasen sowie die Synchronisation der Phasen bzw. die Einstellung der gewünschten Phasenwinkel. Durch das nachweislich entlastete Schalten wird ein hoher Wirkungsgrad der Phasen des Wandlers erzielt und durch Messung bestätigt; für Leistungen größer 10% der Nennleistung beträgt der Wirkungsgrad mindestens 95% und erreicht maximal 99.3%.

Darüber hinaus werden die Auswirkungen von Nichtidealitäten, wie Toleranzen der Spulen, untersucht. Eine Berechnung der Asymmetrie der Phasenströme zeigt, dass das CF-ZVS-M-Verfahren im Vergleich zu Wandlern, die einen kontinuierlichen Spulenstrom führen, weniger sensitiv ist gegenüber Toleranzen in der Ansteuerung der Schalter und Toleranzen der Spulen, so dass auf eine individuelle Stromregelung der Phasen verzichtet werden kann. Außer auf die Symmetrie der Leistungsaufteilung wirken sich Toleranzen der Spulen auch negativ bei einer phasenverschobenen Ansteuerung aus und führen zu unerwünschten subharmonischen Frequenzanteilen der Rippelgrößen und zu einer Erhöhung der Amplitude der Rippelspannung. Durch die vorgeschlagene neuartige Methode, die bei einem drei- oder mehrphasigen Wandler optimierte Phasenwinkel berechnet, lassen sich die grundfrequenten Anteile im Spektrum auslöschen. Bei Toleranzen von 20% kann beim Labormuster die Amplitude der Rippelspannung um den Faktor 1.7 gesenkt werden. Ein Messung zur der Laufzeit des Wandlers sorgt für die Bestimmung der für die Berechnungen nötigen Toleranzen der Spulen.

6

Ausblick

Als Ergebnis der Dissertation konnte ein mit einer Leistungsdichte von 30 kW/l äußerst kompakter mehrphasiger Gleichspannungswandler mit einem Wirkungsgrad bis zu 99.3% realisiert werden. Grundlegend für die erreichte hohe Performance sind das neuartige Ansteuerkonzept, mit dem ein entlastetes Schalten vorrangig durch geeignete Ansteuerung der Schalter und Ausnutzung der parasitären Eigenschaften der Halbleiter erzielt wird, und die detaillierte analytische Modellierung und Optimierung des Wandlers. Dennoch bieten sich Ansatzpunkte für die weitere Verbesserung der Performance dieses Wandlers.

- ▶ Die durchgeführten Berechnungen zeigen, dass sich durch den Einsatz von MOSFETs der neuesten Generation und Super-Junction-Technologie der Wirkungsgrad weiter verbessern und/oder ein noch kompakterer Aufbau realisieren ließe.
- ▶ Mit EE-Kernen statt der gewählten EILP-Planarkerne und mittels thermischer Optimierung ließe sich das Bauvolumen der Spule weiter reduzieren und die Leistungsdichte des Wandlers steigern. Jedoch stellt diese Bauform wegen des für die Anwendung ungünstigeren Verhältnisses zwischen der niedrigen Windungszahl und der Querschnittsfläche des Wicklungsfensters eine Herausforderung bei der Konzeption der Wicklung dar.
- ▶ Aus Gründen der einfacheren Inbetriebnahme und der größeren Flexibilität wurde das Labormuster mit drei identischen Wandler-Einheiten realisiert, die jeweils einen eigenständigen Betrieb erlauben. Durch Zusammenfassung zu einem Gesamtaufbau können unnötige Redundanzen in der Spannungs- und Strommes-

sung vermieden werden und die Schalter der Phasen von einer zentralen Einheit angesteuert werden, wodurch der Mehraufwand durch die Kommunikation zwischen den Wandler-Phasen entfallen würde. Insgesamt würde sich eine derartige Vereinfachung des Aufbaus günstig auf die Leistungsdichte und die Fertigungskosten des Wandlers auswirken.

Weitere wichtige Aspekte, die Ansatzpunkte für weitere Forschungstätigkeit liefern, liegen im Bereich der ausführlicheren analytischen Beschreibung und Optimierung des CF-ZVS-M-Wandlers, der weiteren experimentellen Überprüfung der analytischen Modelle und der Adaption des Regelungskonzepts auf den späteren Einsatzort in einem Hybrid- oder Brennstoffzellenfahrzeug:

- ▶ Die hergeleiteten Modelle beschreiben Verluste und Bauvolumen der Komponenten des Wandlers - jedoch wurde bisher kein Bezug zu den Kosten hergestellt. Auf Basis von Kostenmodellen könnte ein Vergleich der untersuchten unterschiedlichen Wandlerkonzepte bezüglich der Realisierungskosten gezogen werden und der einzu- gehende Kompromiss zwischen Kosten, Wirkungsgrad und Leistungsdichte mit Hilfe einer Pareto-Optimierung aufgezeigt werden.
- ▶ Volumen und Gewicht des Wandlers sind korreliert, so dass eine Optimierung der Baugröße gleichbedeutend ist mit der Optimierung des Gewichts. Dennoch wäre eine Modellierung des Gewichts sinnvoll, durch die sich in Verbindung mit geeigneten Modellen des Fahrzeugs die Auswirkung auf den Kraftstoffverbrauch eines Hybridfahrzeugs abschätzen ließe.
- ▶ Durch Analyse der Sensitivität der Performance-Indizes gegenüber einer Änderung der Materialparameter, beispielsweise des spezifischen Leitwiderstands oder der Steinmetz-Parameter, oder der Dimensionierung der passiven Komponenten ließe sich die für das jeweilige Wandler-Konzept besonders kritische Komponente identifizieren und die Auswirkung von künftigen Technologie-Sprüngen prognostizieren.
- ▶ Im Rahmen einer weiteren experimentellen Überprüfung sollten auch die thermischen Modelle, insbesondere jene des Flüssigkeitskühlers, verifiziert werden.

-
- ▶ Der gemessene Wirkungsgrad sollte durch eine kalorimetrische Messung bestätigt werden, da die Genauigkeit des eingesetzten Power-Analyzers für eine präzise Messung bei derartig hohem Wirkungsgrad unzureichend ist. Eine besondere Schwierigkeit würde dabei die Abfuhr von Wärme durch das Kühlmedium des Flüssigkeitskühlers darstellen, die geeignet erfasst werden müsste.
 - ▶ Beim vorgeschlagenen Konzept zur Auslöschung des Grundschwungsanteils der Rippelgrößen, das zu einer Reduktion der Amplitude der Rippelspannung am Ausgang des Wandlers führt, bleiben die zwischen der Grundfrequenz und der effektiven Schaltfrequenz liegenden Frequenzanteile unberücksichtigt. Bei Auslöschung der des einfach schaltfrequenten Anteils gewinnen jedoch diese Anteile an Bedeutung. Eine detailliertere Analyse könnte die Wirksamkeit der vorgeschlagenen Methode belegen oder weiteres Optimierungspotential eröffnen.
 - ▶ Für das Labormuster wurde ein Kaskadenregler für die Regelung der Spannung an einem ohmschen Verbraucher vorgeschlagen. Da sich die Gegebenheiten am gedachten Einsatzort des Wandlers davon unterscheiden, müsste diese Reglerstruktur überdacht werden. Ferner müsste zur Auslegung des Reglers eine analytische dynamische Beschreibung des Wandlers selbst, der Batterie oder Superkondensators, der Zuleitungen zum Wandler und der Last erfolgen und die Auslegung müsste an einem Fahrzeugsimulator überprüft werden.

Literaturverzeichnis

- [1] P. R. von Rohr, *Energie*. Vdf Hochschulverlag, 2009. [PDF](#)
- [2] M. Odenwald, “Wohlstandsflamme erlischt,” *FOCUS Magazin*, Vol. 30, 2008. [PDF](#)
- [3] Organization of the Petroleum Exporting Countries (OPEC), “Annual Statistical Bulletin 2009,” S. 87–87, 2010. [PDF](#)
- [4] Deutsches Institut für Wirtschaftsforschung (DIW), “Weltweiter Klimaschutz – Sofortiges Handeln spart hohe Kosten,” *DIW Wochenbericht*, Vol. 72, Nr. 12–13, S. 209–215, Mär. 2005. [PDF](#)
- [5] Europäische Union, “Zusammenfassungen der EU-Gesetzgebung – Verringerung der CO₂-Emissionen von neuen Personenkraftwagen,” 2009. Online: http://europa.eu/legislation_summaries/transport/transport_energy_environment/mi0046_de.htm. [PDF](#)
- [6] HybridCars.com, “Hybrid Market Forecasts,” Sep. 2006. Online: <http://www.hybridcars.com/hybrid-drivers/hybrid-market-forecasts.html>. [PDF](#)
- [7] C. C. Chan, “The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,” *Proc. IEEE*, Vol. 95, Nr. 4, S. 704–718, 2007. [PDF](#)
[doi>](#)
- [8] U.S. Department of Energy, “Well-to-Wheels Greenhouse Gas Emissions and Petroleum Use,” Mär. 2009. [PDF](#)
- [9] Europäische Union, “Zusammenfassungen der EU-Gesetzgebung – Umweltfreundliche Fahrzeuge: eine europäische Strategie,” 2010. Online: http://europa.eu/legislation_summaries/transport/transport_energy_environment/en0020_de.htm. [PDF](#)
- [10] L. Guzzella, “Auto der Zukunft – Zukunft des Autos,” Vortrag, Jan. 2009. [PDF](#)

- [11] S. Williamson, M. Lukic, und A. Emadi, “Comprehensive Drive Train Efficiency Analysis of Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles based on Motor-Controller Efficiency Modeling,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, Nr. 3, S. 730–740, Mai 2006. [PDF](#) [doi>](#)
- [12] M. Ehsani, Y. Gao, und A. Emadi, Hrsg., *Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles*, 2te Aufl. CRC Press, 2010.
- [13] P. Hofmann, *Hybridfahrzeuge*. Springer, 2010.
- [14] P. Pisu und G. Rizzoni, “A Comparative Study of Supervisory Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Vol. 15, Nr. 3, S. 506–518, 2007. [PDF](#) [doi>](#)
- [15] U.S. Department of Energy, “2010 Honda Insight-1748 Hybrid BOT Battery Test Results,” Tech. Rep., 2010. [PDF](#)
- [16] —, “2010 Mercedes-Benz S400 Hybrid Electric Vehicle,” Tech. Rep., 2010. [PDF](#)
- [17] —, “Evaluation of the 2007 Toyota Camry Hybrid Synergy Drive System,” Oak Ridge National Laboratory, Tech. Rep., 2008. [PDF](#)
- [18] T. Christ, “Entwicklung des Hybridantriebs für den BMW Active Hybrid X6,” Präsentation, Dez. 2009. [PDF](#)
- [19] A. Schmidhofer, S. Bouvier, H. Lanzenberger, M. Schluder, und R. Schruth, “Power Net Topologies for HEVs and EVs – Aspects on Vehicle Integration for Different Powertrain Configurations on System and Component Level,” in *International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium (EVS24)*, Stavanger, Norway, 13–16 Mai 2009. [PDF](#)
- [20] D. K. Ross, “Hydrogen Storage: The Major Technological Barrier to the Development of Hydrogen Fuel Cell Cars,” *Vacuum*, Vol. 80, Nr. 10, S. 1084–1089, 2006. [PDF](#) [doi>](#)
- [21] A. Emadi und S. S. Williamson, “Fuel Cell Vehicles: Opportunities and Challenges,” in *Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2004, S. 1640–1645. [PDF](#) [doi>](#)
- [22] Honda, “Press Information FCX Clarity,” Nov. 2007. [PDF](#)

- [23] P. Thounthong, B. Davat, S. Rael, und P. Sethakul, "Fuel Cell High-Power Applications," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Vol. 3, Nr. 1, S. 32–46, 2009. [PDF](#) [doi>](#)
- [24] J. M. Andujar und F. Segura, "Fuel Cells: History and Updating. A Walk along Two Centuries," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 13, Nr. 9, S. 2309–2322, 2009. [PDF](#) [doi>](#)
- [25] M. Al Sakka, J. Van Mierlo, H. Gualous, und P. Lataire, "Comparison of 30KW DC/DC Converter Topologies Interfaces for Fuel Cell in Hybrid Electric Vehicle," in *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE)*, 2009, S. 1–10. [PDF](#)
- [26] U. Gottwick, A. Schäfert, A. Wach, und I. Faye, "Future Power Trains and Fuel Cell," in *Proc. Int. Conference on Automotive Technologies (ICAT)*, 2006. [PDF](#)
- [27] S. Aso, M. Kizaki, und Y. Nonobe, "Development of Fuel Cell Hybrid Vehicles in TOYOTA," in *Proc. Power Conversion Conf. (PCC)*, 2007, S. 1606–1611. [PDF](#) [doi>](#)
- [28] Daimler, "The Mercedes-Benz F 600 HYGENIUS Research Vehicle," Tech. Rep., Okt. 2005. [PDF](#)
- [29] R. H. Puffer, "Automation Challenges and Opportunities for High Volume Manufacture of Proton Exchange Membrane Fuel Cell Stacks," in *Proc. IEEE Conf. Automation Science and Engineering (CASE)*, 2010, S. 287–292. [PDF](#) [doi>](#)
- [30] P. Rodatz, O. Garcia, L. Guzzella, F. Büchi, M. Bärtschi, A. Tsukada, P. Dietrich, K. Kötz, und A. Scherer, G.G. Wokaun, "Performance and Operational Characteristics of a Hybrid Vehicle Powered by Fuel Cells and Supercapacitors," in *SAE 2003 World Congress*, 3–6 Mär. 2003, S. 77–88. [PDF](#)
- [31] W. Schmidt, "HYSYS Power Electronics for Electric Vehicles," 2010. [PDF](#)
- [32] Toyota, "FCHV-adv 2009 Model Emergency Response Guide," 2009. [PDF](#)

- [33] B. Vulturescu, A. De Bernardinis, R. Lallemand, und G. Coquery, "Traction Power Converter for PEM Fuel Cell Multi-Stack Generator used in Urban Transportation," in *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications*, 2007, S. 1–10. [PDF](#) [doi>](#)
- [34] V. Srinivasan, "Batteries for Vehicular Applications," in *Conference on the Physics of Sustainable Energy: Using Energy Efficiently and Producing it Renewably*, Berkeley, CA, 1–2 Mär. 2008. [PDF](#)
- [35] N. A. Chaturvedi, R. Klein, J. Christensen, J. Ahmed, und A. Kojic, "Algorithms for Advanced Battery-Management Systems," *IEEE Control Syst. Mag.*, Vol. 30, Nr. 3, S. 49–68, 2010. [PDF](#) [doi>](#)
- [36] E. Cairns und P. Albertus, "Batteries for Electric and Hybrid-Electric Vehicles," *Annual Review of Chemical and Biomolecular Engineering*, Vol. 1, S. 299–320, Jul. 2010. [PDF](#)
- [37] A. F. Burke, "Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proc. IEEE*, Vol. 95, Nr. 4, S. 806–820, 2007. [PDF](#) [doi>](#)
- [38] Saft Batteries, "Super High Energy Series Nickel-Metal Hydride Battery VH D 9500 XP," Datenblatt, 2011. [PDF](#)
- [39] —, "High Energy Lithium-Ion Cell VL 45 E," Datenblatt, 2011. [PDF](#)
- [40] A. Szumanowski und Y. Chang, "Battery Management System Based on Battery Nonlinear Dynamics Modeling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 57, Nr. 3, S. 1425–1432, 2008. [PDF](#) [doi>](#)
- [41] FreedomCAR, "Electrical and Electronics Technical Team Roadmap," Tech. Rep., Nov. 2006. [PDF](#)
- [42] U.S. Department of Energy, "Boost Converters for Gas Electric and Fuel Cell Electric Hybrid Electric Vehicles," Jun. 2005. [PDF](#)
- [43] J.-S. Lai und D. J. Nelson, "Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles," *Proc. IEEE*, Vol. 95, Nr. 4, S. 766–777, 2007. [PDF](#) [doi>](#)

- [44] J. W. Kolar, J. Biela, S. Waffler, T. Friedli, und U. Badstuebner, "Performance Trends and Limitations of Power Electronic Systems," in *Proc. 6th International Conference on Integrated Power Electronic Systems (CIPS)*, 16–18 Mär. 2010. [PDF](#)
- [45] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbaulemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit (in German)*, 1te Aufl. Springer, Jun. 2006.
- [46] L. Lorenz, "Key Power Semiconductor Devices and Development Trends," in *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2008, S. 1137–1142. [PDF](#)
- [47] R. Singh und M. Pecht, "Commercial Impact of Silicon Carbide," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Vol. 2, Nr. 3, S. 19–31, 2008. [PDF](#)
[doi>](#)
- [48] B. Wrzecionko, J. Biela, und J. W. Kolar, "SiC Power Semiconductors in HEVs: Influence of Junction Temperature on Power Density, Chip Utilization and Efficiency," in *Proc. 35th IEEE Industrial Electronics Society Conference (IECON)*, 3–5 Nov. 2009.
- [49] C. Blake und C. Bull, "IGBT or MOSFET: Choose Wisely," International Rectifier, Tech. Rep., 2000. [PDF](#)
- [50] *Semikron Applikationshandbuch*, Jul. 2010. Online: http://www.semikron.com/skcompub/de/application_manual-193.htm. [PDF](#)
- [51] P. N. Kondekar, H. S. Oh, Y.-B. Cho, und Y.-B. Kim, "The Effect of Static Charge Imbalance on the On State Behavior of the Superjunction Power MOSFET: CoolMOS," in *Proc. Fifth Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Vol. 1, 2003, S. 77–80. [PDF](#) [doi>](#)
- [52] T. Fujihira, "Theory of Semiconductor Superjunction Devices," *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 36, Nr. 10, S. 6254–6262, Okt. 1997. [PDF](#)
- [53] G. Deboy, H. Hulsken, H. Mitlehner, und R. Rupp, "A Comparison of Modern Power Device Concepts for High Voltage Applications: Field Stop-IGBT, Compensation Devices and SiC Devices," in *Proc. Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, 2000, S. 134–141. [PDF](#) [doi>](#)

- [54] S. Pendharkar und K. Shenai, “Zero Voltage Switching Behavior of Punchthrough and Nonpunchthrough Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT’s),” *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 45, Nr. 8, S. 1826–1835, 1998. [PDF](#) [doi>](#)
- [55] R. W. Erickson und D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)*, 2te Aufl. Springer, Jan. 2001.
- [56] F. Caricchi, F. Crescimbin, und A. Di Napoli, “20 kW Water-Cooled Prototype of a Buck-Boost Bidirectional DC-DC Converter Topology for Electrical Vehicle Motor Drives,” in *Proc. 10th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, 5–9 Mär. 1995, S. 887–892. [PDF](#) [doi>](#)
- [57] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. G. Capponi, und L. Solero, “Study of Bi-Directional Buck-Boost Converter Topologies for Application in Electrical Vehicle Motor Drives,” in *Proc. 13th Annual Applied Power Electronics Conf and Exposition (APEC)*, Vol. 1, 1998, S. 287–293. [PDF](#) [doi>](#)
- [58] R. M. Schupbach und J. C. Balda, “Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric Vehicles,” in *Proc. Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Vol. 3, 1–4 Jun. 2003, S. 1369–1374. [PDF](#)
- [59] M. Pavlovsky, Y. Tsuruta, und A. Kawamura, “Bi-Directional Buck/Boost DC-DC Converter with Ultra High Efficiency based on Improved SAZZ Topology,” in *Proc. 1st IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 20–24 Sep. 2009, S. 1783–1790. [PDF](#) [doi>](#)
- [60] N. Mohan, T. M. Undeland, und W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Wiley, 2003.
- [61] M. Albach, *Grundlagen der Elektrotechnik 1*. Pearson Studium, 2008.
- [62] S. Cuk, “A New Zero-Ripple Switching DC-to-DC Converter and Integrated Magnetics,” *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 19, Nr. 2, S. 57–75, 1983. [PDF](#)
- [63] M. Lockwood und A. M. Fox, “A Novel High Power Transistor Inverter,” in *Proc. 1st International Power Electronics Conference (IPEC)*, 3–7 Apr. 1983, S. 637–648.

- [64] W. McMurray, “Resonant Snubbers with Auxiliary Switches,” *IEE-EE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, Nr. 2, S. 355–362, Mär.–Apr. 1993. [PDF](#) [doi>](#)
- [65] R. W. De Doncker und J. P. Lyons, “The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter,” in *Proc. Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, 1990, S. 1228–1235. [PDF](#) [doi>](#)
- [66] F. R. Dijkhuizen und J. L. Duarte, “Pulse Commutation in Nested-Cell Converters through Auxiliary Resonant Pole Concepts,” in *Conference Record of the IEEE 36th IAS Annual Meeting*, Vol. 3, 30 Sep. – 4 Okt. 2001, S. 1731–1738. [PDF](#) [doi>](#)
- [67] X. Kang, A. Caiafa, E. Santi, J. Hudgins, und P. Palmer, “Simulation of ARCP Converter with Physics-Based Circuit Simulator Device Models,” in *Proc. 34th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Vol. 4, 15–19 Jun. 2003, S. 1904–1909. [PDF](#)
- [68] I. Barbi und D. C. Martins, “A True PWM Zero-Voltage Switching Pole, with Very Low Additional RMS Current Stress,” in *Proc. 2nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 1991, S. 261–267. [PDF](#) [doi>](#)
- [69] Y. Tsuruta, Y. Ito, und A. Kawamura, “A New Zero-Voltage-Zero-Current-Transition Chopper SAZZ for a FCEV Drive,” in *Proc. 31st Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2005. [PDF](#) [doi>](#)
- [70] F. C. Zach, K. H. Kaiser, J. W. Kolar, und F. J. Haselsteiner, “New Lossless Turn-On and Turn-Off (Snubber) Networks for Inverters, including Circuits for Blocking Voltage Limitation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Nr. 2, S. 65–75, 1986. [PDF](#) [doi>](#)
- [71] Y. Tsuruta, Y. Ito, und A. Kawamura, “Snubber-Assisted Zero-Voltage and Zero-Current Transition Bilateral Buck and Boost Chopper for EV Drive Application and Test Evaluation at 25 kW,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, Nr. 1, S. 4–11, Jan. 2009. [doi>](#)
- [72] M. Pavlovsky, Y. Tsuruta, und A. Kawamura, “Pursuing high Power-Density and High Efficiency in DC-DC Converters for Automotive Application,” in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 2008, S. 4142–4148. [PDF](#) [doi>](#)

- [73] D. M. Divan, L. Malesani, P. Tenti, und V. Toigo, "A Synchronized Resonant DC Link Converter for Soft-Switched PWM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, Nr. 5, S. 940–948, Sep.–Okt. 1993. [PDF](#) [doi>](#)
- [74] W. McMurray, "SCR Inverter Commutated by an Auxiliary Impulse," *IEEE Transactions on Communications and Electronics*, Vol. 83, Nr. 75, S. 824–829, Nov. 1964.
- [75] H. Mao, F. C. Y. Lee, X. Zhou, H. Dai, M. Cosan, und D. Boroyevich, "Improved Zero-Current Transition Converters for High-Power Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 33, Nr. 5, S. 1220–1232, 1997. [PDF](#) [doi>](#)
- [76] Y. Li und F. C. Lee, "A Comparative Study of a Family of Zero-Current-Transition Schemes for Three-Phase Inverter Applications," in *Proc. 16th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Vol. 2, 4–8 Mär. 2001, S. 1158–1164. [doi>](#)
- [77] Y. Li, F. C. Lee, J. Lai, und D. Boroyevich, "A Novel Three-Phase Zero-Current-Transition and Quasi-Zero-Voltage Transition (ZCT-QZVT) Inverter/Rectifier with Reduced Stresses on Devices and Components," in *Proc. 15th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Vol. 2, 6–10 Feb. 2000, S. 1030–1036. [PDF](#) [doi>](#)
- [78] L. Solero, D. Boroyevich, Y. P. Li, und F. C. Lee, "Design of Resonant Circuit for Zero-Current-Transition Techniques in 100-kW PEBB Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, Nr. 6, S. 1783–1794, 2003. [PDF](#) [doi>](#)
- [79] F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies," *Proc. IEEE*, Vol. 76, Nr. 4, S. 377–390, 1988. [PDF](#) [doi>](#)
- [80] C. P. Henze, H. C. Martin, und D. W. Parsley, "Zero-Voltage Switching in High Frequency Power Converters using Pulse Width Modulation," in *Proc. 3rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conf and Exposition (APEC)*, 1988, S. 33–40. [PDF](#) [doi>](#)
- [81] D. Maksimovic und S. Cuk, "Constant-Frequency Control of Quasi-Resonant Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 6, Nr. 1, S. 141–150, 1991. [PDF](#) [doi>](#)

- [82] D. M. Sable, F. C. Lee, und B. H. Cho, “A Zero-Voltage-Switching Bidirectional Battery Charger/Discharger for the NASA EOS Satellite,” in *Proc. 17th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, 23–27 Feb. 1992, S. 614–621. [doi>](#)
- [83] B. Ray und A. Romney-Diaz, “Constant Frequency Resonant Topologies for Bidirectional DC/DC Power Conversion,” in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 20–24 Jun. 1993, S. 1031–1037. [doi>](#)
- [84] J.-S. Lai, B. York, A. Koran, Y. Cho, B. Whitaker, und H. Miwa, “High-Efficiency Design of Multiphase Synchronous Mode Soft-Switching Converter for Wide Input and Load Range,” in *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC)*, 2010, S. 1849–1855. [PDF](#) [doi>](#)
- [85] S.-G. Yoon, J.-M. Lee, J.-H. Park, I.-K. Lee, und B. H. Cho, “A Frequency Controlled Bidirectional Synchronous Rectifier Converter for HEV Using Super-Capacitor,” in *Proc. 35th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vol. 1, 2004, S. 135–140. [PDF](#) [doi>](#)
- [86] J. W. Kolar und F. Krismer, “Verfahren zur schaltverlustminimalen Steuerung eines bidirektionalen nicht potentialgetrennten Gleichspannungswandlers mit überlappendem Ein- und Ausgangsspannungsbereich,” Swiss Patent CH 699 920 B1, 2010. [PDF](#)
- [87] F. Krismer, S. Round, und J. W. Kolar, “Performance Optimization of a High Current Dual Active Bridge with a Wide Operating Voltage Range,” in *Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 2006, S. 1–7. [PDF](#) [doi>](#)
- [88] J. L. Hudgins, G. S. Simin, E. Santi, und M. A. Khan, “An Assessment of Wide Bandgap Semiconductors for Power Devices,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, Nr. 3, S. 907–914, Mai 2003. [PDF](#) [doi>](#)
- [89] D. Bergogne, H. Morel, D. Tournier, B. Allard, D. Planson, C. Raynaud, und M. Lazar, “Normally-On Devices and Circuits, SiC and High Temperature: Using SiC JFETs in Power Converters,” in *Proc. 5th International Conference on Integration of Power Electronics Systems (CIPS)*, 11–13 Mär. 2008. [PDF](#)

- [90] J. Hornberger, A.B. Lostetter, K.J. Olejniczak, T. McNutt, S.M. Lal, und A. Mantooth, “Silicon-Carbide (SiC) Semiconductor Power Electronics for Extreme High-Temperature Environments,” in *Proc. IEEE Aerospace Conference*, Vol. 4, Mär. 2004, S. 2538–2555.
- [91] B. Eckardt und M. März, “A 100kW Automotive Powertrain DC/DC Converter with 25kW/dm³ by using SiC,” in *Proc. Power Conversion Intelligent Motion (PCIM)*, 2006. [PDF](#)
- [92] R. Kelley und M.S. Mazzola, “SiC JFET Gate Driver Design for Use in DC/DC Converters,” in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Mär. 2006, S. 179–182.
- [93] R. Wood und T. Salem, “Evaluation of a 1200 V, 800 A All SiC Dual Module,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Nr. 99, 2011, early Access. [doi>](#)
- [94] A. S. Sedra und K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 6te Aufl. Oxford University Press, USA, 2011.
- [95] P. O. Lauritzen und C. L. Ma, “A Simple Diode Model with Reverse Recovery,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 6, Nr. 2, S. 188–191, 1991. [PDF](#) [doi>](#)
- [96] A. T. Yang, Y. Liu, und J. T. Yao, “An Efficient Nonquasi-Static Diode Model for Circuit Simulation,” *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, Vol. 13, Nr. 2, S. 231–239, 1994. [PDF](#) [doi>](#)
- [97] H. Ibach und H. Lüth, *Festkörperphysik: Einführung in die Grundlagen (Springer-Lehrbuch) (German Edition)*, 6te Aufl. Springer, Mär. 2002.
- [98] J. B. Goodenough, “Summary of Losses in Magnetic Materials,” *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 38, Nr. 5, S. 3398–3408, 2002. [PDF](#) [doi>](#)
- [99] C. P. Steinmetz, “On the Law of Hysteresis,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Nr. 1, S. 1–64, 1892. [PDF](#) [doi>](#)
- [100] V. C. Valchev und A. V. den Bossche, *Inductors and Transformers for Power Electronics*, 1te Aufl. CRC Press, Mär. 2005.

- [101] Magnetics, “Powder Cores Design Manual and Catalog,” Tech. Rep., 2008. [PDF](#)
- [102] Vacuumschmelze, “Weichmagnetische Werkstoffe und Halbzeuge,” Tech. Rep., 2002. [PDF](#)
- [103] W. Shen, F. Wang, D. Boroyevich, and C. W. Tipton, “Loss Characterization and Calculation of Nanocrystalline Cores for High-Frequency Magnetics Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, Nr. 1, S. 475–484, 2008. [PDF](#) [doi>](#)
- [104] M. S. Rylko, K. J. Hartnett, J. G. Hayes, and M. G. Egan, “Magnetic Material Selection for High Power High Frequency Inductors in DC-DC Converters,” in *Proc. 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, 2009, S. 2043–2049. [PDF](#) [doi>](#)
- [105] Ferroxcube, “Soft Ferrites and Accessories,” Tech. Rep., 2005. [PDF](#)
- [106] EPCOS, “Ferrites and Accessories,” Tech. Rep., 2007.
- [107] M. Albach, T. Durbaum, and A. Brockmeyer, “Calculating Core Losses in Transformers for Arbitrary Magnetizing Currents - A Comparison of Different Approaches,” in *Proc. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vol. 2, 1996, S. 1463–1468. [PDF](#) [doi>](#)
- [108] J. Li, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, “Improved Calculation of Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms,” in *Proc. 36th IEEE IAS Annual Meeting*, Vol. 4, 2001, S. 2203–2210. [PDF](#) [doi>](#)
- [109] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, “Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms Using Only Steinmetz Parameters,” in *Proc. IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, 3–4 Jun. 2002, S. 36–41. [PDF](#) [doi>](#)
- [110] W. K. Mo, D. K. W. Cheng, and Y. S. Lee, “Simple Approximations of the DC Flux Influence on the Core Loss Power Electronic Ferrites and their Use in Design of Magnetic Components,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 44, Nr. 6, S. 788–799, 1997. [doi>](#)
- [111] C. A. Baguley, B. Carsten, and U. K. Madawala, “The Effect of DC Bias Conditions on Ferrite Core Losses,” *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 44, Nr. 2, S. 246–252, 2008. [PDF](#) [doi>](#)

- [112] M. S. Lancarotte, C. Goldemberg, und J. Penteadó, Ad. A., “Estimation of FeSi Core Losses under PWM or DC Bias Ripple Voltage Excitations,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 20, Nr. 2, S. 367–372, 2005. [PDF](#) [doi>](#)
- [113] G. Niedermeier, “Measurement of Power Losses with DC-Bias - The Displacement Factor,” EPCOS AG, Tech. Report, 2000. [PDF](#)
- [114] J. Mühlethaler, “Modeling and Multi-Objective Optimization of Inductive Power Components,” Dissertation, ETH Zürich, 2012.
- [115] J. W. Kolar, “Leistungselektronik,” Vorlesungsskript, 2010. [PDF](#)
- [116] W. G. Hurley, E. Gath, und J. G. Breslin, “Optimizing the AC Resistance of Multilayer Transformer Windings with Arbitrary Current Waveforms,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 15, Nr. 2, S. 369–376, 2000. [PDF](#) [doi>](#)
- [117] A. Nysveen und M. Hernes, “Minimum Loss Design of a 100 kHz Inductor with Foil Windings,” in *Proc. 5th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE)*, 1993, S. 106–111. [PDF](#)
- [118] N. H. Kutkut und D. M. Divan, “Optimal Air-Gap Design in High-Frequency Foil Windings,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 13, Nr. 5, S. 942–949, 1998. [PDF](#) [doi>](#)
- [119] C. R. Sullivan, “Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 14, Nr. 2, S. 283–291, 1999. [PDF](#) [doi>](#)
- [120] —, “Cost-Constrained Selection of Strand Diameter and Number in a Litz-Wire Transformer Winding,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 16, Nr. 2, S. 281–288, 2001. [PDF](#) [doi>](#)
- [121] Elektrisola, “Produktinformation zu Hochfrequenz-Litzen,” Nov. 2010. Online: <http://www.elektrisola.com/litz-wire.html>. [PDF](#)
- [122] J. A. Ferreira, “Analytical Computation of AC Resistance of Round and Rectangular Litz Wire Windings,” *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, Vol. 139, Nr. 1, S. 21–25, Jan. 1992. [PDF](#)

- [123] F. Tourkhani und P. Viarouge, “Accurate Analytical Model of Winding Losses in Round Litz Wire Windings,” *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 37, Nr. 1, S. 538–543, 2001. [doi>](#)
- [124] J. Biela, “Optimierung des elektromagnetisch integrierten Serien-Parallel- Resonanzkonverters mit eingepprägtem Ausgangsstrom,” Dissertation, ETH Zürich, 2005.
- [125] M. Albach und H. Rossmanith, “The Influence of Air Gap Size and Winding Position on the Proximity Losses in High Frequency Transformers,” in *Proc. Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, Vol. 3, 2001, S. 1485–1490. [PDF](#) [doi>](#)
- [126] W. A. Roshen, “Fringing Field Formulas and Winding Loss Due to an Air Gap,” *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 43, Nr. 8, S. 3387–3394, 2007. [PDF](#) [doi>](#)
- [127] M. Albach, “Elektromagnetische Felder,” Vorlesungsskript, 2003.
- [128] muRata, “New MLCC Technology finds its Way into Electric Vehicles and Formula 1,” Tech. Rep., 2009. [PDF](#)
- [129] D. Montanari, K. Saarinen, F. Scagliarini, D. Zeidler, M. Niskala, und C. Nender, “Film Capacitors for Automotive and Industrial Applications,” in *Proc. 29th Symposium for Passive Electronics (CARTS)*, 2009. [PDF](#)
- [130] Syfer, “MLC Capacitors,” Tech. Rep., 2010. [PDF](#)
- [131] M.-J. Pan und C. A. Randall, “A Brief Introduction to Ceramic Capacitors,” *IEEE Electr. Insul. Mag.*, Vol. 26, Nr. 3, S. 44–50, 2010. [PDF](#) [doi>](#)
- [132] K. Handa, T. Watanabe, Y. Yamashita, und M. Harata, “High Volume Efficiency Multilayer Ceramic Capacitor,” *IEEE Trans. Consum. Electron.*, Nr. 3, S. 342–347, 1984. [PDF](#) [doi>](#)
- [133] M. Rabuffi und G. Picci, “Status Quo and Future Prospects for Metallized Polypropylene Energy Storage Capacitors,” *IEEE Trans. Plasma Sci.*, Vol. 30, Nr. 5, S. 1939–1942, 2002. [PDF](#) [doi>](#)
- [134] EPCOS, “Film Capacitors General Technical Information,” Tech. Rep., 2009. [PDF](#)

- [135] H. Matsui, T. Fujiwara, und K. Fujiwara, “Metalized Film Capacitors with High Energy Density for Rail Vehicles,” in *Proc. 32nd IEEE IAS Annual Meeting*, Vol. 2, 1997, S. 1079–1091. [PDF](#) [doi>](#)
- [136] F. Renken, “High Temperature Electronics for Future Hybrid Drive Systems,” in *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE)*, 2009, S. 1–7. [PDF](#)
- [137] C. Gibaud und A. Dutot, “Thermal Design and Modelling for the Electronic Command of the CAMLESS System,” in *Proc. 2nd International Conference Automotive Power Electronics (APE)*, 26–27 Sep. 2007.
- [138] T. Friedli und J. W. Kolar, “A Semiconductor Area Based Assessment of AC Motor Drive Converter Topologies,” in *Proc. 24th IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, 15–19 Feb. 2009, S. 336–342. [doi>](#)
- [139] H. Baehr und K. Stephan, *Wärme- und Stoffübertragung*, 6te Aufl. Springer, 2008.
- [140] P. von Böckh und T. Wetzel, *Wärmeübertragung: Grundlagen und Praxis*. Springer, 2009.
- [141] E. Wolfgang, F. Renken, V. Karrer, R. Knorr, K. Kriegel, und S. Ramminger, “Securing Reliability - A Key Issue for Power Electronics in Automotive,” in *Proc. 2nd International Conference Automotive Power Electronics (APE)*, 26–27 Sep. 2007.
- [142] B. Kost, *Optimierung mit Evaluationsstrategien*. Harri Deutsch, 2003.
- [143] W. Yu, H. Qian, und J.-S. Lai, “Design of High-Efficiency Bidirectional DC–DC Converter and High-Precision Efficiency Measurement,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, Nr. 3, S. 650–658, 2010. [PDF](#) [doi>](#)
- [144] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, und A. Cobos, “Automotive DC-DC Bidirectional Converter Made with many Interleaved Buck Stages,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, Nr. 3, S. 578–586, Mai 2006. [doi>](#)

- [145] F. Renken, “Multiphase DC/DC Converters for Hybrid Electric Vehicles,” in *Proc. 14th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (EPE/PEMC)*, 2010. [PDF](#) [doi>](#)
- [146] P. A. Dahono, S. Riyadi, A. Mudawari, and Y. Haroen, “Output Ripple Analysis of Multiphase DC-DC Converters,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Vol. 2, 1999, S. 626–631. [PDF](#) [doi>](#)
- [147] O. Garcia, A. de Castro, P. Zumelis, and J. A. Cobos, “Digital-Control-Based Solution to the Effect of Nonidealities of the Inductors in Multiphase Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, Nr. 6, S. 2155–2163, 2007. [PDF](#) [doi>](#)
- [148] J. Biela, S. Waffler, and J. W. Kolar, “Mission Profile Optimized Modularization of Hybrid Vehicle DC/DC Converter Systems,” in *Proc. 6th IEEE Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC)*, 2009, S. 1390–1396. [PDF](#) [doi>](#)
- [149] Europäische Union, “Richtlinie des Rates zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über Maßnahmen gegen die Verunreinigung der Luft durch Emissionen von Kraftfahrzeugen, Anlage 1 - Unterteilung der Fahrzyklen bei der Prüfung Typ I,” Jan. 2007. [PDF](#)
- [150] H.-S. Choi und D. Y. Huh, “Techniques to minimize Power Consumption of SMPS in Standby Mode,” in *Proc. 36th IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 2005, S. 2817–2822. [PDF](#) [doi>](#)
- [151] Y. Jang und M. M. Jovanovic, “Light-Load Efficiency Optimization Method,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, Nr. 1, S. 67–74, 2010. [PDF](#) [doi>](#)
- [152] J. A. Abu Qahouq, L. Huang, und D. Huard, “Sensorless Current Sharing Analysis and Scheme for Multiphase Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, Nr. 5, S. 2237–2247, Sep. 2008. [doi>](#)
- [153] R. P. Singh und A. M. Khambadkone, “Current Sharing and Sensing in Paralleled Converters Using Single Current Sensor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 46, Nr. 3, S. 1212–1219, 2010. [PDF](#) [doi>](#)

- [154] G. Eirea und S. R. Sanders, "Phase Current Unbalance Estimation in Multiphase Buck Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, Nr. 1, S. 137–143, 2008. [PDF](#) [doi>](#)
- [155] D. J. Perreault, K. Sato, J. Selders, R. L., und J. G. Kassakian, "Switching-Ripple-Based Current Sharing for Paralleled Power Converters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Vol. 46, Nr. 10, S. 1264–1274, Okt. 1999. [doi>](#)
- [156] S. Mariethoz, A. G. Beccuti, und M. Morari, "Model Predictive Control of Multiphase Interleaved DC-DC Converters with Sensorless Current Limitation and Power Balance," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 2008, S. 1069–1074. [PDF](#) [doi>](#)
- [157] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, P. Alou, und J. A. Cobos, "Current Self-Balance Mechanism in Multiphase Buck Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, Nr. 6, S. 1600–1606, 2009. [PDF](#) [doi>](#)
- [158] T. Reiter, D. Polenov, H. Probstle, und H.-G. Herzog, "Bus-Voltage Ripple Optimization Method for Automotive Multiphase DC/DC-Converters," in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2009, S. 2854–2861. [PDF](#) [doi>](#)

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Stefan Waffler
Anschrift	Auhofstrasse 20 8051 Zürich
Geburtsdatum	19.09.1980
Geburtsort	Roth, Deutschland
Familienstand	ledig

Ausbildung

1987 – 1991	Grundschule Meckenhausen
1991 – 2000	Gymnasium Hilpoltstein Abschluss: Abitur
2001 – 2006	Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg Studium der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik (EEI) Abschluss: Diplom-Ingenieur
2006 – 2011	Eidgenössische Technische Hochschule (ETH) Zürich Doktoratsstudium an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik

Berufserfahrung

2001 – 2003	Siemens AG, SPLS L E, Erlangen Tätigkeit als Werksstudent
2004 – 2005	Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg Studentische Hilfskraft am Lehrstuhl für Sensorik
2005 – 2006	Siemens AG, MED CO, Erlangen Tätigkeit als Werksstudent und Diplomand