
Dual Active Bridge DC/DC-Wandler mit variabler Schaltfrequenz für Anwendungen mit weitem Spannungsbereich

Der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dortmund
vorgelegte

DISSERTATION

Zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

von
Martin Wattenberg, M.Sc.
aus Herford

Villach, 2021

Dissertation eingereicht am: 28.01.2020
Tag der mündlichen Prüfung: 01.10.2020
Dissertationsort: Dortmund
Fakultät: Elektrotechnik und Informationstechnik
Referent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Martin Pfof
Korreferent: Univ.-Prof. Dr. habil. Jörg Schulze

Danksagung

Als Erstes möchte ich Prof. Dr. Martin Pfof danken, dass er mir die Möglichkeit zur Promotion an der TU Dortmund an seinem Lehrstuhl für Energiewandlung eingeräumt hat. Durch seine Unterstützung, Anregungen und Kritiken konnte ich mir das wissenschaftliche Gebiet der Leistungselektronik erschließen.

Ein großer Dank geht auch an meine Kollegen, die mich während der Promotion begleitet haben. Insbesondere danke ich Michael Ebli für seine Unterstützung zu Beginn meiner Promotion. Ohne die zahlreichen wertvollen Vorschläge von Matthias Ritter und insbesondere seine Arbeit zur Messautomation wäre die Arbeit nicht möglich gewesen. Ein Dank gilt auch Tim Goller für seine ambitionierte Arbeit im Bereich der mehrdimensionalen Optimierung der Dual Active Bridge. Hierdurch sind wichtige Impulse für diese Arbeit entstanden.

Ich möchte den weiteren Mitarbeitern des Labors für Leistungselektronik, Manuela Mocanu, Jonathan Hackel und Christian Unger, für die anregenden Gespräche und die gute Zusammenarbeit danken. Schließlich gilt ein besonderer Dank auch Prof. Dr. Ulf Schwalbe für das Vertrauen, das er mir im letzten Abschnitt dieser Arbeit entgegengebracht hat.

Zu guter Letzt möchte ich auch meinen Eltern für ihre Unterstützung und Vertrauen in meine Arbeit danken.

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Realisierung eines bidirektionalen Gleichspannungswandlers mit einer konstanten Ausgangsleistung von 1 kW über einem Spannungsbereich von 20 bis 60 V auf der Primär- und 200 bis 600 V auf der Sekundärseite.

Motiviert wird dieses Vorhaben durch die auf 20 Jahre begrenzte Einspeisevergütung der Energie aus Photovoltaikanlagen. Mit auslaufender Einspeisevergütung ist es wirtschaftlicher die Energie direkt zu verwenden, als sie in das Versorgungsnetz einzuspeisen. Hierfür wird in dieser Arbeit ein Niedervoltenergiespeicher aus wiederaufbereiteten Zellen auf der Primärseite verwendet. Der Gleichspannungswandler ermöglicht nun, den Energiespeicher an die sekundärseitige Infrastruktur aus Photovoltaikanlage und Wechselrichter anzuschließen.

Als Bindeglied zwischen Batteriespeicher und Photovoltaikanlage wird ein einstufiger, isolierter Gleichspannungswandler auf Basis der Dual Active Bridge (DAB) Topologie verwendet. Konventionelle Implementierungen der DAB zeigen bei asymmetrischer Spannungsbelastung auf Primär- und Sekundärseite jedoch hohe Leit- und Schaltverluste. Der effiziente Betrieb über den gesamten Spannungsbereich der Primär- und Sekundärseite zusammen mit einer kontinuierlichen Ausgangsleistung stellt daher die Neuheit dieser Arbeit dar.

Zur Analyse der Verlustmechanismen, die den Arbeitsbereich beschränken, werden die Verluste anhand eines Modells beschrieben. Ein Vergleich von Messung und Simulation belegt die Gültigkeit des Modells.

Die Verwendung einer variablen Schaltfrequenz ist die technisch und wirtschaftlich attraktivste Lösung, den gesamten Arbeitsbereich effizient abzudecken. Im Vergleich zu anderen untersuchten Ansätzen wird hierbei keine zusätzliche Hardware benötigt. Ebenfalls entsteht keine Unstetigkeit im Übertragungsverhalten der Leistung, wie es durch das Umschalten einer Transformatorwicklung entstehen kann. Der Betrieb der DAB mit variabler Schaltfrequenz wird im Detail betrachtet und zur Effizienzsteigerung das Verhältnis von Wirk- zu Blindleistung maximiert. Unter Einhaltung von weiteren Randbedingungen, wie der Sättigung in magnetischen Bauelementen, sowie Spitzenstromwerten in den Halbleitern wird ein Modulationsverfahren entworfen, dass die Übertragung von 1 kW Leistung über dem gesamten Arbeitsbereich ermöglicht.

Auf Basis des Simulationsmodells werden mögliche Anpassungen an dem entworfenen Prototypen untersucht, um die Effizienz der DAB über dem gesamten Arbeitsbereich über 95 % zu halten. Unter Verwendung des vorgeschlagenen Modulationsverfahrens mit variabler Schaltfrequenz ist ein hoch effizienter Betrieb des Gleichspannungswandlers über dem gesamten Arbeitsbereich möglich.

Abstract

This thesis describes the realization of a bidirectional DC/DC converter with a constant output power of 1kW over a voltage range of 20 to 60V on the primary and 200 to 600V on the secondary side. This project is motivated by the energy feed-in tariffs for photovoltaic systems. When the feed-in tariffs expire, it is more economical to use the energy directly than to feed it into the supply network. In this work, a low-voltage energy storage system made of recycled cells on the primary side is used for this purpose. The DC/DC converter enables to retrofit an energy storage system to the existing infrastructure consisting of photovoltaic panels and inverter.

A single-stage, isolated DC/DC converter based on the Dual Active Bridge (DAB) topology is used as the link between the battery storage and the photovoltaic system. Conventional implementations of DAB, however, show high conduction losses at asymmetrical voltage loads on the primary and secondary side. The successful combination of the respective voltage range on the primary and secondary side together with a continuous output power is therefore the novelty of this work. To analyze the loss mechanisms that limit the operation range, the losses are described using a model. A comparison of measurement and simulation proves the validity of the model.

The use of a variable switching frequency is technically as well as economically the most attractive option for covering the entire working range efficiently. In comparison to other examined approaches, no additional hardware is required. Likewise, there is no discontinuity in energy transmission behavior, as can occur when a transformer winding is switched. The operation of DAB with variable switching frequency is considered in detail and the ratio of active and reactive power is maximized to increase efficiency. While observing further boundary conditions, such as saturation in magnetic components and peak current values of the semiconductors, a modulation method is derived that enables transmission of 1kW power over the entire operation range.

On the basis of the simulation model, possible adjustments to the designed prototype are investigated in order to keep the efficiency of DAB above 95 % over the entire working range. Using the proposed modulation method with variable switching frequency, a highly efficient operation of the DC/DC converter over the entire working range is possible.

Inhaltsverzeichnis

1	Motivation – DC/DC-Wandler für nachrüstbare Energiespeicher	1
1.1	Wirtschaftliche Relevanz der vorgestellten Entwicklung	1
1.2	Implementierung eines nachrüstbaren Energiespeichers	4
1.3	Energieerzeugung aus Photovoltaikanlagen	5
1.4	Designbetrachtungen eines nachrüstbaren Energiespeichers	7
1.4.1	Speichersysteme auf Basis wiederaufbereiteter Batterien	9
1.4.2	Nachrüstung eines Energiespeichers in eine bestehende Anlage . . .	12
1.5	Anforderungen an die Ladeelektronik des Energiespeichers	14
1.6	Kennzahl des DC/DC-Wandlers zum Vergleich mit anderen Arbeiten	16
1.7	Aufgabenstellung und Kontributionen der Arbeit	18
2	Dual Active Bridge DC/DC-Wandler – Eine Übersicht	19
2.1	Einführung	19
2.2	Modulationsverfahren	21
2.2.1	Single Phase-Shift Modulation	22
2.2.2	Trapezoidal Current Modulation	23
2.2.3	Triangular Current Modulation	23
2.2.4	Mehrdimensionale Modulationsarten	24
2.3	DAB-Varianten	25
2.3.1	Veränderliches Übersetzungsverhältnis	25
2.3.2	Veränderliche Koppelinduktivität	25
2.3.3	Veränderliche Spannungsniveaus durch Halbbrücken-/ Vollbrücken- konfiguration	26
2.3.4	Multi-Level Dual Active Bridge	27
2.3.5	Dreiphasige Implementierung	27
3	Verlustfreies Modell der Dual Active Bridge	29
3.1	Idealisierte DAB mit SPM im eingeschwungenen Zustand	29
3.2	Schaltverhalten und Schaltströme	34
3.2.1	Zero Current Switching	35
3.2.2	Zero Voltage Switching	37
3.3	Grenzbereich des ZVS-Betriebs	38
4	Entwurf eines verlustbehafteten Modells und Verifikation durch Messung	41
4.1	Methodik und Limitation der Modellierung	41
4.2	Verwendeter Prototyp zur Analyse und Verifikation der Verlustmechanismen	43
4.3	Leitverluste	45
4.3.1	Leitverluste in den Transistoren	46
4.3.2	Leitverluste in den induktiven Bauelementen	46
4.3.3	Gesamtleitverluste	48
4.4	Hystereseverluste	49
4.4.1	Bestimmung des Magnetisierungsstrom	49
4.4.2	Berechnung der Hystereseverluste	51
4.5	Schaltverluste	55
4.5.1	Ermittlung der Schaltverluste durch Simulation	55
4.5.2	Plausibilisierung der Schaltverluste durch vergleichende Messung . .	59

4.6	Verluste in den Ein- und Ausgangskapazitäten	61
4.7	Vergleich von Messung und Simulation	62
4.7.1	Variation der Schaltfrequenz	63
4.7.2	Variation der Phasenverschiebung	64
4.8	Zusammenfassung	66
5	Untersuchte Ansätze zur Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs bei konstanter Leistung	69
5.1	Einfluss des Übersetzungsverhältnisses auf den ZVS-Bereich	69
5.2	Verbesserte Abdeckung des Arbeitsbereichs durch mehrere Wicklungen . . .	71
5.3	Verbesserte Abdeckung des Arbeitsbereichs durch mehrere Koppelinduktivitäten	73
5.4	Verbesserte Abdeckung des Arbeitsbereichs durch variable Schaltfrequenz .	75
5.5	Diskussion	77
6	Optimierung des Betriebs mit variabler Schaltfrequenz	79
6.1	Schein-, Wirk- und Blindleistung	80
6.2	Untere Grenze der Schaltfrequenz bei Betrieb mit variabler Schaltfrequenz .	83
6.2.1	Begrenzung des Spitzenstroms der Sekundärseite	83
6.2.2	Begrenzung des Magnetisierungsstroms des Transformators	85
6.3	Wahl der Koppelinduktivität	87
6.4	Betrieb mit optimierter Schaltfrequenz	88
6.5	Wirkungsgrad des optimierten Modulationsverfahrens	90
7	Effizienzmessung und Verbesserungen der Hardware	93
7.1	Reduzierung der Leitverluste	95
7.1.1	Reduzierter Einschaltwiderstand auf der Primärseite	95
7.1.2	Reduzierter Einschaltwiderstand auf der Sekundärseite	95
7.1.3	Reduzierte Leitverluste im Transformator	96
7.2	Reduzierte Schaltverlust auf der Primärseite	96
7.3	Anpassen des Übersetzungsverhältnisses	98
7.4	Gesamtergebnis	99
8	Abschlussbetrachtung	101
8.1	Ergebnisse dieser Arbeit	101
8.2	Limitation des vorgestellten Modulationsverfahrens	102
A	Anhang	103
A.1	Erweiterung auf einen asymmetrischen Spannungsbereich	103
A.2	Linearisierung der Übertragungsfunktion für den Betrieb über einen weiten Arbeitsbereich	106
A.3	Transiente Phasenverschiebung ohne DC Anteil	108
	Liste der Veröffentlichungen	119
1	Veröffentlichungen als Erstautor	119
2	Veröffentlichungen als Zweitautor	119
3	Betreute Abschlussarbeiten	119

Abkürzungsverzeichnis

Akronym	Erläuterung
BMS	Batteriemanagementsystem
CC	Konstantstrom (Constant Current)
DAB	Dual Active Bridge
DPS	Doppelte Phasenverschiebung
EEG	Gesetz für den Ausbau erneuerbarer Energien
ESR	Äquivalenter Serienwiderstand (Equivalent Series Resistance)
FPGA	Field Programmable Gate Array
GaN	Halbleiter aus Gallium und Stickstoff
IGBT	Bipolartransistor mit isoliertem Gate (Insulated-Gate Bipolar Transistor)
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
MPP	Leistungsmaximum (Maximum Power Point)
PV	Photovoltaik
PWM	Puls-Weiten-Modulation
Si	Halbleiter aus Silizium
SiC	Halbleiter aus Silizium-Karbid
SPICE	Schaltungssimulator (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)
SPM	Leistungsmodulation via Phasenverschiebung (Single Phase-Shift Modulation)
TRM	Triangular Current Modulation
TZM	Trapezoidal Current Modulation
ZCS	Stromloses Schalten (Zero Current Switching)
ZVS	Spannungsfreies Schalten (Zero Voltage Switching)

Symbolverzeichnis

Symbol	Erläuterung
δ	Leitschichtdicke
η	Wirkungsgrad
μ	Magnetische Permeabilität
ϕ	Phasenverschiebung zwischen Primär- und Sekundärseite der DAB
ϕ_{opt}	Phasenverschiebung für optimales Verhältnis von Wirk- und Blindleistung
ϕ_{zcs}	Notwendige Phasenverschiebung für einen stromlosen Schaltvorgang
ρ	Leitfähigkeit
ϑ	Temperatur
B	Betrag der magnetischen Flussdichte
d	Intrinsisches Übersetzungsverhältnis der DAB
d^*	Asymmetriefaktor des Arbeitspunktes
E	Bestrahlungsstärke in W/m^2
$f_{\text{sw,min}}$	Notwendige Schaltfrequenz für ZVS-Betrieb
$f_{\text{sw,opt}}$	Notwendige Schaltfrequenz für den Betrieb mit ϕ_{opt}
f_{sw}	Schaltfrequenz des PWM-Signals
H	Betrag der magnetischen Feldstärke
i_L	Sekundärseitiger Wechselstrom
i_m	Magnetisierungsstrom
I_1	Primärseitiger Gleichstrom der DAB
i_1	Primärseitiger Wechselstrom
I_2	Sekundärseitiger Gleichstrom der DAB
L_{DAB}	Koppelinduktivität zwischen Primär- und Sekundärseite
N	Windungsanzahl
n	Übersetzungsverhältnis des DAB Transformators
P	Wirkleistung
P_{con}	Leitverluste
P_{hyst}	Hystereseverluste
P_{sw}	Schaltverluste
Q	Blindleistung
r	Belastungsindikator der DAB
R_{th}	thermischer Widerstand
S	Scheinleistung
T	Periodendauer
V_2	Sekundärseitige Gleichspannung
V_1	Primärseitige Gleichspannung
v_1	differentielle Brückenspannung an der Primärseite
v_2	differentielle Brückenspannung an der Sekundärseite

1 Motivation – DC/DC-Wandler für nachrüstbare Energiespeicher

In der Photovoltaikbranche werden Speichertechnologien eingesetzt, um den Verbrauch der erzeugten Energie besser zu regulieren und bedarfsgerecht bereitzustellen [1]. Die Kombination von PV-Systemen mit Batteriespeichern ermöglicht es, einen höheren Anteil der erzeugten PV-Energie vor Ort zu nutzen. Somit lässt sich sowohl die bezogene, wie auch die eingespeiste Energie in das Energienetz reduzieren, so dass eine höhere Unabhängigkeit vom Versorgungsnetz entsteht. Neben einer gesteigerten Unabhängigkeit sind PV-Anlagen mit Speichertechnologie auch für konventionelle Kraftwerke von Vorteil. Je nach Kraftwerkstyp verfügen diese nicht über die notwendige Dynamik, um auf Schwankungen der PV-Energie ausreichend schnell reagieren zu können [2–4].

Einleitend untersucht diese Arbeit eine Möglichkeit zur Nachrüstung eines Batteriespeichers in einer bestehenden Photovoltaikanlage. Dabei wird ein Batteriespeicher vorgestellt, der insbesondere für wiederaufbereitete Zellen mit starker Parametervariation geeignet ist.

Die Anbindung des Batteriespeichers an den Solarwechselrichter wird mit Hinblick auf die bestehende Infrastruktur ebenfalls untersucht. Hierbei kann angenommen werden, dass sich eine höhere Systemeffizienz erzielen lässt, wenn sich die Anzahl der Umwandlungen zwischen Gleich- nach Wechselspannung reduzieren lässt. Daher soll der Energiespeicher auf der Gleichspannungsseite wohl mit der PV-Anlage, wie auch dem Solarwechselrichter verbunden werden. Eine Verbindung des Batteriespeichers mit dem Wechselrichter ist aus technischer Sicht jedoch nicht unkritisch. Dieser Aspekt wird im Rahmen der Einleitung betrachtet.

Der Fokus dieser Arbeit liegt auf dem DC/DC-Wandler, der die Schnittstelle zwischen Batteriespeicher und PV-Anlage bildet. In der Einleitung werden Punkte wie Auswirkungen einer nachträglichen Installation des Wandlers in eine bestehende Anlage diskutiert. Die Optimierung des Wandlers auf den Spannungsbereich von Energiespeicher und PV-Anlage wird in den nachfolgenden Kapiteln beschrieben.

Nachfolgend wird die Motivation für dieses Vorhaben unter besonderer Berücksichtigung der Gegebenheiten in Deutschland erläutert. Die Implementierung des Batteriespeichers und Anbindung an eine bestehende PV-Anlage werden beschrieben. Hieraus werden die Anforderungen an den DC/DC-Wandler abgeleitet.

1.1 Wirtschaftliche Relevanz der vorgestellten Entwicklung

Der Bereich der nachhaltigen Energieversorgung hat in den letzten zwei Jahrzehnten einen beispiellosen Wandel vollzogen. Dabei spielen erneuerbare Energiequellen wie Sonne, Wind, Wasser und Biogas eine zentrale Rolle für zukünftige Strategien der nachhaltigen Energieversorgung.

Nachhaltige Energieversorgung geht dabei jedoch über die Nutzung von erneuerbaren Energien hinaus und betrachtet zusätzlich sowohl die effiziente Verwendung der Energie als auch eine bedarfsgerechte Bereitstellung, wobei Schwankungen im Energieangebot und der Nachfrage berücksichtigt werden. Hierbei werden die Energiespeicher eine zentrale Rolle spielen, da erst durch sie eine Entkopplung von Angebot und Nachfrage ermöglicht wird.

Energie aus Photovoltaikanlagen wird in einer nachhaltigen Energiezukunft eine bedeutende Rolle spielen. Zum einen sind die Preise für Photovoltaikmodule und Wechselrichter in den letzten 30 Jahren erheblich gesunken [5, 6], was den Einstieg in den Markt der erneuerbaren Energien deutlich begünstigt. Zum anderen wurden mit dem Gesetz für den Ausbau erneuerbarer Energien (EEG) [7] ab 2000 in Deutschland Anreize geschaffen, den PV-Ausbau voranzutreiben. Durch eine garantierte Einspeisevergütung über 20 Jahre konnten planbare Investitionen in PV-Anlagen mit großer Anlagenrendite getätigt werden.

Das EEG wurde seit seiner Einführung im Jahr 2000 mehrfach überarbeitet, um den wirtschaftlichen Entwicklungen Rechnung zu tragen. Abb. 1.1 zeigt die jeweils garantierte Einspeisevergütung für PV-Anlagen für den Zeitraum von 2000 bis Ende 2018. Im Jahr 2012 wurde mit der PV-Novelle das Degressionsmodell von einer festen jährlichen Degression auf eine kontinuierliche Degression geändert, welche in Abhängigkeit der installierten PV-Leistung angepasst wird. Ab dem Jahr 2012 ist ebenfalls zu erkennen, dass die Einspeisevergütung unter dem Bruttostrompreis für Privathaushalte liegt. Es ist seit diesem Zeitpunkt ökonomischer, den Strom selbst zu verbrauchen und nicht in das öffentliche Versorgungsnetz einzuspeisen.

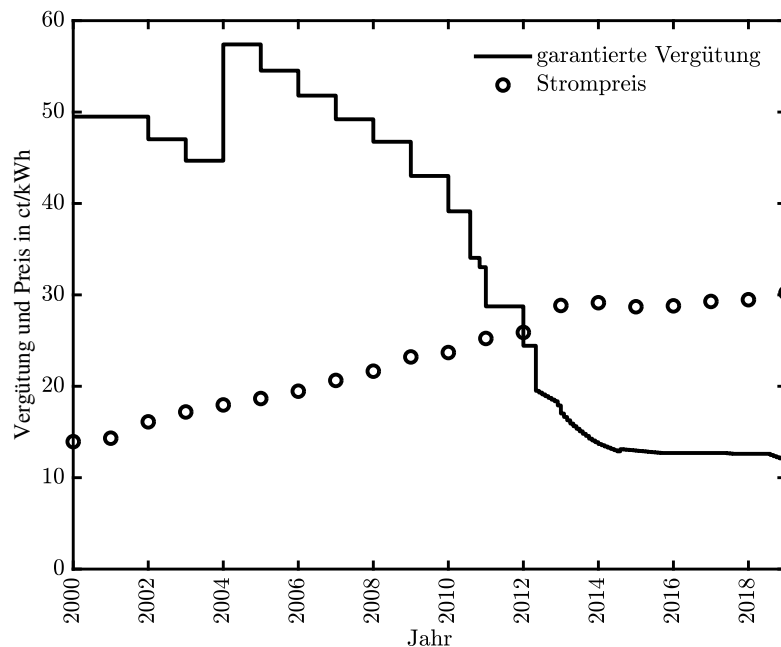


Abbildung 1.1: Einspeisevergütung und Strompreis nach [8–10].

Zwar sinkt die Leistungsfähigkeit von PV-Modulen mit zunehmender Betriebsdauer, jedoch werden für typische PV-Module nach 20 Jahren Betriebsdauer noch 80 % der ursprünglichen Leistung garantiert [11]. Je nach Hersteller wird die Funktion der Module bis zu 30 Jahre garantiert. Aus diesem Grund kann ein Anlagenbesitzer auch nach dem Ende der Einspeisevergütung durch das EEG mit beträchtlichen Mengen an PV-Energie rechnen. Jedoch kann noch nicht pauschal gesagt werden, ob und zu welchem Preis die PV-Energie nach Ablauf der Einspeisevergütung in das öffentliche Netz eingespeist werden kann, da die ersten Verträge ab 2020 auslaufen. Anzunehmen ist allerdings, dass für den PV-Strom lediglich der an der Börse übliche Preis gezahlt werden wird. Dieser liegt jedoch weit unter der Einspeisevergütung nach EEG und ebenfalls unter dem Bruttostrompreis für Privathaushalte. Wirtschaftlich bleibt der Betrieb der funktionalen PV-Anlage dennoch attraktiv, und das umso mehr, wenn ein hoher Eigenverbrauch gewährleistet werden kann.

Abb. 1.2 zeigt die jährlich installierte PV-Spitzenleistung (Megawatt Peak, MWp) zwischen den Jahren 2000 bis 2017. Ausgehend vom Jahr 2000 ist bis zum Jahr 2010 ein exponentieller Anstieg an jährlich installierter PV-Leistung zu beobachten. In den Jahren 2010 bis

2012 wurden jährlich über 7000 MW Spitzenleistung an neuer PV-Energie in Deutschland installiert. Ab 2013 ist ein deutlicher Rückgang in der jährlich installierten Leistung zu beobachten. Hier sei auf die Korrelation mit der PV-Novelle von 2012 hingewiesen, die außerordentlich starke Kürzungen in der garantierten Einspeisevergütung mit sich brachte. Ab 2014 liegt der jährliche Zubau lediglich bei etwa 2000 MW Spitzenleistung, was in etwa den Zielvorgaben des EEG entspricht. Der Zubau von PV-Anlagen wird aktiv durch garantierte Einspeisevergütungen beeinflusst.

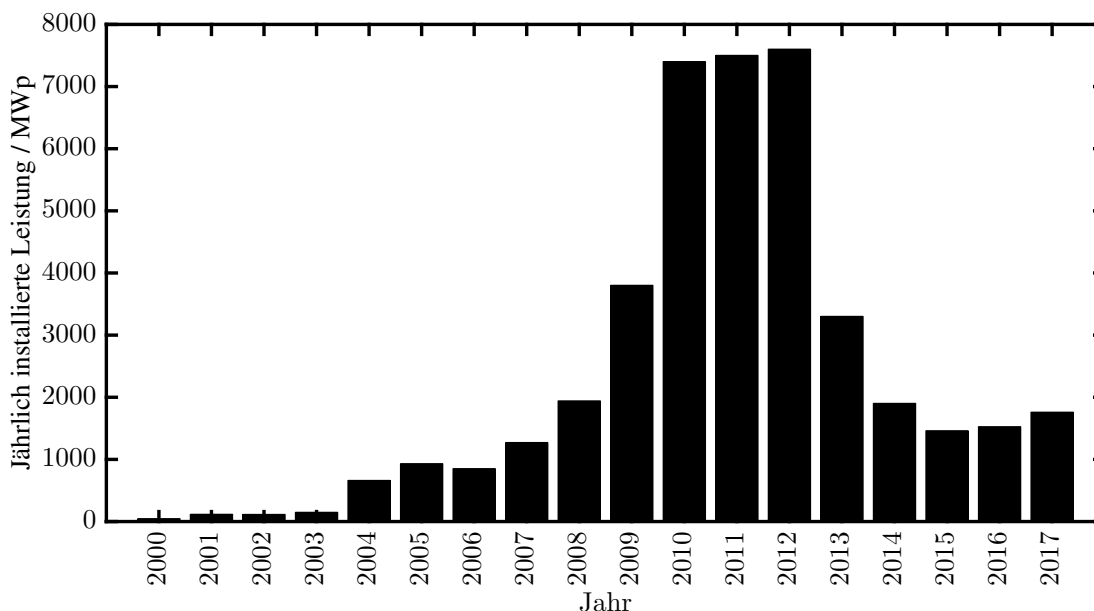


Abbildung 1.2: Jährlicher PV-Zubau in Deutschland in Megawatt Peak nach [12].

Nach Abb. 1.1 lag die garantierte Einspeisevergütung noch bis zum Jahr 2012 über dem Bruttostrompreis. Für Betreiber von PV-Anlagen ist es also für den Zeitraum der garantierten Einspeisevergütung eindeutig am rentabelsten, den Strom in das öffentliche Versorgungsnetz einzuspeisen. Daher kann angenommen werden, dass insbesondere alte Anlagen bei ihrer Installation nicht über eine Möglichkeit zur Energiespeicherung verfügen. Für Betreiber von PV-Anlagen ist die Nachrüstung eines Energiespeichers folglich attraktiv, sofern sich die Investitionskosten in einen Energiespeicher über die verbleibende Lebensdauer amortisieren.

Neben dem Markt der PV-Anlagen hat sich auch der Batteriespeichermarkt seit dem Jahr 2000 erheblich weiterentwickelt. So hat sich der Preis für eine Kilowattstunde Speicherkapazität alleine von 2013 bis 2016 halbiert [13]. Batteriegestützte Wechselrichtersysteme sind jedoch erst seit kurzem verbreitet. So stellte Tesla Motors erst 2015 den AC-gekoppelten Hochvoltenergiespeicher Powerwall vor [14]. Daraufhin bot der Wechselrichterhersteller SMA 2016 einen batteriegestützten Wechselrichter an. Zwar gab es auch davor schon batteriegestützte Wechselrichter, allerdings waren diese meist für den Inselbetrieb entworfen. Bis 2019 hat sich eine Vielzahl von Wechselrichtern mit Speicherfunktion am Markt etabliert. Mit dem schrittweisen Auslaufen der Einspeisevergütung, die über 20 Jahre garantiert wird, werden sich daher mehr und mehr Besitzer einer PV-Anlage für den Eigenverbrauch der PV-Energie interessieren.

Ein nachrüstbarer Energiespeicher, der insbesondere die bestehende Anlage berücksichtigt, dürfte daher in den nächsten Jahren ein Produkt mit großem Marktpotential sein.

1.2 Implementierung eines nachrüstbaren Energiespeichers

Bedingt durch den Paradigmenwechsel von vorrangiger Einspeisung der PV-Energie hin zum Eigenverbrauch haben sich Energiespeicher auf dem Markt etabliert. Konventionelle Energiespeicher von Herstellern wie SMA, FORNIUS, oder BMZ werden dabei über den Wechselspannungsanschluss an das Versorgungsnetz angeschlossen. Der Verbraucher hat so jederzeit die Wahl, einen Energiespeicher nachzurüsten. Der Anschluss des Energiespeichers ist durch die Schnittstelle zum Wechselspannungsnetz unproblematisch. Um den Eigenverbrauch zu optimieren und einen hohen Anteil an PV-Energie zu speichern, muss die Funktion mit dem Solarwechselrichter allerdings abgestimmt werden. Dies wird typischerweise über ein proprietäres Kommunikationsprotokoll gewährleistet, sodass nicht jeder Wechselrichter mit jedem Energiespeicher kombiniert werden kann.

Abb. 1.3 zeigt das Blockschaltbild einer konventionellen Implementierung. Hierbei wird die Leistung der PV-Module (P_{pv}) zuerst in einen Solarwechselrichter eingespeist. Dieser verfügt über einen MPP-Tracker, der die maximale Leistungsabgabe der PV-Anlage sicherstellt. Anschließend setzt ein Wechselrichter die Gleichspannung der PV-Anlage in netzkonforme Wechselspannung um.

Ein nachrüstbarer Energiespeicher wird in so einer bestehenden Anlage ebenfalls mit der Netzspannung verbunden. Dazu ist ein bidirektionaler AC/DC-Wandler notwendig, um eine Schnittstelle zwischen der Gleichspannung der Batterie und der Wechselspannung des Netzes zu schaffen. Ebenfalls ist eine Lade- bzw. Entladeelektronik für die Batterien notwendig, um einen sicheren Betrieb der Batterie zu gewährleisten.

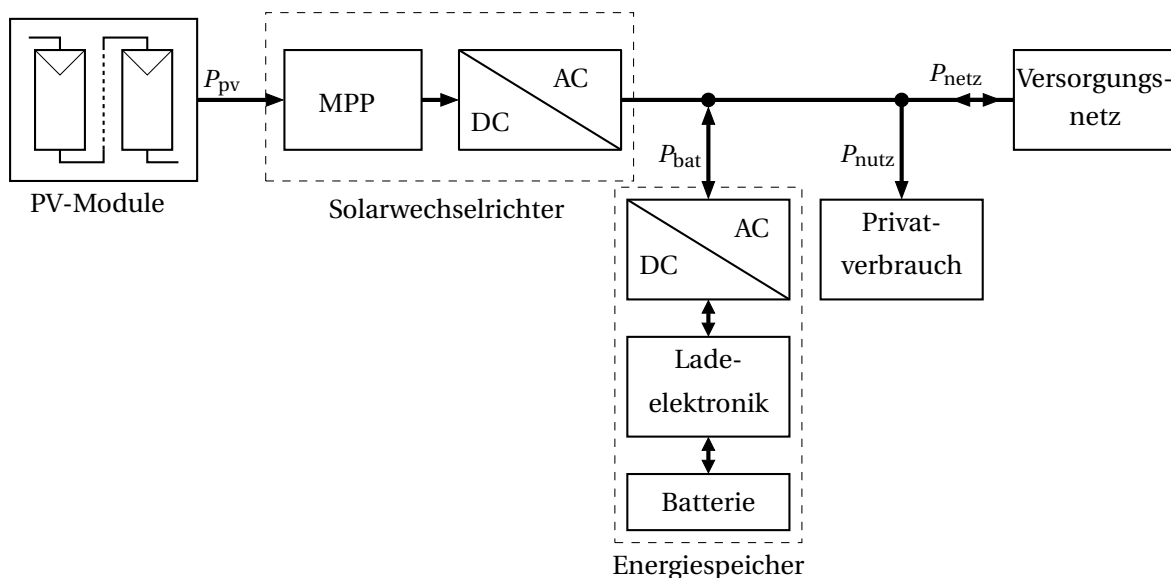


Abbildung 1.3: Konventionelle Implementierung eines nachrüstbaren Energiespeichers mit separatem AC/DC-Wandler.

Mit Hinblick auf die Effizienz stellt sich ein solcher Ansatz jedoch als problematisch dar. Da bei jeder Form der Energiewandlung durch Wandlungsverluste ein Teil der Energie verloren geht, sollte die Anzahl der Umwandlungen möglichst gering gehalten werden. In der vorliegenden Arbeit wird die Anzahl der Umwandlungen reduziert, indem der Energiespeicher direkt mit der DC-Spannung der PV-Module verbunden wird.

Abb. 1.4 zeigt die betrachtete Implementierung als Blockschaltbild. Neben weniger Schritten in der Energieumwandlung steigt bei dieser Implementierung der Nutzen des Solarwechselrichters. Dieser kann nun ebenfalls für die DC/AC-Wandlung für den Strom aus dem Batteriespeicher verwendet werden. Es ergibt sich eine größere Auslastung der bestehenden Hardware und ein gesteigerter Mehrwert der bestehenden Infrastruktur.

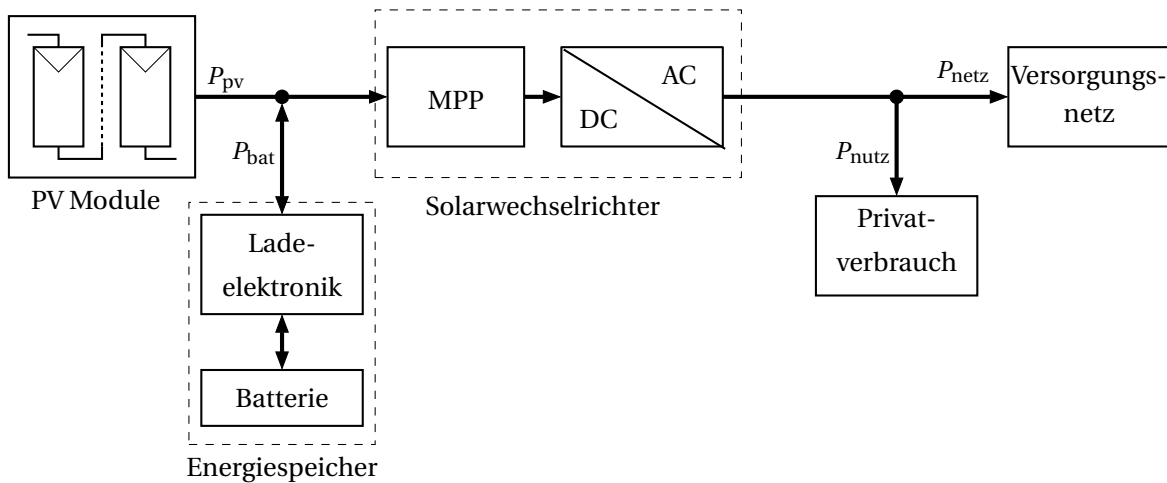


Abbildung 1.4: Vorgeschlagene Implementierung eines nachrüstbaren Energiespeichers ohne zusätzliche Wandlung in Wechselspannung und Wiederverwendung bestehender Infrastrukturelemente.

Trotz klarer Vorteile einer Implementierung des Energiespeichers auf Seiten der PV-Anlage muss geklärt werden, welchen Einfluss eine Batterie auf den Solarwechselrichter und seinen MPP-Tracker hat. Der Tracker ist auf die spezifische Strom-Spannungs-Kennlinie der PV-Modulen ausgerichtet. Das Spannungsquellenverhalten einer Batterie weicht davon jedoch bedeutend ab. Eine mögliche Lösung, den Batteriespeicher, die PV-Anlage und den MPP-Tracker des Wechselrichters in Einklang zu bringen, wird in Kap. 1.4.2 beschrieben. Um den dort beschriebenen Ansatz besser nachvollziehen zu können, wird nachfolgend die Energieerzeugung aus PV-Anlagen skizziert.

1.3 Energieerzeugung aus Photovoltaikanlagen

Bei der direkten Umwandlung von photonischer in elektrische Energie wird der photoelektrische Effekt von Solarzellen genutzt. Durch die Absorption von ausreichend photonischer Energie wird im Inneren eines p-n dotierten Halbleiters ein Elektron in das Leitungsband gehoben und ein Elektronen-Lochpaar entsteht. Diffundieren die Ladungsträger in die Raumladungszone bzw. entstehen in dieser, werden sie durch das intrinsische elektrische Feld der Raumladungszone getrennt und stehen dem Ladungstransport zur Verfügung. Die so entstandenen getrennten Ladungsträger erzeugen eine Spannung, die sich asymptotisch der Diffusionsspannung am p-n-Übergang annähert. Durch diese geringe Spannung ist die Serienschaltung mehrerer Zellen notwendig. Die Stromstärke kann darüber hinaus durch das Parallelschalten mehrerer Solarzellen erhöht werden. Dies führt zu großen Solar-Paneele, die üblicherweise aus mehr als 60 in Serien geschalteten Zellen bestehen. Problematisch bei der direkten Verschaltung vieler Zellen ist, dass die Leistungsfähigkeit des Systems im Wesentlichen von der schwächsten Zelle im Verbund bestimmt wird. Hierbei spielen Beschattung, Temperatur und Fertigungsschwankungen eine wichtige Rolle.

Abb. 1.5 zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinie eines typischen 320 W Solarmoduls bei einer Bestrahlungsstärke E von 500 W/m^2 und 1000 W/m^2 . Die Temperatur ϑ wurde für beide Fälle in einem Bereich von -20 bis 60°C variiert. In Deutschland beträgt die Bestrahlungsstärke bei klarem bis leicht diffusem Himmel etwa 600 bis 1000 W/m^2 [15]. Sowohl für die Wintermonate als auch für leichte bis mittlere Bewölkung kann dieser Wert jeweils halbiert werden.

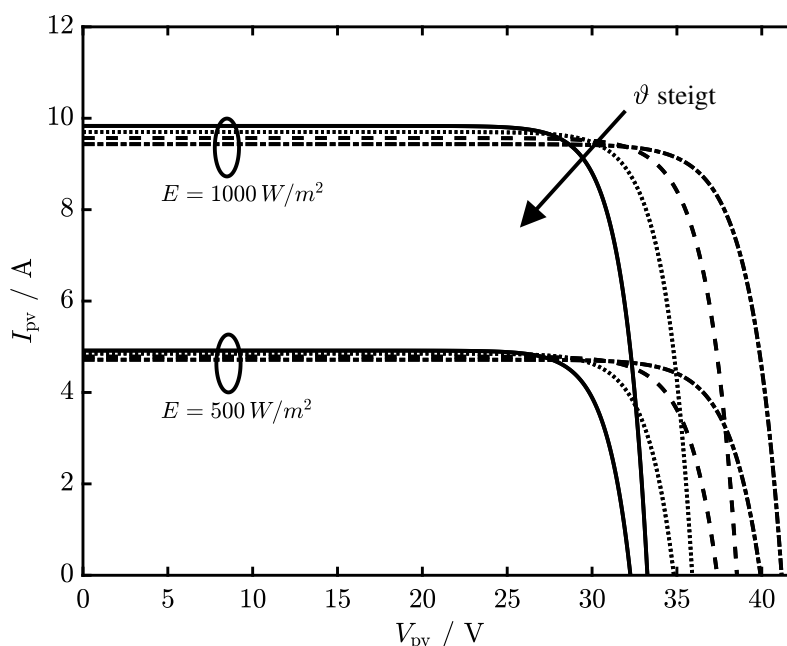


Abbildung 1.5: Strom-Spannungs-Kennlinie einer Solarzelle bei unterschiedlicher Bestrahlungsstärke E und verschiedenen Temperaturen ϑ . Beide Parameter beeinflussen die Klemmspannung im Leerlauf für das betrachtete Panel in einem Bereich von etwa 32 bis 42 V.

Bedingt durch die Abhängigkeit von Temperatur und Bestrahlungsstärke, verdeutlicht Abb. 1.5, dass die Ausgangsspannung eines gleichmäßig beleuchteten PV-Moduls allein durch Umweltschwankungen von etwa 32 bis 42 V variieren kann. Der Einfluss unterschiedlicher Fertigungstechniken und Alterungserscheinungen auf die Klemmspannung wird in diesem Fall nicht berücksichtigt.

In der Praxis werden zur Erhöhung der Spannung und Leistung mehrere PV-Module in Serie geschaltet. Aufgrund der physikalischen Abmessung der Modulkette kann dann allerdings nicht mehr von einer homogenen Bestrahlungsstärke auf allen Solarzellen ausgegangen werden. Kommt es in dieser Konfiguration zu einer teilweisen Beschattung, wird der Gesamtstrom durch das Modul mit der geringsten Bestrahlung bestimmt. In Analogie zum Einfluss durch Bewölkung kann angenommen werden dass eine lokale Beschattung durch Vegetation oder andere Gebäude die Bestrahlungsstärke um 50 bis 80 % reduziert.

Um die Modulkette in ihrem Ausgangsstrom unempfindlicher gegen lokale Beschattung zu machen, werden daher Bypass-Dioden verwendet, die es ermöglichen die beschattete Zelle zu umgehen. Je nach Spannung und Strom ergeben sich so Arbeitspunkte unterschiedlicher Leistung.

Die Auswirkungen auf das elektrische Verhalten werden beispielhaft in Abb. 1.6 dargestellt. Es ist eine Reihenschaltung von drei Modulen mit jeweils unterschiedlicher Bestrahlung dargestellt. Als Vergleich wird ebenfalls die Kennlinie des Idealfalls ohne Beschattung dargestellt. Durch die unterschiedliche Beschattung ergeben sich in diesem Fall drei lokale Leistungsmaxima, die über einen Spannungsbereich von ca. 35 bis 110 V streuen. Die maximale Ausgangsleistung der beschatteten Module liegt bei 450 W und einer Spannung von 70 V.

Anhand dieser vereinfachten Beispiele für Temperatur und Beschattung wird klar, dass in PV-Anwendungen mit einem großen Spannungsbereich an den Klemmen des Paneels zu rechnen ist. Eine Ladeelektronik für die Batteriespeicher, die effizient mit einem weiten Spannungsbereich umgehen kann, ist daher von Vorteil.

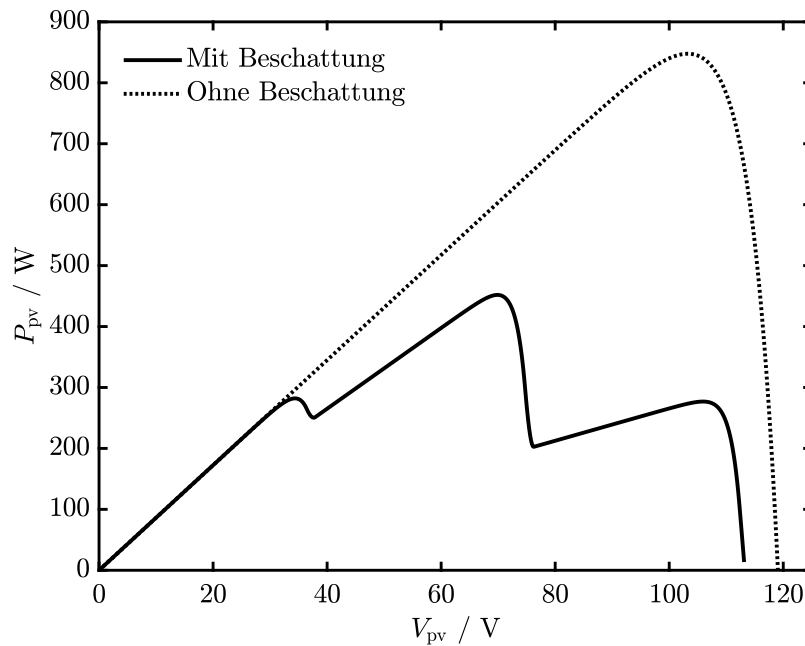


Abbildung 1.6: Beispielhafte Leistungs-Spannungs-Kennlinie von drei PV-Modulen mit und ohne partieller Beschattung.

Um die maximale Leistung aus dem PV-Panel zu entnehmen, muss die Ausgangslast kontinuierlich an die aktuellen Bedingungen angepasst werden. Die Lastanpassung geschieht dabei über einen DC/DC-Wandler, der über einen MPP-Tracking Algorithmus gesteuert wird. Eine umfassende Übersicht zu den unterschiedlichen MPP-Algorithmen ist [16] gegeben. Aufgrund der signifikanten Variation in der PV-Spannung entsteht die Anforderung an den DC/DC-Wandler der Ladeelektronik, als Bindeglied zwischen Batterie und PV-System, einen möglichst weiten Spannungsbereich abzudecken.

1.4 Designbetrachtungen eines nachrüstbaren Energiespeichers

Nach Ablauf der Förderung von PV-Anlagen durch das EEG ist nur noch mit einer geringen Einspeisevergütung zu rechnen. Die Installation eines Energiespeichers ist daher eine attraktive Möglichkeit, den Eigenverbrauch zu steigern und so die Kosten zu senken. In Abb. 1.7 ist zu erkennen, dass typische Verbrauchsspitzen morgens zwischen 07:00 und 08:00 Uhr sowie am Abend zwischen 17:00 und 21:00 Uhr entstehen. In den jeweiligen Zeiträumen ist jedoch mit keiner oder nur mit sehr wenig PV-Energie zu rechnen.

Abb. 1.7 zeigt den durchschnittlichen Energiebedarf in einem Dreipersonenhaushalt an einem Winterwerktag. Hierbei ist zu beachten, dass die Verbrauchsangabe kontinuierlich über einen Zeitraum von 15 Minuten gemittelt werden.

Während der Aufheizphase von elektrischen Haushaltsgeräten kann der Leistungsbedarf pro Verbraucher schnell 2 kW übersteigen. Um das Energiespeichersystem wirkungsvoll zu nutzen, sollte die Ausgangsleistung daher mindestens der 1-phasigen Anschlussleistung 3.6 kW in Deutschland entsprechen. Um Leistungsreserven vorzuhalten, wird eine Ausgangsleistung von 5 kW angestrebt.

Zusätzlich zu einem höheren Eigenverbrauch der Solarenergie können sich Energiespeicher positiv auf die Netzstabilität auswirken. So kommt es in Gebieten mit hoher Sonneneinstrahlung zur Mittagszeit durch die generierte PV-Energie zu einem erheblichen Rückgang an zusätzlich notwendiger Kraftwerksenergie. Sobald jedoch, wie in Abb. 1.7 gezeigt,

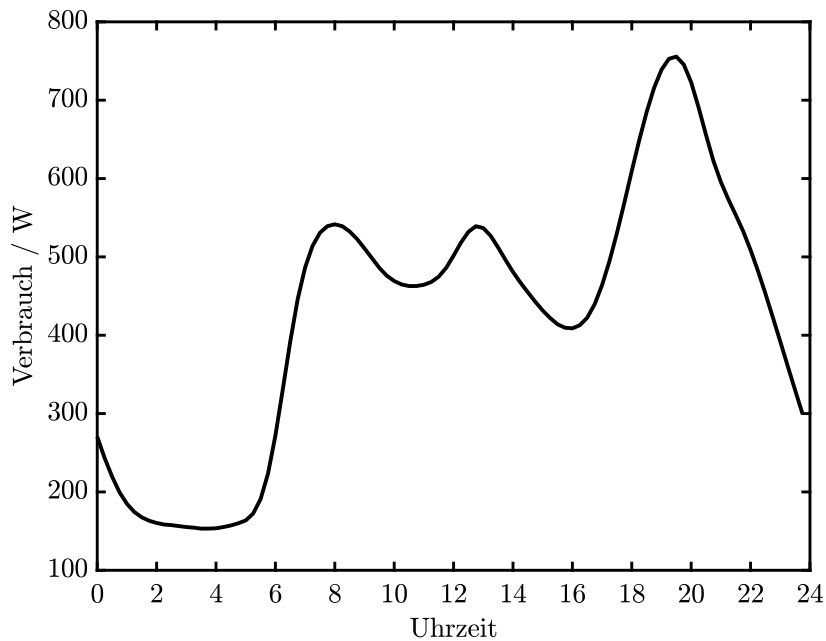


Abbildung 1.7: Lastprofil eines durchschnittlichen Dreipersonenhaushalts mit einem Jahresverbrauch von 4000 kWh für einen Winterwerktag. Die Angaben stellen den Mittelwert von 15-Minuten-Messintervallen gemäß VDEW Lastprofil dar [17].

der Verbrauch in den Abendstunden ansteigt, muss die Kraftwerksenergie schnell nachregeln [18]. Konventionelle Kraftwerke, die auf Basis von Wasserdampf arbeiten, sind für solch eine Dynamik jedoch nicht ausgelegt. Durch verteilte Energiespeicher kann diese Situation entschärft werden und gleichzeitig der Eigenverbrauch gesteigert werden. Somit ergeben sich ökonomische und ökologische Vorteile [1, 4, 19].

In dieser Arbeit soll insbesondere die Möglichkeit untersucht werden, wiederaufbereitete Zellen z. B. aus Elektrofahrzeugen zu nutzen, die für den mobilen Einsatz bereits zu stark degradiert sind. Nach aktuellem Stand der Technik wird von einer Verwendung von Zellen auf Lithiumbasis ausgegangen. Bedingt durch die empfindliche Zellchemie muss beim Laden und Entladen ein bestimmtes Spannungsfenster eingehalten werden. Wird dieses Spannungsfenster verlassen, kann die Zelle beschädigt werden und wird unter Umständen thermisch instabil. Durch Prozessschwankungen, individuelle Alterungseffekte, sowie unterschiedlichen Lastprofile, schwankt die nutzbare Kapazität der Einzelzellen daher stark. Durch die unterschiedlichen Spannungsniveaus der Zellen kann es so beim Entladen zu einer Tiefentladung von einzelnen Zellen kommen. Im gleichen Maße kann es beim Laden des Zellverbands zu einer Spannungsüberhöhung einzelner Zellen kommen.

Mit einer typischen Spannung von 3 bis 4 V bei Zellen auf Lithiumbasis bestehen Energiespeichersysteme für den Privathaushalt immer aus einer Reihenschaltung von Einzelzellen, um die Stromstärke bei geforderter Leistung handhabbar zu halten. Allerdings ist die Serienschaltung von Zellen mit unterschiedlicher Kapazität in einigen Punkten problematisch. So muss sichergestellt werden, dass die Zelle mit der geringsten Kapazität nicht über ihre Spezifikation hinaus belastet wird. Abb. 1.8 verdeutlicht diesen Zusammenhang am Beispiel von $n = 6$ Zellen. Zelle 3 hat altersbedingt die geringste Kapazität Q_{\min} , wohingegen Zelle 4 die größte Restkapazität Q_{\max} besitzt.

Ohne eine Schaltung zum Ausgleich der Ladungszustände, wie in [20], beträgt die nutzbare Gesamtkapazität Q_{ges} lediglich $n \cdot Q_{\min}$. Die Gesamtkapazität ist also durch die Zelle mit der geringsten Kapazität limitiert. Durch eine Vorsortierung der Zellen kann die Variation der Kapazität für fabrikneue Zellen meist auf ein akzeptables Maß reduziert werden. In

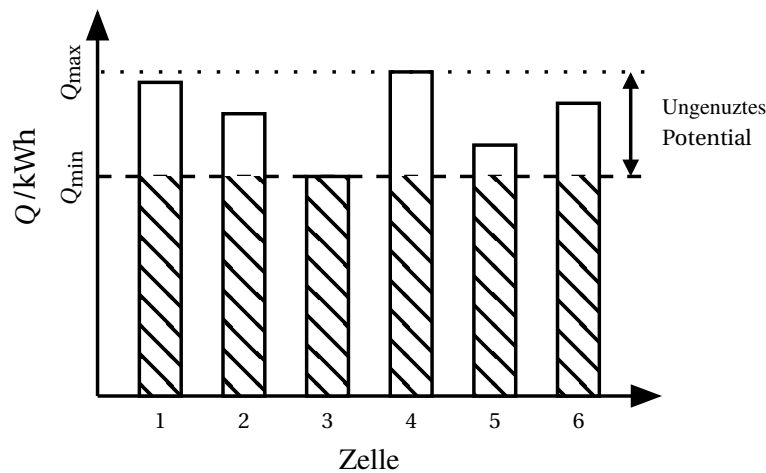


Abbildung 1.8: Unterschiedliche Zellkapazität auf Grund von Alterung und Prozessschwankungen.

praktischen Anwendungen können die Zellen jedoch sehr unterschiedlichen Lastprofilen ausgesetzt werden, wenn sie z. B. in einem Elektrofahrzeug eingesetzt werden. Wenn Zellen aus unterschiedlichen Fahrzeugen kombiniert werden, ist weiterhin mit erheblichen Schwankungen in der nutzbaren Kapazität zu rechnen.

1.4.1 Speichersysteme auf Basis wiederaufbereiteter Batterien

Mit einem stetig zunehmenden Anteil an zugelassenen Elektrofahrzeugen steigt ebenfalls die Menge an verfügbarer Batteriekapazität. Nach heutigem Stand geht man von einer Lebensdauer von acht Jahren für die Batterie in Elektrofahrzeugen aus. Danach ist die Zellkapazität für den mobilen Einsatz zu stark degradiert. Die Batterien können allerdings noch wertvolle Dienste als stationäre Energiespeicher leisten.

Im stationären Betrieb entstehen bei der Verwendung von wiederaufbereiteten Zellen allerdings neue Hürden. Durch unterschiedliche Last- und Temperaturzyklen ist mit erheblichen Variationen in der Zellkapazität zu rechnen. Ausgleichsschaltungen entnehmen daher gezielt Ladung aus den schwächeren Zellen und wandeln diese entweder in Verlustwärme um (passiver Ausgleich) oder leiten die Ladung aktiv um (aktiver Ausgleich). Steigt jedoch die anzunehmende Variation in der Zellkapazität, muss auch die Leistungsfähigkeit der Ausgleichsschaltung zunehmen. Dies bedeutet sowohl erhöhte Verluste als auch gesteigerte Kosten. Passive Systeme schützen darüber hinaus nicht vor einem vollständigen Ausfall der Zelle. Somit besteht weiterhin die Gefahr eines totalen Ausfalls der Batterie durch das Versagen einer einzelnen Zelle. Für langlebige Energiespeicher ist dies besonders problematisch.

In [21] wurde ein Batteriespeicher mit flexibler Verdrahtung der Zellen vorgestellt. Dies ermöglicht die Energie jeder Zelle optimal auszuschöpfen, sodass der Speicher nicht mehr durch die schwächste Zelle limitiert ist. Die flexiblen Verbindungen werden durch nur zwei Transistoren pro Zelle realisiert. Der Aufbau einer Batterie mit diesem Konzept ist in Abb. 1.9 schematisch dargestellt. Durch entsprechende Ansteuerung von Q_{n1} oder Q_{n2} kann die Zelle dadurch in Serie geschaltet bzw. überbrückt werden. Nachfolgend wird die Zusammenstellung aus den Transistoren Q_{n1} und Q_{n2} als Modul bezeichnet.

Zusätzlich zu rein technischen Aspekten sollten auch rechtliche Aspekte bei der Dimensionierung des Batteriespeicher einfließen. Nach der europäischen Niederspannungsrichtlinie muss bei Geräten unter 60 V Gleichspannung kein Berührungsschutz vorgesehen werden. Dies erleichtert die Einhausung und Installation des Energiespeichers, so dass Kosten gespart werden können.

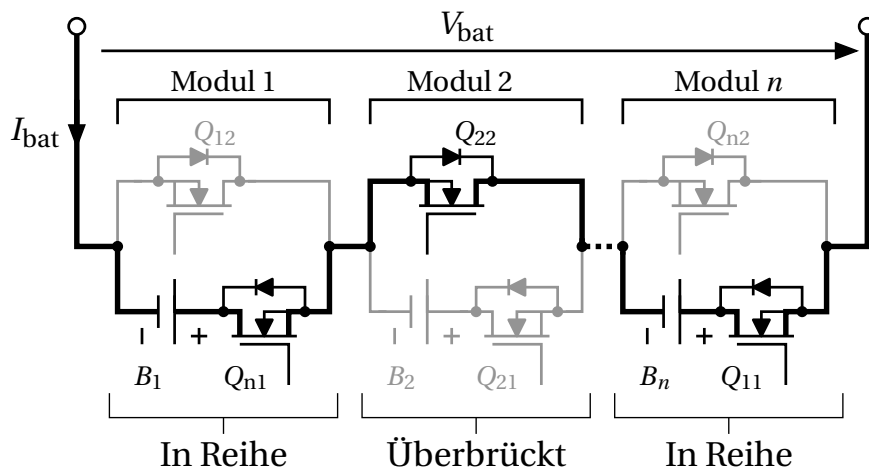


Abbildung 1.9: Flexible Verbindung einzelner Zellen hin zu einer größeren Batterie.

Für diese Arbeit standen Lithium-Eisen-Phosphat-Batterien mit einer mittleren Zellspannung von 3.2 V zur Verfügung. Die Ladeschlussspannung dieser Zellen beträgt etwa 3.4 V. Im Rahmen der Arbeit wird von maximal 18 Zellen in einer Batterie ausgegangen. Das vorgestellte Konzept ist allerdings unabhängig von der Zellchemie.

Während des Entladens werden die Zellen sukzessive entsprechend ihrer Kapazität überbrückt. Um eine verwertbare Spannung sicherzustellen, sollen mindestens 6 von 18 Zellen in der Batterie verbleiben. Somit ergibt sich eine minimale Batteriespannung von 19.2 und eine nominale Spannung von 57.6 V. Die maximale Ladeschlussspannung überschreitet die Schwelle für Berührungsschutz geringfügig, was im Rahmen des Prototyps akzeptable ist.

Durch das Überbrücken entladener Zellen innerhalb einer Batterie lassen sich zwei wesentliche Ziele verfolgen. Zum einen wird die nutzbare Kapazität der Batterie gesteigert, da mehr Zellen vollständig entladen werden können. Zum anderen wird die Variation in Batteriekapazität reduziert, da nun nicht mehr die schlechteste Zelle die Gesamtladung vorgibt.

Abb. 1.10 zeigt ein Zufallsexperiment mit einem Stichprobenumfang von 1000 Batterien zu je 18 Zellen. In dem Experiment wurde angenommen, dass die Standardabweichung σ der Batteriekapazität Q 10 % des Erwartungswerts beträgt. Die Simulation bestimmt für einen Entladestrom von 30 A die Kapazität der Batterie in Kilowattstunden. Für die Schaltung nach Abb. 1.9 werden die parasitären Widerstände durch zusätzliche Transistoren und der daraus entstehende Energieverlust berücksichtigt.

Bei der festen Verdrahtung sind die parasitären Widerstände am geringsten, jedoch bestimmt die schwächste Zelle im Batteriestapel die Gesamtkapazität. Zusätzlich weist die feste Verdrahtung die selbe Varianz in der Kapazität auf, wie eine einzelne Zelle. Um eine bestimmte Kapazität zu garantieren, muss die Batterie daher größer dimensioniert werden, als auf Basis der mittleren Zellkapazität erwartet wird. Als Alternative werden in der Grafik zwei Fälle mit flexibler Verdrahtung aber bei identischer Zellenanzahl dargestellt.

Im ersten Fall verfügt jede einzelne Zelle über eine Überbrückungsfunktion (1 Zelle/Modul). Damit wird die größte Granularität erzielt, sodass die Energie jeder Zelle für sich optimal ausgeschöpft werden kann. Allerdings ist der Hardwareaufwand, wie auch parasitäre Widerstände für diese Konfiguration maximal.

Im zweiten Fall werden jeweils immer zwei Zellen zusammen zu einem Modul zusammengefasst und ggf. überbrückt (2 Zellen/Modul). Diese Implementierung spart einerseits Kosten, da der Hardwareaufwand im Vergleich zu der vorherigen Lösung halbiert werden kann. Andererseits reduziert sich insgesamt der zusätzliche parasitäre Widerstand, da nur noch die Hälfte der Transistoren verwendet wird.

Das Experiment aus Abb. 1.10 zeigt für die angenommenen Randbedingungen jedoch,

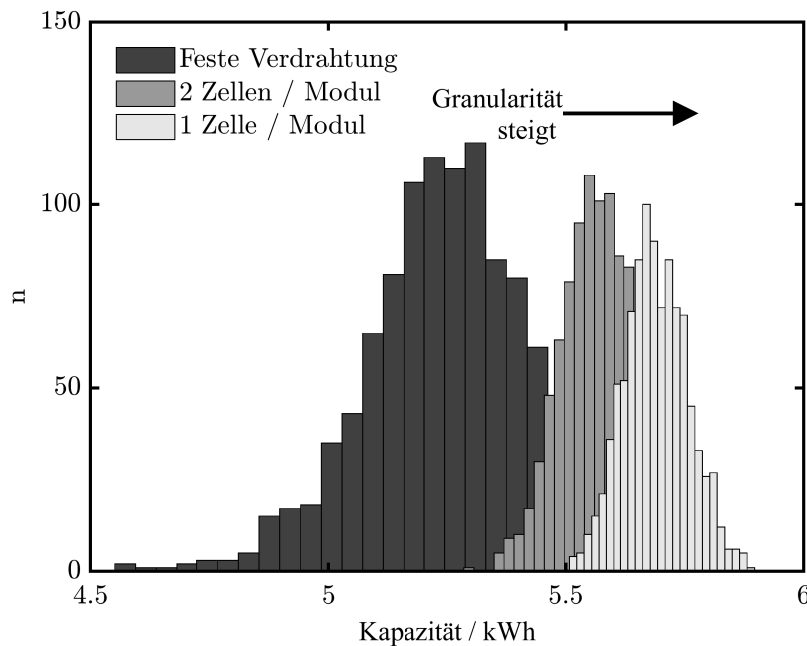


Abbildung 1.10: Simulation der Kapazitätsverteilung von 1000 Batteriespeichern mit fester Verdrahtung, flexibler Verdrahtung auf Zellbasis (1 Zelle / Modul), sowie flexibler Verdrahtung jeder zweiten Zelle (2 Zellen / Modul).

dass eine höhere Granularität (1 Zelle/ Modul) bei dem betrachteten Entladestrom von 30 A einer Implementierung mit zwei Zellen pro Modul überlegen ist. Die optimale Zellkonfiguration des vorgeschlagenen Konzeptes hängt daher immer von anwendungsspezifischen Faktoren wie Kosten, Entladestrom und Kapazitätsstreuung ab. Unabhängig von der konkreten Implementierung bietet das vorgeschlagene Konzept sowohl eine Steigerung der nutzbaren Kapazität durch flexible Verdrahtung als auch eine deutlich geringere Variation in der Batteriekapazität. Der Ansatz eignet sich daher ideal für gebrauchte Zellen mit großer Variation in der Zellkapazität.

Zusätzlich zu der Granularität der flexiblen Zellverbindungen ist auch die minimale Anzahl von aktiven Zellen beim Entladevorgang von Interesse. Beim Entladen werden durch die flexiblen Verbindungen sukzessive Zellen aus dem Batteriestapel entfernt, bis nur noch die minimale Anzahl an Zellen mit der größten Kapazität übrig ist. Durch das sukzessive Überbrücken von einzelnen Zellen in der Batterie wird jedoch ein deutlich größerer Spannungsbereich durchfahren, als bei einer festen Verdrahtung auftreten würde. Dies kann für den effizienten Betrieb der Ladeelektronik ein erhebliches Problem darstellen, da die Optimierung des Wirkungsgrades auf einen Arbeitspunkt nicht mehr möglich ist, sondern einen weiten Bereich abdecken muss. Aus diesem Grund kann die Effizienz der Ladeelektronik degradieren oder muss durch einen zusätzlichen Hardwareaufwand kompensiert werden.

In Abb. 1.11 wird die nutzbare Kapazität der Batterie in Abhängigkeit der Anzahl überbrückter Zellen während eines Entladevorgangs dargestellt. Je mehr erschöpfte Zellen während eines Entladevorgangs aus dem Batterieverbund überbrückt werden dürfen, desto besser ist die nutzbare Kapazität der Batterie insgesamt. Aus Abb. 1.11 wird jedoch ersichtlich, dass die Zugewinne an nutzbarer Kapazität für mehr überbrückte Zellen stetig geringer ausfällt. Gleichzeitig wird die gesteigerte Batteriekapazität mit einem größeren Spannungsbereich der Batterie eingepreist.

In welchem Maß eine größere Variation der Ausgangsspannung zu Gunsten einer höheren Kapazität gewählt werden kann, muss mit Hinblick auf die spezifische Anwendung entschieden werden. Eine Ladeelektronik, die effizient mit einem weiten Spannungsbereich

umgehen kann, spielt aus diesem Grund eine Schlüsselrolle bei einem Batteriekonzept mit überbrückbaren Zellen.

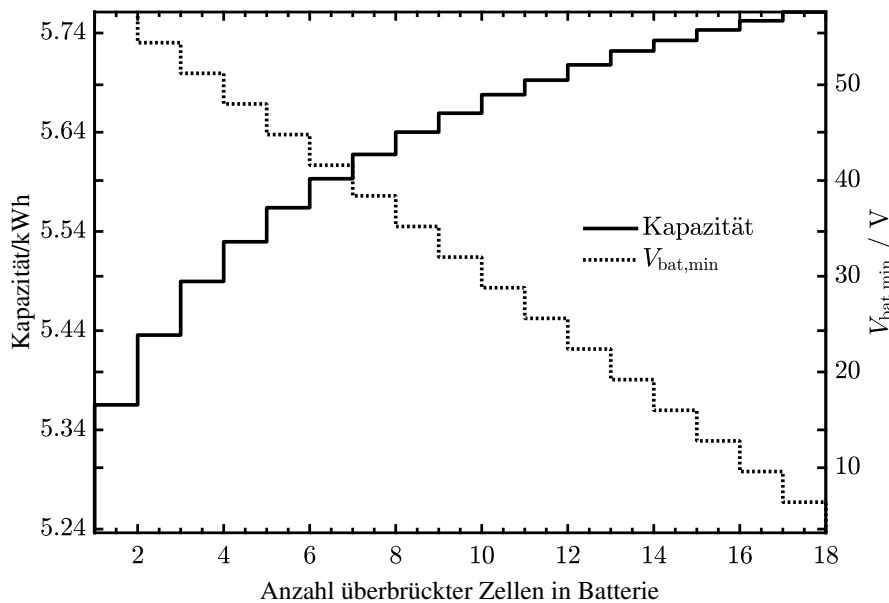


Abbildung 1.11: Einfluss der entnommenen Zellen während eines Entladevorgangs auf die nutzbare Kapazität und minimale Batteriespannung $V_{bat,min}$.

1.4.2 Nachrüstung eines Energiespeichers in eine bestehende Anlage

Soll ein Energiespeicher in eine bestehende Anlage integriert werden, stellt sich zunächst die Frage nach dem Einspeisepunkt der Energie. In Kap. 1.2 wurde erläutert, dass eine Einspeisung auf Gleichspannungsebene direkt am PV-Modul potenziell Effizienz- und Kostenvorteile mit sich bringt. Durch diesen Ansatz wird die PV-Energie lediglich einmal in Wechselspannung gewandelt. Darüber hinaus wird im Nachfolgenden dargestellt, wie sich der MPP-Tracker des Solarwechselrichters auch in Kombination mit einem Energiespeicher nutzen lässt. Somit können mehrere Elemente des bestehenden Solarwechselrichters vorteilhaft für den Energiespeicher genutzt werden.

In [22] wird argumentiert, dass es für die Analyse einer Parallelschaltung von PV-Anlage und Energiespeicher von Vorteil ist, den Energiespeicher als Stromquelle zu betrachten. Die Parallelschaltung von zwei (spannungsabhängigen) Stromquellen ist dabei ohne weiteres möglich. Eine Umwandlung von einem Spannungsquellenverhalten der Batterie hin zu einem Stromquellenverhalten ist mittels Regelung des vorgeschalteten DC/DC-Wandlers möglich. Der Ladestrom muss ohnehin auf einen Maximalwert begrenzt werden, um sicheres Laden der Batteriezellen zu gewährleisten. Die Integration einer Stromregelung stellt für die Umsetzung der Hardware daher keinen Mehraufwand dar.

Die Leistungskennlinien eines PV-Moduls (P_{pv}) und einer idealen Stromquelle (P_{ess}) unterscheiden sich in Abhängigkeit der Ausgangsspannung jedoch. Werden beide Quellen nun parallel an einem Solarwechselrichter (P_{sw}) betrieben, kommt es daher zu einer Verschiebung des MPP, was zulasten der optimalen Ausnutzung des PV-Paneels geht. Abb. 1.12 zeigt, wie sich der MPP aufgrund der Parallelschaltung hin zu einem höheren Spannungsniveau verschiebt. Somit wird nicht mehr die maximal mögliche Energie aus dem PV-Panel entnommen.

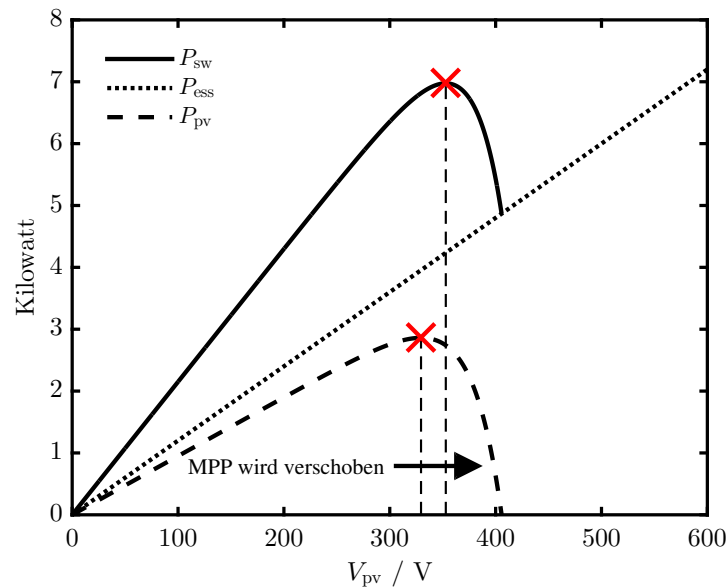


Abbildung 1.12: Parallelschaltung von PV-Anlage und Stromquelle führt zu Verschiebung des MPPs und so zur suboptimalen Auslastung der PV-Anlage.

Diesem Verhalten kann mit einem spannungsabhängigen Ausgangsstrom des Energiespeichers entgegengewirkt werden. Dadurch wird der Energiespeicher zu einem virtuellen PV-Paneel. Erzielen sowohl Energiespeicher als auch PV-Anlage ihr Leistungsmaximum bei der gleichen Spannung, kann weiterhin gewährleistet werden, dass die PV-Anlage die maximale Leistung bereitstellt.

Abb. 1.13 zeigt den möglichen Kennlinienverlauf der PV-Anlage P_{pv} , des Batteriespeichers P_{ess} sowie die Summe der beiden Quellen P_{sw} , die am Eingang des Solarwechselrichters anliegt. Der Kennlinienverlauf von PV-Anlage und Energiespeicher kann durchaus unterschiedlich sein. Solange die Quellen ihr Leistungsmaximum bei der gleichen Spannung erreichen, ist die Funktion des MPP-Trackers sichergestellt und die optimale Nutzung der PV-Anlage gewährleistet. In [22] wird ein Algorithmus beschrieben, der eine stetige Nachführung der Kennlinie des Energiespeichers ermöglicht.

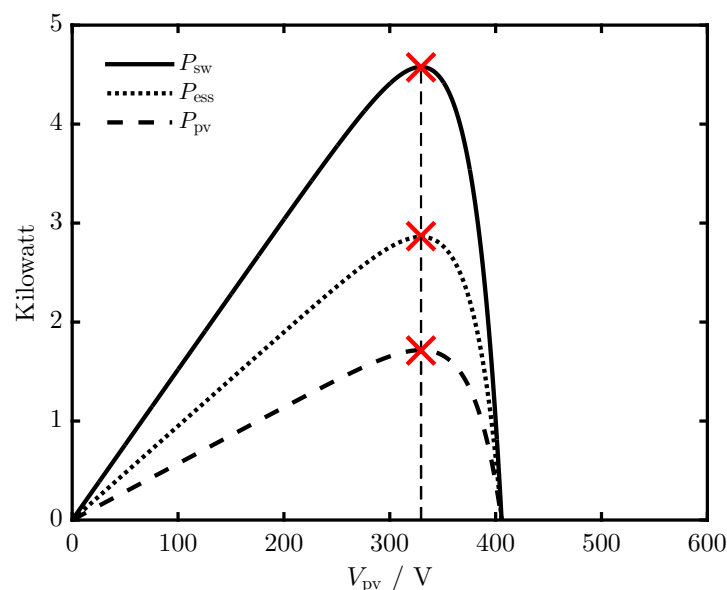


Abbildung 1.13: Kennlinie des Energiespeichersystems (P_{ess}) wird durch die vorgeschlagene Regelstruktur zu einem virtuellen PV-Paneel.

Aus Sicht des privaten Anlagenbetreibers wird eine optimale Nutzung erreicht, wenn die PV-Energie P_{pv} vollständig genutzt wird. Für diesen Zweck kann die Energie sowohl im Energiespeicher zwischengespeichert (P_{ess}) oder unmittelbar im Haus verwendet werden (P_{nutz}). Sind PV-Anlage und Energiespeicher ausreichend groß dimensioniert, lässt sich so vollständige Energieautarkie erreichen. Abb. 1.14 zeigt das Blockschaltbild des in [22] vorgestellten Konzepts.

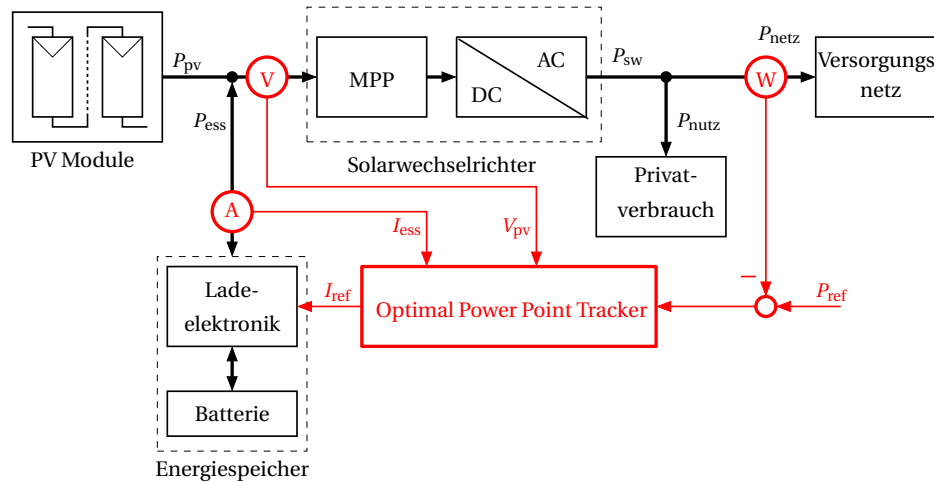


Abbildung 1.14: Blockschaltbild des nachrüstbaren Energiespeichers mit optimaler Auslastung der PV-Anlage durch den Optimal Power Point Tracker. Die vorgeschlagene Struktur emuliert dabei das Verhalten eines PV-Panels.

Aus Sicht des Netzbetreibers ist die Minimierung der aus dem Netz bezogenen Leistung ohne Rücksicht auf weitere Randbedingungen jedoch nicht zwingend von Vorteil. Bei kurzzeitigen Lastspitzen kann es im Sinne der Netzstabilisierung sinnvoll sein, Energie aus der Batterie in das Versorgungsnetz einzuspeisen. Im Gegenzug kann es bei einem Überangebot von regenerativer Energie von Vorteil sein, Energie aus dem Netz zu entnehmen und lokal zu speichern. Hier sind weitere Untersuchungen auf Systemebene notwendig, siehe [1, 23–25].

1.5 Anforderungen an die Ladeelektronik des Energiespeichers

In Kap. 1.1 bis Kap. 1.4 wurde die Motivation für einen nachrüstbaren Energiespeicher dargestellt. Auslaufende Einspeisevergütungen in Kombination mit steigenden Strompreisen motivieren den Eigenverbrauch zu steigern. Die Aussicht auf günstige, wiederaufbereitete Batteriezellen aus Elektrofahrzeugen in Kombination mit einem robusten Batteriemanagementsystem, das mit großer Zellvariation umgehen kann, machen Energiespeicherung wirtschaftlich attraktiv. Bedingt durch die Laufzeit der garantierten Einspeisevergütung von 20 Jahren ist davon auszugehen, dass das Marktinteresse in Zukunft stark steigen wird.

Kap. 1.3 hat wesentliche Aspekte bei der Energieerzeugung aus PV-Anlagen dargestellt. Bedingt durch die unterschiedliche Anzahl an PV-Modulen in einer Anlage sowie durch den Einfluss von Temperatur, Bestrahlung und Beschattung wird für diese Arbeit ein Spannungsbereich von 200 bis 600 V untersucht. Dies stellt den typischen Spannungsbereich eines einphasigen Wechselrichters dar. Aufseiten des Energiespeichers sollen Lithium-Eisen-Phosphat-Zellen mit einer Spannung von etwa 3.2 V verwendet werden. Unter Verwendung der flexiblen Verdrahtung ergibt sich mit diesen Zellen ein Spannungsbereich von etwa 20 bis 60 V, der je nach Ladezustand der Zellen noch leicht variieren kann. In dieser Arbeit wird

die Ausgangsleistung des Prototyps zunächst auf 1 kW beschränkt. Die Erkenntnisse der Arbeit sollen anschließend bei der Skalierung des Systems genutzt werden. Basierend auf den diesen Überlegungen fasst Tab. 1.1 die Anforderungen an den DC/DC-Wandler zusammen.

Tabelle 1.1: Spezifikationen des DC/DC-Wandlers als Bestandteil des Energiespeichersystems.

Kenngröße	Wertebereich	Beschreibung
Primärseite	$20\text{ V} \leq V_1 \leq 60\text{ V}$	Spannung auf der Batterieseite
Sekundärseite	$200\text{ V} \leq V_2 \leq 600\text{ V}$	Spannung auf der Photovoltaikseite
P_{out}	1 kW	Nominelle Leistung
η	$\geq 95\%$	Wirkungsgrad im gesamten Arbeitsbereich

Zur Abdeckung des Arbeitsbereichs wurden mehrere bidirektionale Topologien für einen DC/DC-Wandler in Betracht gezogen. Abb. 1.15 zeigt eine Auswahl der betrachteten Topologien. Nicht isolierte Topologien, wie der bidirektionale Buck-Boost-Wandler, sind auf Grund der großen Spannungsdifferenzen zwischen Primär- und Sekundärseite eher ungeeignet. Um das Tastverhältnis des Wandlers in einem handhabbaren Bereich nutzen zu können, bietet sich die Kaskadierung mehrerer Wandlerstufen an, die jedoch zu einem immensen Hardwareaufwand führt. Der Nachteil des sehr kleinen bzw. sehr großen Tastverhältnisses kann durch geteilte bzw. gekoppelte Induktivitäten verringert werden [26, 27]. Bezogen auf die Anlagensicherheit ist eine Topologie ohne galvanische Trennung jedoch kritisch zu bewerten. Im Fehlerfall kann eine direkte Verbindung zwischen der PV-Anlage und Batterie entstehen, wodurch die Zellen überladen werden können. Im schlimmsten Fall kann es so zu einem Brand der Zellen kommen. Topologien mit galvanischer Trennung bieten neben der erhöhten Sicherheit zusätzlich einen weiteren Freiheitsgrad durch das Übersetzungsverhältnis n des Transformators. Dieser kann positiv im Systemdesign genutzt werden.

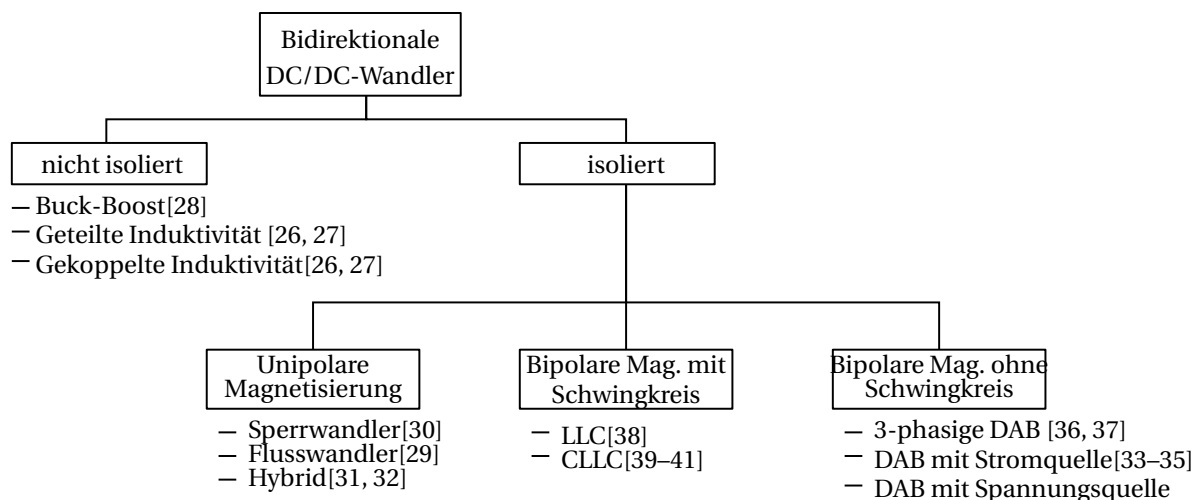


Abbildung 1.15: Topologieübersicht. Nicht isolierte Topologien kommen aus Sicherheitsgründen nicht in Betracht.

Die galvanisch getrennten Topologien in Abb. 1.15 wurden in drei Gruppen unterteilt. Die erste Gruppe enthält den Sperr-, Eintakt-Flusswandler und eine Kombination der beiden Topologien als Hybrid. Diese Topologien zeichnen sich durch ein vergleichsweise einfaches Schaltungsdesign und wenige aktive Schalter aus. Jedoch wird der magnetische Kreis dieser Topologien im wesentlichen nur in einer Richtung angesteuert und die starke Belastung der wenigen aktiven Bauelemente macht die Skalierung der Leistung problematisch.

Die zwei übrigen Gruppen zeichnen sich jeweils durch eine bipolare Aussteuerung des magnetischen Kreises aus. Dazu kommen typischerweise Vollbrücken- oder Halbbrückenkonfiguration zum Einsatz. Bei Wandlern mit separatem Schwingkreis wird zusätzlich zum Transformator ein Resonanznetzwerk aus Kapazitäten in Verbindung mit der Streuinduktivität des Transformators oder weiteren externen Induktivitäten geschaffen. Durch Variation der Schaltfrequenz kann die Anregung des Resonanzkreises beeinflusst werden. Sehr verbreitet ist die Anordnung eines LLC-Resonanzkreises, der sowohl uni- wie auch bidirektionalen Leistungsfluss ermöglicht. Speziell für den bidirektionalen Betrieb eignet sich der CLLC-Wandler. Verglichen mit Sperr- und Flusswandler kann hier die Leistungsdichte erheblich gesteigert werden. Der resonante Betrieb fordert jedoch einen erhöhten Anteil an Blindstrom, ebenfalls steigt der Hardwareaufwand durch den Resonanzkreis.

Die letzte Gruppe der galvanisch getrennten Wandler bilden Wandler mit bipolarer Aussteuerung des Magnetkreises ohne Resonanznetzwerk. Werden die Vollbrücken jeweils als Spannungsquelle betrieben, ist eine Kopplungsinduktivität zwischen den Quellen nötig, um den Stromfluss zu begrenzen. Eine Phasenverschiebung zwischen den Quellen beeinflusst die Spannung über die Kopplungsinduktivität und somit den Stromfluss. Ebenfalls sind Implementierungen mit Stromquellenverhalten bekannt. Die gleichmäßige Belastung der aktiven Bauelemente der Vollbrückenkonfiguration zusammen mit geringerem Blindstromanteil machen diese Kategorien von Wandlern besonders attraktiv. In [42] wurden galvanisch isolierte DC/DC-Wandler mit bidirektionalem Energiefluss bereits umfassend diskutiert. Der dortige Autor kommt nach umfassender Untersuchung für ähnliche Randbedingungen ebenfalls zu dem Ergebnis, dass die einphasige DAB die geeignetste Topologie ist. Die Dual Active Bridge erwies sich daher als vielversprechende Topologie und soll daher in dieser Arbeit genutzt werden.

Die Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs ist mit der DAB grundsätzlich möglich, jedoch wesentlich von der Verlustleistung und dem Entwärmungskonzept abhängig. Für die angestrebte Anwendung soll das Entwärmungskonzept möglichst einfach gehalten werden und die Verlustleistung 50 W nicht überschreiten. Dies entspricht einem Wirkungsgrad von mindestens 95 % über dem gesamten Arbeitsbereich. Darüber hinaus ist eine möglichst ausgeglichene Verlustleistung der einzelnen Systemkomponenten erstrebenswert.

1.6 Kennzahl des DC/DC-Wandlers zum Vergleich mit anderen Arbeiten

Damit die Ergebnisse dieser Arbeit besser eingeordnet werden können, wurden andere Arbeiten mit vergleichbarem Leistungs- oder Spannungsbereich herangezogen. Für einen direkten Vergleich dieser Arbeiten wird der Belastungsindikator r eingeführt und definiert als

$$r = \frac{V_{2,\max}}{V_2} \cdot \frac{V_{1,\max}}{V_1} \cdot d^{*2}. \quad (1.1)$$

Dabei gibt r an, wie belastend der Betrieb des Wandlers bei dem jeweiligen Arbeitspunkt ist. Bei gleicher Ausgangsleistung skaliert der Effektivwert des Stromes in Näherung mit Asymmetriefaktor des Arbeitspunktes d^* . Der Asymmetriefaktor beschreibt in welchem Maße das Verhältnis von auf Primär- und Sekundärseite zum Übersetzungsverhältnis des Transformators abweichen, siehe auch Kap. 2.2. Mit $n = 10$ ergibt sich für $V_1 = 20 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ d^* zu eins, während es sich für $V_1 = 20 \text{ V}$ und $V_2 = 600 \text{ V}$ d^* zu drei ergibt. Da die ohmschen Verluste quadratisch mit dem Effektivwert des Stromes steigen, motiviert dies den quadratischen Ausdruck von d^* in r .

Der Leitwiderstand der Halbleiter wird besonders durch die benötigte Spannungsfestig-

keit $V_{2,\max}$ bzw. $V_{1,\max}$ geprägt. Wird der Halbleiter deutlich unter der spezifizierten Spannungsfestigkeit betrieben, ergibt sich dadurch ein ungünstiges Verhältnis aus Sperrspannung und Leitwiderstand. Dieser Zusammenhang wird durch den Ausdruck $V_{1,\max}/V_1$ bzw. $V_{2,\max}/V_2$ für die Primärseite und Sekundärseite beschrieben.

Auf Basis dieser vereinfachten Überlegung ist in Abb. 1.16 r für den gesamten Arbeitsbereich dargestellt. Auffällig ist, dass der Wert besonders in den Randbereichen stark ansteigt. Dies ist sowohl durch den hohen d^* -Wert als auch durch den Betrieb bei geringer Spannung an jeweils einer Seite der DAB zu erklären.

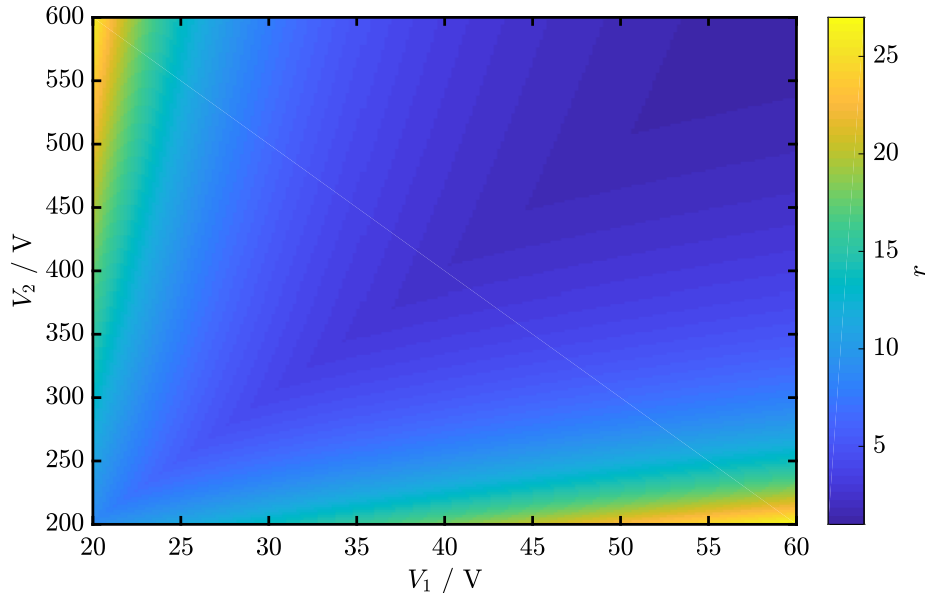


Abbildung 1.16: Berechneter r -Wert für den gesamten Arbeitsbereich. Es wird ein Maximalwert von $r = 27$ erreicht.

In Kap. 4 werden die Verlustmechanismen der DAB genauer betrachtet. Wie bereits erwähnt, skaliert der Effektivwert des Spulenspulkstroms i_L in Näherung mit d^* . Diese Näherung gilt ebenfalls die für Schaltverluste und die Leitverluste in den Kondensatoren. Für die Hystereseverluste im Transformator der DAB gilt diese Näherung zwar nicht, jedoch stellen die Hystereseverluste nur einen Teil der Gesamtverlustleistung dar. Aus diesem Grund stellt r eine leicht zu erfassende Kennzahl für kritische Arbeitsbereiche dar.

Tab. 1.2 zeigt die zum Vergleich herangezogenen Arbeiten mit dem jeweiligen Spannungsbereich für V_1 und V_2 sowie die Nennleistung P und den maximal erzielten Wirkungsgrad η_{\max} . Hierbei muss darauf hingewiesen werden, dass die Nennleistung nicht bei allen Arbeiten in jedem Arbeitspunkt zur Verfügung steht. Ebenso stellt η_{\max} lediglich die maximal gemessene Effizienz an einem einzigen Arbeitspunkt dar. Dies allein gibt noch keine Auskunft darüber, wie effizient der gesamte Arbeitsbereich abgedeckt wird.

Im Bezug auf einen möglichst weiten Spannungsbereich, den diese Arbeit abzudecken versucht, fallen [43] und [45] auf. Beide Arbeiten bieten nach Tab. 1.2 einen außerordentlich großen Arbeitsbereich an der Primär- und Sekundärseite.

In [43] wird die DAB jedoch zur Korrektur des Leistungsfaktors bei der Wandlung von Wechselspannung zu Gleichspannung verwendet. Dadurch ändert sich die Ausgangsleistung der DAB proportional zur Eingangsspannung. Dieses Verhalten ist für den Batteriespeicher nicht gewollt und der Vergleich daher nur mit Einschränkung gültig.

In [45] wird ein vergleichbarer Spannungsbereich durch Verwendung mehrerer umschaltbarer Wicklungen realisiert. Dies macht die Implementierung komplex und durch Verwendung mechanischer Schalter ist sie anfälliger als halbleiterbasierte Lösungen.

Tabelle 1.2: Ergebnisse dieser Arbeit im Vergleich zu anderen Arbeiten.

Arbeit (Autor)	V_1	V_2	P	η_{\max}	r_{\max}
[42] (Krismer)	11 – 16 V	240 – 450 V	2 kW	95.5 %	10.85
[43] (Everts)	50 – 350 V	370 – 470 V	3.7 kW _{rms}	97 %	65.8
[44] (He)	200 – 420 V	500 V	1 kW	93.5 %	3.5
[45] (Taraborrelli)	30 – 60 V	100 – 400 V	10 kW	98 %	10.2
[46] (Shiva)	30 – 42 V	270 V	1 kW	97.5 %	2.3
[47] (Hiltunen)	75 – 175 V	250 V	1 kW	97 %	26
[48] (Guidi)	40 – 60 V	250 – 400 V	1 kW	97.4 %	4.1
[49] (Higa)	36 – 60 V	340 – 380 V	800 W	94 %	2.7
Diese Arbeit	20 – 60 V	200 – 600 V	1 kW	97 %	27

Die Implementierung von [49] mittels umschaltbarer Voll- und Halbbrücke ist sehr wirkungsvoll. Zwar fordert diese Implementierung einen bipolar sperrenden Schalter (Back-to-Back MOSFET oder Relais), dafür kann der Schalter statisch betrieben werden. Der Autor erzielt gute Ergebnisse im Wirkungsgrad. Eine Kombination der hier vorgestellten Frequenzmodulation zusammen mit erweiterten Modulationsverfahren wie TCM und einer Kombination aus umschaltbarer Brückenkonfiguration ist für weitere Arbeiten interessant.

1.7 Aufgabenstellung und Kontributionen der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es, einen DC/DC-Wandler mit Dual-Active-Bridge-Topologie für den in Kap. 1.5 spezifizierten Arbeitsbereich zu entwickeln. Die technische Herausforderung liegt hierbei in dem großen Arbeitsbereich bei zugleich sehr hoher Effizienz.

Die Neuheiten dieser Arbeit sind:

- Ein DC/DC-Wandler mit einem Spannungseingangsbereich von 20 bis 60 V bei einem Spannungsausgangsbereich von 200 bis 600 V mit einer konstanten Leistung von 1 kW bei einer Effizienz von $\eta \geq 95\%$ über den gesamten Arbeitsbereich.
- Eine umfassende Analyse der anfallenden Verluste über den Gesamtarbeitsbereich. Hieraus wird ein neuartiges Verfahren zur Ansteuerung der DAB abgeleitet, welches signifikant geringere Schaltfrequenzen ermöglicht, ohne die magnetischen Bauteile zu überlasten.
- Ein Verfahren zur nachträglichen Integration des Batteriespeichers in eine PV-Anlage. Hierbei emuliert der DC/DC-Wandler das Verhalten eines PV-Panels und ermöglicht so weiterhin die Funktionalität des MPP-Trackers im Wechselrichter. Ausführlich dargestellt in [22].
- Ein BMS für Niedervoltbatterien, welches das flexible Verschalten und die optimale Ausnutzung der Zellen ermöglicht. Dieses System hebt sich durch die geringere Anzahl an benötigten Bauteilen im Vergleich zu anderen Implementierungen hervor. Ausführlich dargestellt in [21].
- Ein Steuerungsverfahren, das auch große Änderungen der Phasenverschiebung zwischen V_1 und V_2 ermöglicht, ohne dass ein DC-Strom im Transformator entsteht (Anhang A.3) und [50].

2 Dual Active Bridge DC/DC-Wandler – Eine Übersicht

Auf Grund der auslaufenden Einspeisevergütung wurde in Kap. 1 ein nachrüstbarer Energiespeicher vorgestellt. Die Integration des Energiespeichers in ein bestehendes System setzt dafür einen DC/DC-Wandler voraus. In dieser Arbeit wird dafür die DAB-Topologie verwendet.

2.1 Einführung

Der bidirektionale Energietransfer zwischen Batteriespeicher und der Photovoltaikanlage stellt aufgrund des Arbeitsbereichs besondere Anforderungen an den DC/DC-Wandler. In dieser Arbeit wird die Dual Active Bridge (DAB)-Topologie auf diesen Anwendungsfall hin betrachtet und optimiert. Ein schematischer Aufbau der Topologie ist in Abb. 2.1 dargestellt.

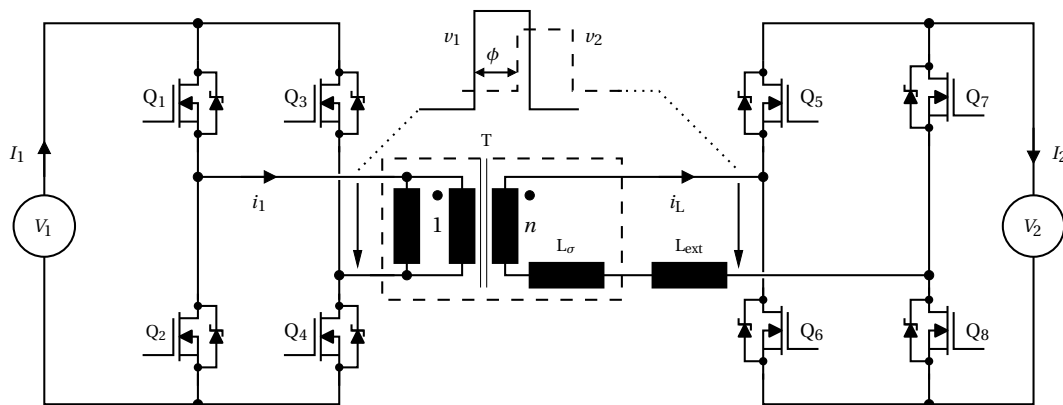


Abbildung 2.1: Konventionelle Topologie des DAB-Wandlers mit dem Transformator T und Übersetzungsverhältnis n , der Gesamtstreuinduktivität L_σ und der externen Induktivität L_{ext} . Die DC-Spannungsquellen V_1 und V_2 speisen jeweils eine Vollbrücke und erzeugen die um ϕ phasenverschobenen bipolaren Brückenspannungen v_1 und v_2 .

Die 1-phasige DAB besteht aus zwei spannungsgetriebenen Halb- oder Vollbrücken, einem Hochfrequenztransformator sowie einer Koppelinduktivität zwischen den Spannungsquellen. Die Gleichspannungsquellen V_1 und V_2 stellen auf der Primär- und Sekundärseite die notwendige Spannung für die Vollbrücken der DAB bereit. In praktischen Anwendungen wird das Spannungsquellenverhalten durch genügend große Kapazitäten auf den jeweiligen Seiten sichergestellt. Mittels zwei Vollbrücken (Q_1 bis Q_4 sowie Q_5 bis Q_8) oder kapazitiv gekoppelten Halbbrücken wird die bipolare Wechselspannung v_1 und v_2 erzeugt. Beide Spannungen können um ϕ zueinander phasenverschoben sein. Die Leistung wird typischerweise durch einen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis n galvanisch getrennt auf die Sekundärseite übertragen. In der Literatur sind aber auch Implementierungen mittels kapazitiver galvanischer Trennung bekannt [51, 52]. Mit Ausnahme von Sicherheitskondensatoren ist bei Kondensatoren im Fehlerfall jedoch mit einem Kurzschluss

zu rechnen. Zusätzlich zu dem Sicherheitsaspekt bieten Kondensatoren durch ein fehlendes Übersetzungsverhältnis einen Freiheitsgrad weniger als die induktive Trennung mittels Transformator. Aus diesem Grund werden kapazitiv getrennte Konfigurationen der DAB in der Arbeit nicht weiter betrachtet.

Je nach Arbeitspunkt zirkuliert zwischen den zwei Brücken ein unterschiedliches Verhältnis aus Blind- und Wirkstrom. Diese reaktive Energie wird in der Koppelinduktivität L_{DAB} gespeichert. Somit ist es möglich, wahlweise die Streuinduktivität L_{σ} des Transformators, eine externe Induktivität L_{ext} oder eine Kombination aus beiden ($L_{DAB} = L_{\sigma} + L_{ext}$) zu verwenden. Durch den symmetrischen Aufbau aus zwei aktiven Brücken ist ein bidirektionaler Energiefluss inhärent möglich.

Die DAB zeichnet sich besonders durch die geringe Anzahl an passiven Bauelementen, eine gleichmäßige Belastung der aktiven Bauelemente und geringe Schaltverluste aus. Die Topologie lässt sich an unterschiedlichste Leistungsniveaus sowie an Leistungsdichten oder Effizienz anpassen. Diese Vorteile werden allerdings maßgeblich von dem jeweiligen Arbeitspunkt beeinflusst, sodass sowohl die Schaltverluste stark ansteigen, als auch überproportional hohe Ströme im Transformator und den aktiven Bauelementen zirkulieren können.

Seit ihrer Einführung durch Rik W. De Doncker im Jahr 1988 hat die Dual Active Bridge (DAB) eine Vielzahl an weiteren Veröffentlichungen motiviert. In [36] wird erstmalig eine 3-phasige Implementierung der DAB auf Basis von IGBTs beschrieben. Die geringe Zahl der Veröffentlichungen im Zeitraum von 1988 bis 2008 lässt jedoch auf wenig akademisches Interesse in diesem Zeitraum schließen. Dennoch gelang es N. Schibli im Jahr 2000 signifikante Kontributionen zu Steuerung des Leistungsflusses durch unterschiedliche Modulationsverfahren zu machen. Die Ergebnisse werden in [53] dargestellt. Im Jahr 2008 hingegen erschienen mehr Veröffentlichungen zu dem Thema DAB als in allen vorherigen Jahren zusammen. Deutlich wird dies in Abb. 2.2, in der die Anzahl der in der IEEE-Xplore-Bibliothek eingetragenen Veröffentlichungen zum Thema Dual Active Bridge dargestellt ist.

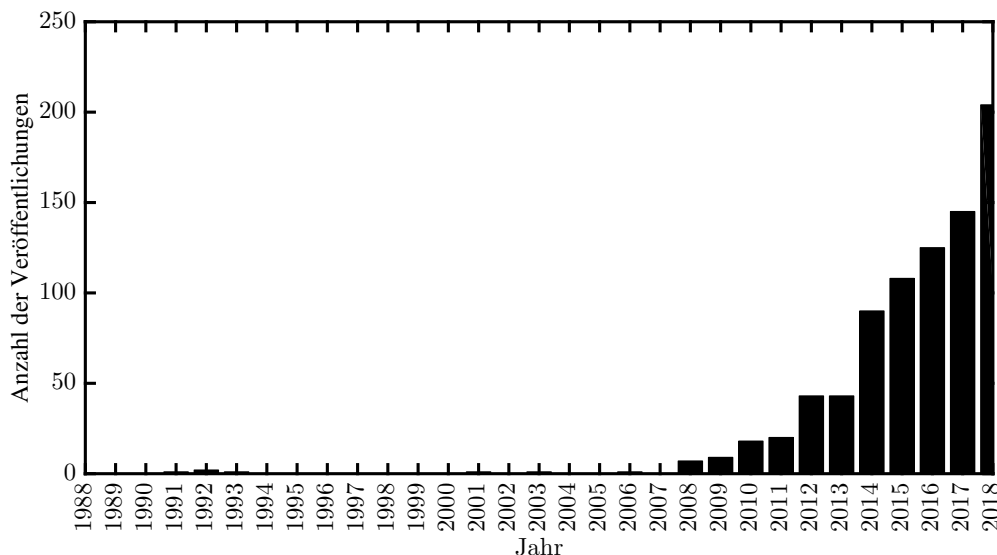


Abbildung 2.2: Anzahl der gelisteten Veröffentlichungen in der Onlinebibliothek Xplore des IEEE zum Thema »Dual Active Bridge«(Stand: Anfang 2019).

Ein wesentlicher Fokus vorausgegangener Arbeiten ist der Einfluss unterschiedlicher Modulationsarten auf die Arbeitsweise der DAB. Meist werden die unterschiedlichen Modulationsarten zur Ansteuerung der DAB in einem FPGA umgesetzt. Durch die flexible Hardwarebeschreibung können unterschiedliche Pulsfolgen leichter umgesetzt werden als zum

Beispiel mit einem fest definierten PWM-Modul eines Mikrocontrollers. Je nach Mikrocontroller ist es hier häufig nur möglich, das Tastverhältnis der Pulsfolge und ihre Frequenz zu beeinflussen. Dennoch wird in dieser Arbeit auf die Verwendung eines FPGAs verzichtet, um sowohl die Systemkomplexität als auch Kosten der Ansteuerelektronik gering zu halten.

Zusätzlich zu den Modulationsverfahren wurden in der Literatur Änderungen an der Hardware diskutiert, mit dem Ziel, den Arbeitsbereich zu erweitern und die Effizienz zu steigern. Schließlich ist die optimale Systemauslegung der DAB ein weiterer Schwerpunkt vorausgegangener Arbeiten. Die erzielten Ergebnisse haben die vorliegende Arbeit wesentlich beeinflusst und werden nachfolgend dargestellt.

2.2 Modulationsverfahren

Durch die Vollbrückenkonfiguration sind bei ein- bzw. ausgeschalteten Transistoren jeweils drei Spannungsniveaus für v_1 möglich.

$$v_1 = \begin{cases} +V_1 & \text{für } Q_1, Q_4 \text{ an, } Q_2, Q_3 \text{ aus,} \\ 0 \text{ V} & \text{für } Q_2, Q_4 \text{ an, } Q_1, Q_3 \text{ aus oder } Q_1, Q_3 \text{ an, } Q_2, Q_4 \text{ aus,} \\ -V_1 & \text{für } Q_2, Q_3 \text{ an, } Q_1, Q_4 \text{ aus.} \end{cases} \quad (2.1)$$

Im selben Maße lassen sich $+V_2$, 0 V und $-V_2$ für die differentielle Brückenspannung v_2 erzielen.

In der betrachteten Vollbrückenkonfiguration mit festem Übersetzungsverhältnis n verfügt die DAB über vier Freiheitsgrade in der Modulation, die zum optimalen Betrieb beeinflusst werden können.

- Schaltfrequenz** der zwei Brücken, gekennzeichnet mit f_{sw} . Im statischen Zustand müssen beide Brücken mit der gleichen Frequenz arbeiten, andernfalls kommt es zu einer Schwebung mit sich stetig ändernder Phasenverschiebung.
- Phasenverschiebung** zwischen v_1 und v_2 , gekennzeichnet mit ϕ . Der praktische Arbeitsbereich ist auf $\pm\pi/2$ begrenzt, siehe Kap. 3.1.
- Duty Cycle 1** von v_1 , gekennzeichnet mit d_1 . Bestimmt die An-Zeit von v_1 bezogen auf $T/2$, liegt zwischen 0 und 100 % und ist mittig zu $T/2$ ausgerichtet.
- Duty Cycle 2** von v_2 , gekennzeichnet mit d_2 . Bestimmt die An-Zeit von v_2 bezogen auf $T/2$, liegt zwischen 0 und 100 % und ist mittig zu $T/2$ ausgerichtet.

Abb. 2.3 zeigt die beispielhafte Verwendung der angeführten Modulationsparameter. Die Brückenspannung v_1 wurde hier zur besseren Darstellung mit dem Übersetzungsverhältnis n des Transformators multipliziert. Zwischen der Primärseite mit v_1 und der Sekundärseite v_2 besteht in diesem Fall eine Phasenverschiebung von $\pi/2$. Der Duty-Cycle d_1 beträgt dabei 83 % und d_2 66 %. Ebenfalls ist der Strom i_L eingezeichnet, der durch die Gesamtinduktivität L_{DAB} fließt. Hierbei kann grundsätzlich davon ausgegangen werden, dass der Strom keinen DC-Anteil aufweist.

Das Verhalten der DAB wird im Wesentlichen von den Spannungen V_1 , V_2 und ihrem relativen Verhältnis zueinander bestimmt. Aus diesem Grund wird die Variable d eingeführt, die unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses n die relative Größe der Spannungen auf der Primär- und Sekundärseite zueinander beschreibt. Es gilt

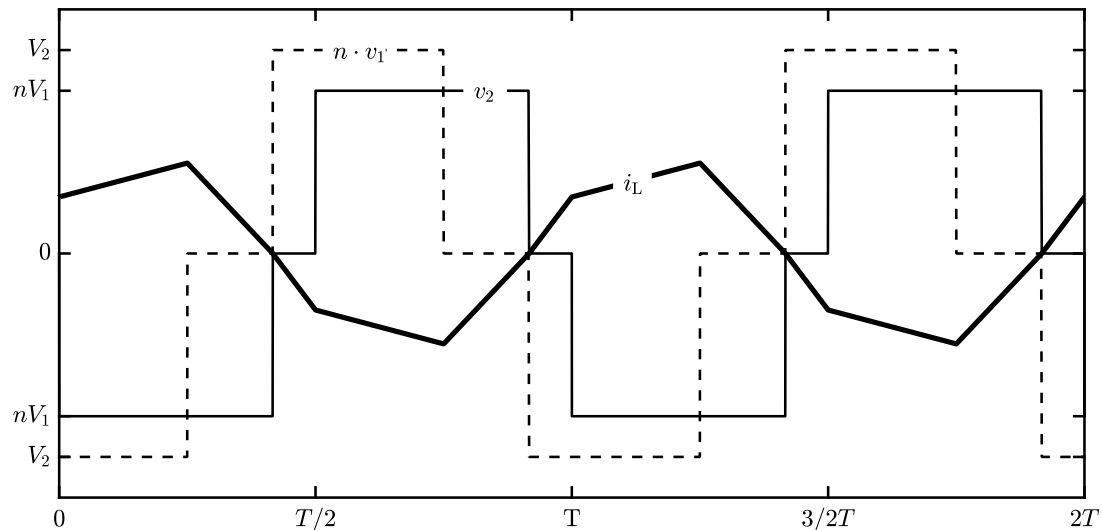


Abbildung 2.3: Schematischer Spannungs- und Stromverlauf der DAB. Die Modulationsparameter d_1 , d_2 und ϕ ermöglichen in ihrer Kombination eine große Bandbreite an möglichen Strom- und Spannungsverläufen, die mit der DAB erzielt werden können.

$$d = \frac{V_2}{nV_1}. \quad (2.2)$$

Die Strombelastung für Transistoren und Transformator steigt bei der DAB-Topologie für ein Ungleichgewicht zwischen nV_1 und V_2 . Für $d = 1$ fällt sie am geringsten aus, während sie für $d = 1/2$ und $d = 2$ identisch aber größer als bei $d = 1$ ist. Für die Beschreibung ist es daher von Vorteil den Asymmetriefaktor d^* einzuführen, für den gilt

$$d^* = \begin{cases} d & d \geq 1 \\ \frac{1}{d} & d < 1. \end{cases} \quad (2.3)$$

Demnach ist d^* ein Indikator für die Belastung der DAB durch asymmetrische Spannungen auf der Primär- und Sekundärseite. Basierend auf den beschriebenen Modulationsmöglichkeiten werden die bekanntesten Verfahren zur Steuerung des Leistungsflusses vorgestellt.

2.2.1 Single Phase-Shift Modulation

Die Single Phase-Shift Modulation (SPM) ist ein weit verbreitetes Verfahren zur Steuerung der übertragenen Leistung für die DAB-Topologie. Das Verfahren wurde in [36] zum ersten Mal aufgegriffen. Hierbei wird lediglich die Phasenverschiebung ϕ zwischen v_1 und v_2 kontrolliert und beide Brücken arbeiten mit einem Tastverhältnis von jeweils 100 %. Die Vor- und Nachteile von SPM lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Vorteile**
- Höchste Ausgangsleistung aller Modulationsverfahren.
 - Einfache Steuerung der Leistung über ϕ .
 - Verlustloses Einschalten möglich (ZVS).

- Nachteile**
- Für $d \gg 1$ bzw. $d \ll 1$ entsteht ein ungünstiges Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung.
 - ZVS-Betrieb ist begrenzt.
 - Effizienz im Teillastbetrieb kann in Abhängigkeit des Arbeitspunktes eingeschränkt sein.

In dieser Arbeit soll der Arbeitsbereich bei einer Nennleistung von 1 kW untersucht werden. Aufgrund der geringen Komplexität und größtmöglichen Ausgangsleistung wird dieses Modulationsverfahren zur Abdeckung des Arbeitsbereichs gewählt. Die Verwendung von weiteren Modulationsverfahren ist für die Abdeckung von Teillastbereichen dennoch interessant und wird daher besprochen. Aufgrund der Wichtigkeit von SPM für diese Arbeit wird das Modulationsverfahren gesondert in Kap. 3.1 beschrieben.

2.2.2 Trapezoidal Current Modulation

Mit der Trapezoidal Current Modulation (TZM) wird das Ansteuerungsverfahren um ein drittes Spannungsniveau mit 0 V erweitert. Dieses Verfahren wurde beispielhaft in Abb. 2.3 verwendet. Dabei wird das Tastverhältnis von v_1 und v_2 auf unter 100 % reduziert, d. h. d_1 und d_2 werden kleiner als 1 gewählt. Das Verfahren wurde erstmalig in [53] in Verbindung mit IGBTs vorgestellt. Diese Arbeit bezieht sich auf die Erweiterungen durch [42], wodurch der ZVS-Betrieb mit unipolaren Bauelementen möglich ist. Allerdings kann die Wahl von d_1 und d_2 nicht beliebig erfolgen und folgt der Darstellung in [42]. Die Vor- und Nachteile von TZM lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Vorteile**
- Geeignet für Teillastbetrieb.
 - Besonders geeignet, wenn $d \approx 1$.
 - ZVS Betrieb ist möglich.
- Nachteile**
- Geringere Ausgangsleistung als bei SPM.
 - Ansteuerung ist aufwändiger als SPM. (ϕ , d_1 und d_2 zur Modulation).
 - Hohe Anforderungen an die zeitliche Auflösung des PWM-Generators.
 - Hohe Anforderung an die Spannungsmessung von V_1 und V_2 .

Das TZM-Verfahren nutzt zwar die drei Parameter ϕ , d_1 und d_2 zur Modulation, jedoch ist zur Steuerung des Leistungsflusses lediglich ϕ frei wählbar. Die Variablen d_1 und d_2 werden in Abhängigkeit der Phasenverschiebung ϕ und des Spannungsniveaus von V_1 und V_2 bestimmt. Daher müssen diese Spannungen mit hoher Genauigkeit bestimmt werden.

2.2.3 Triangular Current Modulation

Sowohl für SPM als auch für TZM entstehen für Arbeitspunkte mit $d \neq 1$ hohe Blindströme. Um an diesen Punkten auch im Teillastbereich eine gute Effizienz zu erreichen, kann das Triangular Current Modulation (TRM)-Verfahren verwendet werden.

In [53] wird das Verfahren zum dreieckigen Stromverlauf erstmalig vorgestellt. Dies ermöglicht einem Brückenweig das stromlose Schalten, während gleichzeitig der RMS-Strom reduziert wird. Als nachteilig muss hier besonders der eingeschränkte Leistungsbereich erwähnt werden. Dabei ist TRM ein Spezialfall von TZM und die Parameter ϕ , d_1 und d_2 werden so moduliert, dass sich ein dreieckförmiger Strom ergibt, der innerhalb einer halben Periode von 0 A ansteigt und wieder auf 0 A abfällt. Damit ermöglicht TRM für jeden Arbeitspunkt ZCS. Die Vor- und Nachteile lassen sich wie folgt zusammenfassen.

- Vorteile**
- Für Teillastbetrieb geeignet.
 - Besonders geeignet, wenn $d \gg 1$ bzw. $d \ll 1$ gilt.
 - Stromloser Schaltvorgang auf Primär- und Sekundärseite.

- Nachteile**
- Kann keine Leistung bei $d = 1$ übertragen.
 - Hart schaltend (C_{oss} wird kurzgeschlossen).
 - Ansteuerung ist aufwändiger als SPM (ϕ , d_1 und d_2 zur Modulation).
 - Hohe Anforderungen an die zeitliche Auflösung des PWM-Generators.
 - Hohe Anforderung an die Spannungsmessung von V_1 und V_2 .

Analog zu TZM werden auch bei TRM die drei Parameter ϕ , d_1 und d_2 zur Modulation genutzt. Dabei wird der Leistungsfluss jedoch lediglich durch ϕ bestimmt. Die Variablen d_1 und d_2 werden in Abhängigkeit der Phasenverschiebung ϕ und des Spannungsniveaus von V_1 und V_2 ermittelt. Daher müssen diese Spannungen mit hoher Genauigkeit bestimmt werden. Der stromlose Schaltvorgang macht dieses Verfahren, wie in [53] gezeigt, besonders für bipolare Bauelemente mit großer Sperrverzugszeit attraktiv. Durch den stromlosen Schaltvorgang können die damit verbundenen Verluste deutlich reduziert werden. Da in dieser Arbeit unipolare Bauelemente ohne Sperrverzugszeit verwendet werden, ist diese Eigenschaft von geringem Interesse.

2.2.4 Mehrdimensionale Modulationsarten

Die zuvor beschriebenen Modulationsarten TZM und TRM modulieren den Stromfluss auf Basis vorher festgelegter Kriterien. So wird bei TRM beispielsweise immer ein stromloses Ein- und Ausschalten erreicht. Dadurch folgen die Parameter d_1 und d_2 festgelegten Kriterien und der Leistungsfluss wird lediglich durch ϕ geregelt. Dies führt zwar zu effizienten Schaltungen, wie unter anderem durch [42, 53, 54] gezeigt wurde, jedoch müssen diese Kriterien nicht optimal sein. In [42] gelingt es, mit einer Kombination aus den drei Modulationsverfahren einen weiten Leistungsbereich abzudecken, dennoch bezeichnet der Autor diese Lösung als suboptimal. Aus diesem Grund sind in der Literatur mehrere Arbeiten bekannt geworden, die sich von festgelegten Kriterien der Trapezoidal Current Modulation und Triangular Current Modulation lösen. Die Modulationsverfahren lassen sich anhand unterschiedlicher Kostenfunktionen auf bestimmte Eigenschaften hin optimieren.

Unter doppelter Phasenverschiebung (DPS) werden mehrere Modulationsstrategien zusammengefasst, bei denen zwei Parameter zur Modulation genutzt werden. Typischerweise sind dies die Phasenverschiebung ϕ zwischen v_1 und v_2 sowie die Tastverhältnisse d_1 und d_2 . Damit verallgemeinern die DPS-Strategien also TZM und TRM.

Die Modulationsstrategien können anhand unterschiedlicher Kriterien entworfen werden. So kann ein erweiterter ZVS-Betrieb, die Reduzierung der Blindleistung oder auch die Reduzierung der Gesamtverlustleistung ein Ziel sein. Die optimale Modulationsstrategie hängt also stets auch vom Anwendungsfall ab. In [55–57] werden d_1 und d_2 im gleichen Maße gegenläufig zusammen mit ϕ moduliert. Dies ermöglicht vor allem den effizienten Betrieb innerhalb eines weiten Leistungsspektrums. In [58–60] wird nur d_1 oder d_2 jeweils zusammen mit ϕ moduliert. In [61] wird versucht, einen ungewollten Rückfluss von Blindstrom in die Quellen zu verhindern.

Wird d_1 unabhängig von d_2 moduliert, ergibt sich die dreifache Phasenmodulation. Dies führt – für eine feste Frequenz – zur größtmöglichen Freiheit in der Modulation. Diese Freiheit wird mit einer höheren Komplexität der Ansteuerverfahren bezahlt. Auch für die dreifache Phasenmodulation ergeben sich anwendungsspezifische Designkriterien. Hier kann eine Erweiterung des Leistungsbereichs, minimaler Bildstrom, geringste Verluste oder ZVS-Betrieb im Vordergrund stehen.

In [62] wird eine dreifache Phasenmodulation dargestellt. Das Ziel dabei ist es, den Blindstromanteil möglichst zu reduzieren. Dazu werden die Brücken jeweils mit Zero Current Switching (ZCS) betrieben. In [63] werden Wirk- und Blindstrom unterschiedlicher Modulationsverfahren analysiert. Ein Modulationsverfahren mit möglichst geringer Blindleistung wird vorgestellt. Allerdings ist eben diese Blindleistung auch dafür verantwortlich,

dass die Transistoren spannungslos geschaltet werden können. Der Autor erkennt dies an und weist darauf hin, dass das vorgestellte Verfahren nicht zwangsweise das optimale Modulationsverfahren in Bezug auf die Verlustleistung ist.

In [64] wird im Gegensatz zu [63] und [62] versucht, über einen möglichst weiten Bereich den ZVS-Betrieb aufrecht zu erhalten. Dies führt zu zusätzlichem Blindstrom, den der Autor jedoch durch eine entsprechende Modulation gering hält.

Die aufgeführten Verfahren steigern die Flexibilität der DAB deutlich. Wichtige Aspekte wie z. B. der Blindstromanteil und der ZVS-Betrieb werden in den oben genannten Arbeiten besprochen.

2.3 DAB-Varianten

Neben Arbeiten zur Modulation des Strom- und Spannungsverlaufs der DAB sind in der Literatur auch mehrere unterschiedliche Implementierungen auf Hardwareseite bekannt. An dieser Stelle werden nur einige für diese Arbeit relevante Implementierungen herausgegriffen.

2.3.1 Veränderliches Übersetzungsverhältnis

In [65] wurde eine Topologie vorgestellt, die einen Transformator mit mehreren Wicklungen nutzt. Dies ermöglicht das Umschalten des Übersetzungsverhältnisses und somit eine effiziente Abdeckung eines weiten Arbeitsbereiches. Auf diese Weise arbeitet der Wandler immer nahe am Übersetzungsverhältnis $d = 1$, wo durch den geringen Blindstromanteil ein hoher Wirkungsgrad erzielt werden kann. Bei dieser Implementierung ist der große Hardwareaufwand jedoch nachteilig. Abb. 2.4 zeigt das Konzept.

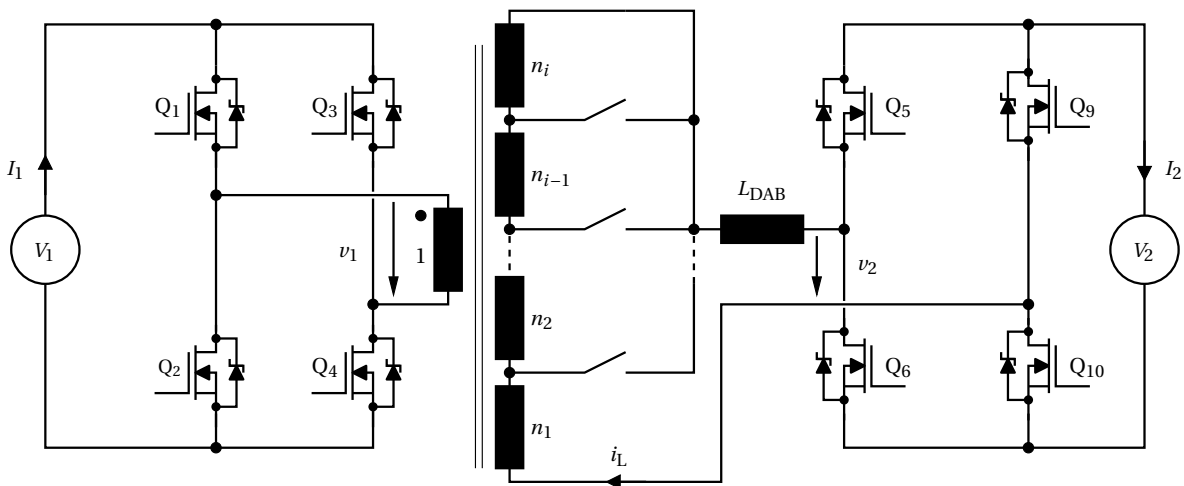


Abbildung 2.4: DAB mit mehreren Übersetzungsverhältnissen zur Abdeckung eines weiten Spannungsbereichs. Eigene Darstellung nach [65].

2.3.2 Veränderliche Koppelinduktivität

Die Abdeckung eines weiten Spannungsbereichs ist vor allem dann problematisch, wenn die Ausgangsleistung konstant gehalten werden soll. Werden die Schaltungsparameter über den Arbeitsbereich konstant gehalten, kann es durch hartes Einschalten der Halbleiter zu einer hohen Verlustleistung kommen. Um diesem Verhalten entgegenzuwirken wurde in [66] eine Implementierung mit umschaltbarem L_{DAB} präsentiert. Durch Variation von L_{DAB}

kann der Arbeitspunkt des Wandlers besser auf den weiten Arbeitsbereich abgestimmt werden, sodass hohe Schaltverluste in den Halbleitern vermieden werden können. Messungen zu diesem Konzept konnten klare Vorteile bei der Abdeckung eines weiten Spannungsbereiches mit konstanter Leistung belegen. Jedoch ist auch hier ein bidirektional sperrender Schalter notwendig, womit die Komplexität einer solchen Implementierung im Vergleich zur konventionellen DAB deutlich steigt.

Die Implementierung von [46] sieht ebenfalls eine veränderliche Induktivität L_{DAB} vor. Bei dieser Implementierung wird jedoch auch das Übersetzungsverhältnis des Transformators umgeschaltet. Darüber hinaus wird in [48] ein Transformator beschrieben, der je nach Arbeitspunkt eine unterschiedliche Streuinduktivität aufweist. Zusätzlich wird eine variable Frequenz verwendet. Diese Implementierung ist bei der Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs von großem Vorteil. Messungen zeigen eine um 30 % verringerte Verlustleistung. Die unterschiedlichen Streuinduktivitäten werden durch ein spezielles Transformator-Design erreicht.

2.3.3 Veränderliche Spannungsniveaus durch Halbbrücken-/ Vollbrückenkonfiguration

Das Übersetzungsverhältnis kann auch implizit geändert werden, indem die am Transformator anliegende Spannung verändert wird. In [49] wird hierzu beispielsweise die Brückenkonfiguration der DAB umgeschaltet. Abb. 2.5 zeigt eine beispielhafte Implementierung auf Basis eines bidirektional sperrenden Schalters. Dieser kann als Back-to-Back MOSFET oder Relais ausgeführt werden. Bei offenem Schalter wird der Wandler in der Vollbrückenkonfiguration betrieben. Die differentielle Brückenspannung v_2 nimmt die Werte $+V_2$ und $-V_2$ an. Wird der Schalter geschlossen, kann die Sekundärseite im Halbbrückenmodus betrieben werden. Hierbei beträgt die differentielle Brückenspannung lediglich $+V_2/2$ und $-V_2/2$.

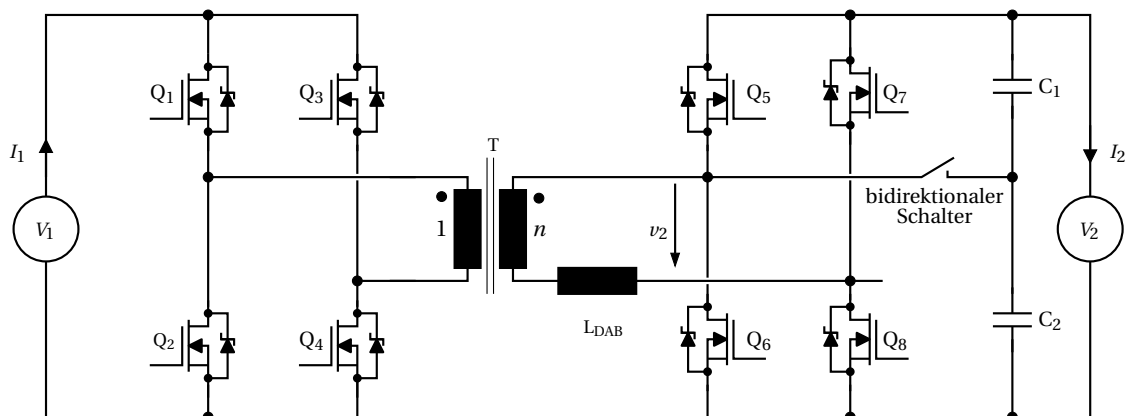


Abbildung 2.5: Veränderliches Übersetzungsverhältnis durch veränderliche Spannung v_2 in Halbbrücken- und Vollbrücken-Konfiguration.

Vorteilhaft bei diesem Ansatz ist, dass der bidirektionale Schalter im DC-Betrieb arbeitet und seinen Zustand nicht mit der Schaltfrequenz des Wandlers ändern muss. Ebenfalls kommt den Kapazitäten durch die Halbbrückenkonfiguration ein gesteigerter Mehrwert zu. In [49] kann eine signifikante Verbesserung der Effizienz über den angestrebten Arbeitsbereich festgestellt werden. Naturgemäß kann diese Implementierung das Übersetzungsverhältnis jedoch nur um den Faktor Zwei beeinflussen. Ein veränderliches Übersetzungsverhältnis bietet hier mehr Freiheit.

2.3.4 Multi-Level Dual Active Bridge

In [67] wird eine DAB mit fünf Spannungsniveaus für einen weiten Spannungsbereich vorgestellt. Die konventionelle Single Phase-Shift Modulation sieht lediglich zwei Spannungsniveaus vor. Durch eine Erweiterung auf Doppelte Phasenverschiebung wird ein drittes Spannungsniveau eingeführt. In [67] wird dieser Ansatz weiter ausgebaut und eine DAB mit fünf Spannungsniveaus vorgestellt. Die Implementierung ist aufwändiger als eine konventionelle DAB, jedoch kann der reaktive Blindstrom im System durch die zusätzlichen Spannungsniveaus gesenkt werden. In [68] wird ebenfalls eine DAB mit fünf Spannungsniveaus beschrieben. Die Komplexität der Multi-Level-Implementierung steigt erheblich im Vergleich zu einer Implementierung mit zwei Spannungsniveaus. Trotz der gestiegenen Komplexität kann eine solche Implementierung attraktiv sein, wenn sehr hohe Spannungsniveaus adressiert werden sollen.

2.3.5 Dreiphasige Implementierung

Neben der bereits vorgestellten Implementierung mit zwei Vollbrücken und einem einfachen Transformator bietet die DAB Topologie auch die Möglichkeit, einen mehrphasigen Transformator zu nutzen. Dies wurde bereits in [36] vorgestellt. In [42] wird die ein- und dreiphasige Implementierung verglichen. Der Autor kommt zu dem Schluss, dass die dreiphasige Implementierung erheblich mehr Materialaufwand benötigt bei gleichzeitig geringerer Effizienz. Die dreiphasige Implementierung bietet eine höhere Leistungsdichte auf Kosten der Flexibilität bei der Modulation. In [69] wird versucht, die dreiphasige Implementierung durch zusätzlichen Schaltungsaufwand flexibler zu gestalten. Der vorgestellte Wandler zielt dabei auf Leistungen bis 100 kW ab.

3 Verlustfreies Modell der Dual Active Bridge

Nach einer Einführung der DAB-Topologie und Übersicht über unterschiedliche Modulationsverfahren und Hardwarekonfigurationen in Kap. 2 wird in diesem Kapitel die konventionelle DAB mit Single Phase-Shift Modulation (SPM) zur Steuerung des Leistungsflusses im Detail besprochen. In diesem Kapitel werden grundlegende Zusammenhänge für den Betrieb der DAB sowie die Zusammenhänge von Strom- und Spannungsverläufen erläutert. Im nachfolgenden Kapitel wird auf dieser Basis ein vereinfachtes Modell zur rechnerischen Bestimmung der Verlustleistung präsentiert.

3.1 Idealierte DAB mit SPM im eingeschwungenen Zustand

Der schematische Aufbau der DAB aus Abb. 2.1 lässt sich zugunsten der Analyse erheblich vereinfachen. In dieser Arbeit werden ausschließlich DAB-Varianten mit dem Verhalten einer Spannungsquelle am Ein- bzw. Ausgang betrachtet. In der Praxis ist dieses Verhalten durch die Verwendung genügend großer Kondensatoren auf beiden Brückenseiten sichergestellt. Die Differenzspannung v_1 bzw. v_2 , die durch die jeweilige Vollbrücke gebildet wird, kann durch zwei bipolare Spannungsquellen ersetzt werden. In Abb. 3.1 ist das Verhaltensmodell der DAB mit dieser Vereinfachung schematisch dargestellt. Der Transformator wird durch Multiplikation mit dem Übersetzungsverhältnis n berücksichtigt. Die Streuinduktivitäten des Transformators L_σ und (falls vorhanden) L_{ext} werden zu einer effektiven Induktivität L_{DAB} zusammengefasst. Der Magnetisierungsstrom des Transformators wird als vernachlässigbar klein angenommen.

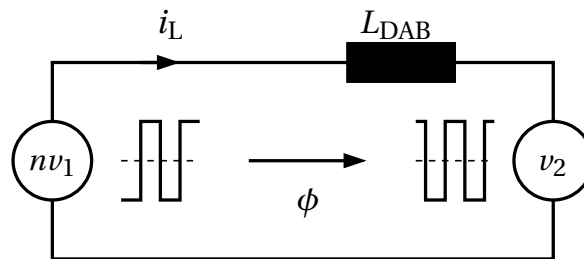


Abbildung 3.1: Abstrahiertes Modell der DAB als Grundlage der weiteren Analyse. Die Vollbrücken wurden durch zwei bipolare Spannungsquellen ersetzt und die Induktivitäten zu einer Gesamtinduktivität L_{DAB} zusammengefasst.

Aus Abb. 3.1 lassen sich bereits die wesentlichen Zusammenhänge für den Betrieb der DAB unabhängig von dem gewählten Modulationsverfahren ableiten. Durch feste Spannungen auf der Primärseite mit V_1 und Sekundärseite mit V_2 ist die übertragene Leistung in Abhängigkeit des Modulationsverfahrens sowie das Schaltverhalten von Interesse. Die DAB stellt im unregulierten Betrieb somit keinen klassischen Spannungswandler dar, sondern einen steuerbaren Leistungsübertrager.

Die Spannung v_L über L_{DAB} ergibt sich als Differenzspannung aus nv_1 und v_2 zu

$$v_L(t) = v_2(t) - nv_1(t). \quad (3.1)$$

Aus (3.1) lässt sich durch Integration der Spulenstrom i_L bestimmen als

$$i_L(t) = \frac{1}{L_{DAB}} \int v_L(t) dt + i_0. \quad (3.2)$$

Das Modell nach Abb. 3.1 enthält keine ohmschen Widerstände, die einen eventuellen Gleichstromanteil nach endlicher Zeit zu null werden ließen. Eine Einschwingphase kann zu gunsten Rechenzeit und Modellkomplexität für den statischen Fall jedoch umgangen werden. Unter der Annahme dass v_1 und v_2 frei von Gleichanteilen sind, muss auch i_L im eingeschwungenen Zustand frei von einem Gleichanteil sein. Durch eine entsprechende Wahl von i_0 kann dies Verhalten auch in dem idealen Modell nach Abb. 3.1 sichergestellt werden. Darüber hinaus werden mit dem idealisierten Modell keine Verluste erfasst. Damit ist es möglich, die Leistung der Primärseite (P_1) und die Leistung auf der Sekundärseite (P_2) dem Betrag nach gleichzustellen, und es gilt

$$|P_1| = |P_2| = P. \quad (3.3)$$

Je nachdem, welche Seite der DAB als Quelle ($P < 0$ W) oder Senke ($P > 0$ W) fungiert, unterscheiden sich P_1 und P_2 in ihrem Vorzeichen. Nachfolgend wird die Leistung auf die Sekundärseite bezogen, sie berechnet sich unabhängig von dem gewählten Modulationsverfahren nach

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_2(t) i_L(t) dt. \quad (3.4)$$

Trotz signifikanter Idealisierungen ermöglicht das Modell, wichtige Parameter der DAB zu analysieren. So kann der Einfluss der Modulationsparameter, wie in Kap. 2.2 dargestellt, analysiert werden. Darüber hinaus lassen sich Aussagen über die Kurvenform des Stromes sowie die übertragene Leistung machen. Das Modell nach Abb. 3.1 stellt somit eine vielseitige und effiziente Grundlage für die weitere Betrachtung der DAB dar.

Eines der gebräuchlichsten Verfahren zur Steuerung des Leistungsflusses der DAB ist die Single Phase-Shift Modulation (SPM) zwischen primärer und sekundärer Brückenseite. Dabei werden die differentiellen Brückenspannungen v_1 und v_2 jeweils mit maximalem Tastverhältnis, d. h. $d_1 = 1$ und $d_2 = 1$, betrieben. Die Phasenverschiebung ϕ zwischen den beiden Quellen ermöglicht die Modulation des Stromes i_L und damit auch die Steuerung des Leistungsflusses. In Abb. 3.2 sind die Zusammenhänge für $nV_1 = 300$ V, $V_2 = 400$ V und $\phi = \pi/2$ schematisch dargestellt. Das Übersetzungsverhältnis des Transformators liegt in diesem Fall bei $n = 10$.

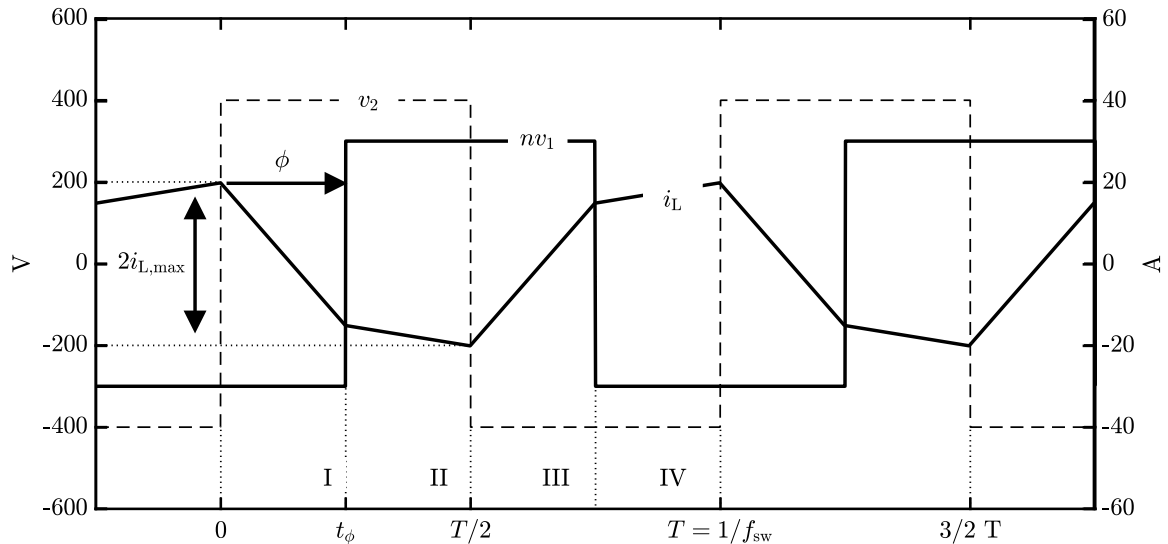


Abbildung 3.2: Spannungs- und Stromverlauf der DAB mit Ansteuerung durch SPM für eine Phasenverschiebung von $\phi = \pi/2$.

Der Stromverlauf kann bei SPM in die Abschnitte I bis IV unterteilt werden, jedoch sind Abschnitte III und IV bis auf das Vorzeichen mit den Abschnitten I und II identisch. Aus diesem Grund werden nur die Abschnitte I und II betrachtet.

Abschnitt I $i_L(t) = i_{L,\max} - (nV_1 + V_2) \cdot t/L_{DAB}$
 Ausgehend vom Spitzenwert $i_{L,\max}$ nimmt i_L im Abschnitt I ab. Durch die Phasenverschiebung sind v_1 und v_2 gegenläufig gepolt und es liegt in dieser Zeit die Spannung $nV_1 + V_2$ über L_{DAB} an. Während dieser Zeit ändert sich i_L daher rasch.

Abschnitt II $i_L(t) = i_L(t_1) - (V_2 - nV_1) \cdot t/L_{DAB}$
 In dieser Zeitspanne sind v_1 und v_2 gleich gepolt und es liegt lediglich die Differenz $nV_1 - V_2$ über L_{DAB} an. Die Stromänderung fällt daher schwächer aus als in Abschnitt I.

Unter der Annahme, dass i_L keinen DC-Anteil enthält, lässt sich der zur weiteren Rechnung nötige Spitzenstrom $i_{L,\max}$ aus den Abschnitten I und II herleiten. Wie in Abb. 3.2 verdeutlicht, stellt die Stromänderung von $t = 0$ bis $t = T/2$ den Spitze-Spitze-Wert, d. h. $2i_{L,\max}$, dar. Der Spitzenstrom ergibt sich dann in Abhängigkeit von d zu

$$i_{L,\max} = \begin{cases} \frac{\pi(nV_1 - V_2) + 2\phi V_2}{4\pi f_{sw} L_{DAB}} & \forall d < 1, \\ \frac{\pi(V_2 - nV_1) + 2\phi nV_1}{4\pi f_{sw} L_{DAB}} & \forall d \geq 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

Dabei ist anzumerken, dass der Schaltstrom von Primär- und Sekundärseite in Abhängigkeit von d variieren kann. Im beispielhaften Kurvenverlauf von Abb. 3.2 mit $d > 1$ fällt der Spitzenstrom $i_{L,\max}$ mit dem Schaltvorgang auf der Sekundärseite zusammen. Der Schaltstrom auf der Primärseite liegt unter $i_{L,\max}$. Für Betriebspunkte mit $d < 1$ kehrt sich dieses Verhalten jedoch um. Lediglich bei Betrieb mit dem Sonderfall $d = 1$ schalten sowohl die Primär- als auch Sekundärseite den gleichen Strom. Aus diesem Grund können die Schaltverluste zwischen den zwei Brücken der DAB in Abhängigkeit von d signifikant voneinander abweichen.

Analog zu dem Stromverlauf, der bis auf das Vorzeichen bereits in $T/2$ periodisch ist, kann auch die Leistung bereits über $T/2$ berechnet werden. Durch die Verlustfreiheit sind

Leistung auf Primär- und Sekundärseite identisch, d. h. $P_1 = P_2$. Nach Abb. 3.2 bietet es sich an, die übertragene Leistung entweder über v_2 in den Abschnitten I und II zu bestimmen oder über v_1 in den Abschnitten II und III. In beiden Fällen ist v_1 bzw. v_2 während dieser Zeit konstant.

$$P = \frac{2V_2}{T} \int_0^{T/2} i_L(t) dt \quad (3.6)$$

Unter Berücksichtigung von (3.5) lässt sich durch abschnittsweise Integration so die Leistung P zu

$$P = \frac{nV_1V_2\phi(\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_{sw} L_{DAB}} \quad (3.7)$$

bestimmen. Aus (3.7) lassen sich bereits wesentliche Zusammenhänge für die Funktion der DAB ableiten. Sobald eine der Spannungsquellen V_1 oder V_2 auf 0 V abgesunken ist, ist es nicht mehr möglich, Wirkleistung zu übertragen, d. h. $P = 0$ W. In dem geplanten Anwendungsfall mit dem Batteriespeicher auf der Primärseite ist dies nicht zu erwarten. Sollte die Spannung an der Batterie auf 0 V fallen, wäre die Batterie irreversibel beschädigt. Andere Anwendungen, die Kurzschlussfestigkeit fordern, profitieren von diesem Verhalten. Der Strom i_L steigt nicht auf einen beliebig hohen Wert, sondern wird durch L_{DAB} nach (3.5) beschränkt. In diesem Arbeitspunkt entsteht durch die hohe Blindleistung jedoch auch weiterhin Verlustleistung in der DAB. Bei entsprechender Auslegung der Bauteile ist der Wandler allerdings von sich aus kurzschlussfest und der Kurzschlussstrom begrenzt.

Mit Hilfe von (3.7) kann ebenfalls eine Aussage über den CC-Betrieb der DAB gemacht werden, wie er häufig beim Laden von Batterien benötigt wird. Der mittlere Batteriestrom I_1 auf der Primärseite lässt sich angeben als

$$I_1 = \frac{nV_2\phi(\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_{sw} L_{DAB}}. \quad (3.8)$$

Nach (3.8) ist der Batterieladestrom dabei unabhängig von der Batteriespannung V_1 . Für den CC-Betrieb muss so lediglich V_2 berücksichtigt werden und der Ladestrom kann über ϕ eingestellt werden. Dadurch kann ein CC-Ladevorgang einfach umgesetzt werden.

Für die Steuerung des Leistungsflusses wird typischerweise die Phasenverschiebung ϕ verwendet. Durch einen Modulationsbereich von $\pm\phi$ wird damit ein bidirektionaler Energiefluss ermöglicht. Allerdings wirken sich auch die Parameter f_{sw} und L_{DAB} ebenfalls auf den Leistungsfluss aus und können so zusätzlich zur Modulation herangezogen werden. In Abb. 3.3 wird die übertragene Leistung der DAB in Abhängigkeit von ϕ dargestellt. Bei einer Phasenverschiebung von $\phi = 0$ ist es unabhängig von V_1 und V_2 nicht möglich, Wirkleistung zu übertragen. Jedoch entsteht in Abhängigkeit des Arbeitspunktes auch bei $\phi = 0$ Blindleistung zwischen den Quellen. Wird ϕ von 0 ausgehend vergrößert, steigt die Leistung erst rasch an, flacht dann zunehmend ab und erreicht bei $\phi = \pm\pi/2$ ihr Maximum bzw. Minimum. Die maximal übertragbare Leistung P_{max} , unter Annahme des verlustfreien Modells, lässt sich angeben zu

$$P_{max} = \pm \frac{nV_1V_2}{8f_{sw}L_{DAB}}. \quad (3.9)$$

Wie aus (3.9) zu erkennen ist, hängt die maximale Leistung direkt von V_1 und V_2 ab. Die Parameter n , f_{sw} und L_{DAB} müssen daher so gewählt werden, dass bereits bei minimaler

Spannung die geforderte Leistung von 1 kW übertragen werden kann. Für die Darstellung in Abb. 3.3 wurde daher beispielsweise eine Schaltfrequenz von 100 kHz, ein Übersetzungsverhältnis von $n = 10$ und eine Gesamtinduktivität von $L_{DAB} = 45\mu\text{H}$ gewählt. Unter Berücksichtigung einer Leistungsreserve von 25 % ist es nach (3.9) unter idealen Umständen möglich, 1,25 kW bei $V_1 = 20\text{ V}$ und $V_2 = 200\text{ V}$ zu übertragen. Die maximale Ausgangsleistung ändert sich am oberen Ende des Arbeitsbereichs mit $V_1 = 60\text{ V}$ und $V_2 = 600\text{ V}$ somit zu 11,25 kW. Die maximale Leistungsfähigkeit der DAB variiert auf Grund des weiten Spannungsbereichs daher um den Faktor 9.

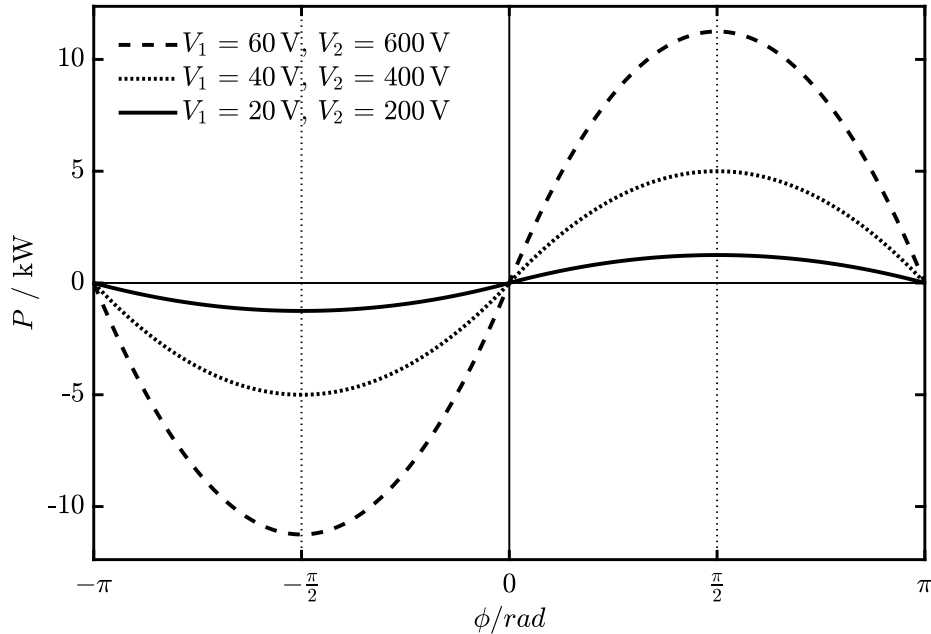


Abbildung 3.3: Übertragene Leistung der DAB in Abhängigkeit von ϕ und den Spannungen V_1 und V_2 .

Bedingt durch die Spannungsabhängigkeit der Ausgangsleistung, wie in Abb. 3.3 dargestellt, besteht die Herausforderung in der Übertragung einer konstanten Leistung über einen weiten Spannungsbereich. Die notwendige Phasenverschiebung in Abhängigkeit des Arbeitspunktes zum Übertragen einer Leistung P kann angegeben werden als

$$\phi = \pm \frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{\text{sw}}L_{\text{DAB}}P}{nV_1V_2}} \right). \quad (3.10)$$

Zwar ist es durch Anpassung der Phasenverschiebung ϕ möglich, die Ausgangsleistung zu reduzieren, jedoch kann dies in Abhängigkeit des Arbeitspunktes zu signifikant erhöhten Schaltverlusten führen. Hier ist zu befürchten, dass die Verlustleistung des Gesamtsystems 50 W ($\eta \geq 95\%$) überschreitet. Aus diesem Grund werden in Kap. 5 unterschiedliche Ansätze untersucht, um die DAB über einen weiten Arbeitsbereich effizient zu betreiben.

3.2 Schaltverhalten und Schaltströme

Das vereinfachte Modell nach Abb. 3.1 lässt sich ebenfalls für die Bestimmung der Schaltströme auf der Primär- bzw. Sekundärseite heranziehen. Abb. 3.4 zeigt das Schaltverhalten schematisch anhand einer Halbbrücke jeweils auf der Primär- und Sekundärseite. Als Zero-Voltage Switching (ZVS) werden in dieser Arbeit Schaltvorgänge bezeichnet, in denen der Halbleiter nahezu spannungsfrei geschaltet wird. Für eine klare Unterscheidung zwischen dem Stromfluss durch den Kanal des MOSFETs und der Body-Diode wurde eine Diode parallel zu jedem Transistor gezeichnet. Der Strom i_L wird auf Grund der hohen Induktivität von L_{DAB} und kurzer Schaltzeiten als konstant angenommen.

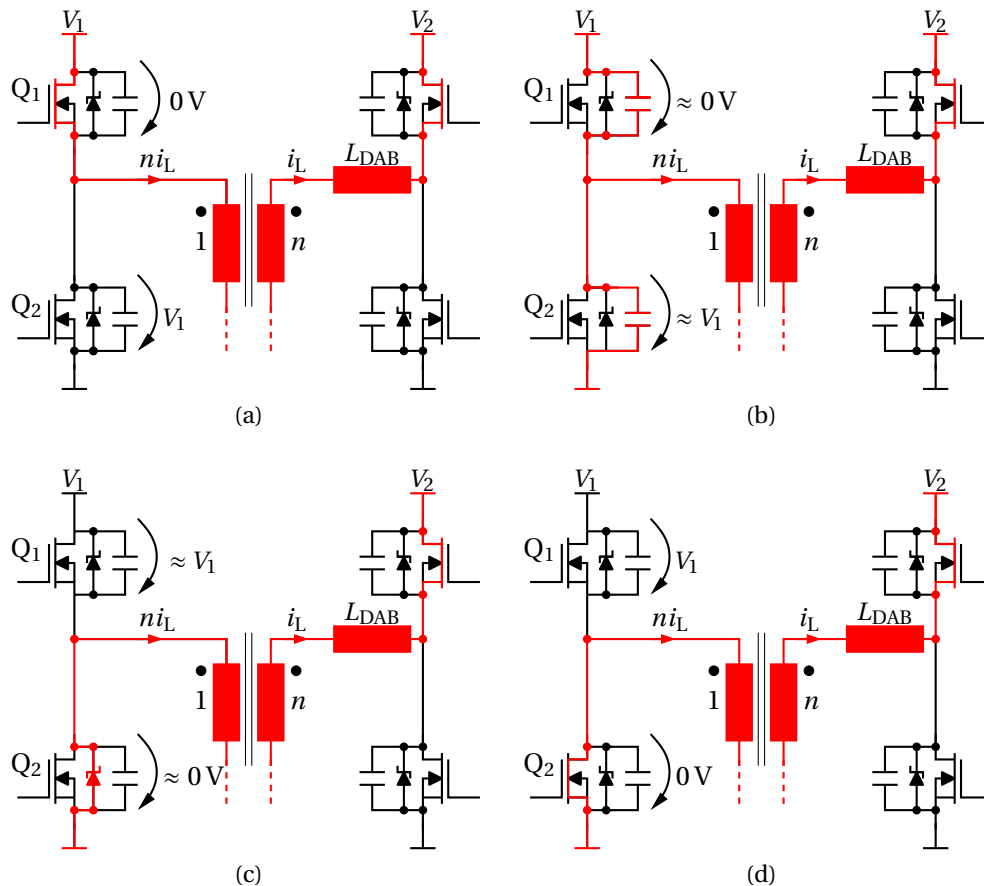


Abbildung 3.4: Schaltabfolge der DAB im ZVS-Betrieb.

- Zustand (a)**
- Q_1 leitet, Q_2 sperrt
 - Der Strom ni_L fließt durch den Kanal von Q_1
 - Q_2 sperrt die Primärspannung V_1
- Zustand (b)**
- Q_1 wurde schnell ausgeschaltet, Q_2 sperrt weiterhin
 - Mit hinreichend schneller Schaltgeschwindigkeit bleiben die Spannungen über Q_1 und Q_2 auf Grund der wirksamen Ausgangskapazität nahezu unverändert
 - Der Strom ni_L fließt durch die Ausgangskapazitäten
 - Die Spannung über Q_1 steigt und fällt über Q_2

- Zustand (c)**
- Q_1 sperrt, Q_2 sperrt
 - Bedingt durch L_{DAB} fließt der Strom ni_L konstant weiter
 - Der Strom ist auf die Body-Diode von Q_2 kommutiert
 - Die Spannung über Q_2 entspricht der Flussspannung der Body-Diode
- Zustand (d)**
- Q_1 sperrt, Q_2 leitet
 - Der Strom ni_L fließt durch den Kanal von Q_2
 - Über Q_1 liegt V_1 an

Wie an dieser Darstellung zu erkennen ist, spielen die parasitären Kapazitäten der Halbleiter eine entscheidende Rolle im Schaltvorgang. Eine hinreichend schnelle Schaltgeschwindigkeit vorausgesetzt ist es möglich, die Transistoren nahezu spannungsfrei auszuschalten (Abb. 3.4(b)) wie auch spannungsfrei einzuschalten ((Abb. 3.4(d)).

Das idealisierte Modell nach Abb. 3.1 berücksichtigt die Halbleitereigenschaften nicht und es wird von einem sofortigen Zustandswechsel von Abb. 3.4 (a) nach (d) ausgegangen. Pro Periode wird jeder Transistor bei Verwendung von SPM einmal ein- und ausgeschaltet. Dabei können sich die Schaltströme auf Grund der Phasenverschiebung zwischen v_1 und v_2 zwischen Primär- und Sekundärseite jedoch unterscheiden.

3.2.1 Zero Current Switching

Als Zero Current Switching (ZCS) werden Schaltvorgänge bezeichnet, bei denen der Spulenstrom i_L während des Schaltvorgangs 0 A beträgt. Somit stellt ZCS den Grenzbetrieb zu ZVS dar. Hierbei werden die Halbleiterkapazitäten nicht durch den Spulenstrom umgeladen, wie es noch in Abb. 3.4 beschrieben wurde. Zwar ist der Spulenstrom während des Schaltvorgangs nun null, jedoch müssen die Ausgangskapazitäten der Halbleiter in jedem Zyklus aktiv umgeladen werden. In Abhängigkeit der Größe der Ausgangskapazität steigen daher die Schaltverluste.

Bei Verwendung der SPM gibt es unter Annahme idealer Kurvenverläufe und ideal schneller Schaltvorgänge einen Zeitpunkt, an dem stromloses Schalten, d. h. $i_L = 0$ A, möglich ist. Dabei muss die Phasenverschiebung ϕ in einem bestimmten Verhältnis zum Spannungsübersetzungsverhältnis d stehen. Abb. 3.5 zeigt eine beispielhafte Kurvenform. Hierbei ist zu beachten, dass unter der Verwendung von SPM in Abhängigkeit des Arbeitspunktes nur eine Seite der DAB ZCS erreichen kann. In Abb. 3.5 ist das stromlose Schalten nur auf der Primärseite möglich.

Die Bedingung für ZCS lässt sich über die Phasenverschiebung mit

$$t_\phi = \frac{\phi}{2\pi} T \quad (3.11)$$

und

$$(V_1 - V_2)(T/2 - t_\phi) = (V_1 + V_2)t_\phi \quad (3.12)$$

herleiten. Wobei die Abschnitte I und II ihrem Betrag nach gleich gestellt werden. Es ergibt sich die nötige Phasenverschiebung ϕ_{ZCS} in Abhängigkeit von $d = V_2/nV_1$ zu

$$|\phi_{ZCS}| = \begin{cases} \frac{\pi}{2} (1 - d) & d \leq 1, \\ \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{d}\right) & d > 1. \end{cases} \quad (3.13)$$

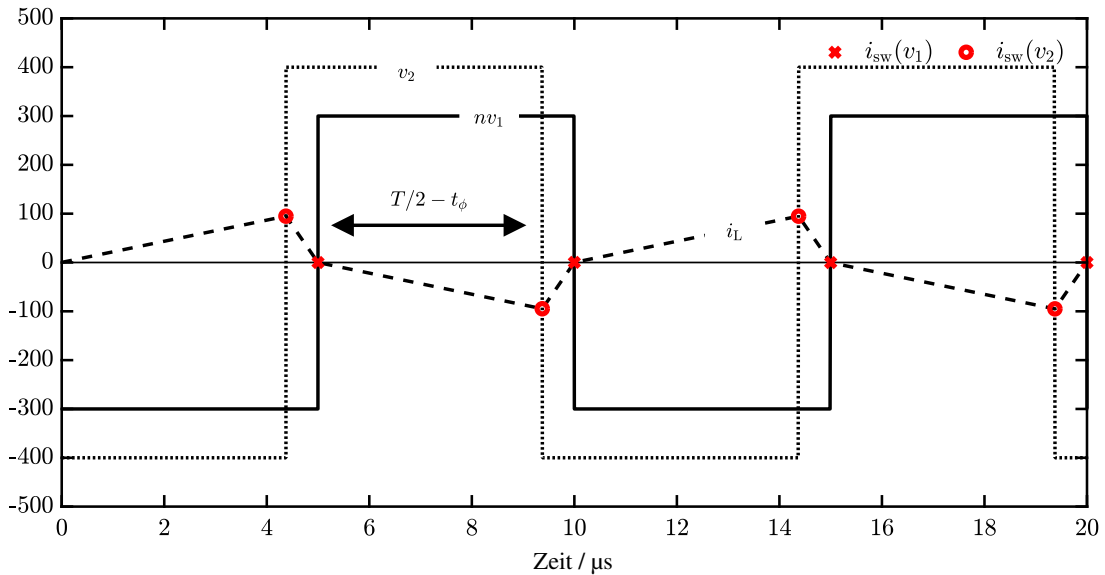


Abbildung 3.5: Kurvenform für ZCS-Betrieb auf der Primärseite mit $V_1 = 30\text{ V}$, $n = 10$, $V_2 = 400\text{ V}$ und $\phi = \pi/8$.

Die Ergebnisse aus (3.13) sind in Abb. 3.6 dargestellt. Für d kleiner eins ist es auf der Sekundärseite entlang der eingezeichneten Linie möglich, ZCS zu erreichen. Hingegen ist es für d größer Eins auf der Primärseite entlang der Linie möglich, ZCS zu erreichen.

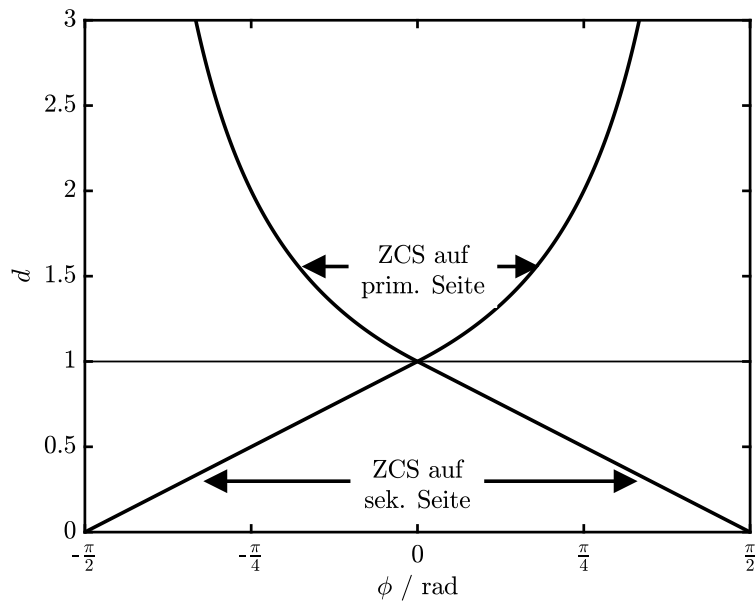


Abbildung 3.6: Entlang der dargestellten Linien ist es für jeweils eine Brückenseite unter idealisierten Bedingungen möglich, ZCS zu erreichen.

Unter Verwendung von SPM ist der ZCS-Betrieb nur von geringem Interesse. Zum einen erfordert der ZCS-Betrieb ein sehr genaues Timing und sehr kurze Schaltzeiten, damit die Annahme $i_L = 0\text{ A}$ gültig ist. Zum anderen können auf Grund der Ausgangskapazität immer noch nennenswerte Schaltverluste entstehen. Sollte ZCS dennoch erforderlich sein, eignet sich TRM prinzipbedingt besser. Hier ist auf beiden Seiten der DAB ein stromloses Schalten möglich (vgl. Kap. 2.2.3). Die Bestimmung der ZCS-Grenze ist vor allem interessant, weil sie die Grenze zum verlustarmen Zero-Voltage Switching-Betrieb darstellt.

3.2.2 Zero Voltage Switching

Abb. 3.7 zeigt den Spannungs- und Stromverlauf in einem ZVS-Arbeitspunkt. Im Vergleich zu Abb. 3.5 wurde hier die Phasenverschiebung weiter erhöht. Dies führt dazu, dass der Strom in i_L nun nicht mehr 0 A im Schaltmoment beträgt, sondern wie in Abb. 3.4 dargestellt, den Schaltknoten entlädt und so ein spannungsfreies Einschalten ermöglicht.

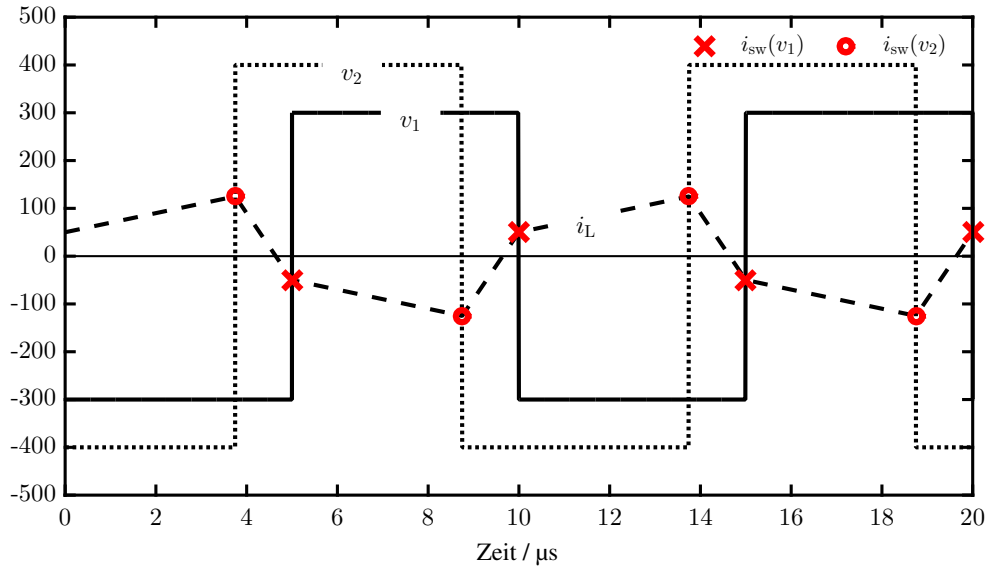


Abbildung 3.7: Kurvenform für den ZVS-Betrieb mit $V_1 = 30\text{ V}$, $V_2 = 400\text{ V}$, $d = 4/3$ und $\phi = \pi/4$.

Der ZCS-Bereich nach (3.13) bzw. Abb. 3.6 stellt somit die Grenze zum ZVS-Bereich dar. Jede weitere Erhöhung der Phasenverschiebung vergrößert den Strom i_L , der zum Umladen des Schaltknotens genutzt werden kann. Abb. 3.8 stellt den ZVS-Bereich in Abhängigkeit des Phasenwinkels ϕ und des normierten Übersetzungsverhältnisses d dar. Die hinterlegte Fläche zeigt dabei den Arbeitsbereich an, bei dem ZVS auf beiden Seiten der DAB möglich ist. Zu bemerken ist, dass der ZVS-Bereich lediglich über das Verhältnis von d und ϕ bestimmt ist. Die Ausgangsleistung des Wandlers ist jedoch indirekt davon betroffen, da auch die Leistung mit ϕ skaliert.

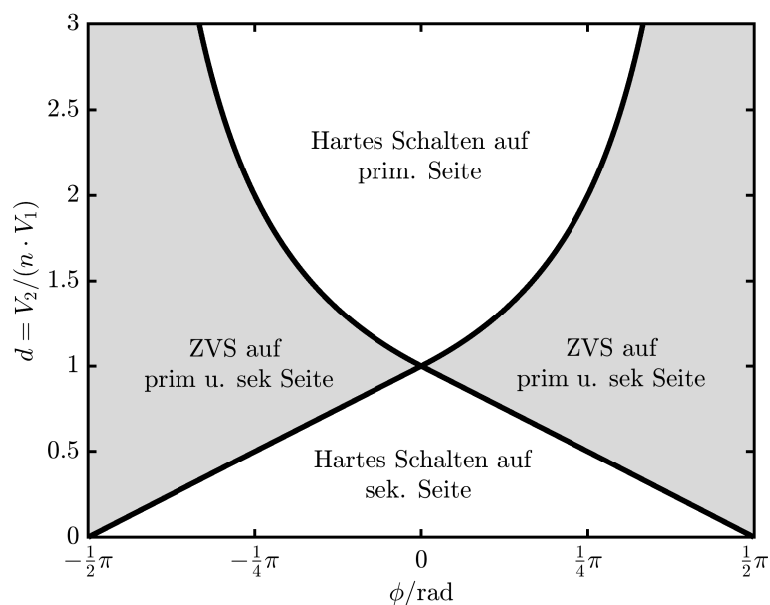


Abbildung 3.8: Zero-Voltage Switching-Bereich in Abhängigkeit von ϕ und d .

Praktisch ist der ZVS-Bereich allerdings kleiner als in Abb. 3.8 dargestellt. Um ein spannungsfreies Einschalten zu erzielen, ist es nötig, die Kapazität des Schaltknotens umzuladen. Die effektive Ausgangskapazität wird insbesondere durch die Halbleiter (Transistor und Diode) gebildet. Parasitäre Kapazitäten, wie Koppelkapazitäten zur Leiterkarte oder über den Gatetreiber, spielen meist eine untergeordnete Rolle. Das Umladen der Schaltknotenkapazität geschieht durch den Spulenstrom i_L . Dabei hängt die Ladung vom Strom i_L und der Zeit, die zum Umladen gewährt wird, ab. In [70] wird dieser Aspekt beschrieben und es kommt zu einer Einschränkung des tatsächlichen ZVS-Bereichs.

3.3 Grenzbereich des ZVS-Betriebs

Der ZVS-Betrieb ist ein wesentliches Merkmal der DAB, der für geringe Schaltverluste und einen effizienten Betrieb sorgt. Für den angestrebten Arbeitsbereich von 20 bis 60 V auf der Primärseite und 200 bis 600 V auf der Sekundärseite zeigt Abb. 3.9 den ZVS-Arbeitsbereich. Dieser Bereich ist dabei von der Schaltfrequenz f_{sw} , der Induktivität L_{DAB} und der Leistung P abhängig. In der Grafik ist zu sehen, dass der ZVS-Bereich für die gewählten Parameter stark eingeschränkt ist.

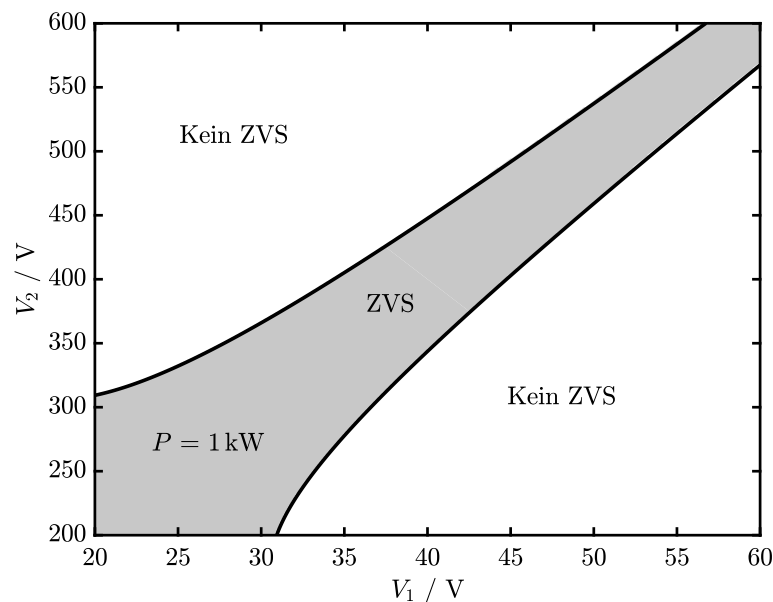


Abbildung 3.9: Berechneter ZVS-Bereich für eine Ausgangsleistung von 1 kW bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz und $L_{DAB} = 45 \mu\text{H}$. Insbesondere Arbeitspunkte mit $d \gg 1$ bzw. $d \ll 1$ sind von einem Verlust des ZVS-Bereichs betroffen.

Der ZVS-Bereich lässt sich unter Berücksichtigung von (3.10) und (3.13) berechnen. In Abhängigkeit von d ergeben sich zwei Gleichungen, für den Fall $d > 1$ ergibt sich die Gleichung zu

$$\frac{nV_1}{V_2} = \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}PL_{DAB}}{nV_1V_2}} \quad \forall d > 1. \quad (3.14)$$

Die obere Grenze des ZVS-Bereichs ($V_{2,zvs}$) mit $d > 1$ lässt sich in Abhängigkeit von V_1 für V_2 angeben als

$$V_{2,zvs} = \frac{4f_{sw}L_{DAB}P + \sqrt{(nV_1)^4 + (4f_{sw}L_{DAB}P)^2}}{nV_1} \quad \forall d > 1. \quad (3.15)$$

Die Lösung für die untere Grenze des ZVS-Bereichs ($V_{1,zvs}$) lässt sich besser in Abhängigkeit von V_2 angeben. Es ergibt sich für V_1

$$V_{1,zvs} = \frac{4f_{sw}L_{DAB}P + \sqrt{V_2^4 + (4f_{sw}L_{DAB}P)^2}}{nV_2} \quad \forall d < 1. \quad (3.16)$$

In Kap. 5 werden mehrere Ansätze untersucht, den ZVS-Bereich zu erweitern. Dabei wird auf die hier dargestellten Abhängigkeiten zurückgegriffen.

4 Entwurf eines verlustbehafteten Modells und Verifikation durch Messung

Nachdem in Kap. 3 wesentliche Zusammenhänge der idealisierten DAB dargestellt wurden, soll in diesem Kapitel ein verlustbehaftetes Modell entwickelt werden. Auf Basis des Modells kann so die Verlustleistung in einzelnen Arbeitspunkten ermittelt und wesentliche Verlustmechanismen identifiziert werden. Dies bildet die Grundlage für weitere Optimierungsarbeiten.

4.1 Methodik und Limitation der Modellierung

Die numerische Schaltungssimulation auf Basis von SPICE [71] ist ein etablierter Ansatz, um sowohl das Verhalten als auch die entstehenden Verluste einer elektronischen Schaltung mit hoher Genauigkeit zu bestimmen – hochwertige Simulationsmodelle vorausgesetzt. Die SPICE-Simulation der Verlustleistung wird im Falle der DAB jedoch durch zwei Aspekte erschwert.

Zum einen optimieren Halbleiterhersteller die jeweils angebotenen Modelle meist für eine bestimmte Variante des SPICE-Simulators (z. B. LTSPICE, PSPICE, HSPICE). Beispielsweise werden in dieser Arbeit MOSFETs von CREE Inc. und der Infineon Technologies AG verwendet, die teils für LTSpice und teils für Simetrix (PSPICE) optimiert sind. Eine zuverlässige Konvergenz des DAB-Simulationsmodells konnte aus diesem Grund nicht in SPICE realisiert werden.

Zum anderen ist die transiente Simulation eines Schaltwandlers prinzipbedingt sehr langwierig und ineffizient. Die genaue Berechnung von Strom- und Spannungsverläufen erfordert im Schaltmoment eine sehr kleine Schrittweite der numerischen Simulation, was bei hochfrequenten Schaltwandlern zu langen Simulationszeiten führen kann. Jedoch treten im eingeschwungenen Zustand immer die gleichen Arbeitspunkte mit identischer Kurvenform und Verlustleistung auf. Dies kann bei der Analyse genutzt werden, um einen erheblichen Geschwindigkeitsvorteil zu erzielen, indem die entstehende Verlustleistung für einzelne Arbeitspunkte in einer Tabelle notiert wird. Gegennebenfalls können Zwischenwerte mittels Interpolation ermittelt werden.

Für die Berechnung der Strom- und Spannungsverläufe wird in dem vorgestellten Modell weiterhin von einem verlustfreien Verhalten ausgegangen. Basierend auf den idealen Kurvenverläufen werden die Verluste für den jeweiligen Arbeitspunkt im Nachhinein numerisch berechnet. Die Bestimmung der Leitverluste erfolgt über Effektivwert des primär- und sekundärseitigen Stromflusses unter Berücksichtigung des Magnetisierungsstroms. Um die Schaltverluste zu bestimmen, wurde die Schaltenergie in Abhängigkeit von Strom und Spannung in LTSpice bzw. Simetrix bestimmt. Anschließend werden die Verlustenergien mit zugehörigem Spulenstrom und Spannung in einer Tabelle hinterlegt auf die numerische Verlustmodell zugreift. Auf diese Weise ergibt sich ein signifikanter Geschwindigkeitsvorteil in der Simulation, da langwierige SPICE Simulationen vermieden werden können. Dieser Ansatz orientiert sich an der Implementierung der Simulationssoftware PLECS [72], in dem thermische Verluste separat von dem elektrischen Verhalten beschrieben werden.

Im praktischen Betrieb verschieb sich der Arbeitspunkt allerdings um den Betrag der Verlustleistung, was wiederum Strom- und Spannungsverläufe beeinflusst. Daher ist dieser

Ansatz nur für DC/DC-Wandler mit einer hohen Effizienz und daher geringen Abweichung im Arbeitspunkt gültig. Diesem Aspekt werden daher mehrere vergleichende Messungen gewidmet, die belegen, dass Abweichungen von idealem wie tatsächlichem Arbeitspunkt gering sind. Mit Hinblick auf die nachfolgende Optimierung des Betriebs der DAB behält das Modell daher seine Aussagekraft.

Zur Bestimmung der Schaltverluste werden in dieser Arbeit daher die Schaltenergien der Transistoren mit SPICE bestimmt. Dabei ist es möglich, den für das Modell optimalen SPICE-Simulator zu verwenden. In Abhängigkeit von Strom und Spannung werden die entstehenden Verlustenergien in einer Tabelle hinterlegt. Auf diese Daten kann zurückgegriffen werden, wenn die Schaltverluste aus den idealen Strom und Spannungsverläufen abgeleitet werden. In Kap. 3.2 wurde das (ZVS-)Schaltverhalten besprochen und darauf hingewiesen, dass der praktische ZVS-Arbeitsbereich kleiner ist als im idealen Modell angenommen. Während eines praktischen Schaltvorgangs muss die Gesamtkapazität des Schaltknotens von der induktiven Last umgeladen werden. Bezogen auf die Verlustleistung wird diesem Umstand jedoch Rechnung getragen. Ein unvollständiges Umladen der Schaltknotenkapazität führt zu partiellem ZVS-Schaltvorgang mit erhöhter Verlustleistung. Bezogen auf die Verlustleistung berücksichtigt das Modell also den eingeschränkten ZVS-Bereich.

Zur Bestimmung der Leitverluste wurde der Stromverlauf aus dem bekannten Spannungsverlauf von Primär- und Sekundärseite abgeleitet (siehe Kap. 3.1). Ein Spannungsabfall an den ohmschen Elementen wird vernachlässigt. Diese Annahme kann getroffen werden, da der zu erwartende Spannungsabfall an den ohmschen Elementen mindestens zwei Größenordnungen kleiner ist, als die jeweilige Versorgungsspannung. Die Komplexität des Modells kann erheblich reduziert werden, ohne grundlegend Einschränkungen in der Gültigkeit des Modells zu befürchten. Ein Vergleich von Simulation und Messung belegt die Gültigkeit dieses Ansatzes.

Der Stromverlauf zwischen den Vollbrücken ist ein hochfrequenter Wechselstrom. Als Skin-Effekt wird die Tendenz von Wechselstrom beschrieben, an der Oberfläche des Leiters zu fließen. Als Proximity-Effekt wird Stromverdrängung innerhalb des Leiters durch Einwirkung äußerer Magnetfelder, die von angrenzenden Leitern verursacht werden, beschrieben. Der Einfluss des Skin-Effekts kann durch die Wahl eines Litzenbündels mit individuell isolierten Adern und mit hinreichend geringem Querschnitt der einzelnen Adern reduziert werden. Simulation und Messung zeigen, dass der gewählte Querschnitt der einzelnen Adern in dieser Arbeit gering genug ist, um den Skineffekt praktisch zu vernachlässigen. Der Vollständigkeit halber wird der Skin-Effekt dennoch im Modell berücksichtigt. Die Berechnung der Verluste durch den Proximity-Effekt gestaltet sich schwieriger, da die Summe aller von außen einwirkenden Magnetfelder berücksichtigt werden muss. Unter der Annahme, dass sich die Stromdichte innerhalb eines Litzenbündels homogen verteilt, kann der Gesamtstrom jedoch gleichmäßig auf die Adern verteilt werden. Diese Annahme ist durch das Verdrillen der Adern innerhalb eines Litzenbündels zulässig. Unter dieser Voraussetzung sind in der Literatur mehrere Modelle bekannt, die die Proximity-Verluste analytisch annähern [73–76]. Auf Basis moderner FEM-Algorithmen lassen sich die Berechnung besonders mit Hinblick auf den Proximity-Effekt verbessern und ein optimierter Entwurf des Transformators ist möglich. Die detaillierte Optimierung des Transformators ist jedoch nicht Teil dieser Arbeit.

Auf Grund des hohen primärseitigen Stroms wurde dort eine 6-lagige Leiterkarte mit 70 μm Kupferdicke pro Lage entworfen. Zusammen mit Hochstromkontakten ist der parasitäre Widerstand der Kontakte und Leiterkarte zu vernachlässigen. Messungen belegen, dass der Widerstand der Leiterkarte auf der Primärseite um eine Größenordnung kleiner als der Transistoren ist. Auf der Sekundärseite beträgt der Unterschied zwischen Leitwiderstand der MOSFETs und Leiterkarte bereits zwei Größenordnungen. Aus diesem Grund werden Verluste in der Leiterkarte nicht berücksichtigt.

Die Verluste in den magnetischen Bauelementen werden auf Basis der Herstellerdaten

berechnet. Allerdings sind die Herstellerangaben für die verwendeten Materialien mit einer Tolleranz von $\pm 20\%$ relativ ungenau. Zur Berechnung der Verlustleistung wird die erweiterte Steinmetz-Gleichung [77, 78] verwendet. Diese Methode bietet im Vergleich zur bekannten Steinmetz-Gleichung [79] für nichtsinusförmige Magnetisierungsverläufe eine bessere Approximation. In [80] werden darüber hinaus die Auswirkungen einer Relaxationszeit untersucht, in denen der Magnetisierungsstrom über eine Zeit konstant bleibt. Dieser Fall tritt bei Betriebspunkten mit $d = 1$ auf, da hier der Strom in der Koppelinduktivität über längere Zeit keine Änderung erfährt und es so zu Relaxationseffekten im magnetischen Material kommt. Die Ergebnisse von [80] zeigen für das konkrete Beispiel einer DAB, dass die verwendete Methode nach [77] die Verluste um maximal 10 % zu gering einschätzt. Um die Relaxationseffekte korrekt berücksichtigen zu können, wird jedoch ein weiterer materialspezifischer Parameter benötigt. Für die verwendeten Materialien wird dieser nicht vom Hersteller angegeben. Auf eine experimentelle Bestimmung wurde verzichtet und diese Methode daher nicht verwendet. Die vorliegende Arbeit zeichnet sich insbesondere durch den Betrieb der DAB bei $d \neq 1$ aus, hier kommt den beschriebenen Relaxationseffekten nur geringe Bedeutung zu.

Die berechneten Kurvenverläufe basieren auf dem idealen DAB-Modell, welches die parasitären Kapazitäten der Halbleiter und der magnetischen Bauelemente nicht berücksichtigt. Dadurch ist die Beschreibung zwar sehr einfach, jedoch auch nur eingeschränkt korrekt. Oszillationen im Stromverlauf, die durch einen angeregten LC-Schwingkreis verursacht werden, können den Effektivwert des Stromes zusätzlich erhöhen. Diese Effekte werden nicht berücksichtigt, da der Anteil an Oberwellen auf dem Stromsignal bis zu einer Schaltfrequenz von 100 kHz gering ist. Ein Vergleich aus Messung und Simulation zeigt bei höheren Frequenzen eine Degradation der Modellqualität. So ergibt ein Unterschied zwischen gemessener und simulierter Effizienz von 0.5 % bei einer Schaltfrequenz von 150 kHz. Für höhere Schaltfrequenzen sind induktive Bauelemente mit geringerer parasitärer Kapazität notwendig, um weiterhin die idealen Kurvenverläufe verwenden zu können. Bezogen auf die Verlustleistung wird die Schaltknotenkapazität implizit durch erhöhte Schaltverluste berücksichtigt. Der tatsächliche Arbeitspunkt kann von den idealen Kurvenverläufen jedoch durch Oszillationen im Strom- und Spannungsverlauf abweichen.

In der Literatur sind weitere Arbeiten bekannt, die die Verlustleistung für einzelne Arbeitspunkte detailliert betrachten [42, 70, 81]. Das hier vorgestellte Modell senkt durch Abstraktion die Komplexität erheblich, ohne die Ergebnisse grundsätzlich einzuschränken. Die wesentlichen Verlustmechanismen werden in den nachfolgenden Abschnitten dargestellt. Darüber hinaus wird die Verlustverteilung für einige Arbeitspunkte dargestellt und mit Messungen des entwickelten Prototyps verglichen.

Auf Basis des Modells lassen sich damit weitere Aussagen zur optimierten Ansteuerung der DAB über einen weiten Spannungsbereich machen. Die Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs unterliegt jedoch keinen direkten physikalischen Grenzen, wie es beispielsweise bei einem Tiefsetzsteller der Fall ist. Hier ist die Ausgangsspannung zwangsweise kleiner als die Eingangsspannung. Stattdessen steigt die Verlustleistung der DAB bei einem größeren Arbeitsbereich überproportional an. Mit einer maximalen Verlustleistung von 50 W wird der Arbeitsbereich auf diese Weise durch die Effizienz des Wandlers begrenzt.

4.2 Verwendeter Prototyp zur Analyse und Verifikation der Verlustmechanismen

In diesem Kapitel werden die Verlustmechanismen der DAB einzeln dargestellt und die Methodik zur Berechnung beschrieben. Somit ist es möglich, den Einfluss von Leit-, Schalt- oder Hystereseverlusten über den gesamten Arbeitsbereich nachzuvollziehen. Dadurch kann die Effizienz gezielt erhöht werden, indem die Verlustmechanismen ihres Anteils nach adres-

sirt werden. In Kap. 7 wird dieser Ansatz verfolgt. Mit einer möglichst gleichmäßigen Verteilung der Verluste auf alle Elemente der DAB (Transistoren, Wicklungen, magnetische Bauelemente) wird die Leistungsfähigkeit des Wandlers nicht durch eine einzelne Komponente beschränkt, so dass das System insgesamt besser ausgelastet werden kann.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Prototyp zur Abdeckung des beschriebenen Arbeitsbereichs von 20 bis 60 V und 200 bis 600 V entwickelt. Um diesen Arbeitsbereich effizient abzudecken, werden in Kap. 5 mehrere Ansätze beschrieben, die die Verlustleistung reduzieren sollen und so die Abdeckung des gesamten Arbeitsbereichs möglich machen. Anhand dieses Prototyps sollen ebenfalls die Verlustmechanismen beschrieben und verifiziert werden. Abb. 4.1 zeigt den schematischen Aufbau des Prototyps bestehend aus zwei parallel geschalteten Vollbrücken auf der Primärseite sowie einer Vollbrücke auf der Sekundärseite. Die Ansteuerung der Transistoren wird jeweils von einem isolierten Gatetreiber mit getrennten Source- und Sink-Ausgängen vorgenommen. Somit kann das Ein- und Ausschaltverhalten über Gatevorwiderstände separat eingestellt werden. Dies ist insbesondere dann sinnvoll, wenn der ZVS-Betrieb nicht garantiert werden kann. Ein zuvor entworfener Prototyp zeigte bei harten Einschaltvorgängen ungewollte Oszillationen im Schaltverhalten. Durch den langsameren Einschaltvorgang ist auch bei harten Schaltvorgängen ein stabiler Betrieb des Wandlers möglich.

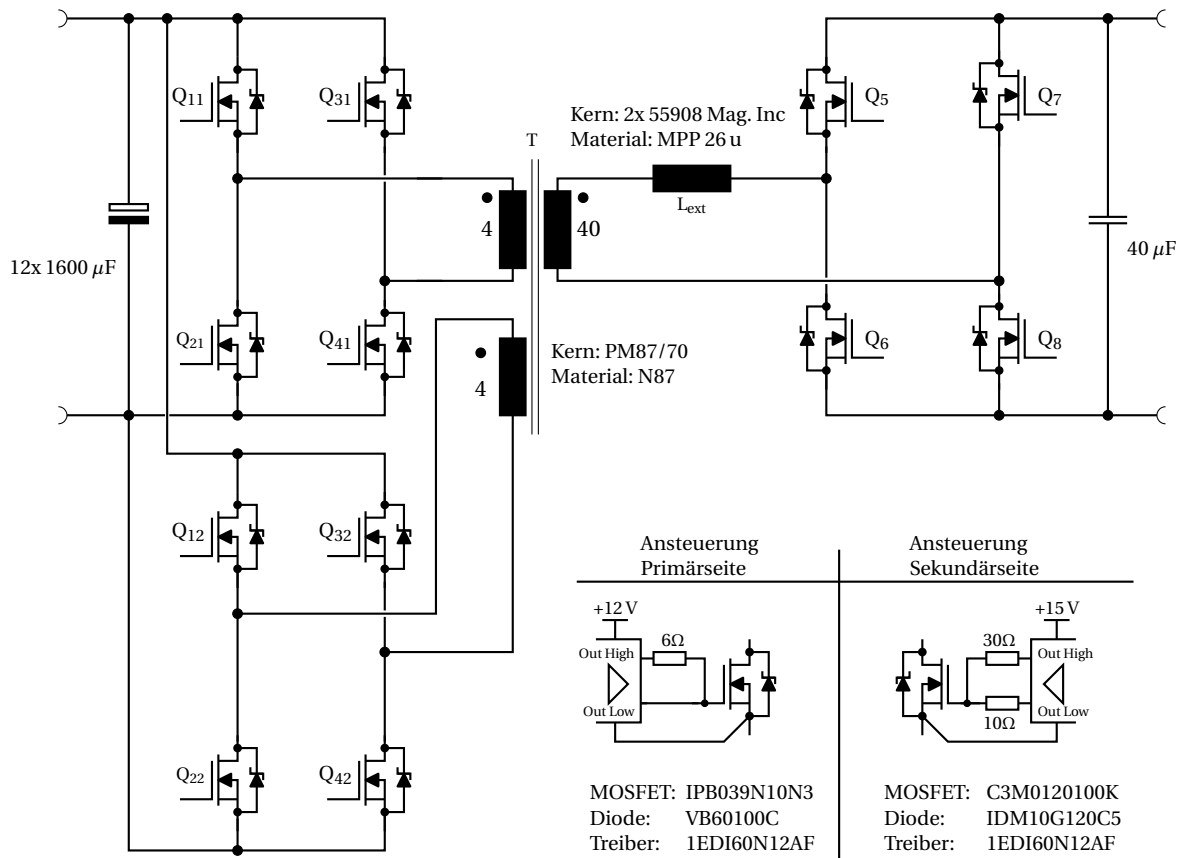


Abbildung 4.1: Schematischer Aufbau des Prototyps.

Abb. 4.2 zeigt ein Foto des entworfenen Prototyps. Für die Vollbrücken auf der Primärseite werden Si-MOSFETs mit parallelgeschalteter Schottky-Diode verwendet. Beide Vollbrücken sind jeweils mit vier Windungen mit dem Transformator gekoppelt. Es wird ein PM87/70 Ferritkern, bestehend aus N87 Material, verwendet. Die Sekundärseite ist ebenfalls über 40 Windungen mit dem Transformator gekoppelt. Dabei kann zur Erhöhung der Koppelinduktivität L_{DAB} eine externe Spule verwendet werden. Hierfür werden zwei gestapelte Pulverkerne von Magnetics Inc. mit der Produktnummer 55908 verwendet.

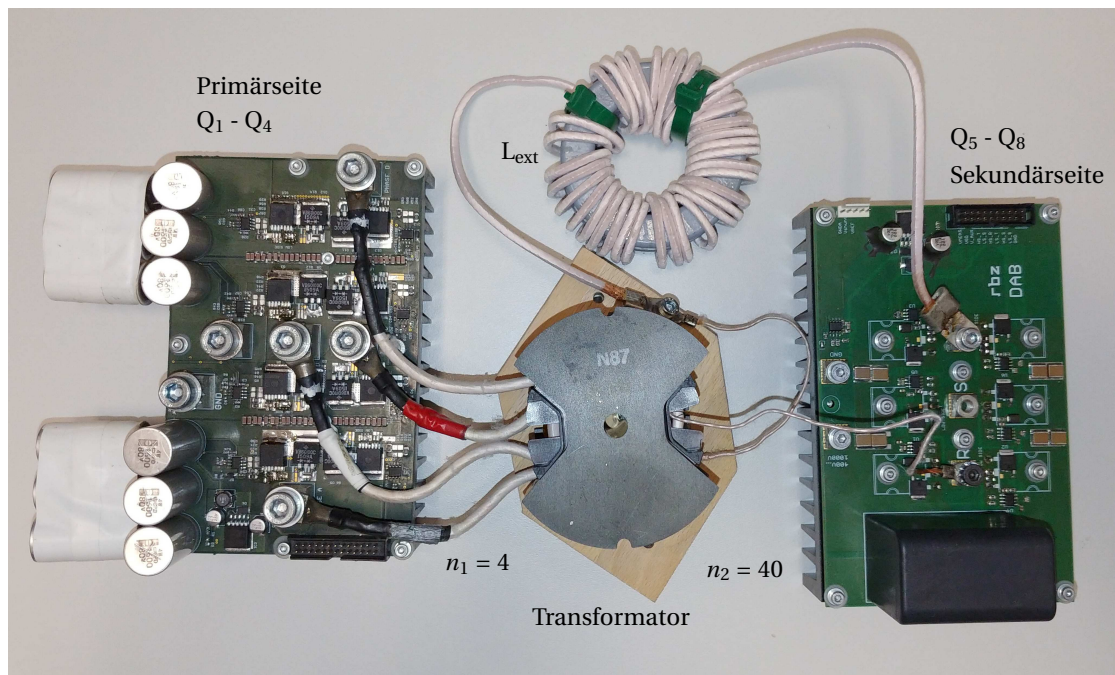


Abbildung 4.2: Prototyp zur Untersuchung unterschiedlicher Konzepte zur Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs mit der DAB-Topologie.

Nachfolgend werden die Verlustmechanismen für den angestrebten Arbeitsbereich bei Verwendung eines konventionellen Ansatzes gezeigt. Dies bedeutet, der Leistungsfluss wird mittels SPM kontrolliert. Der Wandler arbeitet mit einer festen Schaltfrequenz von 100 kHz und die Induktivität L_{DAB} wurde so bestimmt, dass auch bei minimaler Spannung auf Primär- und Sekundärseite eine Leistung von 1 kW übertragen werden kann. Für die Phasenverschiebung bei minimaler Eingangsspannung wird allerdings nicht der Maximalwert von $\pi/2$ angenommen, sondern $\pi/3$. Diese Einschränkung ist sinnvoll, um auch bei Lastsprüngen noch ein Maß an Leistungsreserve vorzuhalten. Tab. 4.1 fasst die Randbedingungen für die konventionelle Implementierung zusammen.

Tabelle 4.1: Randbedingungen und Kenngrößen zur Vorauslegung der DAB.

f_{sw}	n	P	$ \phi_{max} $	L_{DAB}
100 kHz	10	1000 W	$\pi/3$	45 μ H

4.3 Leitverluste

Zur Bestimmung der Leitverluste wird aus dem bekannten Spannungsverlauf zwischen V_1 und V_2 der Stromverlauf i_L über L_{DAB} berechnet. Dabei wird durch Wahl der Anfangsbedingung sichergestellt, dass der Stromverlauf im Mittel keinen DC-Anteil besitzt. Allgemein ist die Bestimmung der Leitverluste P_{con} auf Basis des Effektivwerts I_{rms} über dem Widerstand R nach

$$P_{con} = I_{rms}^2 \cdot R(\vartheta, f) \quad (4.1)$$

möglich. Der Widerstand R kann jedoch temperatur- und frequenzabhängige Eigenschaften aufweisen. Diese Aspekte werden nachfolgend für einzelne Teilaspekte der Schaltung besprochen.

4.3.1 Leitverluste in den Transistoren

Der Leitwiderstand der Halbleiter wird dem Herstellerdatenblatt entnommen. Auf Grund von Produktionsschwankungen kann der Widerstand dabei leicht abweichen, daher wird der konservative $R_{ds(on),max}$ für die Berechnung verwendet. Dieser Widerstandswert wird typischerweise für eine Sperrschichttemperatur T_j von 25°C angegeben. Durch die entstehende Verlustleistung aus Leit- und Schaltverlusten muss angenommen werden, dass die Sperrschichttemperatur während des Betriebs diesen Wert übersteigt. Der Halbleiter wird also immer oberhalb von $T_j = 25^\circ\text{C}$ betrieben. Insbesondere für Si-basierte Halbleiter führt die Temperaturabhängigkeit einem deutlich Anstieg im Leitwiderstand. Das Simulationsmodell berücksichtigt die thermische Mitkopplung im eingeschwungenen Zustand anhand eines einfachen thermischen Modells aus einer Wärmequelle und einem thermischen Widerstand $R_{th,JA}$. Die Werte hierfür wurden den Herstellerdatenblätter des Halbleiters bzw. des Kühlkörpers entnommen.

Tab. 4.2 listet die verwendeten MOSFETs mit den charakteristischen Kenngrößen auf. Eine mögliche Frequenzabhängigkeit der Halbleiter bzw. deren Gehäuse wird in [82] beschrieben. Hierbei zeigen sich frequenzabhängige Verlusteffekte auf Grund von parasitären Effekten am Gehäuse jedoch erst im Multi-Megahertz-Bereich. Der ohmsche Leitwiderstand wird daher als frequenzunabhängig angenommen.

Tabelle 4.2: Kenndaten der verwendeten Transistoren zur Berechnung der Leitverluste.

Transistor	$V_{ds,max}$	$R_{ds(on)}(T_j=25^\circ\text{C})$	$R_{ds(on)}(T_j=125^\circ\text{C})$	$R_{th,JA}$
IPB039N10N3	100 V	3.9 m Ω	6.5 m Ω	4 K/W
C3M0120100K	1000 V	120 m Ω	155 m Ω	3 K/W

An dieser Stelle sei auf die große Anzahl an verwendeten Halbleitern, die in der DAB verwendet werden, hingewiesen. Auch bei geringen, einstelligen Verlustleistungen innerhalb eines Halbleiter kann es im gesamten System zu nennenswerten Verlusten kommen. Bei symmetrischer Belastung verteilt sich die Verlustleistung daher auf insgesamt 12 MOSFETs.

4.3.2 Leitverluste in den induktiven Bauelementen

Auf Grund des Wechselstromes, der zwischen den Vollbrücken oszilliert, ergibt sich ein erheblich gesteigerter Effektivwert für den Transformatorstrom bezogen auf den Gleichstrom an Ein- und Ausgang. Um bei hochfrequentem Wechselstrom die Stromverdrängung in den äußeren Bereich der Leitung möglichst zu reduzieren, werden die Windungen mit Litze angefertigt. Die Leitschichtdicke δ beschreibt dabei den Wert, an dem die Stromdichte auf e^{-1} , d. h. 37 % des ursprünglichen Wertes, abgefallen ist. Für einen radialsymmetrischen, guten elektrischen Leiter lässt sich δ näherungsweise nach

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (4.2)$$

angeben. Dabei bezeichnet ρ den spezifischen Widerstand des Materials, f die Frequenz und μ die absolute Permeabilität des Leiters. Für einen Frequenzbereich von 10 kHz bis 1 MHz stellt Abb. 4.3 diesen Zusammenhang dar.

Abb. 4.3 zeigt zudem den normierten AC-Widerstand R_{eff} , der den effektiv wirkenden Widerstand eines 200 μm dicken Leiters darstellt. Der Widerstand einer Leitung mit der Länge l berechnet sich dabei nach

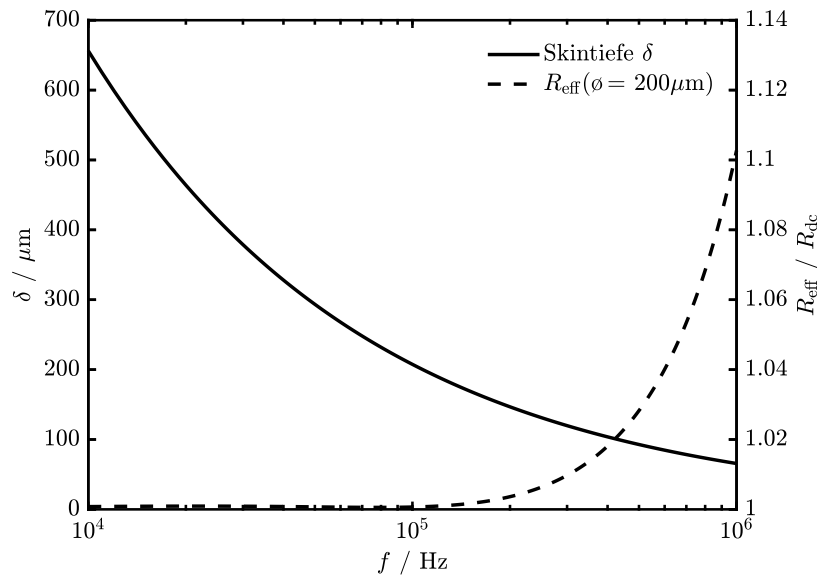


Abbildung 4.3: Leitschichtdicke δ eines idealen, radialsymmetrischen Leiters mit der Leitfähigkeit von Kupfer sowie der resultierende Widerstand R_{eff} eines 200 μm dicken Leiters.

$$R_{\text{eff}}(f) = \frac{\rho \cdot l}{A_{\text{eff}}(f)} \quad (4.3)$$

mit A_{eff} als effektiv wirksamer Querschnittsfläche. Die Bestimmung von A_{eff} ist jedoch nicht trivial, da Leitfähigkeit des Leiters nicht abrupt mit der Skintiefe fällt, sondern die Stromdichte einen graduellen Übergang vollzieht. In [83] wird dafür eine numerische Approximation vorgeschlagen, die in dieser Arbeit verwendet wird. Die Gültigkeit des Modells wurde für den relevanten Frequenzbereich verifiziert. Wie in Abb. 4.3 zu sehen ist, kommt es ab etwa 100 kHz zu einem Anstieg des effektiven Widerstandes auf Grund einer verminderten Querschnittsfläche. Bei einer Frequenz von 1 MHz ist mit 10 % höherem Widerstand verglichen mit dem DC-Wert zu rechnen.

Eine Approximation nach der ersten harmonischen Schwingung des AC-Stroms, wie sie häufig beim LLC-Wandler vorgenommen wird, ist bei der DAB jedoch nicht zulässig. Durch das Schaltungsdesign der DAB wird der Stromverlauf von V_1 und V_2 beeinflusst und kann ein weites Spektrum an Oberwellen aufweisen. Daher ist die Berechnung des effektiven Widerstandes R_{eff} auf Basis der effektiv wirksamen Querschnittsfläche A_{eff} für jede Oberwelle f_i und auch der RMS-Wert der Oberwelle notwendig. In diesem Fall bestimmt sich der Gesamt-RMS Wert über das Parsevalsches Theorem der einzelnen Amplituden I nach

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{I^2(f_i)}{2}}. \quad (4.4)$$

Für die wirksame Verlustleistung unter Berücksichtigung von R_{eff} ergibt sich so

$$P = I_{\text{RMS}}^2 \cdot R_{\text{eff}} = \sum_{i=1}^n \frac{I^2(f_i) R_{\text{eff}}(f_i)}{2}. \quad (4.5)$$

Durch die quadratische Abhängigkeit der Verlustleistung vom Strom wird jedoch sofort deutlich, dass die Verlustleistung von der Grundwelle dominiert wird. Um den Einfluss der Grund- und Oberwellen auf den effektiven Widerstand zu untersuchen, wurde die entstehende Verlustleistung für den betrachteten Arbeitsbereich berechnet. Um den Einfluss

des frequenzabhängigen Widerstandes möglichst deutlich zu machen, wurde eine Schaltfrequenz von 150 kHz bei einer Drahtdicke von 500 μm gewählt. Abb. 4.4 zeigt dabei den normierten, effektiv wirksamen Widerstand R_{eff} bezogen auf den DC-Wert R_{dc} . Hierbei ist deutlich zu sehen, dass der Widerstand bei Arbeitspunkten, die in der Nähe von $d = 1$ liegen, ansteigt. In diesen Arbeitspunkten entstehen besonders viele Oberwellen bedingt durch den nahezu rechteckigen Stromverlauf. Dies führt zu einem bemerkbaren Anstieg des effektiven Widerstandes besonders bei hohen Spannungen nahe $d = 1$.

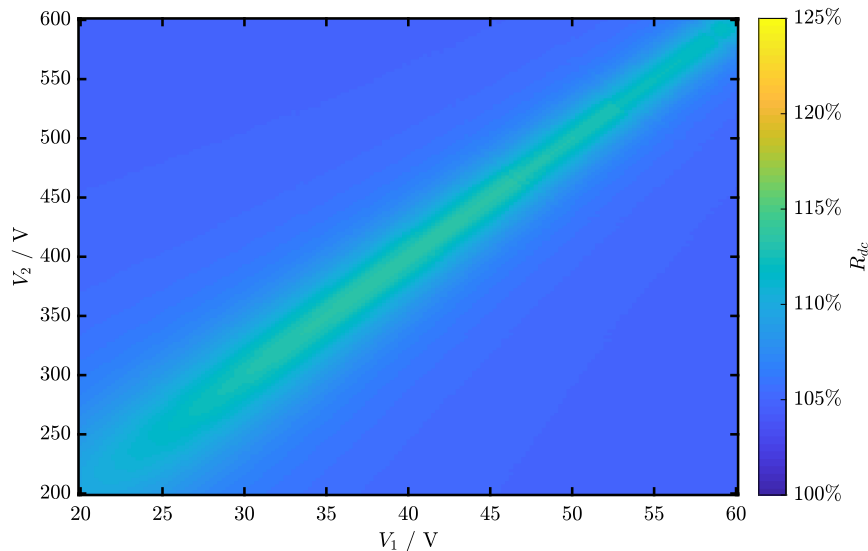


Abbildung 4.4: Normierter ohmscher Widerstand der Transformatorwicklungen mit 500 μm Litzendurchmesser bezogen auf den DC-Ausgangswiderstand.

Sowohl bei Verwendung von 200 μm Litzendicke als auch bei verringerter Schaltfrequenz fällt der Anstieg des effektiven Widerstands auf Grund von arbeitspunktabhängigen Oberwellen marginal aus. Basierend auf diesen Ergebnissen wurde ein Litzendurchmesser von 200 μm als geeignet erachtet. Tab. 4.3 gibt dazu eine Übersicht über die verwendete Litze, die zum Zeitpunkt der Anfertigung der induktiven Bauelemente zur Verfügung stand. Dabei wurde der DC-Widerstand sowohl bei 25 $^{\circ}\text{C}$ als auch bei 125 $^{\circ}\text{C}$ gemessen.

Tabelle 4.3: Verwendete Litze zum Wicklungsaufbau der induktiven Bauelemente.

Seite	Litze	N	$R_{\text{dc},25^{\circ}\text{C}}$	$R_{\text{dc},125^{\circ}\text{C}}$
Primär	700 x 200 μm	4	0.5 m Ω	0.7 m Ω
Sekundär	30 x 200 μm	40	100 m Ω	140 m Ω
L_{ext}	200 x 200 μm	36	25 m Ω	35 m Ω

Der praktisch gewickelte Transformator weist jedoch einen vergleichsweise geringen Füllfaktor durch suboptimale Litzendimensionierung auf. Hier deutet sich bereits weiteres Optimierungspotential an.

4.3.3 Gesamtleitverluste

Basierend auf dem im letzten Abschnitt beschriebenen Modell wurden die Leitverluste für den gesamten Arbeitsbereich berechnet. Abb. 4.5 zeigt die berechneten Leitverluste. Die Skalierung wurde hier auf das Verlustbudget von 50 W beschränkt.

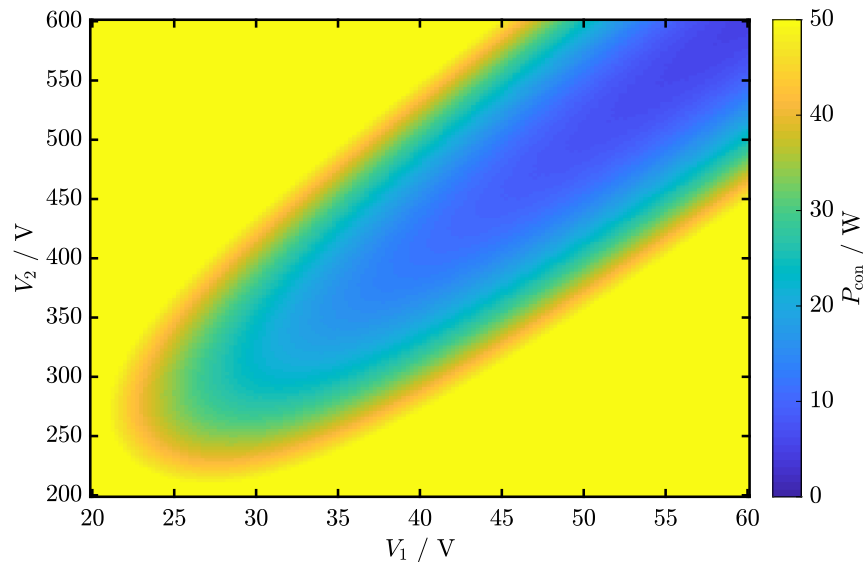


Abbildung 4.5: Gesamtleitverluste P_{con} auf Basis des Modells. Eine Abdeckung des Arbeitsbereichs ist durch die hohen Leitverluste nicht möglich.

Über einen weiten Arbeitsbereich ist es mit der einfachen SPM nicht möglich, den geforderten Wirkungsgrad einzuhalten. Auch mit eingeschränkter Genauigkeit des Modells ist zu erkennen, dass die Verlustleistung den Grenzwert von 50 W über weite Teile des Arbeitsbereichs erheblich übertrifft. Der Reduzierung der Leitverluste kommt daher in Kap. 7 eine besondere Bedeutung zu.

4.4 Hystereseverluste

Neben den zuvor besprochenen Leitverlusten entstehen in den magnetischen Bauelementen zusätzlich noch Wirbelstromverluste und Hystereseverluste. Bei der Verwendung von Ferrit-Materialien, wie sie in der Leistungselektronik üblich sind, können die Wirbelstromverluste auf Grund der geringen Leitfähigkeit der Ferrit-Materialien jedoch vernachlässigt werden. Hingegen stellen Hystereseverluste innerhalb des magnetischen Materials einen bedeutenden Verlustmechanismus dar. Die Basis zur Bestimmung der Hystereseverluste ist der Magnetisierungsstrom.

4.4.1 Bestimmung des Magnetisierungsstrom

Bei der Berechnung des Wechselstroms zwischen den Brücken der DAB wurde bisher immer von einem vernachlässigbar geringem Magnetisierungsstrom i_m innerhalb des Transformators ausgegangen. Damit fließt, unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses, auf Primär- und Sekundärseite des Transformators der gleiche Strom. Für eine ausreichend große Magnetisierungsinduktivität L_M , die durch eine große Anzahl an Wicklungen geschaffen werden kann, ist diese Annahme auch zutreffend. Jedoch steigen durch entsprechend viele Windungen auch die Leitverluste im Transformator. Eine Erweiterung des DAB-Modells um den Magnetisierungsstrom ermöglicht, das Verhalten der DAB auch bei weniger Windungen korrekt abzubilden. Auf Basis des bekannten Magnetisierungsstroms, der sich aus der Summe des primärseitigen Stroms i_1 und des sekundärseitigen Stroms i_L bildet, lassen sich anschließend ebenfalls die Hystereseverluste berechnen.

Zur Berechnung des Magnetisierungsstroms wird das idealisierte Modell der DAB um eine Magnetisierungsinduktivität L_m des Transformators erweitert. An dieser Stelle wird von

einem verlustfreien Verhalten des Transformators ohne kapazitive Kopplung zwischen den Windungen ausgegangen. Das Ersatzschaltbild nach Abb. 4.6 zeigt hierfür den Aufbau des Transformators unter Verwendung des verlustfreien T-Ersatzschaltbildes. In der Darstellung werden alle Größen auf die Primärseite des Transformators bezogen. Auf der Primärseite wirkt die Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$ und auf der Sekundärseite $L_{\sigma 2}$. Die zusätzliche externe Induktivität L_{ext} wird ebenfalls auf der Sekundärseite in Serie zu $L_{\sigma 2}$ platziert.

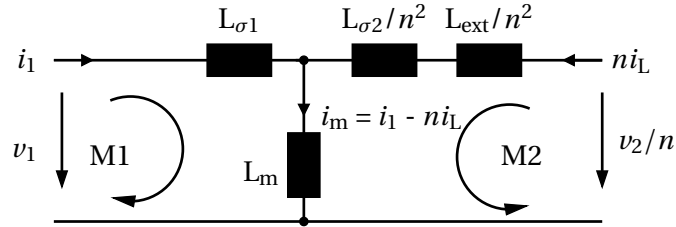


Abbildung 4.6: T-Ersatzschaltbild des Transformators mit Magnetisierungsinduktivität L_m , primär- und sekundärseitiger Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$ bzw. $L_{\sigma 2}$ und externer Induktivität L_{ext} .

Über die Maschenregel lässt sich der Zusammenhang aus Stromänderung und Spannung ableiten. Dabei wird zur besseren Lesbarkeit die Schreibweise für für $(L_{\sigma 2} + L_{\text{ext}})/n^2$ zu L_2 verkürzt. Unter Beachtung dieser Konventionen ergeben sich die Maschen zu

$$M1 : v_1(t) = L_{\sigma 1} \frac{di_1(t)}{dt} + L_m \frac{di_m(t)}{dt}, \quad (4.6)$$

$$M2 : \frac{v_2(t)}{n} = L_2 \frac{dni_L(t)}{dt} + L_m \frac{di_m(t)}{dt}. \quad (4.7)$$

Werden (4.6) und (4.7) zur zeitlichen Änderung des Stroms umgestellt, d. h.

$$\frac{di_1(t)}{dt} = \frac{v_1(t) (L_2 - L_m) + v_2(t) L_m}{L_{\sigma 1} (L_2 - L_m) + L_m L_2}, \quad (4.8)$$

$$n \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{di_1(t)}{dt} \cdot \frac{v_2(t) - L_m}{L_2 - L_m}, \quad (4.9)$$

lässt sich hieraus der Stromverlauf bestimmen. Ohne weitere Einschränkungen kann es so allerdings zu einem DC-Anteil in i_1 und i_L kommen. Für den Transformator ist es physikalisch jedoch nicht möglich, Gleichstrom zu übertragen. Der Korrekturfaktor k entfernt daher den DC-Anteil nach

$$k = \frac{1}{T} \int_0^T i_1(t) dt. \quad (4.10)$$

Damit können sowohl primär- und sekundärseitiger Strom als auch der Magnetisierungsstrom bestimmt werden:

$$i_1(t) = \int_0^t \frac{di_1(t)}{dt} dt - k \quad (4.11)$$

$$i_L(t) = \int_0^t \frac{di_L(t)}{dt} dt - \frac{k}{n} \quad (4.12)$$

$$i_m(t) = i_1(t) - ni_L(t). \quad (4.13)$$

Mit diesem Modell als Grundlage können der Magnetisierungsstrom und die Hystereseverluste analysiert werden. Die Plausibilität dieses Modells wurde anhand einer Messung verifiziert. Um den Einfluss des Magnetisierungsstroms deutlicher hervorzuheben wurde ein Luftspalt in den Kern des Transformators eingefügt. Durch den Luftspalt wird die Magnetisierungsinduktivität deutlich reduziert, infolge dessen steigt Magnetisierungsstrom und lässt sich als Differenz von i_1 und $n i_L$ berechnen. Bei regulärem Betrieb der DAB kann jedoch auf einen Luftspalt verzichtet werden. Abb. 4.7 zeigt dazu den Verlauf des primärseitigen Stroms i_1 , des Magnetisierungsstroms i_m und des um das Übersetzungsverhältnis korrigierten sekundärseitigen Stroms i_L . Hierbei wurde für $L_{\sigma 1}$ 190 nH, für $L_{\sigma 2}$ 17 μ H, für L_m 2.17 mH und für L_{ext} 105 μ H gemessen und in der Simulation verwendet.

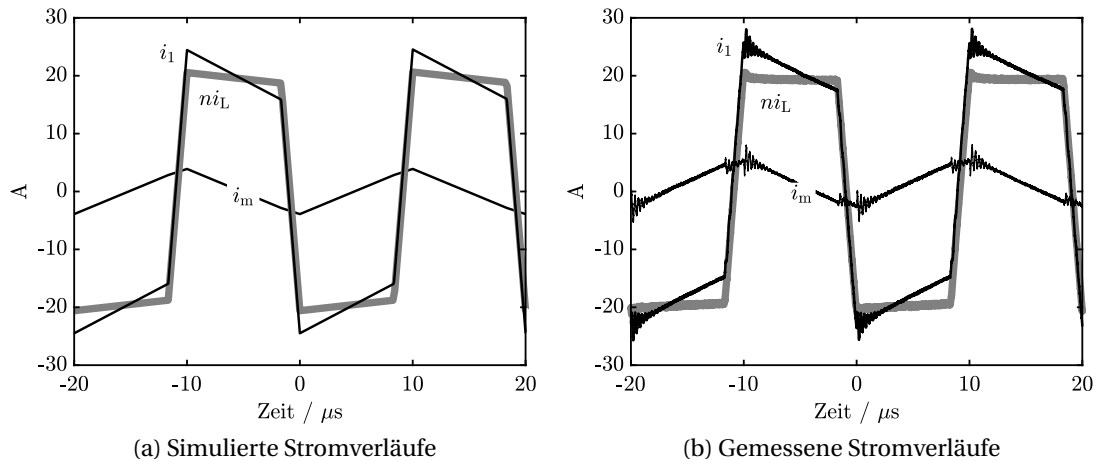


Abbildung 4.7: Vergleich der Stromverläufe aus Modell und Messung. Der Magnetisierungsstrom wird korrekt wiedergegeben.

Wie in Abb. 4.7 deutlich zu sehen ist, kommt es auf Grund des Magnetisierungsstroms zu einem erheblichen Unterschied zwischen i_1 und i_L . Durch die asymmetrische Verteilung der Induktivitäten mit $L_{\sigma 1} \ll L_{\sigma 2} + L_{ext}/n^2$ wird der Magnetisierungsstrom im Wesentlichen von der Primärseite getrieben. Dieser Zusammenhang zeigt sich folglich bei der nachfolgenden Berechnung der Hystereseverluste im Transformator. Ebenfalls ist der Magnetisierungsstrom von der Phasenverschiebung ϕ abhängig. In Abb. 4.8 wird der Einfluss auf den Spitzenwert des Magnetisierungsstroms bei $V_2 = 600$ V und drei unterschiedlichen Spannungen für V_1 untersucht. Für eine Phasenverschiebung von $\phi = 0$ ergibt sich jeweils die höchste Magnetisierung, während sie bei $\pm\pi$ ihr Minimum erreicht.

Der Magnetisierungsstrom kann das ZVS-Verhalten insbesondere in den Grenzbereichen positiv beeinflussen, da der Magnetisierungsstrom zusätzlich das Potential am Schaltknoten umlädt [84–87]. Diesem Umstand wird in dieser Arbeit durch angepasste Schaltverluste unter Berücksichtigung des Schaltstroms Rechnung getragen.

4.4.2 Berechnung der Hystereseverluste

Basierend auf dem zuvor beschriebenen Magnetisierungsstrom können die Hystereseverluste des Transformators und der externen Induktivität berechnet werden. Im Fall des Transformators sorgt der zuvor beschriebene Magnetisierungsstrom i_m für die Magnetisierung des Kernmaterials. Bei der externen Induktivität L_{ext} hingegen geschieht die Magnetisierung durch den sekundärseitigen Strom i_L . Zur Berechnung der Hystereseverluste wird zuerst die magnetischen Feldstärke H im Kernmaterial nach

$$H = \frac{N \cdot i}{l} \quad (4.14)$$

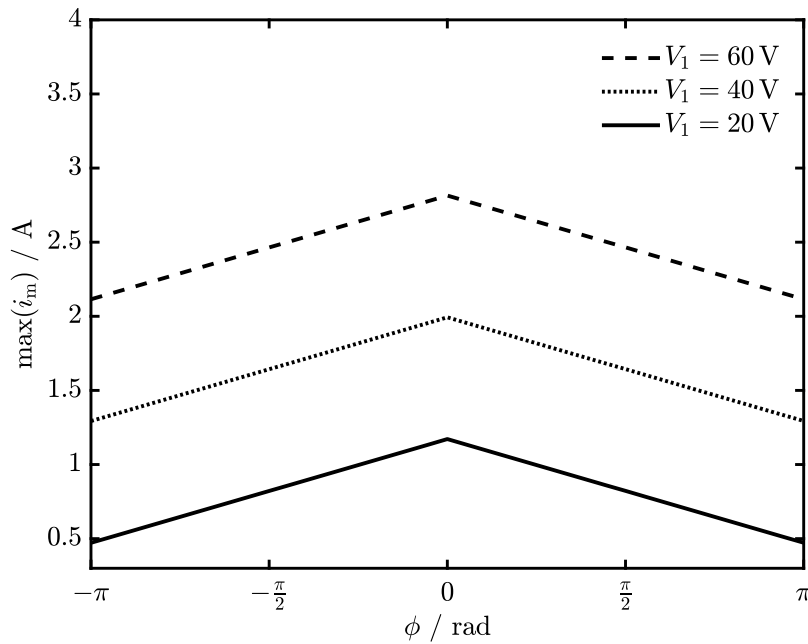


Abbildung 4.8: Magnetisierungsstrom über den Bereich von $-\pi$ bis π bei $V_2 = 600 \text{ V}$. Der maximale Magnetisierungsstrom und daraus auch die maximale Belastung ergeben sich bei $\phi = 0$.

berechnet. Dabei steht N für die Anzahl der angebrachten Windungen, l für die effektive Weglänge im magnetischen Kreises und i für den jeweiligen Magnetisierungsstrom. In dieser Arbeit wird von einem homogenen Fluss innerhalb des magnetischen Kreises ausgegangen. Eine detaillierte Betrachtung des magnetischen Flusses der Transformatorwicklung wird in [45] gegeben. Basierend auf der magnetischen Feldstärke lässt sich der Betrag der materialabhängigen magnetischen Flussdichte B nach

$$B = \mu_0 \mu_r(H) \cdot H \quad (4.15)$$

berechnen. Der Zusammenhang von H und B wird für die Modellierung den Herstellerdaten entnommen. Dabei wurde für den Transformator auf das N87-Material von TDK Europe und für L_{ext} auf das Material MPP 26 μ von Magnetics Inc. zurückgegriffen. Die Abhängigkeit von H und B ist in Abb. 4.9 dargestellt. Bei dem MPP Material handelt es sich um einen Pulver-Torus mit verteiltem Luftspalt, während es sich bei dem N87 um einen reinen Ferrit ohne Luftspalt handelt.

Auf Basis des magnetischen Flusses wird schließlich die Verlustleistung berechnet. Für sinusförmige Stromverläufe kann die Verlustleistung P_{hyst} im Kern nach [79] empirisch angenähert werden mit

$$P_{\text{hyst}} = V k f^\alpha \Delta B^\beta. \quad (4.16)$$

In diesem Fall beschreibt f die Frequenz einer sinusförmigen Erregung und ΔB die Änderung der magnetischen Flussdichte und V das Volumen des Kernmaterials. Die Parameter k , α und β sind Fitting-Parameter, die die Kernverluste bei sinusförmiger Erregung in guter Näherung beschreiben. Sie werden auf Basis der Messdaten des Herstellers bestimmt. Dabei enthält die empirische Bestimmung der Hystereseverluste prinzipbedingt ebenfalls die Wirbelstromverluste [88]. Da der Stromverlauf der DAB jedoch nicht mit einer harmonischen Grundwelle beschrieben werden kann, wird nach [77] die erweiterte Steinmetz-Gleichung für nichtsinusförmige Stromverläufe verwendet. Dieses Modell berücksichtigt

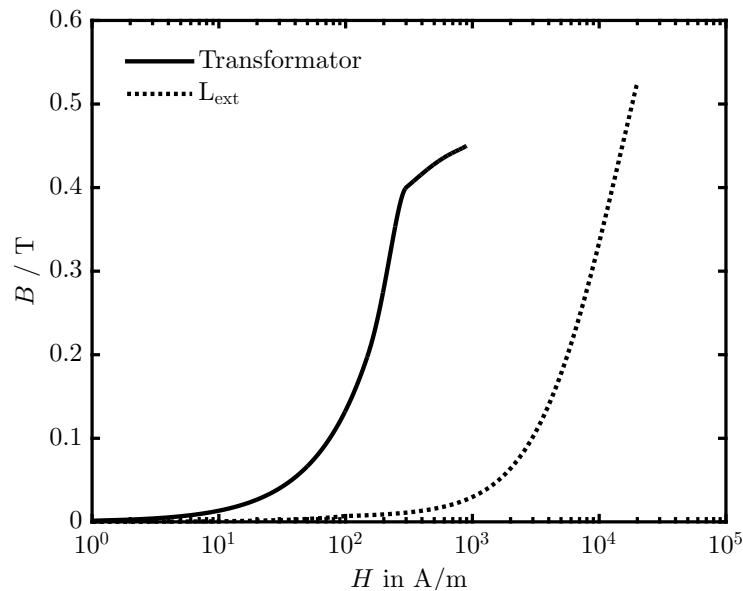


Abbildung 4.9: Magnetisierungskurve des Transformators und der externen Induktivität L_{ext} .

die zeitliche Änderung des magnetischen Flusses nach

$$P_{\text{hyst}} = \frac{V}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (4.17)$$

mit

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta}. \quad (4.18)$$

Anhand des zuvor beschriebenen Modells werden im Folgenden die Kernverluste des Transformators und der externen Induktivität an der beispielhaften Wandlerkonfiguration mit fester Schaltfrequenz von 100 kHz analysiert. Abb. 4.10 zeigt dafür die Verlustverteilung des Transformators über den gesamten Arbeitsbereich. Deutlich zu erkennen ist, dass die Verlustleistung vorwiegend mit zunehmender Primärspannung V_1 steigt. Die Spannung der Sekundärseite hat einen marginalen Einfluss auf den Magnetisierungsstrom und damit auf die Verluste. Im Vergleich zu den Kernverlusten ergibt sich bei den Verlusten der externen Induktivität L_{ext} in Abb. 4.11 ein anderes Bild. Für die externe Drossel existiert keine Unterscheidung in Magnetisierungsstrom und Laststrom, daher skalieren auch die Verluste mit dem Wechselstrom zwischen V_1 und V_2 . Dabei steigt der Strom besonders hin zu den Randbereichen an und es muss sichergestellt werden, dass der magnetische Fluss im Kern keine unzulässigen Werte überschreitet. Die Summe der auftretenden Hystereseverluste wird in Abb. 4.12 dargestellt. In Gänze übersteigt die Verlustleistung einen rechnerischen Wert von 12 W, was etwa einem Viertel des Gesamtverlustbudgets entspricht. Durch die Kombination der Hystereseverluste des Transformators und der externen Induktivität ist ein Betrieb bei $V_1 = 60$ V und $V_2 = 200$ V am belastendsten.

Verglichen mit den zuvor berechneten Leitverlusten kommt den berechneten Kernverlusten eher eine untergeordnete Rolle zu. Während die Leitverluste alleine bereits das Verlustbudget von 50 W in weiten Teilen des Arbeitsbereichs überschreiten, liegen die Hystereseverluste von Transformator und externer Induktivität zusammen bei etwas über 12 W. Dabei kommt es besonders in den Randbereichen zu einem erhöhten Anstieg der Verlustleistung. Neben den Leitverlusten und Hystereseverlusten spielen die Schaltverluste eine wichtige Rolle im Verlustverhalten der DAB.

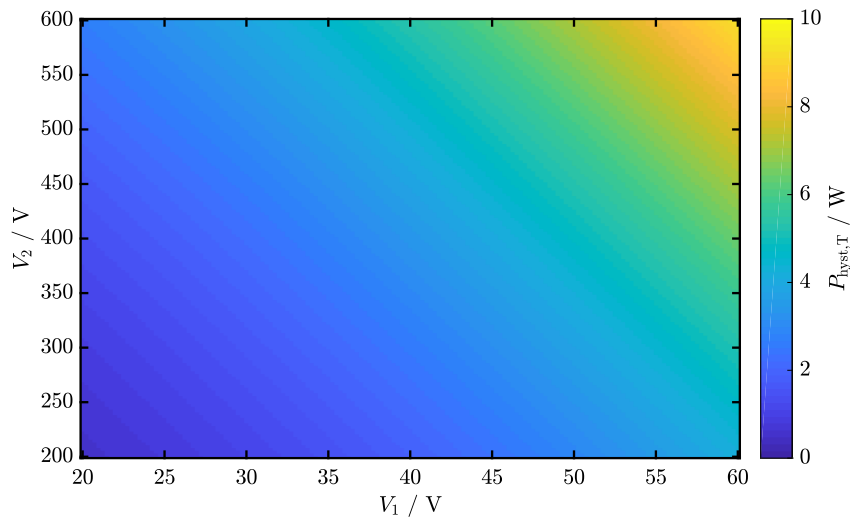


Abbildung 4.10: Hystereseverluste im Transformatormaterial.

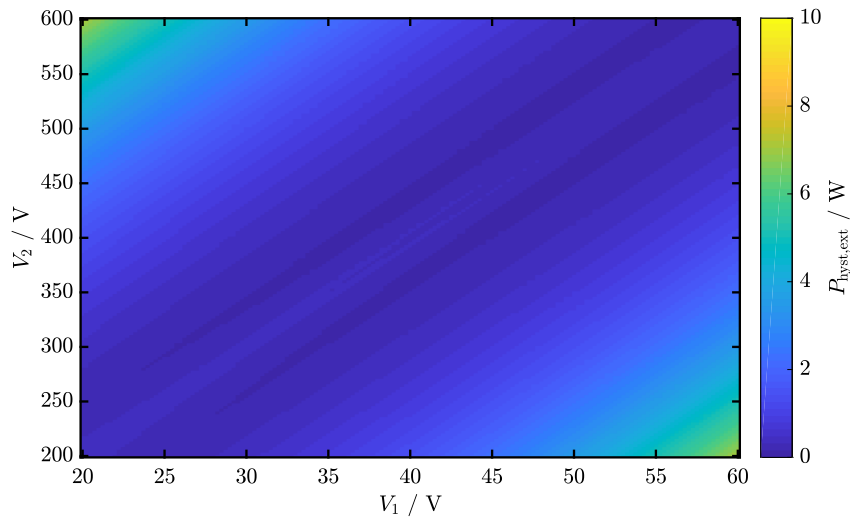


Abbildung 4.11: Hystereseverluste in der externen Induktivität.

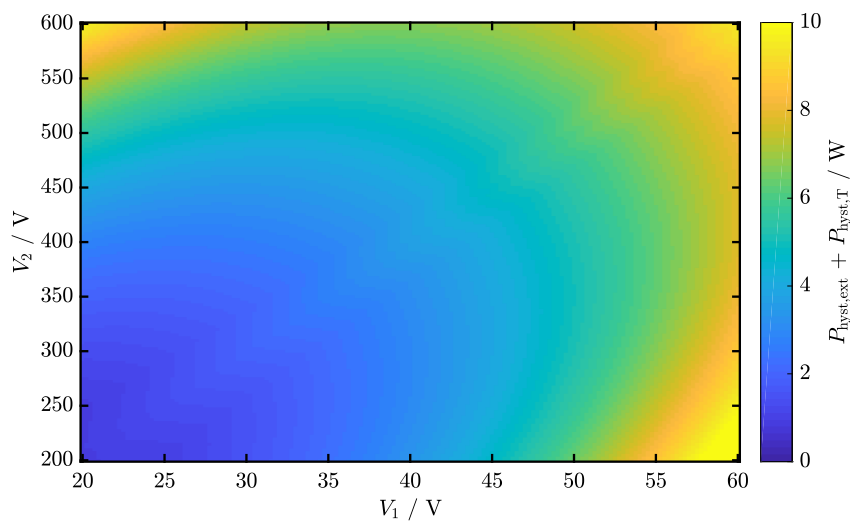


Abbildung 4.12: Kombinierte Hystereseverluste von externer Induktivität und Transformator.

4.5 Schaltverluste

Die Bestimmung des arbeitspunktabhängigen Schaltverhaltens und der daraus resultierenden Verlustleistung ist seit jeher ein wichtiger Punkt für Untersuchungen an der DAB gewesen. In [89] werden mehrere typische Ansätze zur Bestimmung der Schaltverluste diskutiert.

Die Genauigkeit der Bestimmung der Schaltenergie durch eine Doppelpulsmessung wird als gering eingeschätzt, da der Stromfluss in die Ausgangskapazität des Transistors fälschlicherweise als Verlustleistung interpretiert werden kann. In [84] werden dazu detaillierte Fehlerquellen bei der messtechnischen Bestimmung der Schaltverluste bei einem Doppelpulsversuch diskutiert.

Kalorimetrische Messungen wie die DC-Verlustleistung einer Vollbrücke [90] als auch die Bestimmung der Verlustenergie über erzwungene Konvektion [89] bieten hier eine deutlich höhere Genauigkeit auf Kosten gesteigerter Komplexität.

Eine analytische Bestimmung der Schaltverluste nach [91] stützt sich auf die veröffentlichten Datenblattangaben des Herstellers. Somit sind schnelle Berechnungen auf Basis von Gleichungen möglich, jedoch müssen Angaben im Vorfeld aufwändig angenähert werden.

In dieser Arbeit werden die vom Hersteller zur Verfügung gestellten Simulationsmodelle in einem SPICE-Simulator verwendet. Dazu wird das Halbleitermodell des Herstellers in einer Halbbrückenkonfiguration, wie sie auch in der DAB zu finden ist, betrieben. Die Halbbrücke wird um notwendige Peripherie erweitert (Gatetreiber und Vorwiderstände) und um parasitären Eigenschaften, wie Zuleitungsinduktivitäten und Kapazitäten ergänzt. Die entstehende Verlustenergie im Schaltmoment kann aus diesem detaillierten Modell extrahiert werden.

Als Kernanforderung an das Modell steht die Genauigkeit der Schaltverluste. Hierbei ist besonders die korrekte Betrachtung der Schaltverluste um den ZCS-Arbeitsbereich wichtig. Nach dem idealisierten Modell der DAB wird die effektive Schaltknotenkapazität nicht beachtet und das Potential ändert sich sprunghaft. Praktisch kommt es hier jedoch zu einem graduellen Übergang. Dieses Verhalten ist vom wirksamen Laststrom und von der verwendeten Totzeit während der Übergangsphase abhängig. Wird die Schaltknotenkapazität in der Totzeit ungenügend umgeladen, kommt es zu partiellem ZVS mit gesteigerten Schaltverlusten. Durch die Modellierung der Bauteilkapazitäten kann dieses Verhalten in der SPICE-Simulation entsprechend dargestellt werden. Obwohl es zu einem Umladen des Schaltpotentials kommt, kann die Verlustleistung immer noch signifikant sein. Dieser Zusammenhang wird somit auch bei den idealen Kurvenverläufen unter Verwendung der extrahierten Schaltenergie wiedergegeben. In der Literatur sind fortführende Arbeiten zu diesem Thema zu finden [70, 92–94]. Die Verwendung separater Source- und Sink-Ausgänge am Gatetreiber ermöglicht das Ein- und Ausschaltverhalten der Transistoren separat einzustellen. Aus diesem Grund müssen die Schaltenergien ebenfalls in Ein- und Ausschaltenergie unterteilt werden.

4.5.1 Ermittlung der Schaltverluste durch Simulation

Zur Bestimmung der Schaltverluste wurden die SPICE-Modelle des jeweiligen Herstellers herangezogen. Nach dem in Abb. 4.13 gezeigten Schaltplan wurde der Aufbau einer Halbbrücke mit High- und Low-Side Transistor (Q_{hs} , Q_{ls}) sowie einer parallel geschalteten Diode (D_{hs} , D_{ls}) simuliert. Die Modelle von Transistor und Diode berücksichtigen insbesondere die nichtlinearen Kapazitäten der Sperrschicht bzw. Ausgangskapazität. Dadurch wird der Hauptanteil der effektiven Schaltknotenkapazität gebildet. Ebenfalls wurde die nichtlineare Kapazität der Bootstrap-Diode (C_{bs}) des High-Side-Treibers betrachtet. Ihr Einfluss

ist jedoch, wie auch die parasitäre Kapazität der Leiterkarte (C_{pcb}), im Vergleich marginal. Die Leiterkarte wurde mit Hinblick auf einen geometrisch möglichst kleinen Schaltknoten mit geringer Koppelkapazität zu den DC-Potentialen entworfen. Der Innenwiderstand des Gatetreibers und die unterschiedlichen Gatevorwiderstände wurden in der Simulation zusammen gefasst und als R_g berücksichtigt. Ebenfalls wurde die Induktivität des Gatepfades L_g im Modell berücksichtigt. Abb. 4.13 zeigt den schematischen Aufbau des Modells.

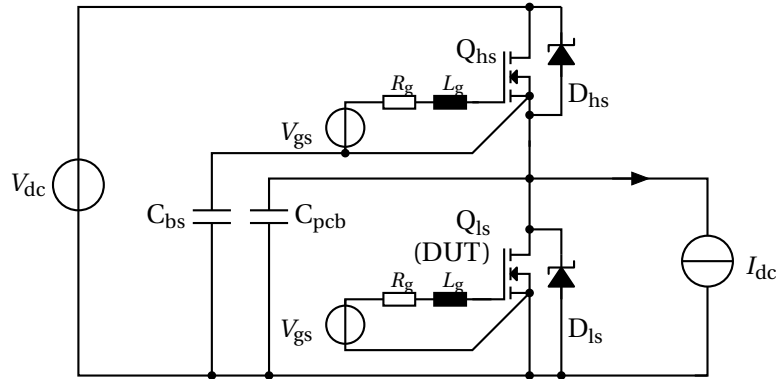


Abbildung 4.13: Simulationsmodell zur Bestimmung der Schaltverluste.

Eine Übersicht der verwendeten Bauelemente mit den relevanten dynamischen Eigenschaften für primär- und Sekundärseite wird ebenfalls in Tab. 4.4 gegeben.

Tabelle 4.4: Verwendete Bauelemente in SPICE-Simulation

	Primärseite	Sekundärseite
Transistor		
Bezeichnung	IPB039N10N3	C3M0120100K
C_{oss}	1210 pF	40 pF
$R_{ds(on)}$	3.9 m Ω	155 m Ω
Q_g	88 nC	21.5 nC
Diode		
Bezeichnung	V60100C	IDM10G120C5
$C_j(0.1\text{ V})$	6000 pF	525 pF
$V_f(5\text{ A})$	0.36 V	1.25 V
Gatetreiber		
Bezeichnung	1EDI60N12AF	1EDI60N12AF
R_{on}	6.5 Ω	31.5 Ω
R_{off}	1.5 Ω	11.5 Ω
L_g	10 nH	10 nH
C_{pcb}	500 fF	100 fF

Bedingt durch das ZVS-Schaltverhalten und die asymmetrischen Gatevorwiderstände muss bei der Bestimmung der Verlustleistung differenziert werden. Zum einen ergeben sich durch die unterschiedlichen Gatevorwiderstände für das Einschalten $E_{sw,on}$ und Ausschalten $E_{sw,off}$ unterschiedliche Energien. Zum anderen kann die Ausgangskapazität des Transistors bei ZVS-Betrieb kapazitive Blindleistung speisen, die nicht zur Verlustenergie dazu gezählt werden darf.

In Abb. 4.14 werden beispielhaft die Spannung V_{DS} über Q_{ls} sowie die Gatespannung V_{GS} für das Einschaltverhalten dargestellt. Hierbei beträgt das Potential am Schaltknoten zu

Beginn 1 kV und wird durch den positiven Strom I_{DC} langsam entladen. Die zeitlich kumulierte Energie von Q_{LS} ist in Abb. 4.14 (b) dargestellt. Dabei verläuft die Energie bis $t = 0$ zunehmend im negativen Bereich, d. h. Q_{LS} wirkt in dieser Zeit als Quelle. Da es auf Grund der begrenzten Totzeit nicht möglich ist, den Schaltknoten mit dem Strom I_{DC} vollständig umzuladen, kommt es ab $t = 0$ zu einem harten Schalten. Dabei ändert sich V_{DS} signifikant schneller und die Verlustleistung erfährt einen sprunghaften Anstieg. Die in Abb. 4.14 (b) markierte Energie stellt für diesen Arbeitspunkt die effektive Verlustenergie $E_{sw,on}$ dar.

Mit einer deutlich größeren Totzeit könnte dieser zum Teil harte Schaltvorgang vollständig weich ablaufen. In dieser Arbeit ist die Totzeit allerdings durch den Mikrocontroller auf einen Maximalwert von 150 ns beschränkt.

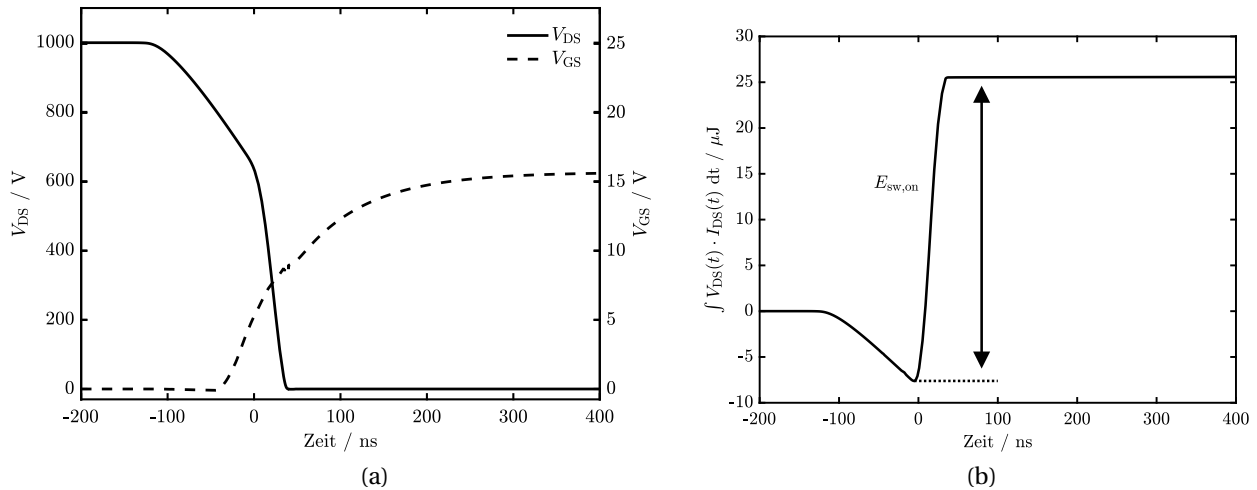


Abbildung 4.14: Schaltknoten- und Gate-Source-Spannung bei partiellem ZVS in (a). Resultierende Energie beim Einschalten $E_{sw,on}$ in (b).

Für den in Abb. 4.14 beschriebenen Fall ergibt sich bei partiellem ZVS eine Schaltenergie von etwa 33 μJ . Bedingt durch den partiellen ZVS-Betrieb werden Teile der effektiven Schaltknotenkapazität umgeladen und es muss nicht mehr die volle Spannung hart geschaltet werden. Für $I_{dc} \leq 0$ A, kommt es hingegen zu einem vollständigen harten Schaltvorgang, da der Strom den Knoten nicht mehr entlädt, sondern bis zum Einschalten von Q_{LS} weiter über die Diode D_{HS} fließt. Hierbei steigt die Schaltenergie $E_{sw\uparrow}$ auf einen Wert von 160 μJ . Wird der Schaltknoten hingegen vollständig von I_{DC} umgeladen, beträgt V_{DS} beim Einschalten nahezu 0 V und ein verlustfreies Einschalten ist möglich.

Beim Laden des Schaltknotens wird hingegen Energie in der Ausgangskapazität angesammelt. Diese Energie stellt Blindleistung dar, die zwischen den Schaltmomenten hin- und herpendelt. Eine vollständige Vermeidung von Blindleistung ist bezogen auf die Schaltverluste daher nicht optimal. Die Schaltenergie lässt sich formal berechnen als

$$E_{sw} = \int_0^{t_{sw}} I_{DS}(t) \cdot V_{DS}(t) dt. \quad (4.19)$$

Die Simulationsergebnisse der Schaltenergie für die sekundärseitigen Transistoren sind in Abb. 4.15 zu sehen. Die Einschaltenergie in Abb. 4.15(a) ist hier signifikant größer als die Ausschaltenergie in Abb. 4.15(b). Mit einem Einschaltvorwiderstand 31.5 Ω im Vergleich zu 11.5 Ω im Ausschaltpfad entspricht der Unterschied den Erwartungen. Sowohl der Widerstand für das Ein- als auch für das Ausschalten wurden eher konservativ gewählt, da es bei vorangegangenen Experimenten zu Stabilitätsproblemen gekommen ist.

Die parasitäre Schaltknotenkapazität ermöglicht es, den Transistor auszuschalten, ohne dass die Spannung über ihm bedeutend steigt. Dieser gewollte Effekt fällt mit zunehmen-

dem Strom schwächer aus und die Verlustleistung steigt überproportional an. Auffällig bei der Einschaltenergie ist, dass noch eine geringe Schaltenergie für $I_{DC} > 0$ A entsteht. Dies ist durch den unvollständigen ZVS-Schaltvorgang zu erklären. Ab einem Strom von 2 A ist die Totzeit zwischen den Schaltvorgängen ausreichend lang, um einen praktisch verlustfreien Schaltvorgang zu ermöglichen.

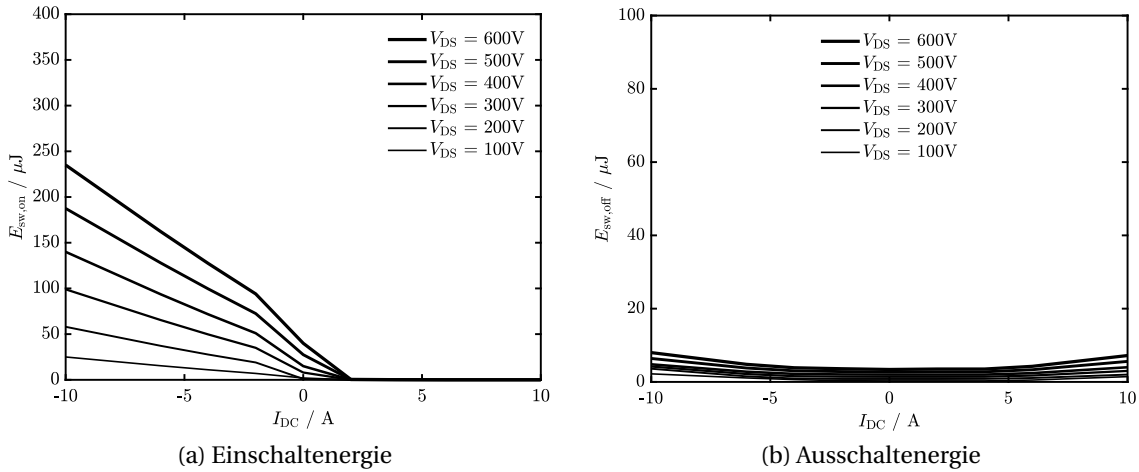


Abbildung 4.15: Einschaltenergie der Sekundärseite in (a) und Ausschaltenergie in (b).

Im Vergleich zu den SiC-MOSFETs auf der Sekundärseite zeigen die Si-MOSFETs auf der Primärseite bei gleicher Schaltleistung (VA) während des Einschaltvorgangs eine um bis zu 200 % erhöhte Einschaltenergie. Die deutlich größere Gate-Ladung von 88 nC im Vergleich zu 21 nC führt zu einem langsameren und verlustreichen Schaltvorgang. Bemerkenswert ist an dieser Stelle ebenfalls die Schaltenergie beim Ausschalten. Diese ist je nach Arbeitspunkt um Größenordnungen höher als die Ausschaltenergie der SiC-MOSFETs. Hierbei wird deutlich, dass der Gatetreiber die Si-MOSFETs auf Grund ihrer größeren Gateladung (vgl. Tab. 4.4) nicht schnell genug ausschalten kann. Durch ein schnelleres Ausschalten zeichnet sich hier bereits Verbesserungspotential ab.

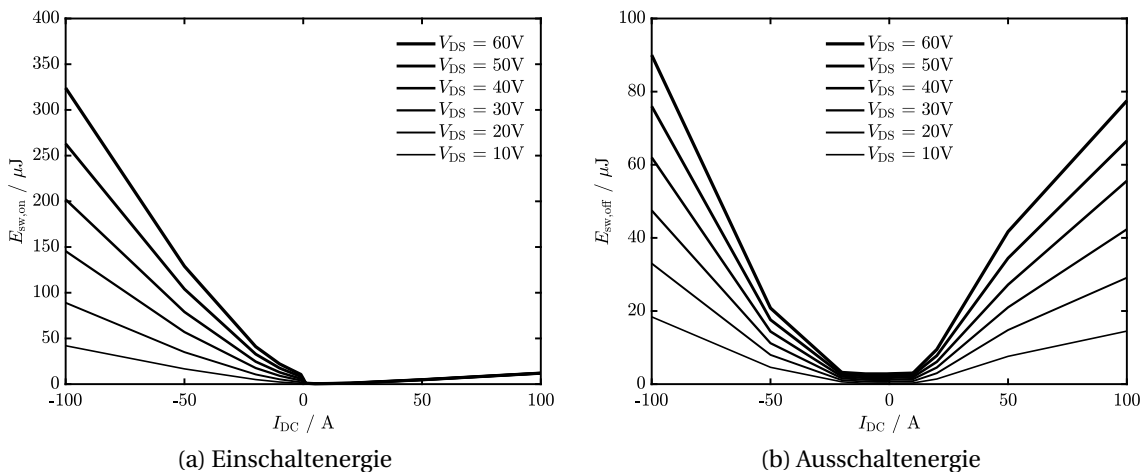


Abbildung 4.16: Einschaltenergie der Primärseite in (a) und Ausschaltenergie in (b).

Die Gesamtschaltverluste für den Betrieb mit 100 kHz werden in Abb. 4.17 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Verlustleistung besonders in den Randbereichen stark ansteigt. In diesen Bereichen übersteigen die Schaltverluste alleine das Gesamtverlustbudget von 50 W. Auffällig ist allerdings, dass die Verlustleistung nicht symmetrisch zur $d = 1$ -Linie

verteilt ist. Besonders der Betrieb mit hoher Spannung der Primärseite ab 45 V und niedriger Spannung auf der Sekundärseite unter 400 V ist von hohen Verlusten geprägt. In diesem Arbeitsbereich kommt es zu hartem Schalten auf der Sekundärseite und zu ZVS auf der Primärseite. Bei dem Arbeitspunkt mit $V_1 = 45$ V und $V_2 = 200$ V entstehen auf der ZVS-betriebenen Primärseite durch die große Strombelastung 32 W Ausschaltverluste, während auf der hart schaltenden Sekundärseite lediglich 12 W Einschaltverluste entstehen. Entlang der $d = 1$ -Linie ist auf Grund von einem geringen Effektivstrom und ZVS-Betrieb nur mit geringen Schaltverlusten zu rechnen.

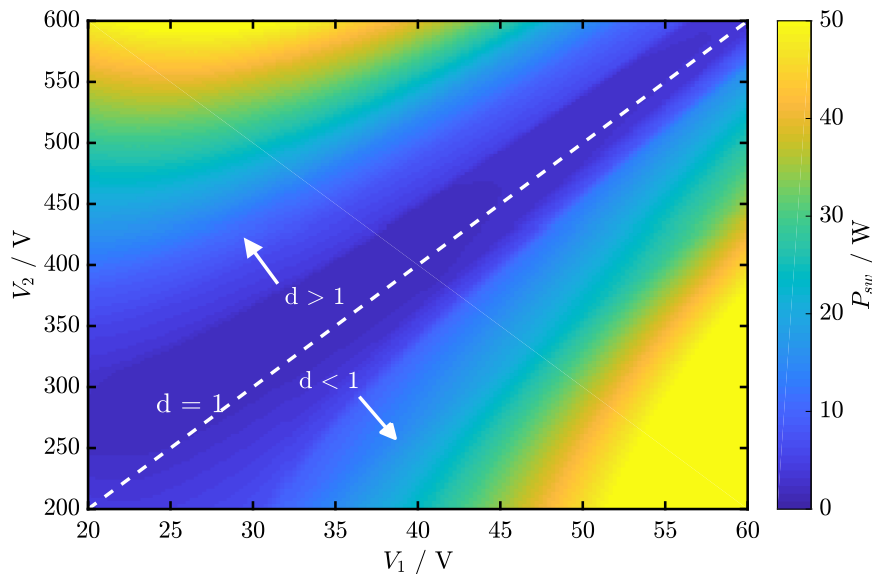


Abbildung 4.17: Gesamtschaltverluste berechnet auf Basis des Modells.

In Abhängigkeit von d erfährt entweder die Primärseite oder die Sekundärseite durch das harte Schalten erhöhte Verlustleistung (siehe Kap. 3.2.2). Für $d < 1$ kommt es auf der Sekundärseite zu einem harten Einschalten, während es für $d > 1$ auf der Primärseite zu einem harten Einschalten kommt. Für den optimalen Betrieb der DAB ist die Unterteilung nach hartem und weichem Schaltvorgang dabei allerdings nur bedingt sinnvoll.

Die Einschaltenergie für die Sekundärseite unter Verwendung von SiC-MOSFETs zeigt in Abb. 4.15 deutlich geringere Einschaltenergien als die Si-MOSFETs auf der Primärseite in Abb. 4.16. Dennoch ergeben sich in Abb. 4.17 für $d < 1$, dort wo die Sekundärseite hart einschaltet, höhere Verluste als für $d > 1$. Dieser Zusammenhang wird durch die nicht zu vernachlässigen Ausschaltverluste der Primärseite erklärt. Beispielsweise beträgt der Ausschaltstrom bei $V_1 = 45$ V und $V_2 = 200$ V auf der Primärseite 200 A. Unter idealen Bedingungen teilt sich der Strom symmetrisch auf die zwei verwendeten Vollbrücken der Primärseite auf und nach Abb. 4.16 ergibt sich eine Ausschaltverlustleistung bei 100 kHz von etwa 32 W. Die Einschaltverluste der hart schaltenden Sekundärseite in diesem Arbeitspunkt betragen hingegen etwa nur 12 W.

Dies Beispiel verdeutlicht, dass moderne, verlustarme Halbleitertechnologien wie SiC die Forderung nach ZVS aufweichen. Gleichzeitig ist es für den effizienten Betrieb der DAB notwendig, sowohl Einschalt- und Ausschaltverluste zu betrachten. Ein Ausschaltstrom von insgesamt 200 A auf der Primärseite ist mit den hohen Verlusten nicht sinnvoll abbildbar. Hier bedarf es Ansätzen, die die Strombelastung in den Randbereichen reduzieren.

4.5.2 Plausibilisierung der Schaltverluste durch vergleichende Messung

Im hart schaltenden Betrieb stellen die Schaltverluste neben den Leitverlusten einen der wichtigsten Verlustmechanismen der DAB dar. Daher sollen im Folgenden die simulierten

Schaltverläufe anhand einer vergleichenden Messung von V_{DS} auf ihre Plausibilität geprüft werden. Um die Genauigkeit des Modells möglichst gut bewerten zu können, wird für den Laststrom I_{DC} der gemessene Schaltknotenstrom im SPICE-Modell verwendet. Abb. 4.18(a) zeigt den Spannungsverlauf des Schaltknotens während eines harten Schaltvorgangs des High-Side-Transistors auf der Sekundärseite. Die Schaltzeiten für den harten Schaltvorgang zwischen Simulation und Messung stimmen in guter Näherung überein. In der Messung ergibt sich für die Schaltflanke von 200 V eine Schaltzeit von 25 ns und in der Simulation 30 ns – jeweils für einen Wert von 10 auf 90 %. In der Simulation wird der Transformator zu einer Stromquelle vereinfacht, daher können Oszillationen, die nach dem Schaltvorgang noch auf dem Messsignal zu sehen sind, nicht abgebildet werden. Der weiche Schaltvorgang in Abb. 4.18(b) stimmt gut mit der Messung überein. Sowohl für die simulierte Schaltflanke als auch für die gemessene Schaltflanke ergibt sich eine Schaltzeit von 100 ns. Für diesen Arbeitspunkt ergibt sich daher ein sehr moderates dV/dt von 2V/ns. Die gute Übereinstimmung der beiden Signale deutet darauf hin, dass die effektive Kapazität des Schaltknotens akkurat nachgebildet wurde.

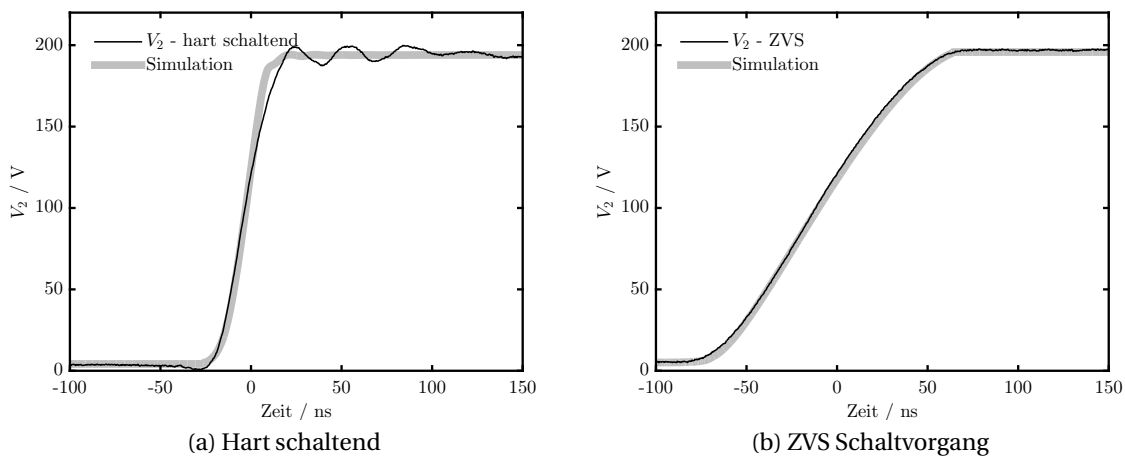


Abbildung 4.18: Vergleich zwischen Schaltknoten-Spannung in der Simulation und Messung auf der Sekundärseite.

Für die Primärseite sind die Schaltflanken in Abb. 4.19 dargestellt. Das harte Einschalten der High-Side ist in Abb. 4.19(a) zu sehen. Bei einer Spannung von $V_1 = 20$ V ergibt sich sowohl in der Messung als auch in der Simulation ein ähnlicher Kurvenverlauf mit einer Schaltzeit von 27 ns. Der Spannungsverlauf in Messung und Simulation stimmt in guter Näherung überein. Dies deutet an, dass die simulativ bestimmten Einschaltverluste ebenfalls plausibel sind. Nach Beendigung des Schaltvorgangs kommt es in der Messung noch zu einer leichten Oszillation durch Parasiten auf der Leiterkarte. Für die Schaltverluste ist dies jedoch unwesentlich. Der weiche ZVS-Schaltvorgang auf der Primärseite ist in Abb. 4.19(b) dargestellt. Hier ergibt sich eine geringfügige Abweichung von Simulation und Messung.

Insgesamt kann gesagt werden, dass die Spannungsverläufe von Simulation und Messung in guter Näherung übereinstimmen. Dies kann als Indikator für eine gute Abbildung der relevanten Mechanismen für die Schaltvorgänge gewertet werden. Somit können die berechneten Schaltverluste in das Simulationsmodell übernommen werden und das Verhalten der DAB kann in der Tendenz über den gesamten Arbeitsbereich berechnet werden.

Die dargestellten Schaltflanken zeigen ebenfalls, dass der Prototyp nicht auf schnelle Schaltflanken hin entworfen wurde. Für die betrachteten Arbeitspunkte sind Spannungsänderungen von etwa 1 V/ns auf der Primärseite bzw. 7 V/ns auf der Sekundärseite zu beobachten. Diese Werte können auf Grund der nichtlinearen Ausgangskapazität bei höheren Spannung zwar noch steigen, im Vergleich mit anderen Arbeiten bleiben diese Werte aber

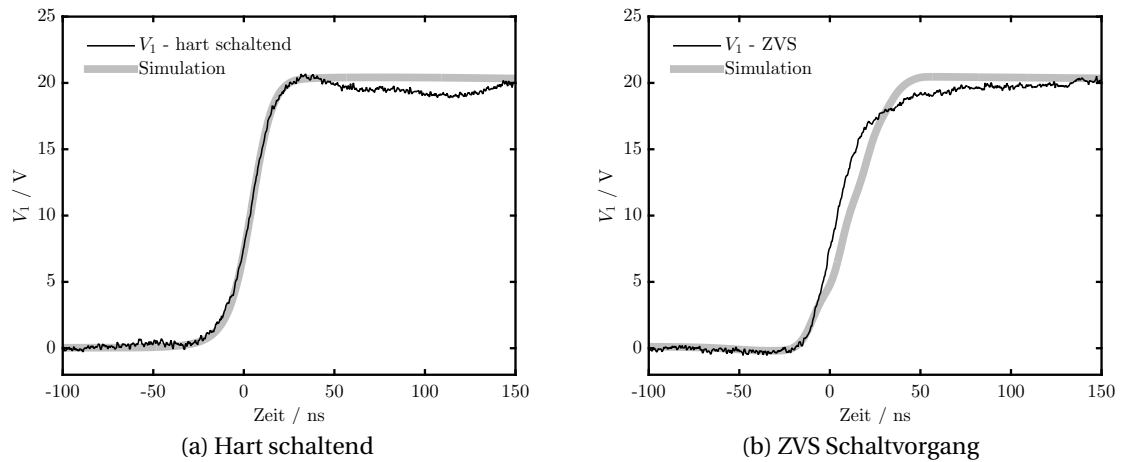


Abbildung 4.19: Vergleich zwischen Schaltknotenspannung in der Simulation und Messung auf der Primärseite.

konservativ. Auf Kosten der Schaltverluste sind die Leistungshalbleiter so besser zu beherrschen und Parasiten im Aufbau wirken sich weniger stark aus.

Neben den Schaltverlusten wird die Verlustleistung der DAB von weiteren Faktoren beeinflusst. Der Wechselstrom, der durch die Vollbrücken fließt, führt zu einer hohen Rippelbelastung der primär- und sekundärseitigen Kondensatoren.

4.6 Verluste in den Ein- und Ausgangskapazitäten

Zur Sicherstellung des Spannungsquellenverhaltens werden Kondensatoren auf beiden Seiten des Wandlers verwendet. Auf der Primärseite wird das Spannungsquellenverhalten durch Parallelschaltung von 12 Elektrolytkondensatoren (C_1) sichergestellt. Auf der Sekundärseite hingegen wird diese Aufgabe durch einen Folienkondensator (C_2) erledigt. Die Verlustmechanismen (ohmsche Verluste bzw. dielektrische Absorption) werden in einem äquivalenten Serienwiderstand (ESR) zusammengefasst, der den Herstellerangaben entnommen wurde. Tab. 4.5 zeigt die Parameter der primär- und sekundärseitigen Kapazität mitsamt dem ESR. Zu bemerken ist der vergleichsweise hohe ESR von C_1 trotz einer Parallelschaltung von 12 Kondensatoren auf der Primärseite.

Tabelle 4.5: Verwendete Kapazitäten C_1 und C_2 der Primär- und Sekundärseite.

	Bezeichnung	Typ	Kapazität	ESR
C_1	EGPD800ELL162MM40H	Elektrolyt	12x 1600 μF	2 m Ω
C_2	MKP1848C64010JY	PP-Folie	40 μF	6 m Ω

Die Kondensatoren stellen den hochfrequenten Wechselstromanteil für die Vollbrücken bereit. Bei hinreichend kleinem ESR und genügend großer Kapazität kann angenommen werden, dass dieser Stromanteil ausschließlich von den Kapazität getragen wird. Für die Berechnung der Wechselstroms wird Rippelstrom um den Gleichanteil bereinigt anschließend der Effektivwert bestimmt. Nachfolgend für die Primärseite dargestellt.

$$I_{C1,ac}(t) = I_1(t) - \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} I_1(t) dt \quad (4.20)$$

$$I_{C1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} I_{C1,ac}^2(t) dt} \quad (4.21)$$

Auf Basis des ESR können die Verluste in der primär- und sekundärseitigen Kapazität bestimmt werden. Abb. 4.20 zeigt das rechnerische Ergebnis für die konventionelle Implementierung der DAB bei 100 kHz Schaltfrequenz. Die primärseitigen Verluste sind in Abb. 4.20(a) dargestellt und erreichen in den Randbereichen durch die hohe Strombelastung bis zu 10 W Verlustleistung. Dies entspricht bereits 20 % des Gesamtverlustbudgets. Die sekundärseitigen Verluste spielen hingegen praktisch keine Rolle. Aus Abb. 4.20(b) ist zu erkennen, dass die Verluste über dem gesamten Arbeitsbereich unter 1 W liegen.

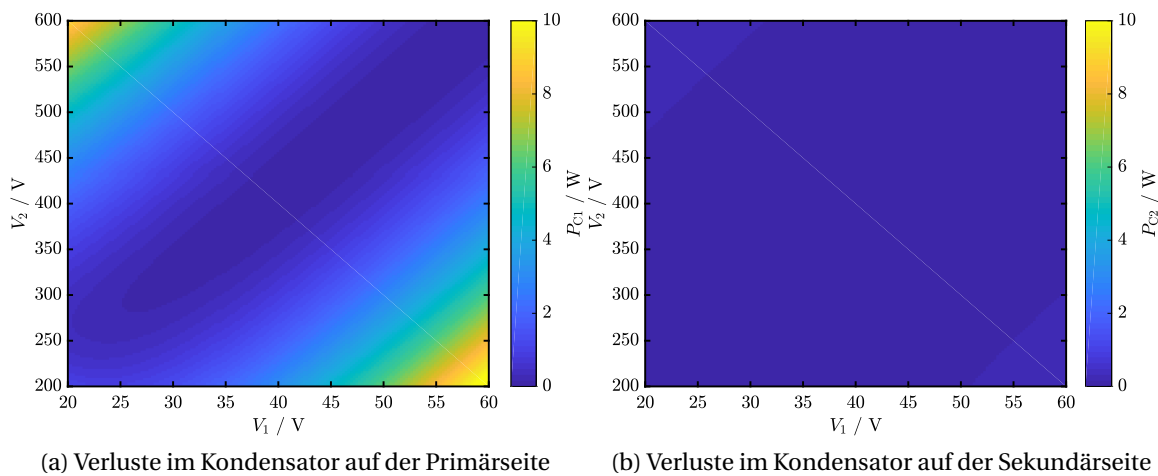


Abbildung 4.20: Kondensatorverluste auf Basis der ESR-Werte im Datenblatt.

Die Ein- und Ausgangskapazitäten eines DC/DC-Wandlers spielen bei der Verlustleistung meist eine untergeordnete Rolle. Anhand dieser beispielhaften Betrachtung ist jedoch zu sehen, dass die Verluste in den Randbereichen bei der DAB ein nennenswerter Anteil am Gesamtverlustbudget haben.

4.7 Vergleich von Messung und Simulation

Um die DAB für den vorgesehenen Arbeitsbereich auszulegen und die Verlustleistung ihren Anteilen nach aufteilen zu können, wurde das zuvor beschriebene Modell entwickelt. Im Nachfolgenden werden die Ergebnisse des Modells auf ihre Plausibilität geprüft. Dazu werden die Messungen mit dem in Kap. 4.2 beschriebenen Prototypen mit Ergebnissen des Modells verglichen. Anhand des Modells lässt sich daraus auf die Verlustanteile einzelner Komponenten schließen.

Die dargestellten Ergebnisse beziehen sich auf zwei Messreihen, die beide bei $V_2 = 200$ V und $V_1 = 20$ V durchgeführt wurden. Zum einen wurde das Modell über einen Frequenzbereich von 25 kHz bis 150 kHz bei $\phi = \pi/3$ geprüft. Zum anderen wurden die Ergebnisse des Modells über die Phasenverschiebung ϕ von 0 bis π bei einer festen Frequenz von 150 kHz geprüft.

Das Modell berücksichtigt dabei die Totzeit zwischen den Brücken implizit durch angepasste Schaltverluste. Dies führt im Betriebspunkt mit kleiner Phasenverschiebung zu Ab-

weichungen im Verhalten. Die Totzeit kann für diese Arbeitspunkte als Teil der Phasenverschiebung interpretiert werden. Da die Totzeit unabhängig von der Frequenz ist, kommt es besonders bei der Messreihe mit der maximalen Schaltfrequenz von 150 kHz zu Abweichungen in der Phasenverschiebung. Dieser Effekt wurde auch in [95, 96] dargestellt. Eine grundsätzliche Einschränkung der Gültigkeit ist nicht zu befürchten.

4.7.1 Variation der Schaltfrequenz

In Abb. 4.21 werden der Wirkungsgrad η des Prototyps und der berechnete Wirkungsgrad des Modells η_{sim} über einen Leistungsbereich von 180 W bis 1.06 kW bei $V_1 = 20$ V und $V_2 = 200$ V verglichen. Die Ausgangsleistung wird in diesem Fall durch Variation der Schaltfrequenz von 150 herunter zu 25 kHz in 5 kHz Schritten variiert. Die Phasenverschiebung zwischen Primär- und Sekundärseite ist fest auf $\pi/3$ eingestellt. Bei der maximalen Schaltfrequenz von 150 kHz erzielt der Prototyp einen Wirkungsgrad von 95.6 %, während das Modell einen Wirkungsgrad von 96.2 % berechnet. Wird die Frequenz auf 115 kHz reduziert, steigt die Ausgangsleistung auf 240 W und der Prototyp erreicht für diese Messreihe seine maximale Effizienz von 95.8 %. Die maximale Ausgangsleistung wird schließlich bei 25 kHz Schaltfrequenz mit 1.06 kW erreicht.

Bei der maximalen Schaltfrequenz von 150 kHz ergibt sich die größte Differenz zwischen Modell und Messung von 0.6 % Punkten. Diese ist plausibel, da im Modell keine parasitären Kapazitäten an den induktiven Bauelementen berücksichtigt werden. Durch die Schaltflanken werden so LC-Schwingkreise an Transformator und externer Induktivität angeregt, die den Effektivwert des Stromes erhöhen. Ebenfalls kann es durch die Totzeit zu leichten Abweichungen in der tatsächlichen Phasenverschiebung kommen, wodurch eine zusätzliche Abweichung zwischen Simulation und Messung entstehen kann. Der Einfluss beider Effekte nimmt bei zunehmender Schaltfrequenz zu. Eine Reduzierung der parasitären Effekte an den induktiven Bauelementen sollte eine größere Übereinstimmung mit dem Modell ermöglichen. Dennoch wird eine maximale Abweichung von 0.6 % als akzeptabel betrachtet. Ziel des Modells ist lediglich die Verlustleistung in der Tendenz richtig zu erfassen und so eine gezielte Optimierung der DAB zu ermöglichen.

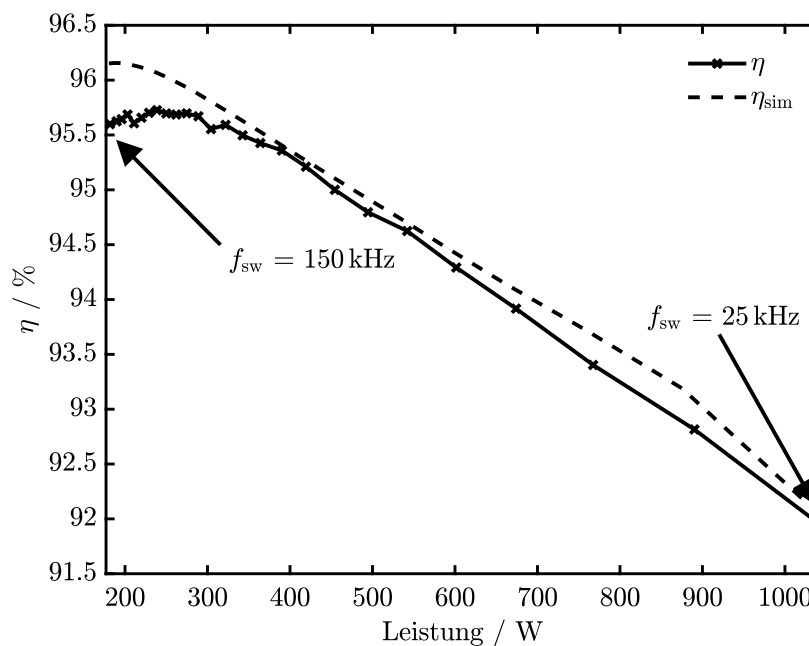


Abbildung 4.21: Gemessene Effizienz des Prototyps bei Variation der Frequenz im Bereich von 25 bis 150 kHz bei einem festen Wert für ϕ von $\pi/3$.

Anhand des beschriebenen Modells lässt sich die Verlustleistung einzelner Komponenten in Abhängigkeit der Schaltfrequenz angeben. Abb. 4.22 zeigt die gemessene Verlustleistung und schlüsselt die Verluste auf Basis des Modells auf. Hystereseverluste ($P_{\text{hyst},T}$) und der externen Spule ($P_{\text{hyst,Leht}}$) spielen praktisch keine Rolle. Dies steht im Einklang mit den Erwartungen, da der Magnetisierungsstrom im Transformator auf Grund der geringen Spannung ebenfalls klein ist. Ebenfalls sind die Kondensatorverluste ihrem Anteil nach zu vernachlässigen. Lediglich bei geringer Schaltfrequenz unter 40 kHz und einer Ausgangsleistung ab 700 W entstehen Verluste im einstelligen Watt-Bereich. Bei 25 kHz Schaltfrequenz und 1 kW Ausgangsleistung betragen die Verluste 5 % der Gesamtverlustleistung. Durch die große Phasenverschiebung von $\pi/3$ bei einem Arbeitspunkt mit $d = 1$ ist ebenfalls der ZVS-Betrieb stets gewährleistet. Die Schaltverluste von Primär- und Sekundärseite, zusammengefasst als P_{sw} spielen insgesamt eine untergeordnete Rolle. Bei einer Schaltfrequenz von 150 kHz beträgt ihr Anteil jedoch knapp 20 %. Ein signifikanter Anteil der Verlustleistung entsteht durch die Leitverluste in den magnetischen Bauelementen, gekennzeichnet als $P_{\text{con,mag}}$. Ebenfalls signifikant sind die Leitverluste in den Transistoren, gekennzeichnet mit $P_{\text{con,FET}}$.

Durch Variation der Schaltfrequenz konnte verifiziert werden, dass das Modell plausible Ergebnisse über den betrachteten Frequenzbereich liefert. Für den betrachteten Arbeitspunkt mit $V_2 = 200 \text{ V}$ und $V_1 = 20 \text{ V}$ zeigt die Aufteilung der Verlustleistung, wie dominant die Leitverluste der Halbleiter und magnetischen Bauelement in der DAB sind.

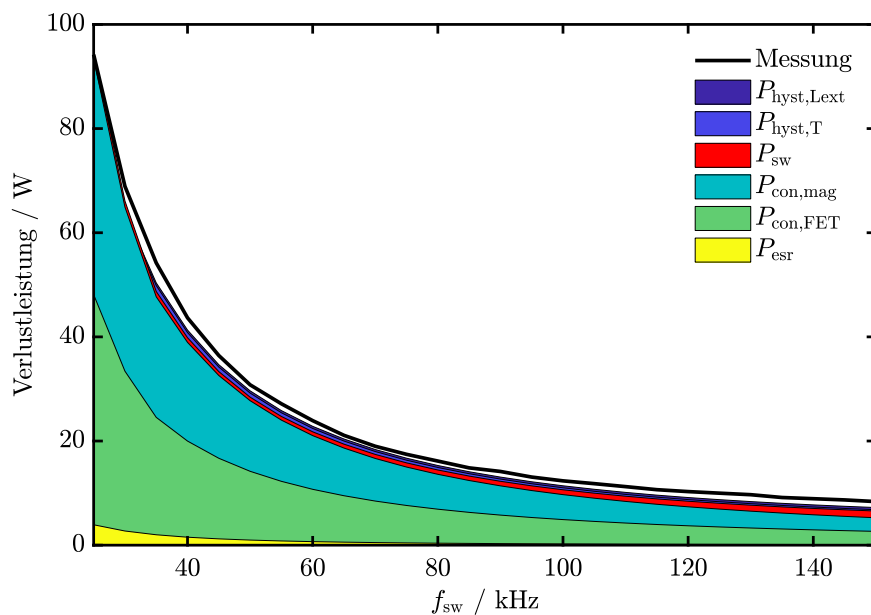


Abbildung 4.22: Berechnete Aufteilung der Verluste auf Basis der vorgestellten Modelle für $V_1 = 20 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$.

4.7.2 Variation der Phasenverschiebung

Neben der Schaltfrequenz hat die Phasenverschiebung direkten Einfluss auf die übertragene Leistung der DAB. Um die Ergebnisse des Modells zu plausibilisieren, wurde die Phasenverschiebung ϕ bei $V_1 = 20 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ bei einer Frequenz von 150 kHz zwischen 0 und π variiert. Abb. 4.23 zeigt die gemessene und simulierte Eingangsleistung P_{in} bzw. $P_{\text{in,sim}}$. Der Kurvenverlauf zeigt für eine kleine Phasenverschiebung bis $\pi/8$ eine Unstetigkeit. Dieser Effekt wird durch die Totzeit zwischen den Schalterstellungen verursacht [95, 96] und kann als parasitäre Phasenverschiebung verstanden werden. Wird dieser Aspekt in der Simulation berücksichtigt, dann stimmen gemessene und simulierte Eingangsleistung

tung gut überein. Die gemessene und simulierte Ausgangsleistung P_{out} bzw. $P_{\text{out,sim}}$ wird ebenfalls in der Abbildung dargestellt. Die Simulation bestimmt die Ausgangsleistung als Differenz der idealen Eingangsleistung und den Verlusten auf Basis des Modells. Der Vergleich beider Kurvenverläufe belegt, dass dieser Ansatz in dem betrachteten Arbeitspunkt gültig ist. Aus diesem Grund ergibt sich die maximale Ausgangsleistung auch nicht mehr bei $\pi/2$, wie es bei der Eingangsleistung der Fall ist. Ein Betrieb in der Nähe von $\pi/2$ erhöht die Ausgangsleistung nur geringfügig, jedoch steigen die Verluste überproportional an.

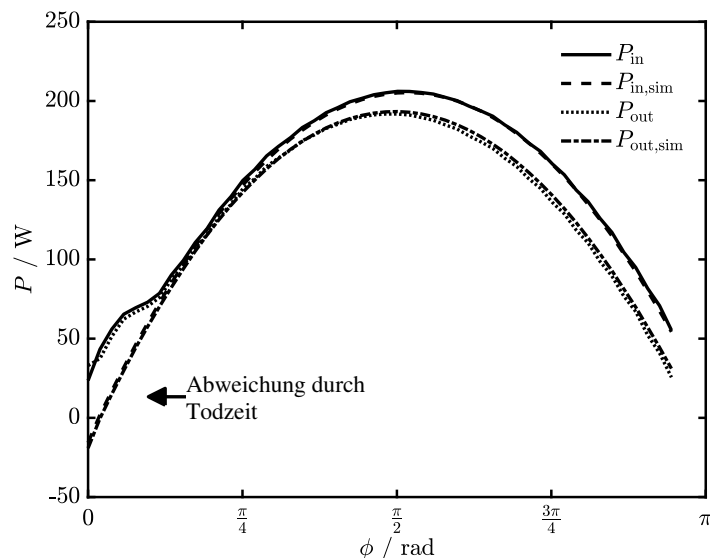


Abbildung 4.23: Gemessene und simulierte Eingangsleistung P_{in} bzw. $P_{\text{in,sim}}$ sowie gemessene und simulierte Ausgangsleistung P_{out} bzw. $P_{\text{out,sim}}$ bei $V_1 = 20\text{ V}$, $V_2 = 200\text{ V}$ und $f_{\text{sw}} = 150\text{ kHz}$.

Bereits in Abb. 4.22 wurde deutlich, welchen signifikanten Anteil die Leitverluste an den Gesamtverlusten der DAB haben. Daher ist die korrekte Modellierung des Effektivwertes des primär- und sekundärseitigen Brückenstroms i_1 bzw. i_L von großer Bedeutung. In Abb. 4.24 wird der Effektivwert der Simulation mit dem gemessenen Effektivwert verglichen. Sowohl für die Primärseite in (a) als auch für die Sekundärseite in (b) ist eine gute Übereinstimmung zu beobachten. Wie auch schon in Abb. 4.23 zeigt sich für kleine Phasenverschiebungen eine Abweichung vom Modell.

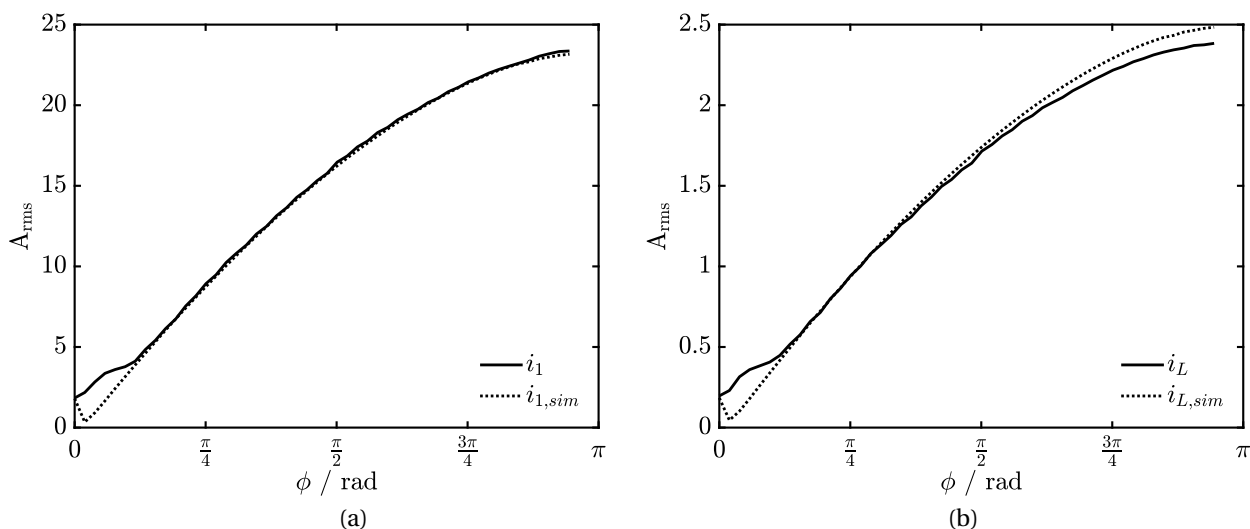


Abbildung 4.24: Vergleich zwischen Messung und Simulation des primär- und sekundärseitigen Brückenstroms in (a) bzw. (b).

Basierend auf dem Modell kann für den Arbeitspunkt $V_1 = 20\text{ V}$, $V_2 = 200\text{ V}$ die anteilige Verlustleistung in Abhängigkeit von ϕ dargestellt werden. Für eine Phasenverschiebung zwischen 0 und $\pi/8$ zeigt Abb. 4.25 einen überwiegenden Anteil an Schaltverlusten, gekennzeichnet mit P_{sw} . Dies ist plausibel, da nur ein kleiner Strom zum Umladen des Schaltknotens zur Verfügung steht und es so zu einem partiellen ZVS Schaltvorgang mit erhöhten Verlusten kommt. Die Schaltverluste sinken mit steigender Phasenverschiebung und steigendem Umladestrom. Sowohl die Leitverluste der Transistoren und magnetischen Bauelemente ($P_{con,FET}$ bzw. $P_{con,mag}$) als auch die Hystereseverluste der externen Induktivität und ESR-Verluste der Kondensatoren steigen mit zunehmender Phasenverschiebung kontinuierlich an. Der Verlustanteile sind alle direkt von einer größeren Strombelastung betroffen. Die Hystereseverluste des Transformators $P_{hyst,T}$ sind in diesem Arbeitspunkt auf Grund der hohen Schaltfrequenz von 150 kHz praktisch zu vernachlässigen.

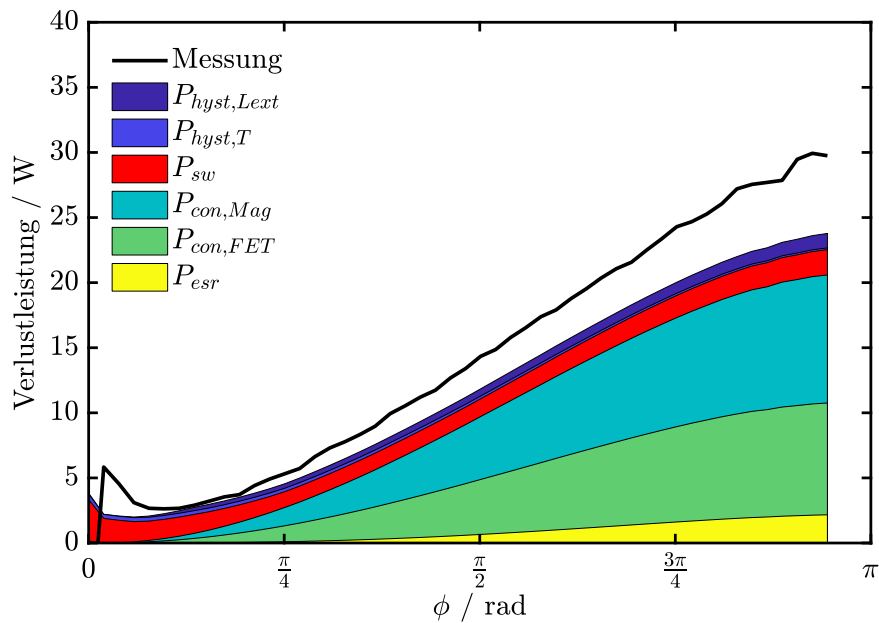


Abbildung 4.25: Gemessene und berechnete Verlustverteilung für $V_1 = 20\text{ V}$, $V_2 = 200\text{ V}$ und $f_{sw} = 150\text{ kHz}$.

4.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die wesentlichen Verlustmechanismen der DAB für einen Betrieb bei konstanter Leistung über den angestrebten Arbeitsbereich beispielhaft betrachtet. Die gezeigten Ergebnisse basieren in diesem Fall auf einer nicht optimalen Vorauslegung des Wandlers bei Betrieb mit fester Schaltfrequenz von 100 kHz und einem Übersetzungsverhältnis des Transformators von $n = 10$.

Basierend auf den Berechnungen sind die Leitverluste auf Primär- und Sekundärseite am bedeutendsten. Auf Grund des hohen Blindstromanteils, der sich aus dem Ungleichgewicht von V_2 und nV_1 ergibt, steigen die Verluste besonders in den Randbereichen an. Neben den Leitverlusten sind die Schaltverluste besonders hin zu den Randbereichen problematisch. Hier kommt es durch den großen Unterschied zwischen V_2 und nV_1 zu verlustreichen, harten Schalten. Die ESR-Verluste in den Kondensatoren spielen eine untergeordnete Rolle. Hier hat sich jedoch gezeigt, dass die ESR-Verluste auf der Primärseite um ein Vielfaches größer sind als auf der Sekundärseite. Während der ESR der Ein- und Ausgangskapazität in einer vergleichbaren Größenordnung liegt, unterscheidet sich die Strombelastung um eine Größenordnung ($n = 10$). In den Randbereichen des Arbeitsbereichs ist die Belastung der

primärseitigen Kondensatoren daher zu berücksichtigen. Die Hystereseverluste in externer Induktivität L_{ext} und im Transformator sind im Vergleich zu den Leit- und Schaltverlusten gering.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass Arbeitspunkte mit $d \neq 1$, bedingt durch den ungünstigen Stromverlauf, problematisch sind. Das nachfolgende Kapitel untersucht daher mehrere Möglichkeiten, die Strombelastung zu senken.

5 Untersuchte Ansätze zur Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs bei konstanter Leistung

Das verlustbehaftete Modell der DAB in Kap. 4 hat an einer beispielhaften Auslegung die Grenzen bei der Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs gezeigt. Der Betrieb in den Randbereichen, wo jeweils eine Brückenspannung maximal und die andere minimal ist, ist besonders problematisch. Durch die Asymmetrie zwischen nV_1 und V_2 steigt bei gleicher Ausgangsleistung der Effektivwert des Stroms i_L erheblich und erzeugt signifikante Leitverluste. Bereits durch die so entstehenden Leitverluste wird das Verlustbudget von 50 W überschritten. Neben erheblichen Leitverlusten kann das Verlustbudget zusätzlich durch Schaltverluste bei einem hart schaltenden Betrieb belastet werden. In diesem Kapitel werden Ansätze diskutiert, welche die Abdeckung eines weiten Spannungsbereichs ermöglichen in dem Schalt- und Leitverluste reduziert werden. Dabei wird auf die praktische Untersuchung dieser Ansätze eingegangen und an entsprechender Stelle auf weiterführende Veröffentlichungen verwiesen, die im Rahmen dieser Arbeit entstanden sind.

5.1 Einfluss des Übersetzungsverhältnisses auf den ZVS-Bereich

Die Wahl des Übersetzungsverhältnisses hat erhebliche Auswirkungen auf die gesamte Arbeitsweise der DAB. Sowohl die Ausgangsleistung P , wie auch der Spulenstrom i_L (vgl. (3.5), (3.7)) werden direkt von n beeinflusst. Dies hat wiederum Auswirkungen auf die Schalt- und Leitverluste der Transistoren und magnetischen Bauelemente sowie auf die Hystereseverluste im magnetischen Kreis. Die Vorbetrachtungen aus Kap. 4 haben gezeigt, dass die Verlustleistung in der Tendenz mit dem Abstand zur $d = 1$ -Linie steigt. Daher sollten sich alle Arbeitspunkte möglichst nahe dieser Linie befinden, was durch die Wahl des Übersetzungsverhältnisses n beeinflusst werden kann. Für einen Transformator mit festem Übersetzungsverhältnis ist die Wahl daher besonders wichtig.

In Kap. 1.6 wurde der Belastungsindikator r eingeführt, um die entstehende Verlustleistung im Verhältnis zu anderen Arbeitspunkten qualitativ abzuschätzen. Wird r über dem gesamten Arbeitsbereich aufsummiert, lässt sich der Einfluss des Übersetzungsverhältnisses untersuchen. Das optimale Übersetzungsverhältnis minimiert daher das Integral von r über dem gesamten Arbeitsbereich. Gemäß diesem Ansatz wird in Abb. 5.1 der Einfluss für Übersetzungsverhältnisse im Bereich von $n = 5$ bis $n = 15$ untersucht.

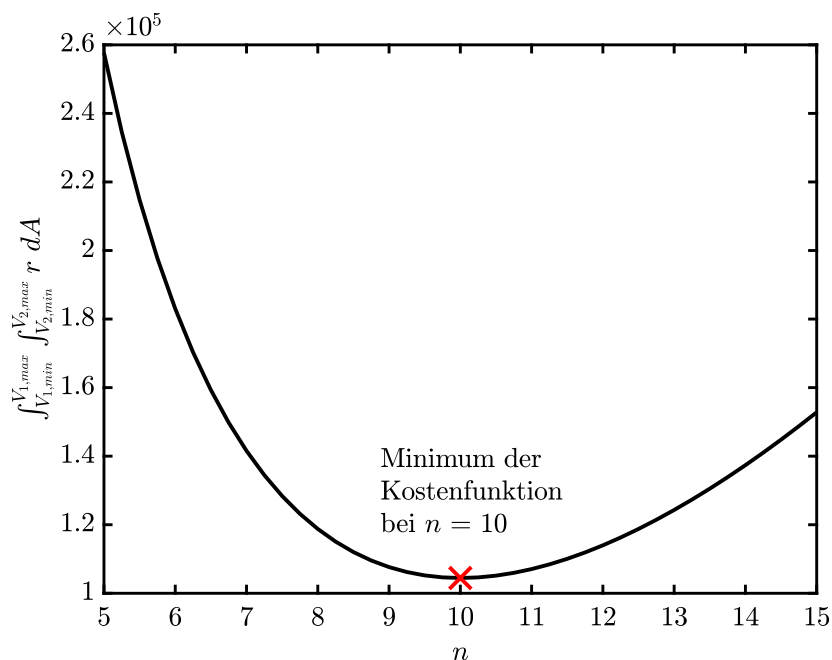


Abbildung 5.1: Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses über Integration des Belastungsindicators r . Das optimale Übersetzungsverhältnis für den betrachteten Arbeitsbereich ist demnach $n = 10$.

Aus Abb. 5.1 ist zuerkennen, dass die Kostenfunktion r bei $n = 10$ ihr Minimum erreicht. Unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses ergibt sich für den quadratischen Arbeitsbereich von nV_1 und V_2 das optimale Übersetzungsverhältnis zu einer Diagonalen. Die beispielhafte Auslegung der DAB aus Kap. 4 verwendet aus diesem Grund ebenfalls ein Übersetzungsverhältnis von 10.

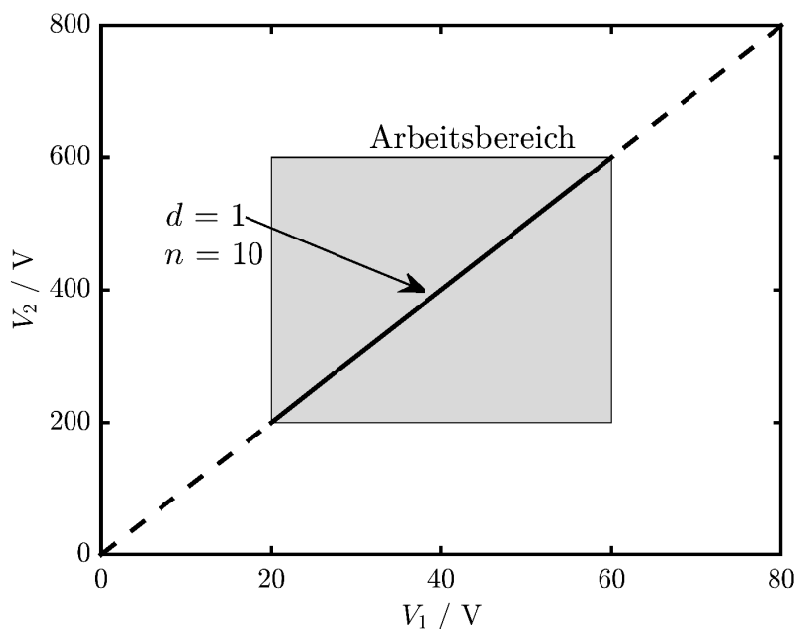


Abbildung 5.2: Angestrebter Arbeitsbereich des DC/DC-Wandlers. Für alle Arbeitspunkte auf der gezeigten Linie gilt $d = 1$.

Die vorgeschlagene Methodik bestimmt das optimale Übersetzungsverhältnis für die Kostenfunktion r . Diese Funktion nimmt jedoch an, dass sich die Verluste symmetrisch zur

$d = 1$ -Linie verhalten. Durch den unterschiedlich ausgeprägten Einfluss des Magnetisierungsstroms, ebenso wie unterschiedliche Schaltverluste auf Primär- und Sekundärseite, kann das optimale Übersetzungsverhältnis von $n = 10$ leicht abweichen. Wenn die Verluste allerdings möglichst symmetrisch zur $d = 1$ -Linie gestaltet werden, ist dieser Ansatz zulässig. Für den betrachteten Arbeitsbereich mit 20 bis 60 V auf der Primärseite und 200 bis 600 V auf der Sekundärseite ist die Wahl von einem Übersetzungsverhältnis von $n = 10$ intuitiv nachvollziehbar. Die Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses durch Minimierung von r ist besonders bei nicht quadratischen Arbeitsbereichen, so wie bei mehreren Wicklungsabgriffen, interessant.

5.2 Verbesserte Abdeckung des Arbeitsbereichs durch mehrere Wicklungen

Wird ein Transformator mit festem Übersetzungsverhältnis eingesetzt, ergibt sich lediglich ein Freiheitsgrad in der Auslegung des Übersetzungsverhältnisses. Für die Abdeckung des Arbeitsbereichs kann dies unter Umständen ungenügend sein. Hingegen entstehen bei Verwendung von zwei Übersetzungsverhältnissen auch zwei Freiheitsgrade, wobei durch Kombination drei unterschiedliche, sinnvolle Übersetzungsverhältnisse möglich sind.

In dieser Arbeit kann auf Grund der Größe des Arbeitsbereichs nicht sichergestellt werden, dass ein einziges Übersetzungsverhältnis n alle Betriebspunkte hinreichend gut abdeckt. Ein veränderliches Übersetzungsverhältnis ist daher ein naheliegender Ansatz zur Abdeckung eines weiten Spannungsbereichs. Dieses Konzept wurde im Rahmen dieser Arbeit untersucht und die Ergebnisse wurden in [97] veröffentlicht. Dazu wurde ein Transformator mit Mittelabgriff und zwei Wicklungen verwendet, so dass sich insgesamt drei Übersetzungsverhältnisse ergeben: n_1 , n_2 und $n_1 + n_2$. Hervorzuheben ist, dass diese Implementierung ohne mechanische Schalter oder bidirektional sperrende Transistoren auskommt. Je nach Arbeitspunkt wird eine der zwei Wicklungen über eine zusätzliche Halbbrücke kurzgeschlossen. Dieser Ansatz ist allerdings problematisch, da durch den Wicklungskurzschluss der zusätzlich entstehende Blindstrom Leitverluste erzeugt und so die potentiellen Vorzüge zu Nichte macht.

Eine Alternative wird in [45] gegeben. Hier wird DAB mit mehreren Sekundärwicklungen am Transformator vorgestellt. Die Implementierung sieht das sequentielle Zuschalten der Wicklungen, d. h. n_1 , $n_1 + n_2$ etc., vor. Durch das sequentielle Zuschalten von Wicklungen werden jedoch nicht alle möglichen Kombinationen ausgeschöpft und Design sowie Herstellung des Transformators sind komplex. Dennoch zeigen die Ergebnisse in wie ein weiter Spannungsbereich effizient mit der DAB abgedeckt werden kann.

Eine Implementierung, die alle sinnvollen Kombinationen der Wicklungen nutzt ohne zusätzliche Leitverluste durch einen Wicklungskurzschluss verursacht, ist daher attraktiv. Die schematische Darstellung aus Abb. 5.3 verwendet hierzu zwei Wechselrelais, die in Kombination drei valide Zustände, $n_1 = 6$, $n_2 = 10$ und $n_1 + n_2 = 16$, ermöglichen. Dieser Ansatz kombiniert somit die zuvor beschriebenen Konzepte und vermeidet sowohl erhöhten Hardwareaufwand als auch zusätzliche Leitverluste durch Blindstrom.

Durch Verwendung mehrerer Übersetzungsverhältnisse ist es somit möglich, den Belastungsindikator r signifikant zu reduzieren und den Arbeitsbereich so besser abzudecken. In Abb. 5.4 ist der resultierende r -Wert für die vorgeschlagene Implementierung dargestellt. Hierbei ergibt sich ein maximaler Wert für r von 11.6, während sich bei einem festen Übersetzungsverhältnis mit $n = 10$ ein maximaler Wert von 27 für r einstellt. Somit ist der Einsatz von zwei Wicklungen, die anhand von bipolar sperrenden Schaltern zu drei Übersetzungsverhältnissen kombiniert werden können, eine interessante Lösung.

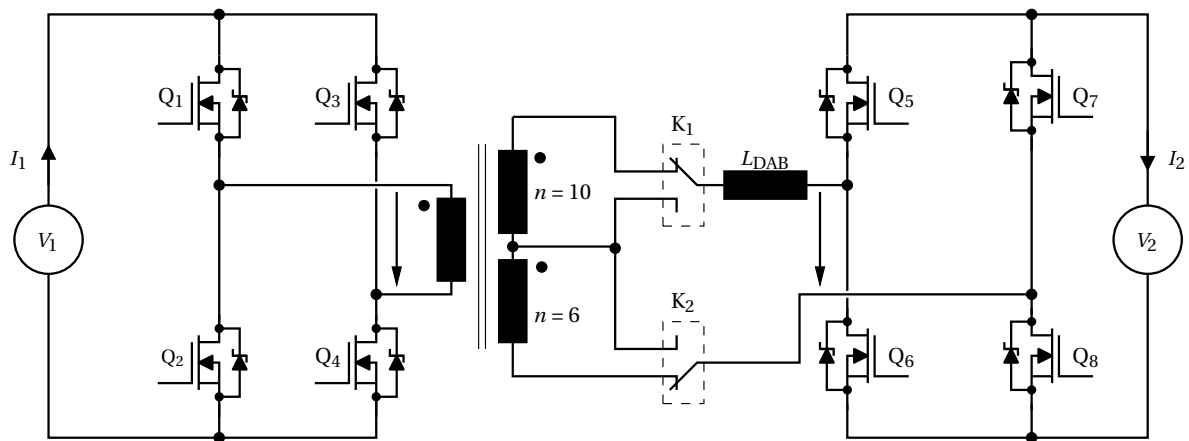


Abbildung 5.3: Implementierung von drei, umschaltbaren Übersetzungsverhältnissen auf Basis von zwei Wechselschaltern.

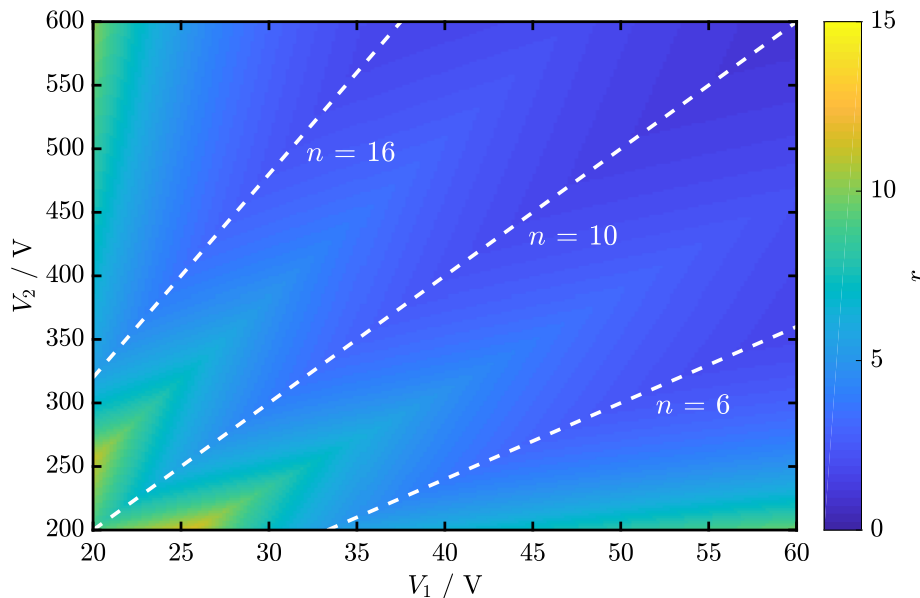


Abbildung 5.4: Resultierender r -Wert bei Verwendung mehrerer Übersetzungsverhältnisse am Transformator.

Die Wahl der bipolar sperrenden Schalter wird in [45] diskutiert. Thyristoren seien auf Grund der kapazitiven Einkopplung durch die schnellen Spannungsänderungen und dem damit verbundenen parasitären Aufsteuern nicht gut geeignet. Geschwindigkeitsvorteile gegenüber mechanischen Relais bieten halbleiterbasierte Lösungen auf Basis von MOSFETs oder IGBTs, jedoch basieren die experimentellen Ergebnisse von [45] auf mechanischen Relais. In diesem Kontext sei auf die notwendige Spannungsfestigkeit des Schalters hingewiesen, die sich aus der differentiellen Spannung von v_1 und v_2 unter Berücksichtigung der Übersetzungsverhältnisse ergibt. Für den betrachteten Arbeitsbereich mit $V_{2,\max} = 600$ V und $V_{1,\max} = 60$ V ergibt sich bei einem Übersetzungsverhältnis von $n = 16$ ohne Sicherheitszuschlag bereits eine benötigte Spannungsfestigkeit von 1560 V. Durch die hohe benötigte Spannungsfestigkeit, den zusätzlichen Hardwareaufwand und die Unterberechnung im Energiefluss während des Umschaltens der Wicklungen wird dieser Ansatz nicht favorisiert.

5.3 Verbesserte Abdeckung des Arbeitsbereichs durch mehrere Koppelinduktivitäten

Die Induktivität L_{DAB} bestimmt maßgeblich die übertragene Leistung der DAB. Dieser Zusammenhang wird in Abb. 5.5 für zwei unterschiedliche Werte von L_{DAB} mit Hilfe der Isoinien verdeutlicht. Dafür wurde eine feste Phasenverschiebung von $\phi = \pi/3$ gewählt, die über den gesamten Arbeitsbereich den ZVS-Betrieb gewährleistet. Bei einer Induktivität von $45 \mu\text{H}$ für L_{DAB} kann bereits bei minimalen Spannungen auf Primär- und Sekundärseite 1 kW Leistung übertragen werden. Unter Verwendung einer festen Phasenverschiebung steigt die übertragene Leistung proportional zu V_1 und V_2 an. Der Wandler würde bei maximaler Spannung auf Primär- und Sekundärseite bis zu 9 kW Leistung bei $\phi = \pi/3$ übertragen können. Eine steigende Ausgangsleistung ist jedoch nicht erwünscht. Wird die Induktivität auf $150 \mu\text{H}$ erhöht, ist es im unteren Spannungsbereich nicht mehr möglich, eine Leistung von 1 kW zu übertragen. Jedoch steigt die maximal übertragbare Leistung in einem geringeren Maße was weitreichende Folgen für den ZVS-Betrieb und die Effizienz des Wandlers hat.

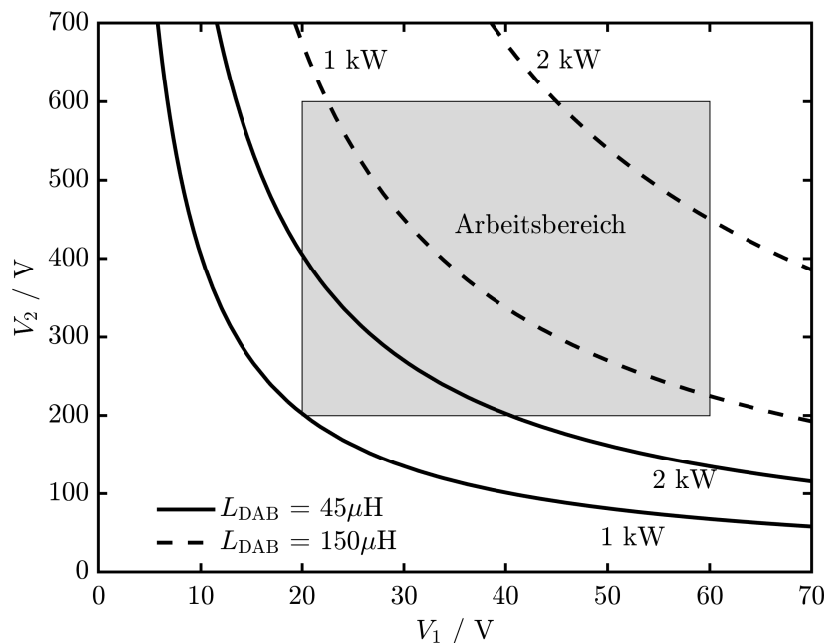


Abbildung 5.5: Leistungsfluss bei $\phi = \pi/3$ und 100 kHz für zwei unterschiedliche Induktivitätswerte für L_{DAB} .

Einem steigenden Leistungsfluss kann zwar immer mit einer geringeren Phasenverschiebung entgegengewirkt werden, dies kann jedoch mit einem Verlust im ZVS-Betrieb und steigenden Schaltverlusten verbunden sein. Für eine konstante Ausgangsleistung von 1 kW zeigt Abb. 5.6 den resultierenden ZVS-Bereich. Der Betrieb mit einer Koppelinduktivität von $150 \mu\text{H}$ zeigt einen erheblich vergrößerten ZVS-Bereich. Insbesondere in den Randbereichen ist der Betrieb mit $150 \mu\text{H}$ daher höchst attraktiv. Allerdings muss diese Grafik immer im Zusammenhang mit Abb. 5.5 gesehen werden, da eine Koppelinduktivität von $150 \mu\text{H}$ nicht in jedem Punkt den geforderten Leistungsfluss ermöglicht.

Anhand von Abb. 5.5 und Abb. 5.6 wird klar, dass die Wahl einer einzelnen Koppelinduktivität immer mit Kompromissen verbunden ist. Eine Möglichkeit die Induktivität an den jeweiligen Arbeitspunkt anzupassen, ist daher von großem Vorteil für den effizienten Betrieb der DAB. Die Verwendung von zwei unterschiedlichen Induktivitätswerten für L_{DAB} wurde in [66] untersucht und die Erweiterung des ZVS-Bereichs, wie auch eine gesteigerte

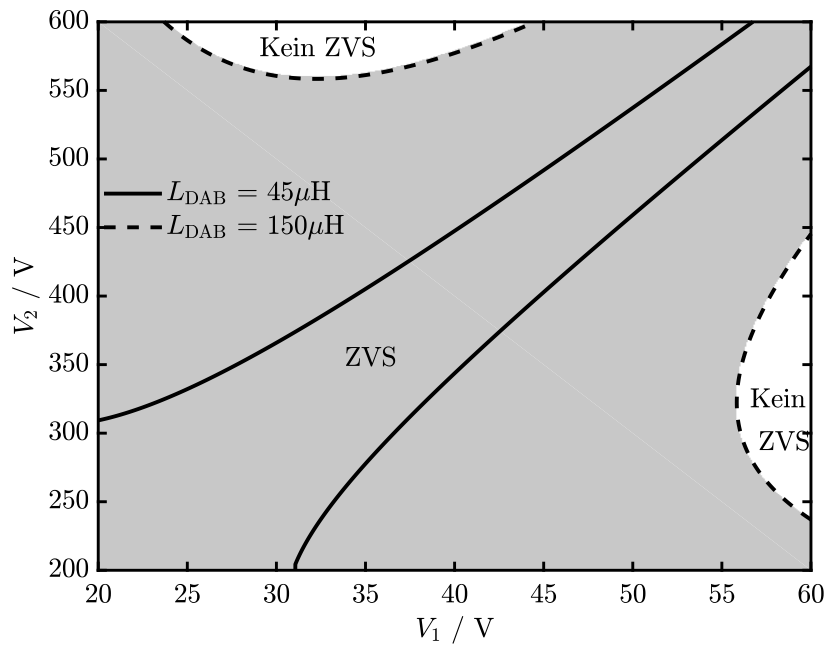


Abbildung 5.6: Grenzen des ZVS-Bereichs bei der Verwendung von zwei unterschiedlichen Induktivitäten für L_{DAB} . Mit $L_{DAB} = 150 \mu\text{H}$ ist es allerdings nicht möglich, in jedem Arbeitspunkt 1 kW Leistung zu übertragen.

Effizienz, durch Umschalten der Induktivität konnte bestätigt werden. Das Prinzipschaltbild ist in Abb. 5.7 dargestellt.

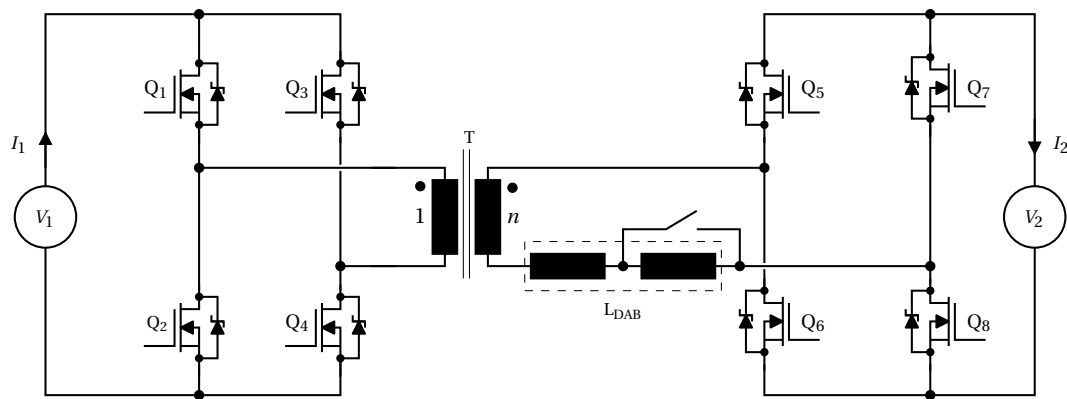


Abbildung 5.7: Umsetzung einer DAB-Topologie mit umschaltbarem L_{DAB} zur Anpassung der Ausgangsleistung über einen weiten Spannungsbereich.

Zur Übertragung einer konstanten Leistung wäre idealerweise eine kontinuierliche Anpassung von L_{DAB} nach

$$\frac{nV_1V_2}{L_{DAB}} = \text{const.} \quad (5.1)$$

notwendig. Für die Induktivität L_{DAB} ist dieser Ansatz zwar nicht einfach umzusetzen, jedoch beeinflusst die Schaltfrequenz f_{sw} den Betrieb der DAB auf eine ähnliche Weise. Eine kontinuierliche Anpassung der Schaltfrequenz ist sehr wohl denkbar.

5.4 Verbesserte Abdeckung des Arbeitsbereichs durch variable Schaltfrequenz

Neben der Induktivität L_{DAB} hat die Schaltfrequenz f_{sw} eine ähnliche Auswirkung auf die Betriebsweise der DAB. Die übertragene Leistung verhält sich reziprok zur Schaltfrequenz. In Abb. 5.8 wird der Einfluss der Schaltfrequenz auf die Betriebsweise der DAB beispielhaft dargestellt. Für die gleiche Leistung von 1 kW kommt es bei $d = 2$ bei einer Schaltfrequenz von 50 kHz zu hartem Schalten auf der Primärseite. Wird die Frequenz angehoben, muss zum Beibehalten der Leistung ebenfalls die Phasenverschiebung erhöht werden. Bei einer Frequenz von 150 kHz wird mit $\phi = \pi/4$ ZCS erreicht, was die Grenze zum ZVS-Betrieb darstellt. Ab diesem Punkt vergrößert eine höhere Schaltfrequenz lediglich die Marge zum Grenzbereich des ZVS-Betriebs, indem der Strom zum Umladen des Schaltknotens steigt. Damit wird das Schaltknotenpotential in immer kürzerer Zeit umgeladen und eine größere Flankensteilheit ist die Folge. Bei einer Frequenz von 200 kHz erreicht die DAB ihre maximale Phasenverschiebung von $\pi/2$. Das System ist somit bei dieser Frequenz an seinem Leistungsmaximum angelangt.

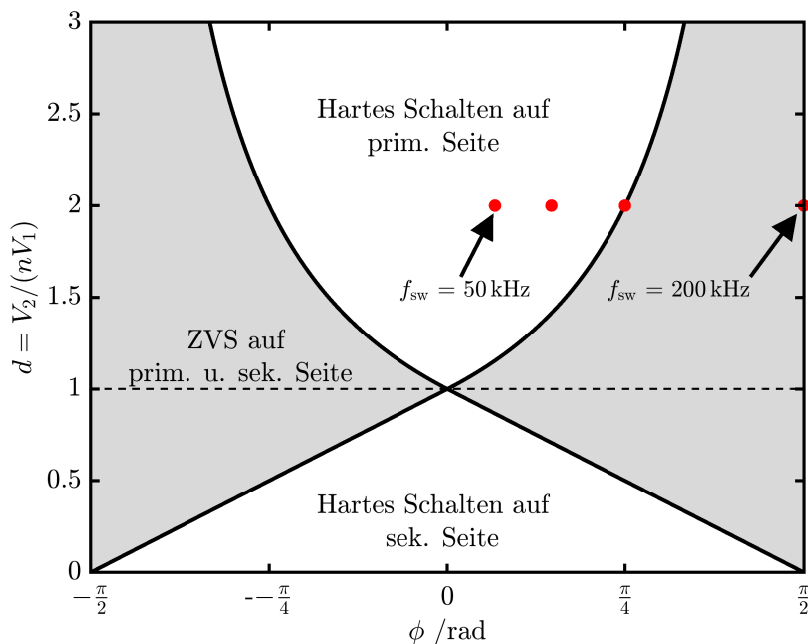


Abbildung 5.8: Benötigte Phasenverschiebung für 1 kW Ausgangsleistung bei $d = 2$ für eine Schaltfrequenz von 50 bis 200 kHz in 50 kHz-Schritten. Durch Variation der Schaltfrequenz kann die DAB gezielt im ZVS-Bereich betrieben werden.

Die minimal notwendige Frequenz $f_{sw,min}$, um an der Grenze zum ZVS-Betrieb arbeiten zu können, lässt sich aus den bekannten Gleichungen (3.10) und (3.13) berechnen, die an dieser Stelle zur besseren Lesbarkeit wiederholt werden. Die Grenze zum ZVS-Betrieb lässt sich mit ϕ_{zcs} beschreiben. Ebenfalls kann die Phasenverschiebung ϕ in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz f_{sw} , der Induktivität L_{DAB} , der Leistung P , des Übersetzungsverhältnisses n sowie der Spannung auf Primär- und Sekundärseite (V_1 , V_2) angegeben werden.

$$\phi_{zcs} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} (1 - d) & d \leq 1 \\ \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{d}\right) & d > 1 \end{cases}$$

$$\phi = \frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}L_{DAB}P}{nV_1V_2}}\right)$$

Durch Verwendung von (3.10) und (3.13) lässt sich die minimal notwendige Schaltfrequenz angeben, um im Grenzbereich des ZVS-Betriebs arbeiten zu können. In Abhängigkeit von d ergibt sich $f_{sw,min}$ so zu

$$f_{sw,min} = \begin{cases} \frac{(1 - d^2)nV_1V_2}{8PL_{DAB}} & \forall d < 1 \\ \frac{(1 - 1/d^2)nV_1V_2}{8PL_{DAB}} & \forall d > 1. \end{cases} \quad (5.2)$$

Auf Basis von (5.2) lässt sich für den gesamten Arbeitsbereich die notwendige Grenzfrequenz für den ZVS-Betrieb berechnen. Dabei ergibt sich nach (5.2) entlang der $d = 1$ -Linie eine Schaltfrequenz von 0 Hz. Der Betrieb des Transformators ist jedoch bedingt durch Sättigungseffekte erst ab einigen Kilohertz möglich. In Abb. 5.9 wird der Frequenzbereich daher auf einen plausiblen Bereich zwischen 30 und 150 kHz beschränkt.

Die Wahl der unteren Grenzfrequenz wird in Kap. 6.2 im Detail besprochen und ein arbeitspunktabhängiger Wert festgelegt. Der Maximalwert von $f_{sw,min}$ wird hingegen nach (5.2) unter anderem von der Koppelinduktivität L_{DAB} beeinflusst. In Kap. 6.3 wird dies zusammen mit zunehmenden Verlusten bei höherer Schaltfrequenz betrachtet.

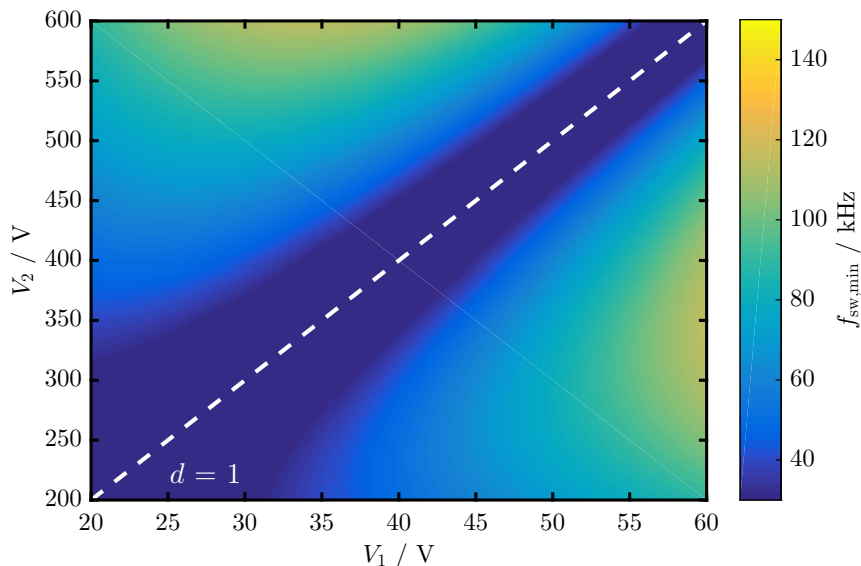


Abbildung 5.9: Minimal notwendige Schaltfrequenz, um ZVS-Betrieb zu erreichen. Entlang der $d = 1$ -Linie ist ZVS immer gewährleistet.

Bedingt durch die kontinuierliche Anpassung der Schaltfrequenz ist es so möglich, in jedem Arbeitspunkt ZVS zu realisieren. Dies hat weitreichende Folgen für den Betrieb der DAB, da so ein signifikanter Verlustmechanismus, die Schaltverluste, praktisch außer Kraft

gesetzt werden kann. Der Betrieb entlang der $d = 1$ -Linie ist in diesem Fall unproblematisch, da hier eine beliebig niedrige Schaltfrequenz gewählt werden kann und ZVS immer sichergestellt ist. Hierbei setzen allerdings die Sättigungseffekte des Transformators die Randbedingungen.

5.5 Diskussion

Die Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs ist auf Grund der Verlustmechanismen der DAB limitiert. Hierbei sind insbesondere der Verlust des ZVS-Betriebs und eine zunehmende Belastung durch ohmsche Verluste bei Arbeitspunkten mit $d \neq 1$ anzuführen. In diesem Kapitel wurden drei unterschiedliche Ansätze zur Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs untersucht.

- | | |
|--|---|
| Anpassen von n | <ul style="list-style-type: none"> • Mehrere Wicklungen ermöglichen Betrieb nahe $d = 1$. • ZVS-Betrieb ist über sehr weiten Bereich sichergestellt. • Bidirektional sperrende Schalter mit hoher Spannungsfestigkeit notwendig. • Unstetigkeiten im Betrieb beim Umschalten der Wicklungen. |
| Anpassen von L_{DAB} | <ul style="list-style-type: none"> • ZVS-Betrieb nahezu über gesamten Arbeitsbereich möglich. • Bidirektional sperrende Schalter nötig. • Unstetigkeiten im Betrieb beim Wechsel der Koppelinduktivität. |
| Anpassen von f_{sw} | <ul style="list-style-type: none"> • ZVS-Betrieb nahezu über gesamten Arbeitsbereich möglich. • Kein zusätzlicher Hardwareaufwand. • Keine Unstetigkeiten im Betrieb, da Frequenz kontinuierlich angepasst wird. |

Eine Kombination aller Ansätze ist grundsätzlich denkbar, jedoch wird dies als nicht notwendig erachtet, um den gesamten Arbeitsbereich ausreichend effizient abzudecken.

Die Änderung der Schaltfrequenz wird als vielversprechender Ansatz betrachtet. Es entstehen keine weiteren Kosten durch zusätzliche Schaltelemente. Darüber hinaus kann der Wicklungsaufbau des Transformators mit einer Primär- und einer Sekundärwicklung einfach gehalten werden. Ein Mittelabgriff, wie er bei mehreren Übersetzungsverhältnissen notwendig ist, entfällt. Durch eine kontinuierliche Anpassung der Schaltfrequenz kommt es während des Betriebs nicht zu Unstetigkeiten in der Leistungsübertragung.

Zwar konnte in diesem Abschnitt gezeigt werden, dass durch Anpassung der Schaltfrequenz über den gesamten Arbeitsbereich der ZVS-Betrieb möglich ist, jedoch stellt dies nicht automatisch den optimalen Betrieb der DAB dar. In Kap. 4 wurde gezeigt, dass die Leitverluste einen erheblichen Anteil an der Gesamtverlustleistung bilden. Darüber hinaus muss sichergestellt werden, dass die magnetischen Bauelemente bei Anpassung der Schaltfrequenz nicht in Sättigung geraten. Dies würde die Hystereseverluste schnell ansteigen lassen und zusätzliche Schalt- und Leitverluste durch den gestiegenen Strom verursachen. Aus diesem Grund wird der Betrieb mit veränderlicher Schaltfrequenz dahingehend weiter untersucht.

6 Optimierung des Betriebs mit variabler Schaltfrequenz

Die Verwendung der DAB als Bindeglied zwischen Batteriespeicher und PV-Anlage ist durch den weiten Spannungsbereich von 20 bis 60 V und 200 bis 600 V insbesondere in den Randbereichen problematisch.

In Kap. 4 wurden die Verluste der DAB anhand eines vereinfachten Modells dargestellt. Auf Basis eines maximalen Verlustbudgets von 50 W konnte gezeigt werden, dass allein die Leitverluste die Abdeckung des Arbeitsbereiches unter Verwendung von Single Phase-Shift Modulation (SPM) bei fester Schaltfrequenz verbieten. Um diese Anwendung dennoch mit einem einstufigen DC/DC-Wandler auf Basis der DAB zu ermöglichen, wurden in Kap. 5 mehrere Ansätze beschrieben, die die Verlustleistung reduzieren können. Unter den besprochenen Ansätzen wurde die kontinuierliche Anpassung der Schaltfrequenz an den Arbeitspunkt als geeignetstes Mittel für die Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs erachtet. Dieser Ansatz bietet zwei wesentliche Vorteile. Zum einen bleibt die Komplexität der Hardware gering, da die konventionelle DAB-Topologie, bestehend aus zwei Vollbrücken, verwendet werden kann. Zum anderen ermöglicht die kontinuierliche Anpassung der Schaltfrequenz einen stetigen Energiefluss. Dies ist bei der Änderung des Übersetzungsverhältnisses mittels Wicklungsabgriff am Transformator problematisch.

In Kap. 5 wurde gezeigt, dass durch Anpassung der Schaltfrequenz der ZVS-Betrieb über den gesamten Arbeitsbereich sichergestellt werden kann. Für das ideale Modell der DAB ergibt sich so eine minimal notwendige Schaltfrequenz $f_{sw,min}$, bei der ZVS in Abhängigkeit von primär- und sekundärseitiger Spannung erreicht werden kann. Die Schaltfrequenz wird durch $f_{sw,min}$ lediglich nach unten hin begrenzt. Eine höhere Schaltfrequenz als $f_{sw,min}$ kann gewählt werden, wenn genügend Marge in der Phasenverschiebung bei vorhanden ist.

Bei diesem Verfahren muss für $V_1 = 60$ und $V_2 = 350$ V eine Schaltfrequenz von 115 kHz erreicht werden, um den ZVS-Betrieb zu gewährleisten. Ausgehend von diesem Maximalwert sinkt die notwendige Schaltfrequenz je weiter sich der Arbeitspunkt $d = 1$ annähert. Bei $d = 1$ ist für jede Schaltfrequenz der ZVS-Betrieb gewährleistet. Praktisch ergibt sich sehr wohl eine untere Grenze für die Schaltfrequenz, die aus der Belastung der magnetischen Bauelemente und der maximalen Schaltströme abgeleitet werden kann. Dies wird in diesem Kapitel dargestellt.

Ebenfalls betrachtet dieses Kapitel das Verhältnis aus Wirkleistung zu Blindleistung. Da im ZVS-Betrieb die Einschaltverluste bei dieser Betriebsart vernachlässigt werden können, gewinnen die Leitverluste an Bedeutung. Nachfolgend wird gezeigt, dass die für den ZVS-Betrieb notwendige Schaltfrequenz $f_{sw,min}$ nicht optimal im Bezug auf die Leitverluste ist. Ein ungewollt hoher Anteil an Blindleistung verschlechtert den Wirkungsgrad. Abweichend davon wird die Schaltfrequenz $f_{sw,opt}$ vorgestellt, die sowohl den ZVS-Betrieb gewährleistet, als auch das Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung maximiert.

In der Literatur sind mehrere Arbeiten bekannt, die auf Basis eines Modells eine Optimierung der Effizienz oder des Blindstromanteils vornehmen [42, 94, 98]. Am Rande dieses Dissertationsvorhabens wurde in [99] ebenfalls die Optimierung der Wandlereffizienz auf Basis des Nelder-Mead-Verfahren [100] unter Verwendung der PLECS Simulationsumgebung betrachtet. Nachteilig ist bei den simulationsgestützten Optimierung allerdings die einge-

schränkte allgemeine Gültigkeit, da Simulationsparameter und Randbedingungen von Anwendung zu Anwendung variieren können.

Auf Basis der analytischen Gleichungen der idealen DAB, insbesondere (3.7) aus Kap. 3.1 wird nachfolgend das Verhältnis von Wirk- zu Blindleistung maximiert. Daher ist das Ergebnis generell für alle Implementierungen der DAB unter Verwendung von SPM-Modulation zutreffend.

6.1 Schein-, Wirk- und Blindleistung

Neben einer möglichen Reduzierung der Schaltverluste durch ZVS-Betrieb ist vor allem das Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung von Interesse. Ein hoher Anteil an Blindleistung verschlechtert den Wirkungsgrad durch erhöhte ohmsche Verluste. Zusätzlich wirkt sich ein erhöhter Blindstrom negativ auf die Schalt- und Magnetisierungsverluste aus. Bereits aus dem idealisierten Modell nach Abb. 3.1 lassen sich wesentliche Zusammenhänge für die Relation aus Schein- (S), Wirk- (P) und Blindleistung (Q) ableiten. Allgemein werden P und Q pythagoreisch zur Scheinleistung S addiert.

$$S = \sqrt{Q^2 + P^2} \quad (6.1)$$

Die Scheinleistung lässt sich über die Dauer einer Periode T nach folgender Gleichung bestimmen

$$S = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T v_1^2(t) dt \cdot \int_0^T i_1^2(t) dt}. \quad (6.2)$$

Für die SPM-Modulation kann die differentielle Brückenspannung v_1 durch die konstante Gleichspannung V_1 ersetzt werden. Damit vereinfacht sich der Ausdruck der Scheinleistung zu

$$S = V_1 \cdot I_{1,\text{rms}}. \quad (6.3)$$

$I_{1,\text{rms}}$ lässt sich für SPM nach [101] angeben als

$$I_{1,\text{rms}} = \frac{\sqrt{3}n^2V_1}{12\pi f_{\text{sw}}L_{\text{DAB}}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} (d^2\pi^3 + 12\phi^2d\pi - 2d\pi^3 - 8\phi^3d + \pi^3)}. \quad (6.4)$$

Das Verhältnis aus Wirkleistung und Blindleistung wird unter Verwendung von (3.7) im folgenden definiert als

$$M = \frac{P}{Q} = \frac{P}{\sqrt{S^2 - P^2}}. \quad (6.5)$$

Für einen optimalen Betrieb der DAB muss M maximiert werden. Um dies zu verdeutlichen, wird in Abb. 6.1(a) die Aufteilung von S , P und Q für $d = 1.25$ dargestellt. Zu sehen ist, dass die Wirkleistung von $\phi = 0$ ausgehend rasch steigt, während die Blindleistung zunächst näherungsweise konstant bleibt. Das Verhältnis M ist in Abb. 6.1(c) dargestellt und es lässt sich ein Maximum erkennen. Dieser Betriebspunkt wird mit ϕ_{opt} gekennzeichnet.

Der Parameter ϕ_{opt} ist ebenfalls von d abhängig. Für einen Wert von $d = 3$ sind S , P und Q in Abb. 6.1(b) dargestellt. In dieser Grafik wird deutlich, dass bei $\phi = 0$ keine Wirkleistung übertragen wird, jedoch Blindleistung zwischen den zwei Brücken der DAB zirkuliert. Mit steigender Phasenverschiebung fällt der Anteil an Blindleistung und M steigt, wie in Abb. 6.1(d) zu sehen ist. Für diesen Arbeitspunkt lässt sich ebenfalls ein Maximum identifizieren, wenn auch bei einem deutlich höheren Phasenwinkel als noch bei $d = 1.25$.

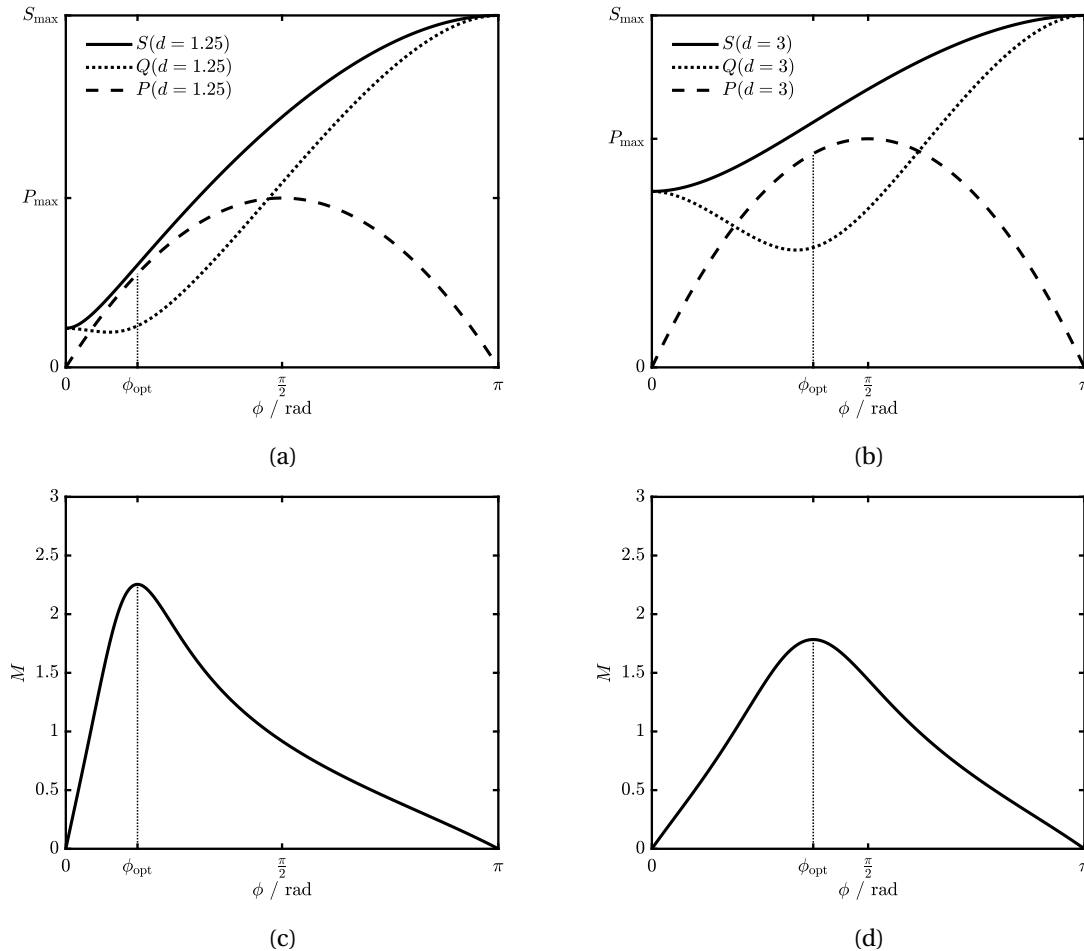


Abbildung 6.1: Verhältnis von Scheinleistung S , Wirkleistung P und Blindleistung Q in Abhängigkeit von ϕ für $d = 1.25$ in (a) und für $d = 3$ in (b). Das Verhältnis von M wird in (c) und (d) für die jeweiligen Werte von d dargestellt. Dabei wird das Maximum von M mit ϕ_{opt} gekennzeichnet.

Selbst wenn die DAB stetig bei ϕ_{opt} betrieben wird, nimmt das Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung mit zunehmendem d ab. Während bei $d = 1.25$ noch ein maximaler Wert von $M = 2.3$ erreicht werden kann, sinkt das Maximum bei $d = 3$ auf einen Wert von 1.7 ab. Daher sind Einschränkungen im Arbeitsbereich auch bei bestmöglichem Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung (M) für große Werte von d zu erwarten. Für Arbeitspunkte nahe $d = 1$ verschiebt sich ϕ_{opt} zunehmend hin zu null Grad Phasenverschiebung. Durch die geringe Phasenverschiebung muss dabei gegebenenfalls von ϕ_{opt} leicht abgewichen werden, um den notwendigen Leistungsfluss von 1 kW sicherzustellen. In solchen Fällen bleibt der Betrieb der DAB weiterhin durch den hohen Wert von M effizient.

In Abb. 6.2 wird ϕ_{opt} in Abhängigkeit von d und ϕ dargestellt. In der Grafik wird ebenfalls die notwendige Phasenverschiebung für ZCS sowie der ZVS-Bereich dargestellt. Dabei ermöglicht der Betrieb entlang ϕ_{opt} folglich, das Verhältnis von Wirk- und Blindleistung zu maximieren und die Schaltverluste auf Grund von ZVS zu minimieren.

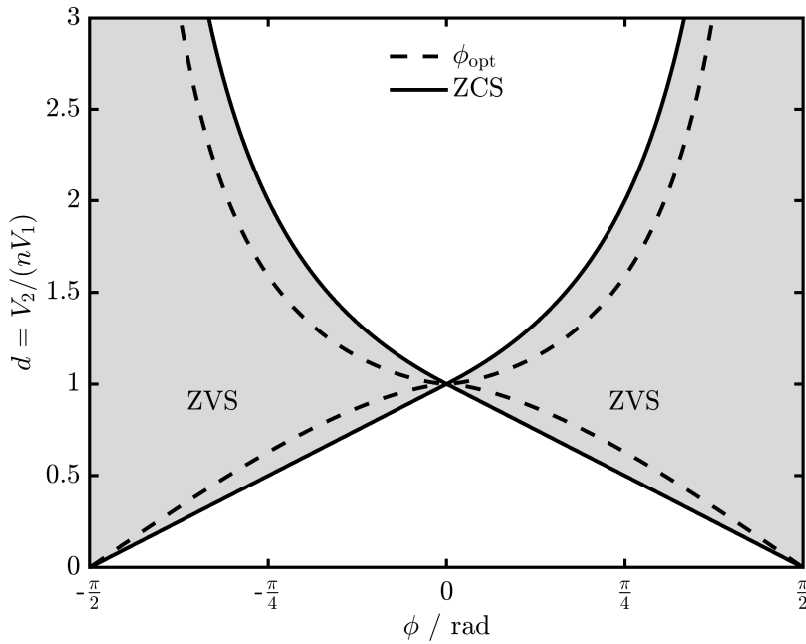


Abbildung 6.2: Optimales Verhältnis aus P/Q gekennzeichnet mit ϕ_{opt} und die Grenze des ZVS-Betriebs gekennzeichnet mit ZCS.

Der Betrieb entlang ϕ_{opt} ist daher sinnvoll, jedoch besteht unter Verwendung der konventionellen SPM mit fester Schaltfrequenz nun keine Möglichkeit mehr, die Leistung an den jeweiligen Arbeitspunkt anzupassen. Wird die optimale Phasenverschiebung allerdings mit einer variablen Schaltfrequenz kombiniert, ergibt sich der notwendige Freiheitsgrad, durch Verstellen der Frequenz den Betrieb entlang ϕ_{opt} zu gewährleisten. Hierzu wird ϕ_{opt} numerisch bestimmt und in Abhängigkeit von d näherungsweise angegeben als

$$\phi_{\text{opt}} \approx \begin{cases} \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{d^2 - 1.188d}{1.38d - \frac{\pi}{2}} \right) & \forall d < 1 \\ \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1/d^2 - \frac{1.188}{d}}{\frac{1.38}{d} - \frac{\pi}{2}} \right) & \forall d > 1. \end{cases} \quad (6.6)$$

Durch die Näherung ist der Betrieb mit ϕ_{opt} auch auf kleineren Mikrocontrollersystemen möglich. Die maximale Abweichung der Näherung von der numerischen Lösung beläuft sich 1.3 % und stellt damit eine ausreichende Genauigkeit dar. Bei kleinen Mikrocontrollern kann durch die endliche Auflösung der PWM-Register schnell ein wesentlich größerer Fehler in der Phasenverschiebung entstehen. Mit Hilfe von (6.6) lässt sich nun in Analogie zu Kap. 5.4 die optimale Schaltfrequenz $f_{\text{sw,opt}}$ berechnen zu

$$f_{\text{sw,opt}} \approx \begin{cases} \frac{nV_1V_2}{8PL_{\text{DAB}}} \left(1 - \left(\frac{d^2 - 1.188d}{1.38d - \pi/2} \right)^2 \right) & \forall d < 1 \\ \frac{nV_1V_2}{8PL_{\text{DAB}}} \left(1 - \left(\frac{1/d^2 - 1.188/d}{1.38/d - \pi/2} \right)^2 \right) & \forall d > 1. \end{cases} \quad (6.7)$$

Das Ergebnis für $f_{\text{sw,opt}}$ ist in Abb. 6.3 für den betrachteten Arbeitsbereich dargestellt. Im Vergleich zum Betrieb mit $f_{\text{sw,min}}$, der minimal notwendigen Frequenz zum ZVS-Betrieb, wird die Frequenz mit $f_{\text{sw,opt}}$ über den gesamten Arbeitsbereich leicht angehoben.

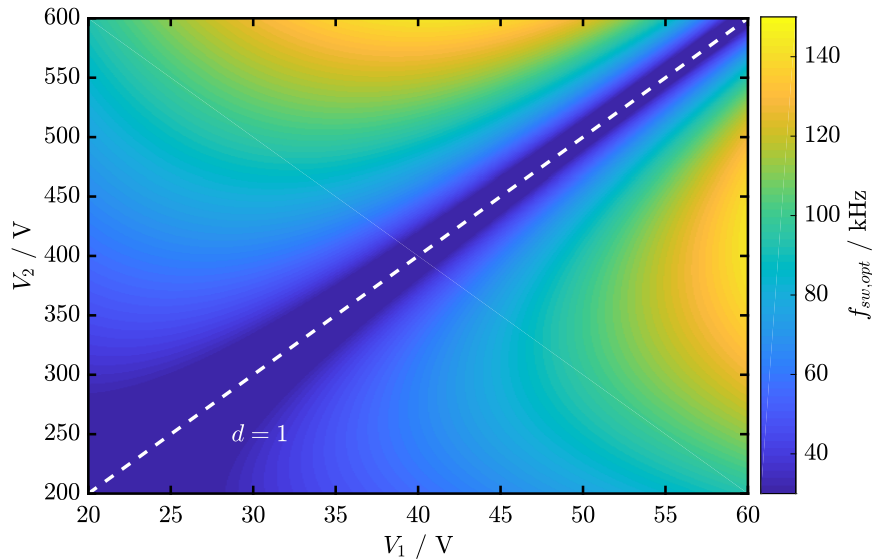


Abbildung 6.3: Variable Schaltfrequenz $f_{sw,opt}$, die den Betrieb mit ϕ_{opt} und einer Ausgangsleistung von 1 kW sicherstellt.

Wie bereits bei $f_{sw,min}$ gesehen, ergibt sich für $d = 1$ eine sehr geringe Schaltfrequenz. Die Wahl kann jedoch nicht beliebig erfolgen, sondern muss die Leistungsfähigkeit der Halbleiter und eine mögliche Sättigung des Transformators sowie der externen Spule berücksichtigen.

6.2 Untere Grenze der Schaltfrequenz bei Betrieb mit variabler Schaltfrequenz

Wird der Arbeitspunkt der DAB zunehmend näher an die $d = 1$ -Linie gebracht, reduziert sich ϕ_{opt} ebenfalls zunehmend hin zu 0. Um dennoch eine Leistung von 1 kW übertragen zu können, muss die Schaltfrequenz entsprechend niedrig gewählt werden. Die Wahl der Schaltfrequenz unterliegt jedoch weiteren Kriterien, wie einem maximalen Magnetisierungs- oder Schaltstrom in den Transistoren. Nachfolgend wird daher die notwendige Schaltfrequenz zum Einhalten der Bauteilspezifikationen im Bereich der $d = 1$ -Linie bestimmt.

Die Wahl der maximalen Grenzwerte für den Betrieb in der Nähe der $d = 1$ -Linie ist für sich genommen in sich ein weiteres Optimierungsproblem. Hierbei spielen allerdings anwendungsspezifische Parameter, wie die maximale Strombelastung der Halbleiter, Material und Volumen der magnetischen Bauelemente sowie thermische Anbindung eine entscheidende Rolle. Daher ist die untere Grenze der Schaltfrequenz beim Betrieb mit $f_{sw,opt}$ immer anwendungsspezifisch. Auf Basis der vereinfachten Modells aus Kap. 4 konnte in diesem Fall der Magnetisierungsstrom des Transformators als begrenzendes Element identifiziert werden.

In Bezug auf $f_{sw,opt}$ kann so ein Modulationsverfahren entworfen werden, welches das Verhältnis aus Blind- und Wirkleistung so weit wie möglich maximiert. In den Bereichen entlang der $d = 1$ -Linie wird dies Optimum durch eine möglichst geringe Schaltfrequenz angenähert, ohne jedoch Halbleiter und magnetische Bauelemente zu überlasten.

6.2.1 Begrenzung des Spitzenstroms der Sekundärseite

Um den Betrieb mit $f_{sw,opt}$ bzw. ϕ_{opt} entlang der $d = 1$ -Linie soweit wie möglich anzunähern, müssen weitere Randbedingungen untersucht werden. Eine dieser Randbedingungen

entsteht aus dem maximal zulässigen Spitzenstrom auf der Sekundärseite. Dieser bestimmt die Magnetisierung der externen Induktivität wie auch den Schaltstrom der sekundärseitigen Transistoren.

Die Strombelastung der Halbleiter Q_5 bis Q_8 auf der Sekundärseite der DAB ist mit dem Magnetisierungsstrom i_L der externen Induktivität L_{ext} identisch. Wird die Betriebsfrequenz abgesenkt, um die DAB auch bei Betriebspunkten nahe $d = 1$ mit ϕ_{opt} betreiben zu können, besteht daher die Gefahr, den magnetischen Kreis von L_{ext} mit einem zu großen Spitzenstrom zu überlasten und so Sättigungseffekte hervorzurufen. Ebenfalls können die Halbleiter von Q_5 bis Q_8 mit einem zu hohen Spitzenstrom belastet werden.

Der maximal zulässige Spitzenstrom in der Koppelinduktivität hängt vom tolerierbaren magnetischen Fluss B_{max} ab. In Abhängigkeit von diesem lässt sich die magnetische Feldstärke H und anhand der Länge des magnetischen Kreises l_{ext} sowie der Windungszahl N_{ext} der maximal zulässige Strom bestimmen. Gemäß der Magnetisierungskurve (siehe Abb. 4.9) für den Kern der externen Induktivität L_{ext} ergibt sich bei 100 mT eine maximale Feldstärke von 3kA/m im Kern. Bei $N_{\text{ext}} = 36$ und der Länge l_{ext} des magnetischen Kreises von 196 mm ergibt sich $i_{L,\text{max}}$ zu

$$i_{L,\text{max}} = \frac{H(B = 100 \text{ mT}) \cdot l_{\text{ext}}}{N_{\text{ext}}} = 16 \text{ A.} \quad (6.8)$$

Ein Spitzenstrom von 16 A würde die externe Induktivität daher an die Grenzen dieser Spezifikation bringen. Zusätzlich muss die Strombelastbarkeit der Transistoren geprüft werden. Hierfür wird der maximal zulässige DC-Strom der Halbleiter auf der Sekundärseite verwendet. Kurzfristig sind zwar höhere Ströme möglich, die Verwendung des DC-Stroms stellt dabei jedoch einen sicheren Grenzwert, unabhängig der Schaltfrequenz, dar. Der maximal zulässige Drainstrom wird durch die maximale Sperrschichttemperatur von 150°C beschränkt. Unter Berücksichtigung der thermischen Anbindung von 3 K/W, einen Leitwiderstand von 150 mΩ und einen zulässigen Temperaturunterschied von 110 K bei 40°C Umgebungstemperatur ergibt sich ein maximaler Drainstrom von ebenfalls 16 A.

Aus diesem Grund wird ein maximaler zulässiger Spitzenstrom von 16 A auf der Sekundärseite gewählt. Die Gleichung zur Berechnung des Spitzenstroms wurde bereits in Kap. 3.1 unter (3.5) in Abhängigkeit von f_{sw} und ϕ angeben. Mit $\phi = \phi_{\text{opt}}$ lässt sich die notwendige Schaltfrequenz in Abhängigkeit des Spitzenstrom $i_{L,\text{max}}$ bestimmen. In diesem Fall wird (6.9) mit bekanntem Spitzenstrom numerisch nach der Schaltfrequenz aufgelöst.

$$i_{L,\text{max}} = \frac{nV_1 - V_2 \sqrt{1 - \frac{8f_{\text{sw}}(i_{L,\text{max}})L_{\text{DAB}}P}{nV_1V_2}}}{4f_{\text{sw}}(i_{L,\text{max}})L_{\text{DAB}}}. \quad (6.9)$$

Die Lösung dieser Rechnung für $f_{\text{sw}}(i_{L,\text{max}})$ wird in Abb. 6.4 grafisch dargestellt. Anhand der eingezeichneten Isolinien ist zu erkennen, dass die Schaltfrequenz in guter Näherung proportional mit d^* steigt.

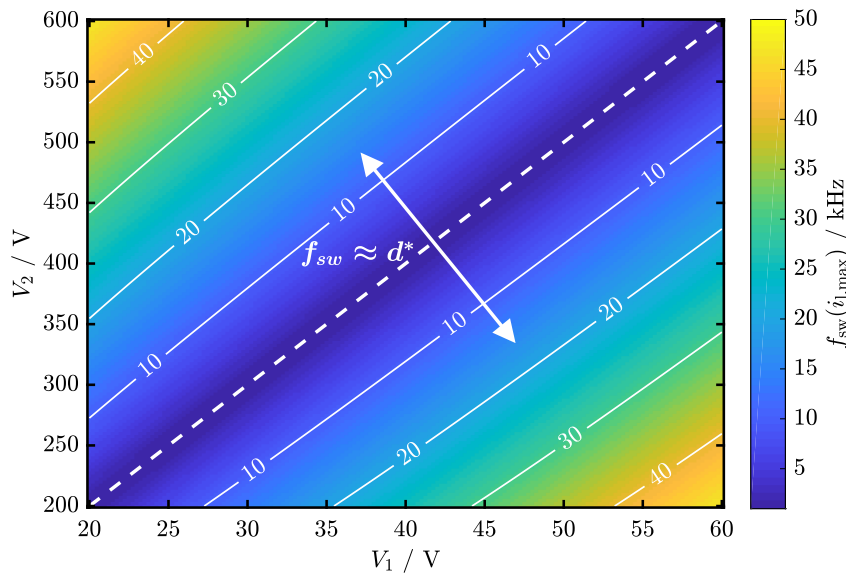


Abbildung 6.4: Notwendige Schaltfrequenz zur Einhaltung des maximalen Spitzenstroms $i_{L,\max}$ steigt in erster Näherung proportional zu d^* .

Die berechnete Schaltfrequenz in Abb. 6.4 gibt die notwendige Frequenz an, um den sekundärseitigen Spitzenstrom von 16 A nicht zu überschreiten. Diese ist insbesondere in der Nähe der $d = 1$ -Linie für den Betrieb mit $f_{sw,opt}$ von Interesse. Der Betrieb mit $f_{sw,opt}$ gibt über weite Teile eine deutlich höhere Schaltfrequenz vor, als sie nach Abb. 6.4 notwendig ist. Allerdings kann die Schaltfrequenz mit $f_{sw,opt}$ in der Nähe von $d = 1$ nahezu beliebig gering gewählt werden. Für $d = 1$ ergibt sich unter den oben beschriebenen Annahmen zur Einhaltung des Spitzenstroms eine minimale Schaltfrequenz von etwa 5 kHz.

Eine minimale Schaltfrequenz von 5 kHz schränkt den Betrieb mit $f_{sw,opt}$ entlang der $d = 1$ -Linie nur unwesentlich ein. Für den Magnetisierungsstrom des Transformators wird eine deutlich höhere Frequenz in diesem Bereich erwartet. Diese Randbedingung wird nachfolgend untersucht.

6.2.2 Begrenzung des Magnetisierungsstroms des Transformators

Neben dem sekundärseitigen Spitzenstrom, der Transistoren und externe Induktivität belastet, muss der Grenzwert für den Magnetisierungsstrom des Transformators berücksichtigt werden. In diesem Zusammenhang wurde in Kap. 4.4 bereits gezeigt, dass sich der Magnetisierungsstrom asymmetrisch zwischen Primär- und Sekundärseite aufteilt. Die Anbindung der Hauptinduktivität geschieht auf der Primärseite über die Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$, während auf der Sekundärseite zusätzlich zu $L_{\sigma 2}$ noch die externe Induktivität L_{ext} hinzukommt. Die asymmetrische Anbindung der Hauptinduktivität an Primär- und Sekundärseite führt daher zu einer asymmetrischen Aufteilung des Magnetisierungsstroms.

Da in dem magnetischen Kreis des Transformators möglichst wenig Energie gespeichert werden soll, kann auf einen Luftspalt verzichtet werden. Verglichen zu einer Implementierung mit Luftspalt kann bei gleicher Windungszahl eine größere Hauptinduktivität und somit ein kleinerer Magnetisierungsstrom realisiert werden. Allerdings wird der Transformator dadurch besonders empfindlich gegenüber einem DC-Anteil im Magnetisierungsstrom, der die maximale magnetische Flussdichte zusätzlich erhöht. Zwar ist die ideale DAB frei von jeglichem DC-Anteil im Magnetisierungsstrom, dennoch haben praktische Messungen gezeigt, dass sich zeitweise ein DC-Anteil bei schlagartiger Änderung der Phasenverschiebung ergeben kann. Die Zusammenhänge hierfür wurden erst zum Ende der

Arbeit hin untersucht und eine Lösung wird in [50] bzw. im Anhang A.3 präsentiert. An dieser Stelle soll dennoch für einen stabilen Betrieb eine große Marge im maximalen magnetischen Fluss gewählt werden. Für das Design des Transformators wird daher eine konservative maximale magnetische Flussdichte von 50 mT vorgesehen. Hieraus ergibt sich, gemessen an der Primärseite, ein maximaler Magnetisierungsstrom von

$$i_{m,\max} = \frac{H(B = 50 \text{ mT}) \cdot l_T}{N_T} = 2 \text{ A}. \quad (6.10)$$

Bei dem gewählten PM87/70 Transformator kern werden für die primärseitigen Wicklungen N_T vier Windungen gewählt. Die Länge des magnetischen Kreises l_T bemisst sich auf 146 mm und die magnetische Feldstärke H für einen maximalen magnetischen Fluss von 50 mT bemisst sich auf 55 A/m. Auf Basis des Modells aus Kap. 4 kann die notwendige Schaltfrequenz zur Einhaltung von $i_{m,\max}$ bestimmt werden. Abb. 6.5 zeigt das Ergebnis der Rechnung für einen konstanten Magnetisierungsstrom von 2 A. Die Grafik zeigt eine minimale Schaltfrequenz von 13 kHz bei $V_1 = 20$ V und $V_2 = 200$ V. Für die maximale Spannung auf Primär- und Sekundärseite von 60 bzw. 600 V ergibt sich eine minimale Schaltfrequenz von 39 kHz. Auffällig ist, dass die Frequenz im wesentlichen mit V_1 steigt, während der Einfluss von V_2 eher marginal ist. Dies entspricht den Erwartungen durch die asymmetrische Anbindung der Magnetisierungsinduktivität an Primär- und Sekundärseite der DAB.

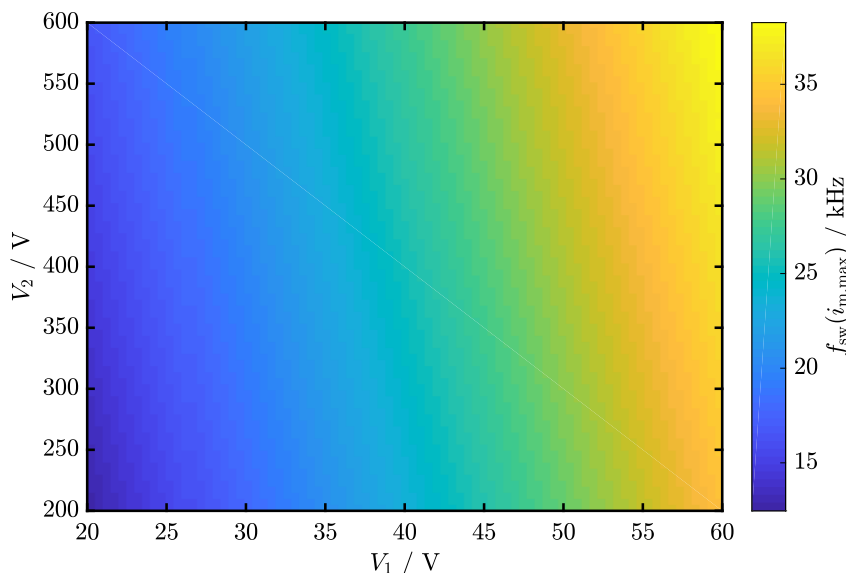


Abbildung 6.5: Notwendige Frequenz zur Einhaltung eines maximalen Magnetisierungsstroms.

Die Schaltfrequenz zur Einhaltung eines maximalen magnetischen Flusses nach Abb. 6.5 stellt eine bedeutende Einschränkung des Betriebs mit $f_{sw,\text{opt}}$ dar. Anhand dieser Randbedingung ist es in der Nähe des Bereichs um $d = 1$ (vgl. Abb. 6.3) nicht mehr möglich, die Schaltfrequenz beliebig gering zu wählen. Folglich muss ebenfalls von der optimalen Phasenverschiebung ϕ_{opt} abgewichen werden. Zwar besteht in diesem Bereich ohnehin ein gutes Verhältnis von Bild- und Wirkleistung, so dass das Verlustbudget von 50 W nicht überschritten wird, jedoch ist es wichtig die praktischen Einschränkungen beim Betrieb mit ϕ_{opt} zu zeigen.

Für den späteren Betrieb der mikrocontrollergesteuerten DAB wird Ergebnis von $f_{sw}(i_{m,\max})$ durch ein Polynom mit ganzzahligen Koeffizienten vereinfacht. Die maximal entstehende Abweichung beträgt 1 % bzw. 181 Hz.

$$f_{sw}(V_1, V_2) = -365 \text{ Hz} + 562 \text{ Hz} \cdot V_1 + 8 \text{ Hz} \cdot V_2. \quad (6.11)$$

6.3 Wahl der Koppelinduktivität

Um den Betrieb mit der optimalen Phasenverschiebung ϕ_{opt} zu gewährleisten, wird die Frequenz in Abhängigkeit des Arbeitspunktes so modifiziert, dass sich ϕ_{opt} bei der angestrebten Leistung von 1 kW einstellt. Neben der Frequenz hat allerdings auch die Koppelinduktivität L_{DAB} Einfluss auf die Übertragene Leistung. Für eine konstante Leistung beeinflussen sich beide Parameter Schaltfrequenz und Induktivität gegenseitig. Die Wahl von L_{DAB} ist also ein Kompromiss aus maximal zulässiger Schaltfrequenz und akzeptabler Marge der maximalen Phasenverschiebung bei minimaler Eingangsspannung.

Bereits in Kap. 6.1 wurde darauf hingewiesen, dass sich das Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung beim Betrieb entlang der $d = 1$ -Linie mit zunehmender Phasenverschiebung immer weiter verschlechtert. In der Grenzwertbetrachtung wird für $d = 1$ das beste Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung bei einer Schaltfrequenz von 0 Hz und 0° Phasenverschiebung erreicht. L_{DAB} muss dann ebenfalls zu null gewählt werden. Praktisch ist diese Überlegung von geringer Bedeutung, da Sättigungseffekte im Transformator die Schaltfrequenz auf einen Mindestwert beschränken. Dennoch ist eine geringe Phasenverschiebung entlang der $d = 1$ -Linie weiterhin erstrebenswert. Demgegenüber steht der Spitzenwert der Schaltfrequenz, der sowohl bei $V_1 = 40$ und $V_2 = 600$ V als auch bei $V_1 = 60$ und $V_2 = 400$ V erreicht wird. Durch die Wahl einer kleinen Koppelinduktivität wird die maximale Schaltfrequenz stark in die Höhe getrieben. Durch parasitäre Kapazitäten über den Wicklungen des Transformators wie auch eine notwendige Totzeit zwischen dem Ein- und Ausschalten der Transistoren einer Halbbrücke sollte die Frequenz allerdings nicht beliebig hoch gewählt werden.

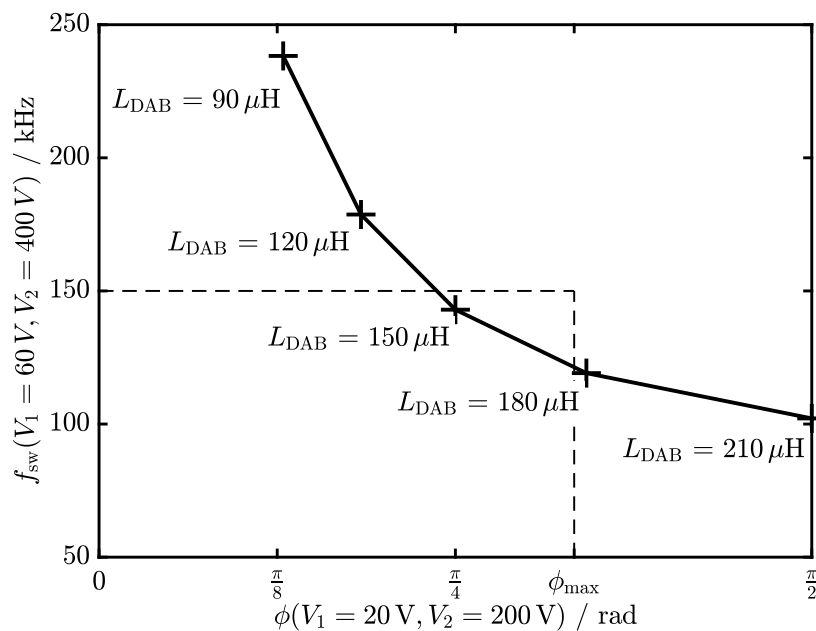


Abbildung 6.6: Die Wahl von L_{DAB} wird durch Randbedingungen, wie die maximale Phasenverschiebung ϕ_{max} und maximale Schaltfrequenz von 150 kHz eingeschränkt.

In Abb. 6.6 wird die Schaltfrequenz bei $V_1 = 40$ und $V_2 = 600$ V der Phasenverschiebung bei $V_1 = 20$ und $V_2 = 200$ V gegenübergestellt. Im eingeschwungenen Zustand wird die Phasenverschiebung auf $\phi_{\text{max}} = \pi/3$ begrenzt, um im dynamischen Fall noch eine Leistungsreserve vorzuhalten, die z.B. zur Steigerung der Ausgangsspannung genutzt werden kann. Ebenfalls soll die Schaltfrequenz den Maximalwert von 150 kHz möglichst nicht überschreiten,

um frequenzabhängige Verluste gering zu halten. Anhand dieser Randbedingungen ergibt sich ein eingeschränkter Bereich im dem die Wahl von L_{DAB} möglich ist. Der Wert für L_{DAB} kann daher in dem Bereich von $142 \mu\text{H}$ bis $177 \mu\text{H}$ gewählt werden.

Auf Basis dieser Überlegungen wird für L_{DAB} unter Verwendung der variablen Schaltfrequenz eine Induktivität von $150 \mu\text{H}$ gewählt. Gegenüber der ursprünglich verwendeten $45 \mu\text{H}$ in Kap. 4.2 stellt dies eine Verdreifachung der Induktivität dar. Die Übertragung der Leistung von 1 kW ist daher nur durch die variable Schaltfrequenz möglich. Dieser Wert reduziert die Phasenverschiebung bei $V_1 = 20 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ und kommt so ϕ_{opt} nahe, ohne die Schaltfrequenz von 150 kHz zu übersteigen.

6.4 Betrieb mit optimierter Schaltfrequenz

Basierend auf den Überlegungen aus Kap. 6.1 zur Schein-, Wirk- und Blindleistung und aus Kap. 6.2 zur Einhaltung der bauteilbedingten Grenzwerte kann nun die Schaltfrequenz bestimmt werden, mit der ein bestmöglicher Betrieb der DAB über einen weiten Spannungsbereich möglich ist. Durch Verwendung der optimalen Phasenverschiebung ϕ_{opt} und Variation der Schaltfrequenz f_{sw} gelingt es, über den gesamten Arbeitsbereich die konstante Leistung P zu übertragen und gleichzeitig das Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung zu maximieren. In der Nähe der $d = 1$ -Linie führt dies zu einer sehr geringen Phasenverschiebung mit entsprechend geringer Frequenz. Um Transformator und Transistoren durch den steigenden Magnetisierungsstrom nicht zu überlasten, wird die Schaltfrequenz auf ein akzeptables Maß nach unten hin beschränkt. Der Einfluss auf die sekundärseitige Induktivität L_{ext} wurde ebenfalls untersucht, stellt aber keine Limitation dar.

Das resultierende Modulationsverfahren unter Verwendung einer Koppelinduktivität von $150 \mu\text{H}$ ist in Abb. 6.7 zu sehen. Gut zu erkennen ist, wie die Schaltfrequenz für Arbeitspunkte im Bereich $d = 1$ mit zunehmender Spannung steigt, um den Magnetisierungsstrom des Transformators konstant zu halten. Auf Basis dieses Modulationsverfahrens beträgt die minimale Schaltfrequenz nun 25 kHz , welche sich bei minimaler Eingangsspannung von $V_1 = 20$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ einstellt. Die maximale Schaltfrequenz ergibt sich bei $V_1 = 60$ und $V_2 = 400 \text{ V}$ mit 143 kHz .

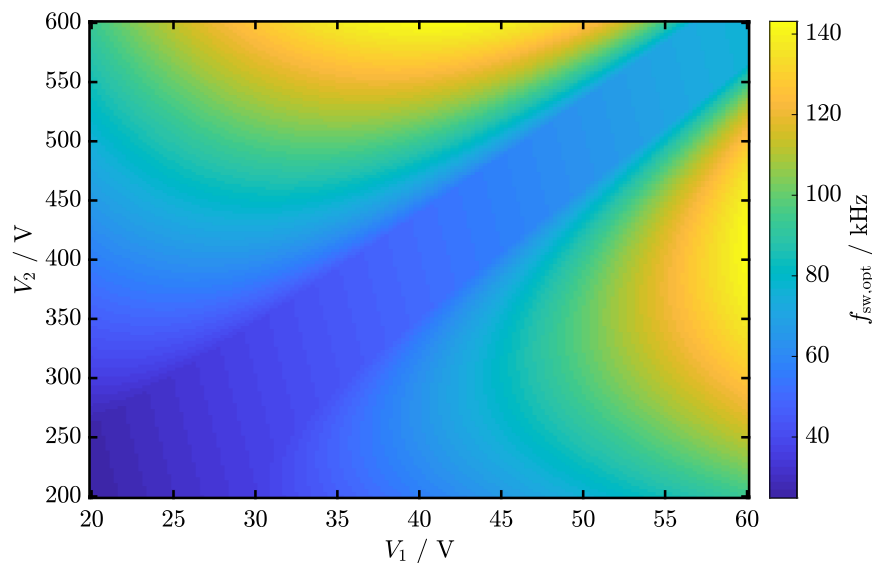


Abbildung 6.7: Optimale Schaltfrequenz $f_{\text{sw,opt}}$ mit arbeitspunktabhängiger unterer Schaltfrequenz.

Da der Betrieb mit $f_{\text{sw,opt}}$ nach Abb. 6.7 den ZVS-Betrieb über den gesamten Arbeitsbe-

reich ermöglicht, treten die Leitverluste in den Vordergrund. Ein verringerter Effektivwert ist daher von großer Bedeutung. Abb. 6.8 und Abb. 6.9 vergleichen daher den Effektivwert mit $f_{sw,opt}$ und konventioneller Ansteuerung der DAB, Damit der gleiche Leistungsfluss bei dem Betrieb mit 100 kHz möglich ist, muss L_{DAB} zu 45 μH gewählt werden.

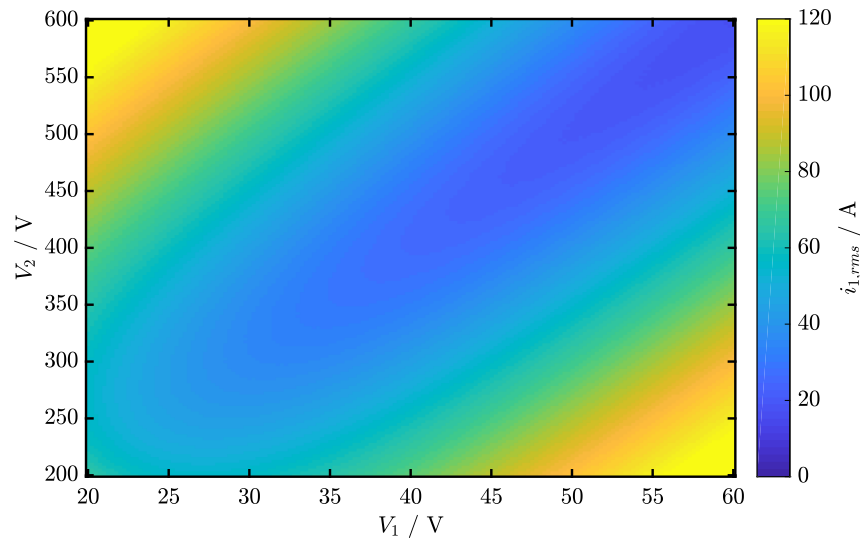


Abbildung 6.8: Strombelastung an der Primärseite bei Betrieb mit 100 kHz und 45 μH Koppelinduktivität.

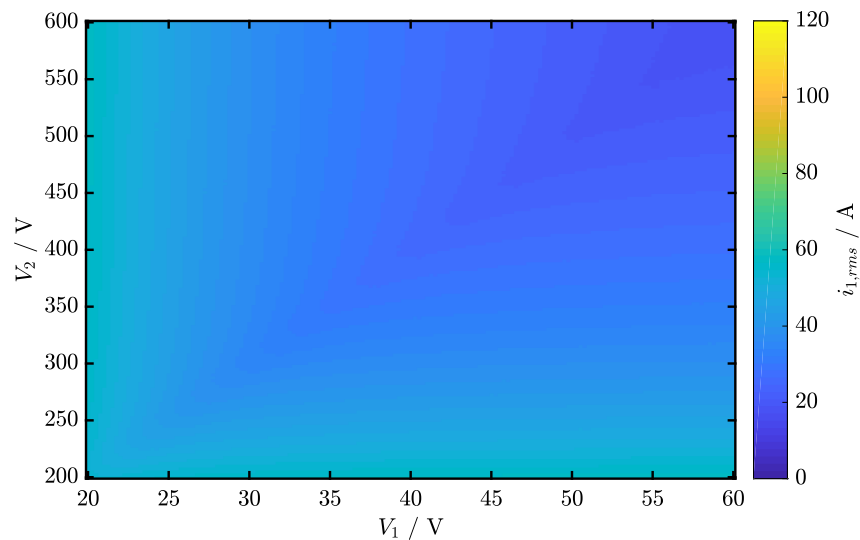


Abbildung 6.9: Strombelastung an der Primärseite bei Betrieb mit variabler Schaltfrequenz und 150 μH Koppelinduktivität.

Anhand der Grafiken ist zu erkennen, welchen bedeutenden Einfluss der Betrieb mit variabler Schaltfrequenz auf die Strombelastung hat. Nach Abb. 6.8 ergibt sich auf der Primärseite bei konventioneller Ansteuerung ein mittlerer Effektivwert von 55 A und ein Spitzenstrom von 241 A. Durch Verwendung der variablen Schaltfrequenz nach Abb. 6.9 kann der mittlere Effektivwert auf 37 A und der maximale Spitzenstrom auf 102 A reduziert werden. Auf der Sekundärseite lässt sich ein ähnlicher Effekt beobachten. Hier beträgt der mittlere Effektivwert 5.5 A und der absolute Spitzenwert 24 A. Durch die variable Schaltfrequenz reduziert sich der mittlere Effektivwert zu 4 A und der maximale Spitzenstrom auf 11 A. Anhand dieser Zahlen wird deutlich, dass insbesondere die starke Strombelastung in den

Randbereichen des Arbeitsbereichs durch Verwendung einer variablen Schaltfrequenz abnimmt. Der Spitzenstrom kann um mehr als den Faktor zwei reduziert werden und die mittlere Strombelastung sinkt um über 30 %. Durch eine gleichmäßigere Belastung über den gesamten Arbeitsbereich lässt sich das Potential der Hardware besser ausschöpfen.

Wird eine feste Schaltfrequenz verwendet, erreicht der Effektivwert in den äußeren Randbereichen einen Wert von 120 A, während er mit variabler Frequenz unter 60 A bleibt. Allein auf die Leitverluste bezogen kann die Verlustleistung dadurch um den Faktor vier gesenkt werden. Zusätzlich kann anhand der variablen Schaltfrequenz über dem gesamten Arbeitsbereich der ZVS-Betrieb sichergestellt und Einschaltverluste so vermieden werden. Dadurch reduziert sich die Verlustleistung weiter. Unter Verwendung des entworfenen Simulationsmodells der DAB lassen sich die Verluste und der Wirkungsgrad bei Betrieb mit variabler Schaltfrequenz berechnen.

6.5 Wirkungsgrad des optimierten Modulationsverfahrens

Basierend auf dem Verlustmodell aus Kap. 4 wird unter Anwendung des vorgeschlagenen Modulationsverfahrens der Wirkungsgrad über den gesamten Arbeitsbereich berechnet. Um die Vorteile einer variablen Schaltfrequenz darzustellen wird zum Vergleich der Betrieb mit fester Schaltfrequenz bei 30 und 100 kHz dargestellt. Es wird jeweils ein Übersetzungsverhältnis von $n = 10$ und eine Koppelinduktivität von $L_{DAB} = 150 \mu\text{H}$ verwendet.

Der Betrieb mit 30 kHz ist in Abb. 6.10 dargestellt. Dieser ermöglicht rechnerisch über dem gesamten Arbeitsbereich eine Ausgangsleistung von 1 kW bereit zu stellen. Es ist jedoch ersichtlich, dass die Effizienz nur in einem kleinen Bereich rund um die $d = 1$ -Linie über 95 % liegt. Zu den Randbereichen hin fällt die Effizienz durch hohe Schaltströme und den Verlust des ZVS-Betriebs stark ab. Durch die anfallende Verlustleistung steigt ebenfalls die thermische Belastung, wodurch die Leitwiderstände weiter erhöht werden und die Effizienz zusätzlich verschlechtert wird. Die Realisierung ist daher nicht praktikabel.

Eine Verbesserung der Effizienz kann beim Betrieb mit 100 kHz in Abb. 6.11 beobachtet werden. Durch die höhere Schaltfrequenz ist bei gleicher Leistung eine höhere Phasenverschiebung notwendig. Dies ist insbesondere in den Randbereichen fern ab von $d = 1$ von Vorteil. Die (Schalt-)Ströme werden dadurch reduziert und ein besseres Verhältnis aus Blind- zu Wirkleistung entsteht. Jedoch ist es innerhalb des dunkelblau markierten Bereichs durch die Koppelinduktivität von $150 \mu\text{H}$ nicht möglich, eine Leistung von 1 kW zu übertragen. Die Implementierung ist daher auch nicht praktikabel.

Abb. 6.12 zeigt folglich den Betrieb mit variabler Schaltfrequenz $f_{sw,opt}$. Der zusätzliche Freiheitsgrad ermöglicht die optimale Anpassung der Schaltfrequenz auf den jeweiligen Arbeitspunkt. So ist es möglich mit einer Koppelinduktivität von $L_{DAB} = 150 \mu\text{H}$ und hoher Effizienz eine Leistung von 1 kW zu übertragen. Jedoch zeigen die Simulationsergebnisse ebenfalls, dass der Wirkungsgrad in einigen Arbeitspunkten unter 95 % fällt. Hierbei sind besonders die Randbereiche, d. h. V_1 oder V_2 gering, betroffen. Der Wirkungsgrad verhält sich jedoch nicht symmetrisch zur $d = 1$ -Linie, sondern fällt besonders stark bei einer geringen Spannung auf der Sekundärseite und hohe Spannung auf der Primärseite ab. Dies ist dadurch zu erklären, dass der Magnetisierungsstrom des Transformators in einem größeren Maße von V_1 als von V_2 abhängt. Dementsprechend steigen neben den Hystereseverlusten auch die Leit- und Schaltverluste mit zunehmender Spannung auf der Primärseite. Aus diesem Grund ist der Betrieb bei $V_1 = 60 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ mit den größten Verlusten verbunden. Basierend auf den Ergebnissen der Simulation wird hier ein Wirkungsgrad von 90.5 % erwartet. Zur Bestimmung der Effizienz des Wandlers genügt es, den Betrieb bei $V_1 = 60 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ zu betrachten.

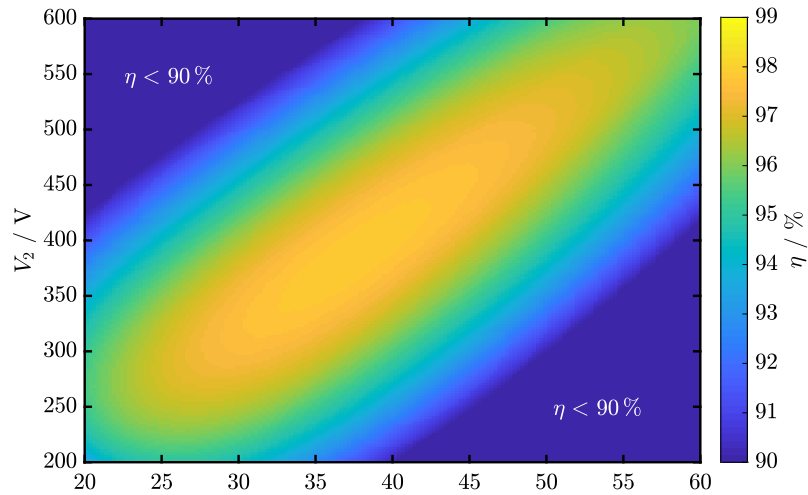


Abbildung 6.10: Wirkungsgrad mit $f_{sw} = 30$ kHz und $L_{DAB} = 150$ μ H. Übertragung von 1 kW möglich, Effizienz sinkt jedoch über weite Teile unter 95 %.

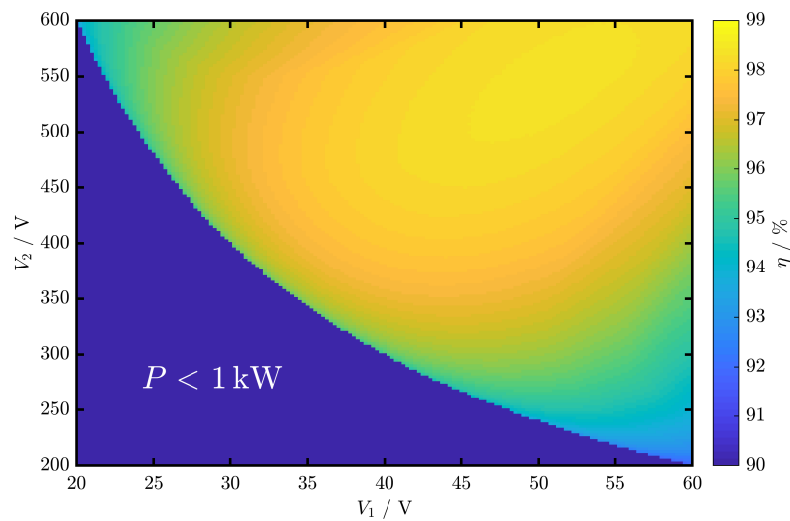


Abbildung 6.11: Wirkungsgrad mit $f_{sw} = 100$ kHz und $L_{DAB} = 150$ μ H. 1 kW kann erst bei erhöhten Spannungsniveau übertragen werden.

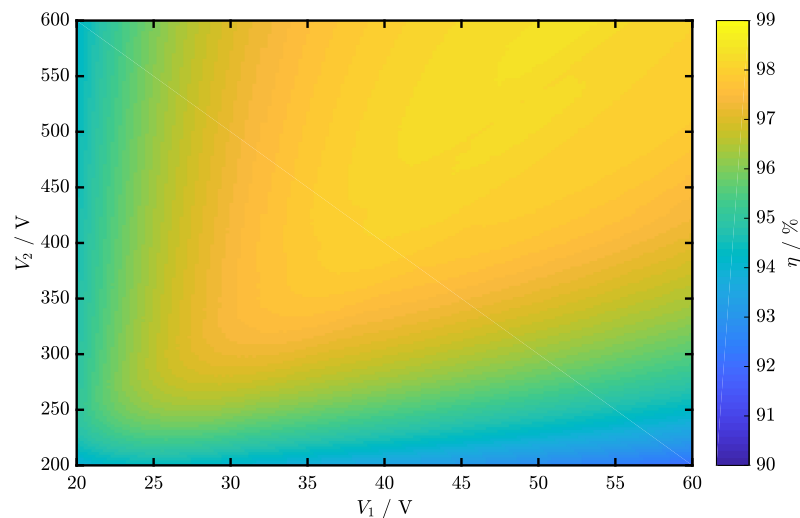


Abbildung 6.12: Wirkungsgrad mit variabler Schaltfrequenz $f_{sw,opt}$ und $L_{DAB} = 150$ μ H. Übertragung von 1 kW bei über 95 % für die meisten Arbeitspunkte. Der kritischste Punkt ist bei $V_1 = 60$ V und $V_2 = 200$ V.

7 Effizienzmessung und Verbesserungen der Hardware

In Kap. 6 wurde der Betrieb mit variabler Schaltfrequenz weiter optimiert, indem jeweils das bestmögliche Verhältnis aus Wirk- zu Blindleistung gefunden wurde. Simulationsergebnisse am Ende des Kapitels belegen den Effizienzgewinn, der durch den zusätzlichen Freiheitsgrad möglich ist. Ebenfalls hat die Simulation gezeigt, dass der kritischste Arbeitspunkt bei $V_1 = 60\text{ V}$ und $V_2 = 200\text{ V}$ zu erwarten ist. Für die bestehende Wandlerkonfiguration mit der Koppelinduktivität auf der Sekundärseite genügt es also lediglich diesen Arbeitspunkt zu betrachten.

Dazu wurde die Wandlereffizienz für $V_2 = 200, 250$ und 300 V über dem gesamten Spannungsbereich von 20 bis 60 V auf der Primärseite bei einer Leistung von 1 kW untersucht. Abb. 7.1 zeigt den gemessenen Wirkungsgrad der prototypischen DAB unter Verwendung des vorgeschlagenen Modulationsverfahrens mit variabler Frequenz. Den Erwartungen nach zeigt sich für $V_2 = 200\text{ V}$ bei $V_1 = 60\text{ V}$ die geringste Effizienz, nimmt aber mit steigender Spannung auf der Sekundärseite zu. Für den Betrieb mit $V_2 = 200\text{ V}$ ergibt sich bei $V_1 = 22.5\text{ V}$ ein maximaler Wirkungsgrad von 95.8% und fällt auf 89.5% bei 60 V . Wird die sekundärseitige Spannung auf $V_2 = 250$ bzw. 300 V erhöht, steigt der maximale Wirkungsgrad auf 96.6 bzw. 97.8% . Ein Vergleich mit der jeweils simulierten Effizienz vervollständigt die Grafik.

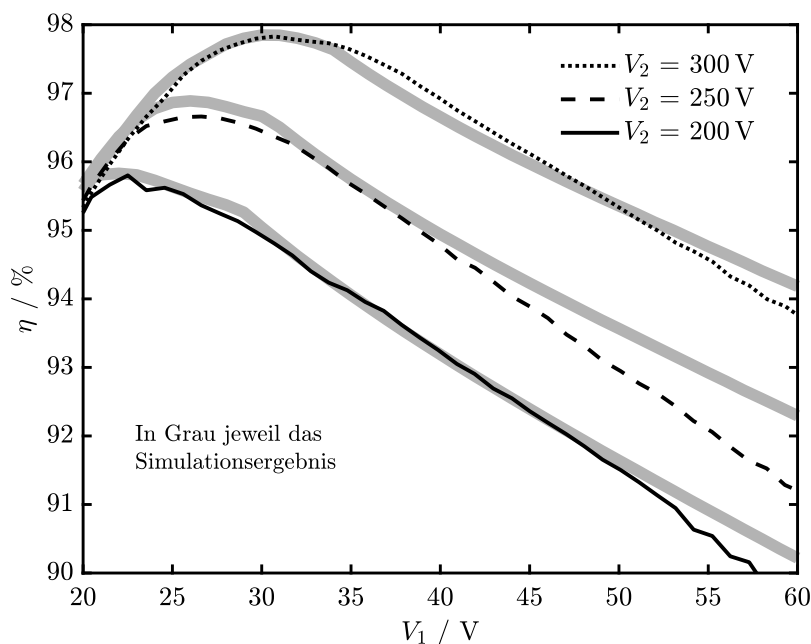


Abbildung 7.1: Gemessene Effizienz der prototypischen DAB im anspruchsvollsten Arbeitspunkt mit $V_2 = 200\text{ V}$, zum Vergleich ebenfalls Messungen für 250 V und 300 V .

Abb. 7.2 zeigt die Zusammensetzung der Verlustleistung für den Arbeitspunkt mit den größten Verlusten bei $V_1 = 60$ und $V_2 = 200\text{ V}$. Dieser Punkt ist aus mehreren Gründen problematisch. Zu erst ergibt die Asymmetrie zwischen nV_1 und V_2 ein ungünstiges Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung, welches zu hohen Leitverlusten führt. Darüber hinaus ist der

Ausgangsstrom auf der Sekundärseite generell hoch, da die Spannung mit $V_2 = 200\text{ V}$ auf unteren Grenze des Arbeitsbereichs liegt. Dadurch werden die Leitverluste auf der Sekundärseite weiter erhöht. Zusätzlich ist der Magnetisierungsstrom groß, da dieser vor allem von der Primärseite getrieben wird. Dadurch entstehen weitere Leit- und Hystereseverluste.

Mit über 60 % der Gesamtverlustleistung stellen die unterschiedlichen Leitverluste P_{con} den größten Anteil der Verlustleistung dar. Auf der Primärseite entstehen durch die Leitverluste der MOSFETs $P_{\text{con,MOS,prim.}}$ etwa 24 % der Gesamtverlustleistung. Die Leitverluste der sekundärseitigen MOSFETs $P_{\text{con,MOS,sek.}}$ stellen einen geringeren Anteil von 14 % dar. Die Leitverluste der induktiven Bauelemente machen ebenfalls etwas mehr als ein Drittel der Gesamtverlustleistung aus. Hierbei entfallen 24 % der Gesamtverlustleistung auf die Primärseite des Transformators ($P_{\text{con,T,prim.}}$) und etwa 10 % auf die Sekundärseite. Die Leitverluste in der externen Induktivität $P_{\text{con,Lext}}$ sind im Vergleich mit etwa 6 % eher zu vernachlässigen. Neben den Leitverlusten sind noch die Schaltverluste zu erwähnen, wobei sich Primär- und Sekundärseite signifikant unterscheiden. Während auf der Primärseite auch mit ZVS noch etwa 8 % der Gesamtverlustleistung als Schaltverluste auftreten, sind es auf der Sekundärseite weniger als 1 %. Verluste in den Kondensatoren (P_{esr}) auf Primär- und Sekundärseite spielen, wie auch die Hystereseverluste, eine untergeordnete Rolle.

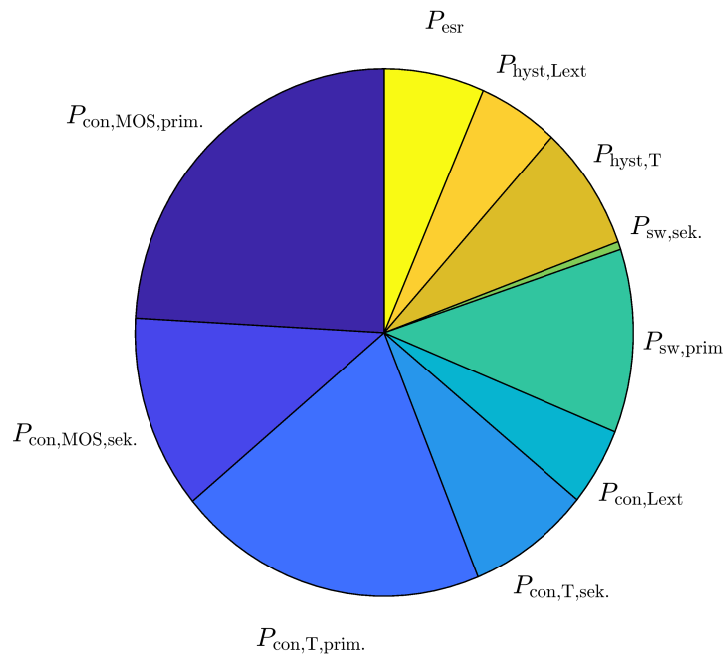


Abbildung 7.2: Verlustanteile für den Arbeitspunkt mit $V_1 = 60\text{ V}$ und $V_2 = 200\text{ V}$. Die Leitverluste P_{con} dominieren die Gesamtverlustleistung.

Bedingt durch den überwiegenden Anteil an den Gesamtverlusten werden Möglichkeiten zur Reduzierung der Leitverluste zuerst besprochen. Die Effektivität der besprochenen Ansätze wird mit $\Delta\eta$ als absoluter Unterschied in der Wandlereffizienz bei $V_1 = 60\text{ V}$ und $V_2 = 200\text{ V}$ beschrieben.

7.1 Reduzierung der Leitverluste

Die Leitverluste der DAB lassen sich zum einen dem Einschaltwiderstand der Transistoren, zum anderen dem Kupferwiderstand in den induktiven Bauelementen zuordnen. Eine Reduzierung ist in beiden Fällen auf Basis des Prototyps möglich.

7.1.1 Reduzierter Einschaltwiderstand auf der Primärseite

Das Design des Prototyps in Kap. 4 ist 2014 entstanden. Dabei wurden Transistoren mit der OptiMOS-3-Technologie von Infineon eingesetzt. Etwas später ist jedoch ein vergleichbarer Transistor mit der Nachfolgetechnologie OptiMOS 5 im selben Gehäuse auf dem Markt erschienen. Bei ähnlichen Schaltverhalten verfügt der IPB019N08N5 über den halben Leitwiderstand des IPB039N10N3. Eine weitere Reduzierung des Leitwiderstandes ist durch den IPB015N08N5 möglich, jedoch steigen hier die Kapazitäten deutlich. Tab. 7.1 vergleicht in diesem Zusammenhang die wichtigsten Parameter der betrachteten MOSFETs.

Tabelle 7.1: Vergleich unterschiedlicher MOSFET-Typen im D2Pak für die Primärseite der DAB.

Bezeichnung	Technologie	$R_{DS(on)}$	V_{DS}	Q_{GS}	C_{iss}	C_{oss}
IPB039N10N3	OptiMOS 3	3.9 m Ω	100 V	29 nC	6320 pF	1200 pF
IPB019N08N5	OptiMOS 5	1.9 m Ω	80 V	33 nC	6900 pF	1100 pF

Messungen am Prototypen konnten belegen, dass eine maximale Sperrspannung von 80 V gegenüber den ursprünglich gewählten 100 V ausreichend Marge bietet. Durch das vorgeschlagene Modulationsverfahren mit variabler Schaltfrequenz können Spannungsspitzen, wie sie häufig bei hart schaltenden Topologien auftreten, vermieden werden. Die Verwendung eines 80 V Typs bietet dennoch 33 % Marge bezogen auf die notwendige Sperrspannung von 60 V. Bei Verwendung des moderneren IPB019N08N5-MOSFETs steigt die Effizienz des Wandlers bei $V_1 = 60$ V und $V_2 = 200$ rechnerisch um $\Delta\eta = 1.23$ %.

7.1.2 Reduzierter Einschaltwiderstand auf der Sekundärseite

Auf der Sekundärseite hat sich, ähnlich wie auf der Primärseite, das Marktangebot an verfügbaren MOSFETs erweitert. Während der Entwicklung des Prototyps stand für die Sekundärseite lediglich der C3M0120100K von Wolfspeed in einem TO-247-Gehäuse mit Kelvin-Anschluss zur Verfügung. Das Marktangebot hat sich in der Zwischenzeit jedoch geändert, sodass der bestehende MOSFET durch einen pinkompatiblen Typ ausgetauscht werden kann. Tab. 7.2 zeigt kompatible Typen, die in Betracht gezogen werden.

Tabelle 7.2: Vergleich von MOSFETs für die Sekundärseite der DAB. Der ursprüngliche Prototyp verwendet den C3M0120100K.

Bezeichnung	Technologie	$R_{DS(on)}$	V_{DS}	Q_{GS}	C_{iss}	C_{oss}
C3M0120100K	C3	155 m Ω	1000 V	13 nC	350 pF	40 pF
C3M0065100K	C3	78 m Ω	1000 V	19 nC	660 pF	60 pF
C3M0075120K	C3	90 m Ω	1200 V	31 nC	1350 pF	58 pF
IMZ120R045M1	M1H	59 m Ω	1200 V	28 nC	1900 pF	115 pF

Im Vergleich zu dem gewählten C3M0120100K zeigt der IMZ120R045M1 von Infineon bei 20 % höherer Sperrspannung einen um Faktor drei reduzierten Einschaltwiderstand. Je-

doch steigen hierbei auch die Kapazitäten des MOSFETs um den Faktor zwei bis drei. Dieser MOSFET-Typ ist besonders bei einem erweiterten Arbeitsbereich mit erhöhter Spannung interessant. Der C3M0065100K nutzt die gleiche Technologie wie der gewählte C3M0120100K, jedoch wird der Einschaltwiderstand nahezu halbiert. Bei Verwendung des C3M0065100K mit $78 \text{ m}\Omega$ steigt die Effizienz der DAB bei $V_1 = 60 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ rechnerisch um $\Delta\eta = 0.5 \%$. Die größeren Kapazitäten des Halbleiters stellen hier kein Problem dar. Eine Anpassung der Gatevorwiderstände ermöglicht ein vergleichbares dynamisches Verhalten.

7.1.3 Reduzierte Leitverluste im Transformator

Die Leitverluste im Transformator stellen insgesamt etwa ein Drittel der Gesamtverlustleistung dar. Der ursprünglich verwendete Transformator nutzt dabei das Wickelfenster nicht vollständig aus und es besteht Verbesserungspotential. Dass das Wickelfenster nicht vollständig ausgefüllt wurde, liegt im wesentlichen an fehlender Verfügbarkeit entsprechender Litze während des Transformatorentwurfs. Rechnerisch lässt sich auf der Primärseite eine Litze mit 1400 anstatt 700 Adern verwenden. Der Widerstand auf der Sekundärseite lässt sich ebenfalls durch Verwendung von 70 anstatt 30 Adern reduzieren. Mit einem verschachtelten Wicklungsaufbau kann der Einfluss des Proximity-Effekts reduziert und so der Querschnitt besser genutzt werden. Dadurch reduziert sich der effektive Widerstand im Transformator praktisch um die Hälfte und erhöht die Effizienz rechnerisch um $\Delta\eta = 1.44 \%$.

7.2 Reduzierte Schaltverlust auf der Primärseite

Gemäß der Verlustaufteilung, die in Abb. 7.2 dargestellt ist, stellen die Schaltverluste trotz ZVS-Betrieb einen nennenswerten Anteil dar. Insbesondere im Vergleich zu den Schaltverlusten auf der Sekundärseite sind die Schaltverluste auf der Primärseite erheblich. Zwar schalten die Transistoren durch ZVS nahezu spannungsfrei ein, jedoch kann dies nicht für das Ausschaltverhalten in jedem Arbeitspunkt sichergestellt werden. So ist es bei kleinen Lastströmen auf Grund der Kapazität des Schaltknotens möglich, den Transistor auszuschalten, ohne dass eine nennenswerte Spannung während des Schaltvorgangs über diesem anliegt (vgl. Kap. 3.2). Ist der Laststrom jedoch sehr groß bzw. die Schaltknotenkapazität sehr klein, liegt auch während des Ausschaltvorgangs über dem Transistor eine Spannung an, die in Kombination mit dem Schaltstrom zu Verlusten führt. Dieser Effekt wird ebenfalls maßgeblich durch die Anbindung des Gatetreibers bestimmt.

Eine zu schwache Auslegung oder schlechte Anbindung an das Gate-Source Potential des MOSFETs führen zu langsamen und verlustbehafteten Schaltvorgängen. Der gewählte Gatetreiber 1EDI60N12AF von Infineon zählt unter den isolierten Gatetreibern mit einem Spitzenstrom von 10 A zu den leistungsfähigen Treibern. Signifikant mehr Performance bieten nur wenige Gatetreiber, wie der IXD630 von IXYS mit unverhältnismäßig großem Platzbedarf. Bei der Anbindung des Gatetreibers wurde auf eine niederimpedante Leitungsführung nach [102] geachtet.

Neben der Impedanz aus Gatetreiber und Gate-Pfad bestimmt die untere Gatespannung, wie schnell der Transistor ausgeschaltet werden kann. Hierzu vergleicht Abb. 7.3 das Ausschaltverhalten bei Verwendung einer unteren Gatespannung von 0 sowie von -5 V . Daneben ist die Leistung über dem Transistor als Produkt aus V_{DS} und I_{DS} zu sehen. Die Integration der über dem Transistor abfallenden Leistung führt so schließlich zur Schaltenergie $E_{sw,off}$ und die integrierte Fläche wurde Grau hinterlegt. In beiden Fällen beträgt die Spannung nach Ausschalten 60 V und der Schaltstrom beträgt konstante 50 A. Das Schaltverhalten ohne negative Gatespannung wird in Abb. 7.3(a) dargestellt. Hierbei entstehen durch das langsame Ausschaltverhalten hohe Schaltverluste, da zeitgleich Strom und Spannung über dem Transistor anliegen. Die Gesamtschaltenergie beträgt in diesem Fall etwa $20 \mu\text{J}$.

Wird der Transistor hingegen mit einer negativen Gatespannung ausgeschaltet, steigt die Spannung während des Ausschaltvorgangs nicht wesentlich an, sodass Strom und Spannung zeitversetzt am Transistor anliegen. Hierdurch ergibt sich eine geringere Schaltenergie von $4.8 \mu\text{J}$. Die Ausschaltenergien für den relevanten Arbeitsbereich der DAB sind in Abb. 7.4 dargestellt. Durch die Verwendung einer negativen Gatespannung ist es möglich, die Schaltverluste auf der Primärseite signifikant zu reduzieren. Dabei ist der Effizienzgewinn jedoch vom Arbeitspunkt abhängig.

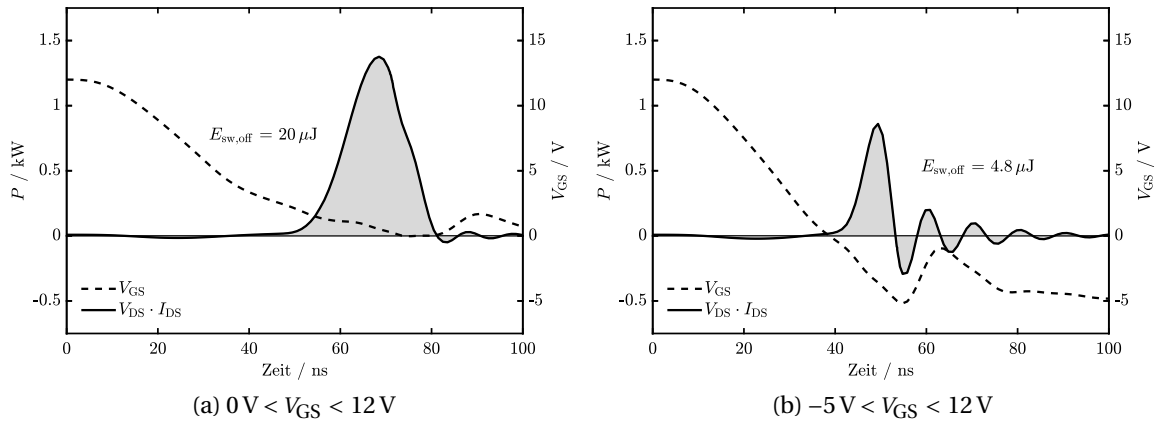


Abbildung 7.3: Vergleich des Ausschaltverhaltens mit einer unteren Gatespannung von 0 und -5 V .

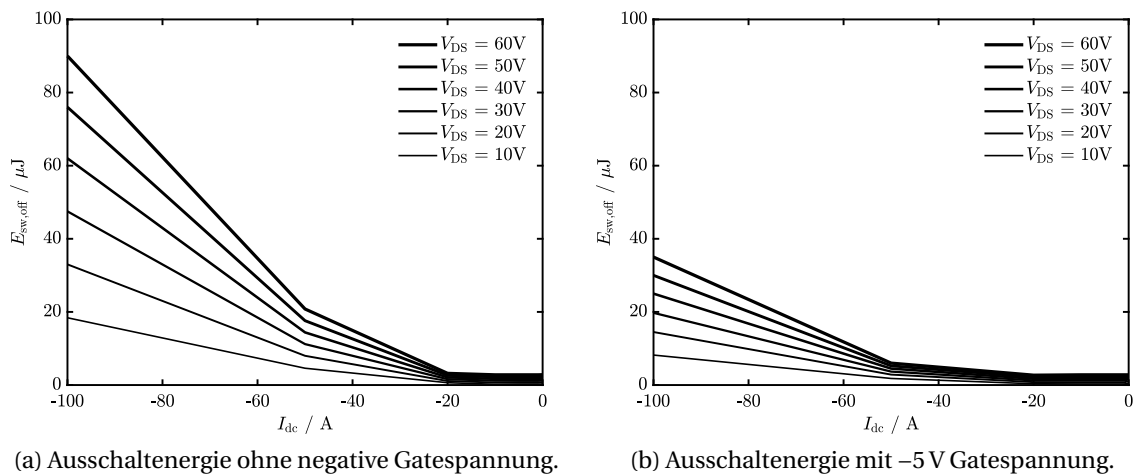


Abbildung 7.4: Vergleich der Ausschaltenergie bei Verwendung von 0 V und -5 V als negatives Bezugspotential.

Eine negative Gatespannung kann auf mehrere Arten implementiert werden [103, 104]. Die Implementierungsaufwand steigt dadurch nur geringfügig an, weshalb dieser Ansatz eine attraktive Möglichkeit ist, die Schaltverluste auf der Primärseite zu reduzieren. Durch reduzierte Schaltverluste auf der Primärseite steigt der Wirkungsgrad rechnerisch um $\Delta\eta = 0.41 \%$.

Verwendung von GaN-Halbleitern

Die mögliche Verwendung von schnell schaltenden GaN-Transistoren wurde am Rande dieser Arbeit geprüft. Durch die geringere Eingangskapazität bei ähnlichem Leitwiderstand

lassen sich die Schaltverluste weiter reduzieren. Dabei ist im Bezug auf die Schaltenergie beim Ausschalten eine Halbierung der Schaltverluste gegenüber der Implementierung mit Si-MOSFETs unter Verwendung einer negativen Gatespannung zu erwarten. Abb. 7.5 zeigt die resultierenden Schaltenergien bei der Verwendung des EPC2021-Transistors mit bipolarer Gatespannung von -3 und $+5$ V.

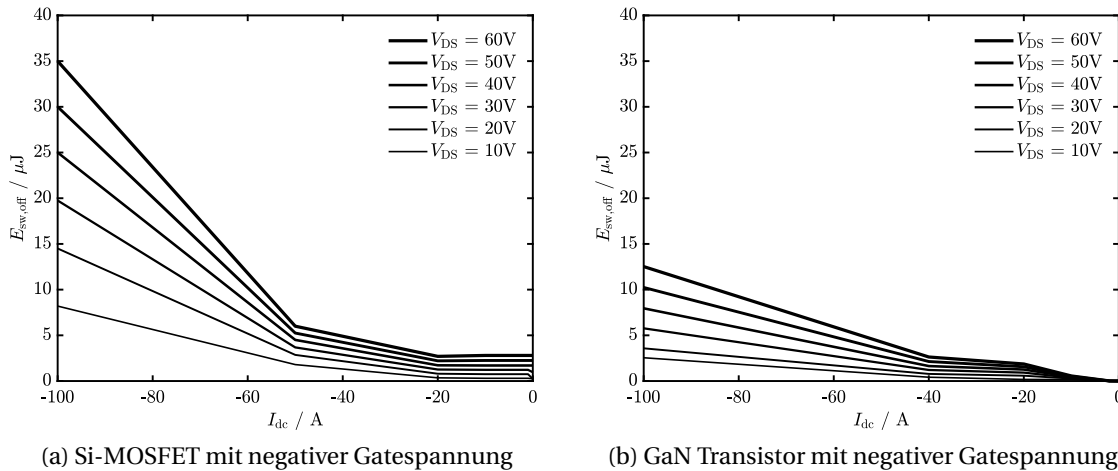


Abbildung 7.5: Vergleich der Ausschaltenergie eines MOSFETs mit negativer Gatespannung und einem GaN-Halbleiter mit negativer Gatespannung.

Durch Verwendung von GaN-Transistoren ließen sich nach Abb. 7.5 die Ausschaltverluste im Vergleich zu Si-MOSFETs mit negativer Gatespannung etwa um den Faktor zwei reduzieren. Diese Verbesserung schlägt sich jedoch nicht im gleichen Maße in der Gesamtverlustleistung durch, da die Ausschaltverluste der MOSFETs auf der Primärseite nur einen Teil der Gesamtverlustleistung ausmachen. Die Implementierung mit GaN-Transistoren wird in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

7.3 Anpassen des Übersetzungsverhältnisses

In Kap. 5.1 wurde unter Annahme einer symmetrischen Verlustverteilung durch Minimierung des Belastungsindikators r das Übersetzungsverhältnis für den Arbeitsbereich von 20 bis 60 V auf der Primär- und 200 bis 600 V auf der Sekundärseite zu $n = 10$ bestimmt. Bei genauer Betrachtung der Verlustleistung kann nicht mehr von einer symmetrischen Verlustleistung ausgegangen werden, da der Magnetisierungsstrom des Transformators durch die asymmetrische Verteilung von L_{ext} vor allem mit V_1 steigt. Dadurch ist der Arbeitspunkt mit $d = 1/3$ bei $V_1 = 60$ V und $V_2 = 200$ V stärker belastet als der Arbeitspunkt mit $d = 3$ bei $V_1 = 20$ V und $V_2 = 600$ V. Aus diesem Grund wurde der Arbeitspunkt $V_1 = 60$ und $V_2 = 200$ V als kritischster Betriebspunkt identifiziert.

Es besteht jedoch die Möglichkeit, durch Anpassung des Übersetzungsverhältnisses eine symmetrische Verlustverteilung zu erzielen. Um dies zu verdeutlichen zeigt Abb. 7.6 die rechnerisch bestimmte Effizienz der zwei Arbeitspunkte in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis n . Dafür wurde angenommen, dass die bereits vorgeschlagenen Maßnahmen zur Effizienzsteigerung angewendet wurden.

Entlang der gestrichelten Linie verhält sich die Verlustleistung symmetrisch zu den Arbeitspunkten $V_1 = 60$ V, $V_2 = 200$ V und $V_1 = 20$ V und $V_2 = 600$ V. Mit einem Übersetzungsverhältnis von $n = 10$, wie es bisher angenommen wurde, ist der Wirkungsgrad zu Gunsten von $V_1 = 20$ V, $V_2 = 600$ V verschoben. Nach Abb. 7.6 ist anhand des Schnittpunktes mit der

Diagonalen zu sehen, dass bei $n = 9.3$ eine symmetrische Verlustverteilung zwischen den zwei Arbeitspunkten erzielt werden kann. Für die praktische Implementierung heißt dies, dass der Transformator 4 und 37 Windungen auf Primär- und Sekundärseite aufweisen sollte.

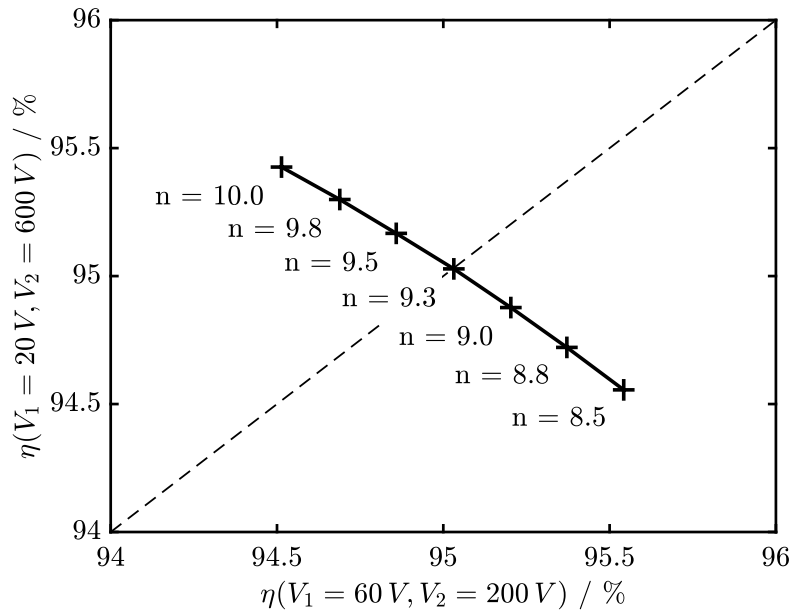


Abbildung 7.6: Effizienz der äußeren Arbeitspunkte bei $V_1 = 60 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ sowie $V_1 = 20 \text{ V}$ und $V_2 = 600 \text{ V}$.

Praktisch kann der Wert etwas vom berechneten Wert abweichen. Dennoch zeigt diese Überlegung, dass sich die Verlustleistung gleichmäßig auf den Arbeitsbereich verteilen lässt und eine gleichmäßigere Effizienz über dem gesamten Arbeitsbereich möglich ist. So gesehen wird die Effizienz des Wandlers zwar nicht gesteigert, jedoch werden Schwachpunkte kompensiert.

7.4 Gesamtergebnis

Anhand der Simulation und Messung in Abb. 7.1 konnte gezeigt werden, dass der Prototyp aus Kap. 4.2 einen Wirkungsgrad von 95 % nicht über den gesamten Arbeitsbereich erreichen kann. Dabei ist der Arbeitspunkt mit $V_1 = 60 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ der kritischste Arbeitspunkt für das System. Anhand der Simulationsergebnisse konnten die wesentlichen Verlustmechanismen identifiziert werden. Dabei stellen die Leitverluste in den Halbleitern sowie im Transformator einen wesentlichen Anteil dar. Durch die Einführung von neueren Transistoren ist eine Effizienzsteigerung bei gleicher Bauform möglich. Rechnerisch ermöglicht das Wickelfenster des Transformators ebenfalls eine Verdopplung des Kupferquerschnitts. Darüber hinaus kann die Anpassung des Übersetzungsverhältnisses die zusätzliche Belastung der Primärseite durch den Magnetisierungsstrom kompensieren.

In diesem Kapitel wurden Ansätze diskutiert, um die Verluste an den entsprechenden Stellen zu reduzieren. Ausgehend von einem minimalen Wirkungsgrad von berechneten 90.5 % bzw. gemessenen 89.5 % bei $V_1 = 60 \text{ V}$ und $V_2 = 200 \text{ V}$ zeigt Tab. 7.3, wie sich die unterschiedlichen Maßnahmen absolut gesehen auf die Effizienz auswirken. Der größte Effizienzgewinn lässt sich durch die Verdopplung des Wicklungsquerschnitts des Transformators mit etwa +1.6 % erzielen. Der Austausch der primärseitigen Halbleiter gegenüber moderne Typen erzielt einen ähnlich guten Gewinn in der Effizienz von +1.2 %. Ferner lassen sich auf der Primärseite noch weitere Verluste einsparen, indem die Halbleiter durch eine negative Gatespannung ausgeschaltet werden. Dadurch sollte die Effizienz etwa um

0.4 % steigen. Werden die Halbleiter auf der Sekundärseite durch niederohmigeren Typen getauscht, steigt die Effizienz ebenfalls um 0.4 %.

Tabelle 7.3: Absoluter Effizienzgewinn der vorgeschlagenen Maßnahmen zur Effizienzsteigerung

Ansatz	$\Delta\eta$
Doppelte Wicklungsquerschnitt	+1.65 %
IPB019N08N5 auf Primärseite	+1.23 %
Reduzierung von n auf 9.3	+0.75 %
C3M0065100K auf Sekundärseite	+0.48 %
Negative Gatespannung	+0.42 %

Wie aus Tab. 7.3 zu sehen ist, ergibt sich bei Durchführung aller vorgeschlagenen Maßnahmen ein Effizienzgewinn von etwa +4.5 %. Der Messung nach ergibt sich bei $V_1 = 60$ und $V_2 = 200$ V ein Wirkungsgrad von 89.5 %. Zwar ist es rechnerisch so nicht möglich, in diesem Arbeitspunkt eine Effizienz von $\eta = 95$ % zu erzielen, das Ziel wird jedoch nur marginal um etwa 1 % verfehlt. Bezogen auf den gesamten Arbeitsbereich kann auf mehr als 97 % der gesamten Fläche ein Wirkungsgrad von über 95 % erreicht werden. Basierend auf den vorgeschlagenen Maßnahmen zur Effizienzsteigerung wird in Abb. 7.7 der simulativ bestimmte Wirkungsgrad der DAB über den gesamten Arbeitsbereich dargestellt.

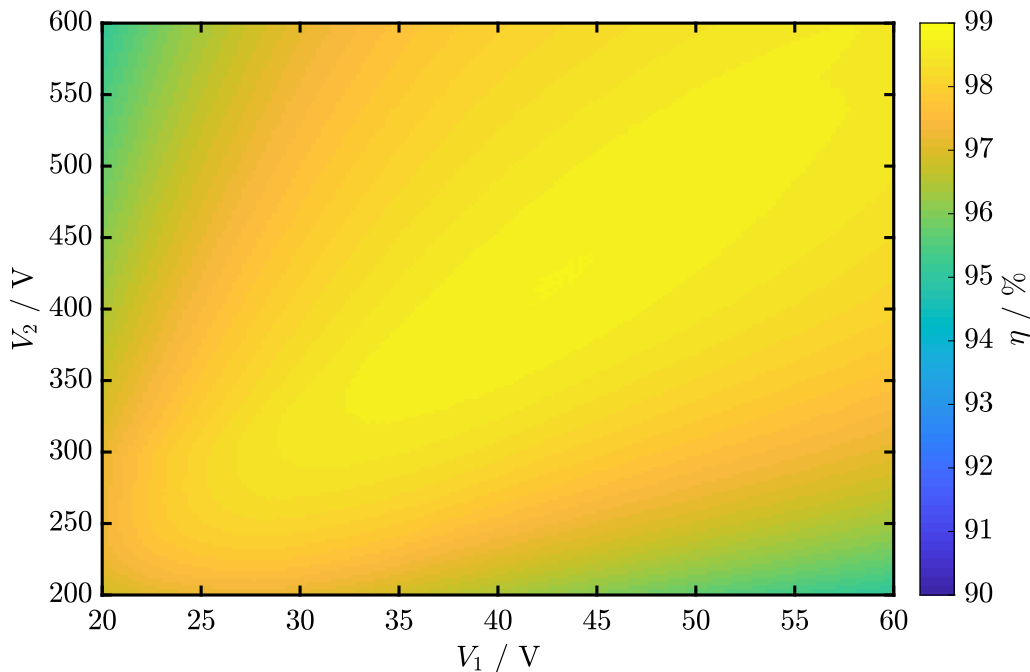


Abbildung 7.7: Berechneter Wirkungsgrad für den gesamten Arbeitsbereich unter Verwendung der angepassten Hardware.

In Abb. 7.7 ist deutlich zu erkennen, wie sich der Wirkungsgrad nun symmetrisch zur Diagonalen des Arbeitsbereichs verhält. Der maximale Wirkungsgrad wird rechnerisch bei $V_1 = 45$ und $V_2 = 450$ V mit etwas über 98 % erreicht. Diese ist plausible, insbesondere wenn die Messergebnisse aus Abb. 7.1 herangezogen werden. Hier wurde bereits bei dem nicht modifizierten Prototyp eine Effizienz von knapp unter 98 % bei $V_1 = 31$ und $V_2 = 300$ V gemessen. Wie bereits erwähnt, wird er Wirkungsgrad von 95 % in den Randbereichen mit $V_1 = 20$ V oder $V_2 = 200$ V mit rechnerisch 94 % marginal unterschritten.

8 Abschlussbetrachtung

Durch die nach 20 Jahren auslaufende Einspeisevergütung für Energie aus Photovoltaik(PV)-Anlagen, wird in dieser Arbeit ein DC/DC-Wandler entwickelt, der die Anbindung einer bestehenden PV-Anlage an einen Batteriespeicher ermöglicht. Bedingt durch die Forderung nach einer galvanischen Trennung zwischen Batterie und PV-Anlage wird die Verbindung der beiden Systeme durch die Dual Active Bridge (DAB)-Topologie ermöglicht. Innerhalb des Arbeitsbereichs von 20 bis 60 V auf der Primärseite und 200 bis 600 V auf der Sekundärseite soll eine konstante Leistung von 1 kW bei einem maximalen Verlustbudget von 50 W übertragen werden. Um die Komplexität in der Ansteuerung gering zu halten, wird der Leistungsfluss der DAB durch die Single Phase-Shift Modulation gesteuert.

Simulatorisch wurde gezeigt, dass sich der Arbeitsbereich mit der konventionellen DAB nicht unter Einhaltung des Verlustbudgets abdecken lässt. Damit der Betrieb dennoch gewährleistet ist, wurde ein umschaltbares Übersetzungsverhältnis, eine umschaltbare Koppelinduktivität und der Betrieb mit variable Schaltfrequenz untersucht. Letzterer lässt sich ohne zusätzlichen Hardwareaufwand umsetzen und wird daher bevorzugt. Darüber hinaus lässt sich die Schaltfrequenz individuell auf jeden Arbeitspunkt optimieren. Als weiterer Vorteil wird der kontinuierliche Betrieb durch eine stetig angepasste Schaltfrequenz gesehen, während sich beim Umschalten des Übersetzungsverhältnisses oder der Koppelinduktivität Unstetigkeiten ergeben. Aus den genannten Gründen wurde der Betrieb mit variabler Schaltfrequenz in dieser Arbeit weiter untersucht und optimiert.

8.1 Ergebnisse dieser Arbeit

Diese Arbeit stellt ein Ansteyerverfahren der Dual Active Bridge mit variabler Schaltfrequenz vor. Dadurch kann der Anteil an Blindstrom und Leitverlusten reduziert und Schaltverluste vermieden werden. Durch diesen Ansatz ist es möglich, nahezu den gesamten Arbeitsbereich von 20 bis 60 V auf der Primärseite und 200 bis 600 V bei 1 kW Ausgangsleistung unter Einhaltung des Verlustbudgets von 50 W abzudecken.

In Kap. 4 wird ein ausführliches Modell der Verlustleistung im eingeschwingenen Zustand entwickelt. Diese Arbeit erweitert das übliche Simulationsmodell der DAB um den Magnetisierungsstrom des Transformators. Dadurch können sowohl Leit- wie auch Schaltverluste unter Berücksichtigung des Magnetisierungsstroms berechnet werden. Zusätzlich ermöglicht die Berechnung des Magnetisierungsstroms die Auswirkungen einer variablen Schaltfrequenz auf die Bauteile besser zu beurteilen. Die Verifikation des Modells erfolgt an einem Prototypen, der als Teil dieser Arbeit entworfen und in diesem Kapitel beschrieben wird. Ein Vergleich aus Messung und Simulation belegen die Gültigkeit des Modells. Die maximale Abweichung zwischen Modell und Simulation beträgt bei einer Schaltfrequenz von 150 kHz 0.6 %. Dies ist ein akzeptables Maß und bildet die Grundlage für weitere modellbasierte Untersuchungen.

In Kap. 5 werden mehrere Ansätze untersucht, um den ZVS-Betrieb des DAB zu erweitern. Es wird gezeigt, dass es auf Basis der variablen Schaltfrequenz möglich ist, innerhalb des gesamten Arbeitsbereichs ZVS zu erreichen. Die Verwendung einer festen Schaltfrequenz hingegen ermöglicht lediglich eine Abdeckung von 26 % des Arbeitsbereichs mit ZVS. Durch den spannungsfreien ZVS Schaltvorgang sind Schaltverluste daher nicht mehr der dominierende Verlustmechanismus.

In Kap. 6 wird das Konzept der variablen Schaltfrequenz weiter aufgegriffen und optimiert. Es wird gezeigt, wie sich ein optimales Verhältnis aus Blind- und Wirkleistung auf Basis der variablen Schaltfrequenz realisieren lässt. Für den konventionellen Betrieb ergibt sich auf der Primärseite ein mittlerer Effektivwert von 55 A, sowie ein absoluter Spitzenstrom von 241 A. Durch Verwendung der variablen Schaltfrequenz kann der mittlere Effektivwert auf 37 A und der maximale Spitzenstrom auf 102 A reduziert werden. Auf der Sekundärseite lässt sich ein ähnlicher Effekt beobachten. Hier beträgt der mittlere Effektivwert 5.5 A und der absolute Spitzenwert 24 A. Durch die variable Schaltfrequenz reduziert sich der mittlere Effektivwert auf 4 A und der maximale Spitzenstrom auf 11 A. Der Spitzenstrom kann um mehr als den Faktor zwei reduziert werden und die mittlere Strombelastung sinkt um über 30 %. Durch eine gleichmäßigere Belastung über den gesamten Arbeitsbereich lässt sich das Potential der Hardware besser ausschöpfen.

In Kap. 7 wird die Aufteilung der Verluste am kritischsten Arbeitspunkt, 60 V an der Primärseite und 200 V der Sekundärseite, dargestellt. In diesem Punkt beträgt die gemessene Effizienz des Prototypen, ohne weitere Optimierung, 89.5 %. Einen Hauptanteil bilden die Leitverluste mit 60 % an der Gesamtverluste. Durch niederohmigere Transistoren und einen größeren Kupferquerschnitt der Wicklungen lassen sich erhebliche Verbesserungen bei gleichem Bauraum erzielen. Zusätzlich wird vorgeschlagen den kritischsten Arbeitspunkt durch ein angepasstes Übersetzungsverhältnis zu entlasten. Durch diese Verbesserungen kann ein Wirkungsgrad über 95 % für fast alle Punkte im Arbeitsbereich erreicht werden. Für den kritischsten Punkt zeigen Berechnung, dass sich der Wirkungsgrad von 89.5 auf 94 % steigern lässt.

8.2 Limitation des vorgestellten Modulationsverfahrens

Das in dieser Arbeit vorgestellte Modulationsverfahren mit variabler Schaltfrequenz hat sich als effektives Mittel zur Abdeckung des vorgesehenen Arbeitsbereichs mit konstanter Leistung erwiesen. Dennoch ist das Verfahren nicht unter allen Bedingungen sinnvoll einzusetzen.

Eine wesentliche Einschränkung dieser Arbeit ist, dass die parasitären Kapazitäten der induktiven Bauelemente vernachlässigt wurden. Bei schnellen Schaltflanken wird so ein LC-Schwingkreis angeregt, der Oszillationen auf dem idealisierten Stromverlauf verursacht. So kann es zu einer höheren Strombelastung kommen, als durch das Modell angenommen wird. Sowohl Spitzenstromwerte als auch Effektivstromwerte sind von diesem Effekt betroffen. Treten diese Oszillationen in der Nähe des Nulldurchgangs des Stroms auf, kann es in diesem Punkt zu einem ungewollten, harten Schaltvorgang kommen. Mit steigender Schaltfrequenz kommt den parasitären Kapazitäten daher eine immer größere Bedeutung zu. Dabei bestimmt das Hardware-Design, ab welchem Punkt die Vorteile einer (erhöhten) variablen Schaltfrequenz durch die zusätzlichen Verluste zunichte gemacht werden.

Durch eine entsprechende Wahl der Induktivität L_{DAB} kann die Schaltfrequenz auf einen Zielbereich angepasst werden. In dieser Arbeit wurde die Schaltfrequenz möglichst gering gewählt, so dass auftretende Oszillationen vernachlässigt werden können. Im nachfolgenden Ausblick werden die Ergebnisse auf einen Arbeitsbereich mit höherer Spannung auf der Sekundärseite übertragen. Dabei steigt die maximale Schaltfrequenz von 143 kHz auf 254 kHz an.

A Anhang

A.1 Erweiterung auf einen asymmetrischen Spannungsbereich

In Hauptteil dieser Arbeit wurde eine Dual Active Bridge für einen Spannungsbereich von 20 bis 60 V auf der Primär- und 200 bis 600 V auf der Sekundärseite bei einer konstanten Ausgangsleistung von 1 kW entworfen.

Durch das entwickelte Simulationsmodells, sowie einfach umzusetzende Verbesserungsvorschläge an der Hardware, die kein Redesign erfordern, ist es technisch reizvoll die Leistungsfähigkeit des bestehenden Systems weiter auszuschöpfen. Daher wird in diesem Abschnitt weiterhin eine Batteriespannung von 20 bis 60 V betrachtet, die PV-Spannung soll allerdings auf 400 bis 900 V erhöht werden. Ebenfalls wird die angestrebte Leistung von 1 auf 2.5 kW erhöht. Diese Annahmen sind für eine größere PV-Anlage durchaus plausibel. Eine weitere Steigerung der Leistung ist leicht durch Interleaving mehrere Phasen möglich.

Die nachfolgenden Designbetrachtung beim Entwurf der DAB für diesen Arbeitsbereich zeigen zusätzlich auch Herausforderungen im Betrieb mit variabler Schaltfrequenz und runden daher diese Arbeit ab.

Das Übersetzungsverhältnis n hat fundamentalen Einfluss auf die Betriebsweise der DAB. Daher wird, wie in Kap. 5.1 gezeigt, durch Minimierung des Belastungsindikators r eine Vorabauslegung durchgeführt. Anhand dieses Vorgehens zeigt Abb. A.1 den Belastungsindex für den gesamten Arbeitsbereich bei minimiertem Belastungsindikator mit $n = 18.6$. Dieser Wert sorgt für eine gleichmäßig geringe Belastung in den Randbereichen unter der Annahme symmetrischer Verlustverteilung. Im Vergleich zur betrachteten DAB im Hauptteil dieser Arbeit bildet die $d = 1$ -Linie in Abb. A.1 nun keine Diagonale mehr. Aus der Grafik kann ebenfalls gesehen werden, dass der maximale r -Wert von vormals 27 auf 17.5 sinkt. Trotz einer höheren Spannung auf der Sekundärseite muss also nicht mit der gleichen relativen Weite des Arbeitsbereichs umgegangen werden.

Die Betrachtungen aus Kap. 6 im Hauptteil der Arbeit haben gezeigt, dass eine symmetrische Verlustverteilung nicht immer gegeben ist. Wird eine externe Koppelinduktivität auf der einen Seite verwendet, verschiebt sich der Anteil am Magnetisierungsstrom hin zu der gegenüberliegenden. Anhand des Simulationsmodells aus Kap. 4 wird für eine symmetrische Verlustleistung daher ein Übersetzungsverhältnis von $n = 17.2$ gewählt. Zur Realisierung einer Ausgangsleistung von 2.5 kW muss die Koppelinduktivität L_{DAB} kleiner gewählt werden. Bedingt durch die höhere Spannung der Sekundärseite genügt es jedoch den Wert von L_{DAB} von bisher 150 μH auf 100 μH zu reduzieren, um bei $V_2 = 400\text{ V}$ und $V_1 = 20\text{ V}$ und $n = 17.2$ eine Ausgangsleistung von 2.5 kW zu erzielen.

Basierend auf dem Übersetzungsverhältnis von $n = 17.2$ zeigt Abb. A.2 die Schaltfrequenz für das optimale Verhältnis aus Wirk- und Blindleistung. In der Abbildung ist zu erkennen, dass die Schaltfrequenz für Spannungen über 50 V auf der Primärseite besonders stark ansteigt. Für $V_1 = 60\text{ V}$ und $V_2 = 700\text{ V}$ wird eine Schaltfrequenz von 254 kHz benötigt, um das Verhältnis von Wirk- und Blindleistung zu optimieren.

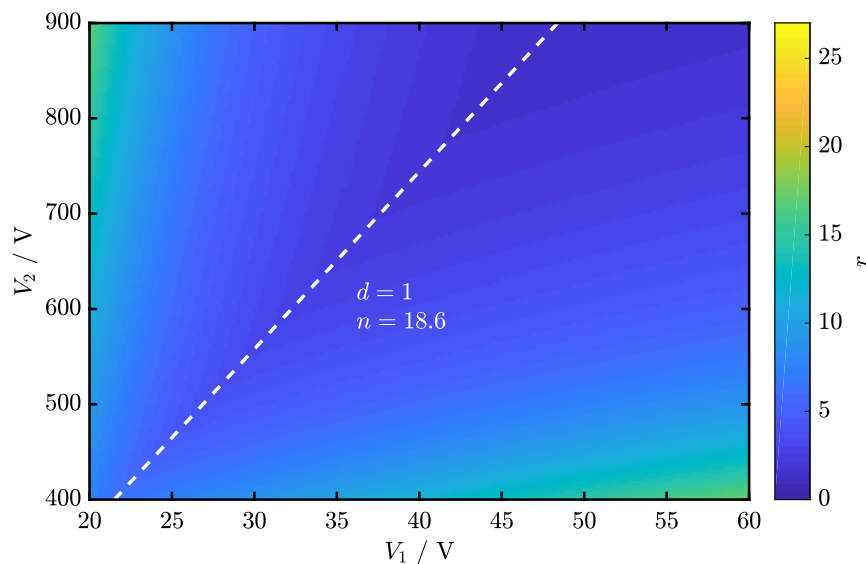


Abbildung A.1: Belastungsindex für den erweiterten Arbeitsbereich mit 20 bis 60 V auf der Primär- und 400 bis 900 V auf der Sekundärseite. Ein Übersetzungsverhältnis von $n = 18.6$ minimiert den Belastungsindikator r .

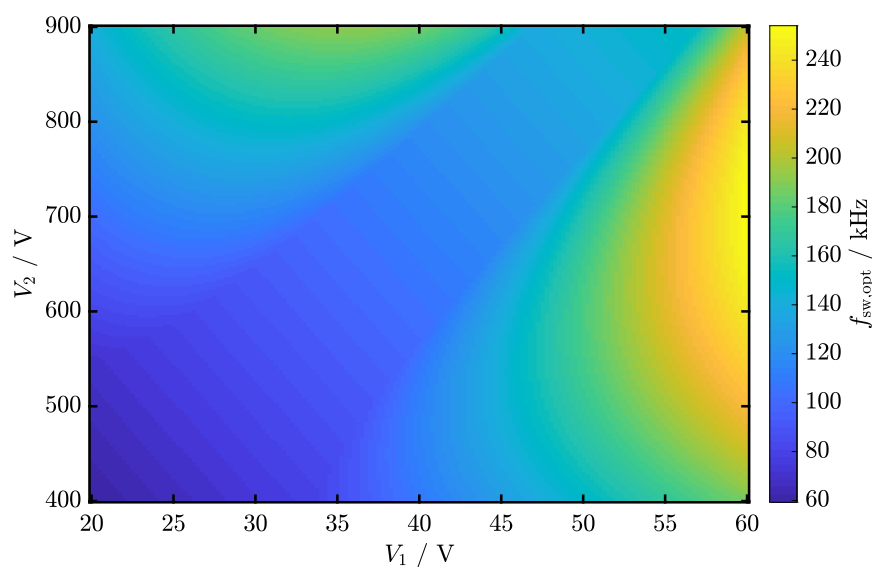


Abbildung A.2: Variable Schaltfrequenz für den erweiterten Arbeitsbereich.

Auf Basis des Modells kann mit den zuvor bestimmten Werten für n und L_{DAB} nun die Belastung der Bauelemente bestimmt werden. Durch die erhöhte Ausgangsleistung von 1 kW auf 2.5 kW steigt ebenfalls die Strombelastung der Bauelemente. Beispielsweise steigt der Spitzenwert des primärseitigen Wechselstroms $i_{1,\text{max}}$ nach Modell von 91 A auf 243 A. In Tab. A.1 werden die wesentlichen Kennzahlen der 2.5 kW Variante mit erweitertem Arbeitsbereich mit der 1 kW Variante dieser Arbeit verglichen. Durch Anpassung der Transistoren auf Primär- und Sekundärseite hin zu niederohmigeren Varianten, wie auch der Verwendung eines größeren Transformatorkerns wird der erhöhten Belastung Rechnung getragen.

Tabelle A.1: Kennzahlen der DAB mit erweitertem Arbeits- und Leistungsbereich.

Parameter	DAB aus Anhang	DAB auf Hauptteil	Bemerkung
$i_{1,\max}$ / A	243	91	
$i_{1,\text{RMS},\max}$ / A	143	60	
$f_{\text{sw},\max}$ / kHz	254	143	
L_{DAB} / μH	100	150	
n	17.2	9.3	Nach Modell
$R_{\text{DS(on),prim}}$ / $\text{m}\Omega$	1.5	1.9	IPB015N08N5
$R_{\text{DS(on),sek}}$ / $\text{m}\Omega$	59	90	IMZ120R045M1
$R_{\text{cu,prim}}$ / $\text{m}\Omega$	1.5	2.5	
Transformator kern	PM114	PM87	
η_{\min} / %	94	94.5	

Für den beschriebenen Arbeitsbereich ist der berechnete Wirkungsgrad in Abb. A.3 dargestellt. Wie in der Grafik zu sehen ist, kann über weite Teile ein Wirkungsgrad von 95 % aufrecht gehalten werden. Im Vergleich zum Hauptteil dieser Arbeit sinkt der mittlere Wirkungsgrad jedoch auf Grund der höheren Leistung von 98.5 % auf 96.5 % ab. Der minimale Wirkungsgrad liegt bei diesem Arbeitsbereich bei 94 %. Zu beachten ist, dass die Verlustleistung bedingt durch die höhere Ausgangsleistung dabei auf bis zu 150 W ansteigen kann. Eine entsprechendes Entwärmungskonzept ist daher notwendig.

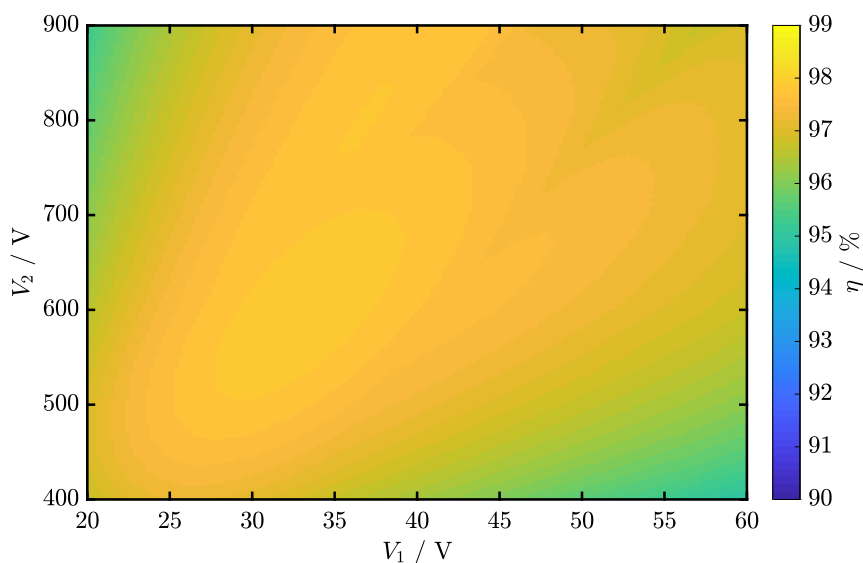


Abbildung A.3: Rechnerisch bestimmter Wirkungsgrad für den erweiterten Arbeitsbereich.

Bei der Berechnung in Abb. A.3 wird davon ausgegangen, dass parasitäre Kapazitäten vernachlässigt werden können. Die hohe Schaltfrequenz nach Abb. A.2 verdeutlicht noch einmal die Limitation des vorgestellten Modulationsverfahrens. Bedingt durch die hohen Spannungen auf Primär- und Sekundärseite muss die Schaltfrequenz bei Verwendung von SPM stark erhöht werden, um die Leistung konstant zu halten. An dieser Stelle ist eine mögliche Kombination anderer Modulationsverfahren, wie TZM eventuell sinnvoll. Auf Grund des reduzierten Duty-Cycles ist es möglich auch geringere Leistungen zu übertragen.

A.2 Linearisierung der Übertragungsfunktion für den Betrieb über einen weiten Arbeitsbereich

Die Regelung der DAB kann über einen einfachen PI-Regler erfolgen [105–107]. Für die Regelung kann die DAB zur Stromquelle vereinfacht werden. Im Fall einer Spannungsregelung der Sekundärseite fließt der gleichgerichtete Wechselstrom I_2 anteilig in die Ausgangskapazität C_2 und den Lastwiderstand R_L . Im eingeschwungenen Zustand ist $I_{C,2}$ jedoch null. Abb. A.4 zeigt eine schematische Darstellung des Systems für sekundärseitige Spannungsregelung.

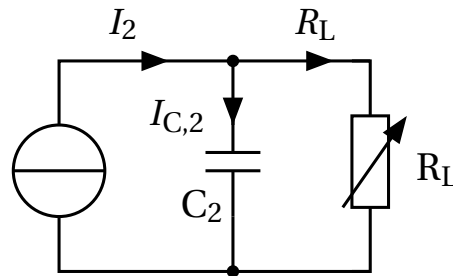


Abbildung A.4: Ersatzschaltbild für das dynamische Verhalten der DAB.

Zur besseren Lesbarkeit soll Gleichung (3.7) für die Ausgangsleistung der DAB an dieser Stelle wiederholt werden. Die Leistung der DAB kann beschrieben werden als

$$P = V_2 \cdot I_2 = \frac{nV_1 V_2 \phi (\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_{sw} L_{DAB}}.$$

Für den Fall, dass die Sekundärseite als Last betrieben wird, kann der Strom I_2 beschrieben werden als

$$I_2 = \frac{nV_1 \phi (\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_{sw} L_{DAB}}. \quad (\text{A.1})$$

Der Ausgangsstrom I_1 für den Betrieb mit primärseitiger Last lässt sich analog beschreiben. Anhand von (A.1) ist zu erkennen, dass der Ausgangsstrom unabhängig von der Spannung V_2 ist. Jedoch wird der Strom von den Parametern f_{sw} , L_{DAB} , ϕ und der primärseitigen Spannung V_1 beeinflusst. Abb. A.5 zeigt, wie sich der Ausgangsstrom in Abhängigkeit von ϕ und den Spannungen V_1 verändert.

Anhand der Darstellung in Abb. A.5 lässt sich der Einfluss der Spannung V_1 und der Phasenverschiebung ϕ auf den Strom I_2 gut nachvollziehen. Die Spannung V_1 hat direkten und linearen Einfluss auf I_2 . Für $V_1 = 20$ V kann in diesem Beispiel maximal ein Strom von 1.7 A übertragen werden, eine Verdreifachung der Eingangsspannung führt entsprechend zu einem dreifachen maximalen Ausgangsstrom von 5 A. An der partiellen Abteilung (A.2) lässt sich ebenfalls sehen, wie V_1 das Verhalten beeinflusst.

$$\frac{\partial I_2}{\partial \phi} = \frac{nV_1 (\pi - 2\phi)}{2\pi^2 f_{sw} L_{DAB}}. \quad (\text{A.2})$$

Daher sollte das Spannungsniveau der Quelle, in diesem Fall V_1 , in der Regelung immer berücksichtigt werden. Der Einfluss der Schaltfrequenz auf die Regelung sollte ebenfalls berücksichtigt werden, verhält sich allerdings reziprok zur Spannung.

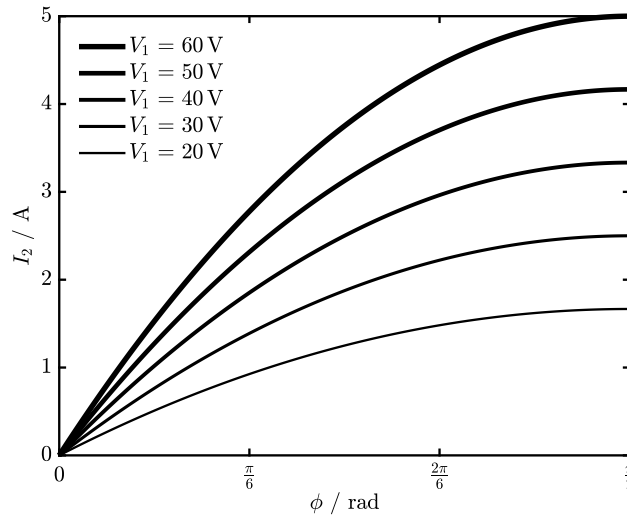


Abbildung A.5: Ausgangsstrom I_2 der DAB für $\phi \geq 0$ für unterschiedlichen Spannungsniveaus von V_1 . Eine zunehmender Phasenverschiebung reagiert I_2 weniger empfindlich auf Änderungen in der Phasenverschiebung, jedoch steigt mit zunehmender Spannung diese Empfindlichkeit.

Die Abhängigkeit des Ausgangsstroms I_2 von ϕ ist hingegen nicht-linear. Die Empfindlichkeit des Ausgangsstroms nimmt gegenüber einer Änderung in der Phasenverschiebung mit zunehmender Phasenverschiebung ab bis sich der Ausgangsstrom $\phi = \pi/2$ nicht mehr durch eine Phasenverschiebung ändern lässt. Ohne eine angepasste Vorlastkennlinie reagiert die DAB daher je nach Arbeitspunkt unterschiedlich auf Änderung der Phasenverschiebung. Dieses Verhalten kann durch Einführung der Vorlastkennlinie ϕ' jedoch korrigiert werden. Die Vorlastkennlinie zur Linearisierung des Systems ist definiert als

$$\phi' = \frac{\pi - \sqrt{\pi(\pi - 2\phi)}}{2}. \quad (\text{A.3})$$

Abb. A.6 zeigt sowohl die Vorlastkennlinie ϕ' in Abhängigkeit von ϕ als auch die Auswirkung auf den Ausgangsstrom in Abhängigkeit von ϕ .

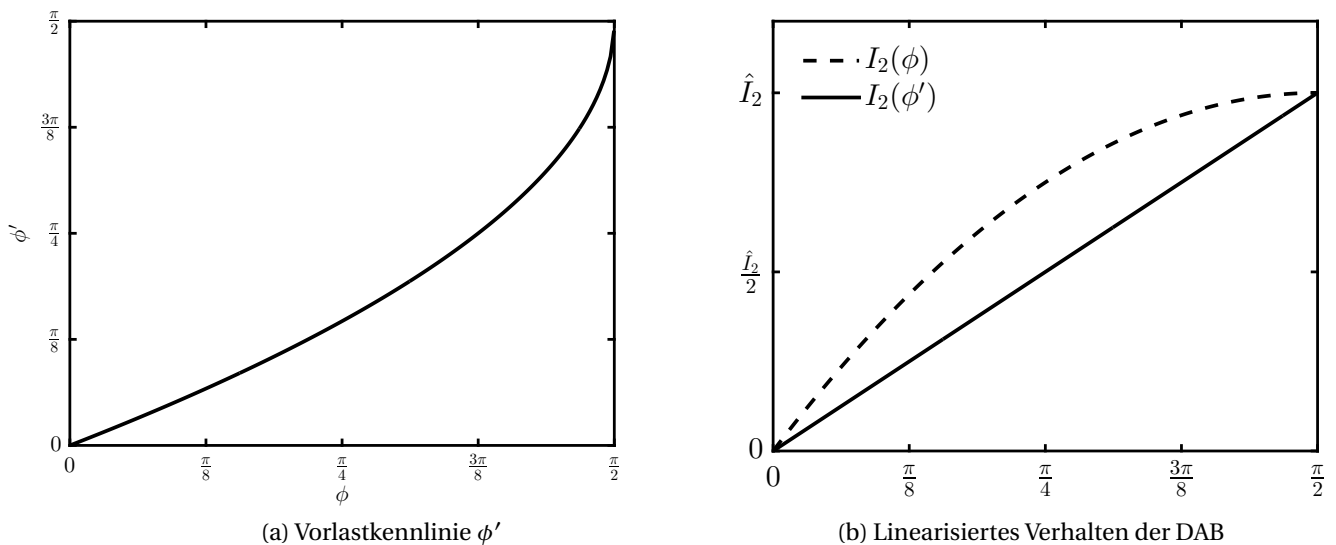


Abbildung A.6: Linearisierung des Ausgangsstroms der DAB in Abhängigkeit von ϕ durch Verwendung einer Vorlastkennlinie.

In dieser Arbeit wurde die Vorlastkennlinie in Form einer Lookup-Tabelle hinterlegt. Dabei wird der Wertebereich auf $-\pi/2$ bis $\pi/2$ beschränkt, um unzulässige Werte zu vermeiden.

A.3 Transiente Phasenverschiebung ohne DC Anteil

In dieser Arbeit wurde zur Steuerung des Leistungsflusses die Single Phase-Shift Modulation verwendet. In einem geregelten System wird dabei die Phasenverschiebung ϕ stetig angepasst, damit sich der gewünschte Sollwert (Ausgangsstrom oder Spannung) einstellt. Struktur und Verstärkung der Regelschleife bestimmen dabei in welchem Maße auf einen Fehler oder eine veränderte Sollgröße reagiert wird. Hier kann es zu sprunghaften Änderungen in der Stellgröße kommen, die als $\Delta\phi$ bezeichnet werden.

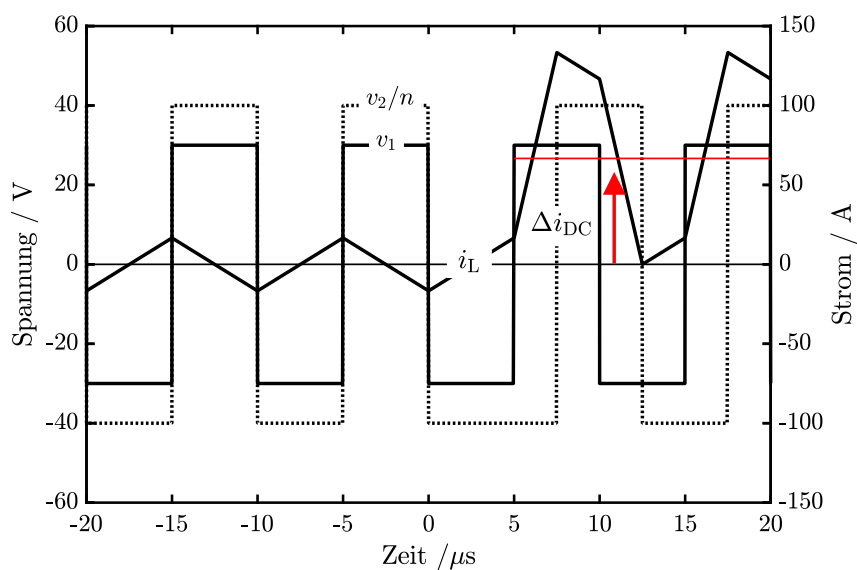


Abbildung A.7: Sprunghafte Änderung der Stellgröße führt zu einem DC Anteil im Spulenstrom

Die Größe mit der ein DC Anteil auftritt hängt maßgeblich von der sprunghaften Änderung von $\Delta\phi$ ab. Daneben spielen jedoch auch die Spannungsniveaus von Primär- und Sekundärseite V_1 , V_2 sowie die Schaltfrequenz f_{sw} und Induktivität L_{DAB} eine Rolle. Ist der Magnetisierungsstrom vernachlässigbar klein, kann der auftretende DC Anteil beschrieben werden als

$$\Delta i_{DC} = \frac{(V_1 + V_2/n)\Delta\phi}{4\pi f_{sw} L_{DAB}}. \quad (\text{A.4})$$

Das Auftreten eines DC Anteils durch die Ansteuersequenz von v_1 bzw. v_2 ist aus mehreren Gründen problematisch. Zum Einen steigt der Magnetisierungsstrom im Transformator auf Grund der längeren An-Zeit von v_1 . Dadurch kann der magnetische Kreis stark belastet werden, was bis hin zur Sättigung führen kann. Zum Anderen steigt ebenfalls der Spulenstrom in i_L auf Grund asymmetrischen Spannungsfolge. Die kann ebenfalls zu Sättigungseffekten in der externen Induktivität führen. Durch den erhöhten Magnetisierungs- und Spulenstrom werden die Halbleiterbauelemente erheblich belastet. Dies kann zu erhöhten Verlusten bis hin zu einer fatalen Überlast führen. Um Designmargen daher möglichst klein zu halten, sollte so ein Verhalten vermieden werden.

Der ungewollte DC Anteil kann durch einen zusätzlichen 0 V-Zustand während der Durchführung einer Phasenverschiebung jedoch vermieden werden. Die Dauer des 0 V-Zustands ($t_{\Delta\phi}$) entspricht dabei genau der Länge der Phasenverschiebung und kann angegeben werden als

$$t_{\Delta\phi} = T \frac{|\Delta\phi|}{2\pi}. \quad (\text{A.5})$$

Um die korrekte Phasenverschiebung zu realisieren, muss die Periode T um $t_{\Delta\phi}$ verlängert werden. Diese wird nachfolgend als T^* gekennzeichnet und beschreibt sich als

$$T^* = T + t_{\Delta\phi} \quad (\text{A.6})$$

Der Einsatz eines 0 V-Zustandes während einer Phasenverschiebung ist in Abb. A.8 zu sehen.

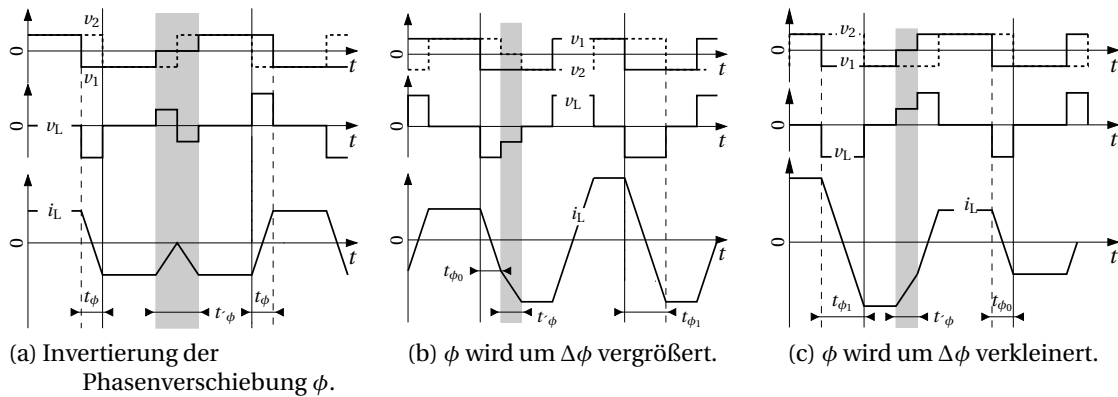


Abbildung A.8: Übersicht des DC-freien Ansteuerverfahrens. Ein 0 V-Zustand wird eingeführt, um einen DC Anteil zu vermeiden. (a) zeigt die Umkehr der Phasenverschiebung von $+\phi$ zu $-\phi$. (b) zeigt die Vergrößerung von ϕ_0 to ϕ_1 mit einem 0 V-Zustand in v_2 . In (c) wird der 0 V-Zustand in v_1 eingefügt, dadurch kann die Phase von ϕ_1 zu ϕ_0 verkleinert werden.

In Abb. A.9 ist ein Flussdiagramm dargestellt, welches die notwendigen Schritte zur Umsetzung der Phasenverschiebung ohne DC Anteil darstellt. Zuerst wird die Zeit $t_{\Delta\phi}$ und die verlängerte Periode T^* berechnet. Je nachdem, ob es sich um eine positive oder negative Phasenverschiebung handelt, wird der 0 V-Zustand am Ende von T an die Kurvenform von v_1 oder v_2 angehängt. Nach Ablauf von T^* wird die Periode wieder auf T gesetzt, damit beide Seiten der DAB synchron laufen und es nicht zu einer Schwebung kommt.

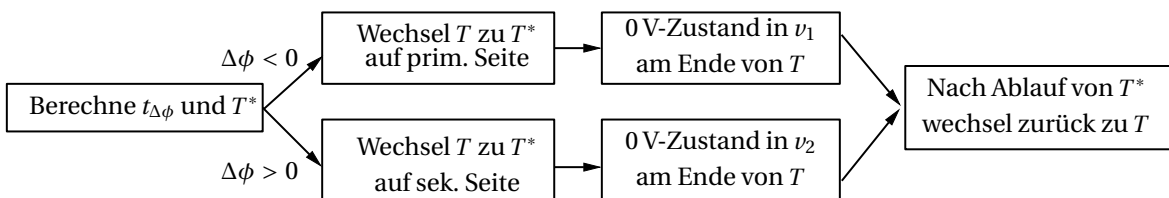
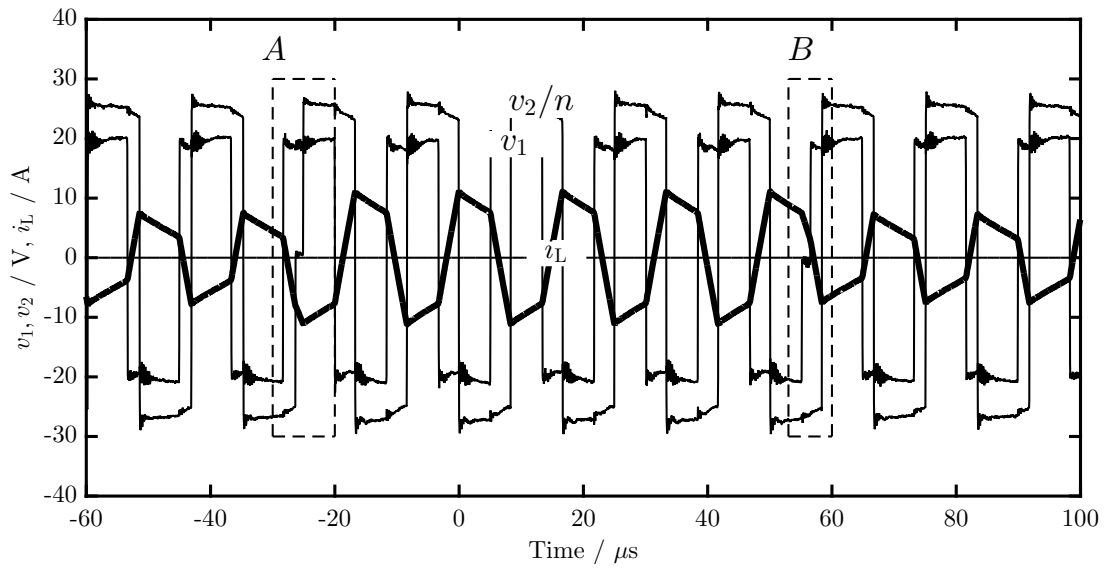


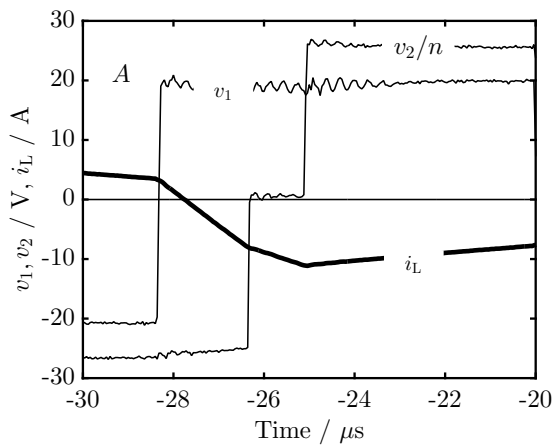
Abbildung A.9: Flussdiagramm zur Umsetzung der DC-freien Phasenverschiebung.

Das vorgeschlagene Verfahren zur Phasenverschiebung ohne DC Anteil wurde am Prototypen verifiziert. Abb. A.10 zeigt einen beispielhaften Spannungsverlauf in einem geregelten System. Die Regelschleife erhöht die Phasenverschiebung zum Zeitpunkt A signifikant.

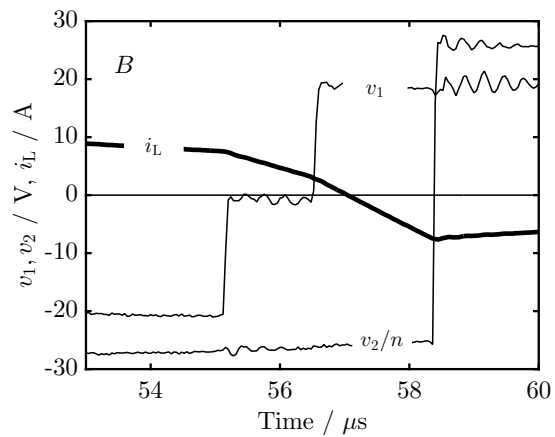
Dies kann in Abb. A.10 (b) im Detail gesehen werden. Im Abschnitt *B* wird die Phasenverschiebung anschließend wieder reduziert. Dies kann in Abb. A.10 (c) gesehen werden.



(a) Übersicht einer sprunghaften Änderung der Phasenverschiebung



(b) Erhöhung der Phasenverschiebung



(c) Verringerung der Phasenverschiebung

Abbildung A.10: Schlagartige Änderung der Phasenverschiebung ohne DC Anteil.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Einspeisevergütung und Strompreis nach [8–10].	2
1.2	Jährlicher PV-Zubau in Deutschland in Megawatt Peak nach [12].	3
1.3	Konventionelle Implementierung eines nachrüstbaren Energiespeichers mit separatem AC/DC-Wandler.	4
1.4	Vorgeschlagene Implementierung eines nachrüstbaren Energiespeichers ohne zusätzliche Wandlung in Wechselspannung und Wiederverwendung bestehender Infrastrukturelemente.	5
1.5	Strom-Spannungs-Kennlinie einer Solarzelle bei unterschiedlicher Bestrahlungsstärke E und verschiedenen Temperaturen ϑ . Beide Parameter beeinflussen die Klemmspannung im Leerlauf für das betrachtete Paneel in einem Bereich von etwa 32 bis 42 V.	6
1.6	Beispielhafte Leistungs-Spannungs-Kennlinie von drei PV-Modulen mit und ohne partieller Beschattung.	7
1.7	Lastprofil eines durchschnittlichen Dreipersonenhaushalts mit einem Jahresverbrauch von 4000 kWh für einen Winterwerktag. Die Angaben stellen den Mittelwert von 15-Minuten-Messintervallen gemäß VDEW Lastprofil dar [17].	8
1.8	Unterschiedliche Zellkapazität auf Grund von Alterung und Prozessschwankungen.	9
1.9	Flexible Verbindung einzelner Zellen hin zu einer größeren Batterie.	10
1.10	Simulation der Kapazitätverteilung von 1000 Batteriespeichern mit fester Verdrahtung, flexibler Verdrahtung auf Zellbasis (1 Zelle / Modul), sowie flexibler Verdrahtung jeder zweiten Zelle (2 Zellen / Modul).	11
1.11	Einfluss der entnommenen Zellen während eines Entladevorgangs auf die nutzbare Kapazität und minimale Batteriespannung $V_{\text{bat,min}}$	12
1.12	Parallelschaltung von PV-Anlage und Stromquelle führt zu Verschiebung des MPPs und so zur suboptimalen Auslastung der PV-Anlage.	13
1.13	Kennlinie des Energiespeichersystems (P_{ess}) wird durch die vorgeschlagene Regelstruktur zu einem virtuellen PV-Paneel.	13
1.14	Blockschaltbild des nachrüstbaren Energiespeichers mit optimaler Auslastung der PV-Anlage durch den Optimal Power Point Tracker. Die vorgeschlagene Struktur emuliert dabei das Verhalten eines PV-Paneels.	14
1.15	Topologieübersicht. Nicht isolierte Topologien kommen aus Sicherheitsgründen nicht in Betracht.	15
1.16	Berechneter r -Wert für den gesamten Arbeitsbereich. Es wird ein Maximalwert von $r = 27$ erreicht.	17
2.1	Konventionelle Topologie des DAB-Wandlers mit dem Transformator T und Übersetzungsverhältnis n , der Gesamtstreuinduktivität L_{σ} und der externen Induktivität L_{ext} . Die DC-Spannungsquellen V_1 und V_2 speisen jeweils eine Vollbrücke und erzeugen die um ϕ phasenverschobenen bipolaren Brückenspannungen v_1 und v_2	19
2.2	Anzahl der gelisteten Veröffentlichungen in der Onlinebibliothek Xplore des IEEE zum Thema »Dual Active Bridge«(Stand: Anfang 2019).	20

2.3	Schematischer Spannungs- und Stromverlauf der DAB. Die Modulationsparameter d_1 , d_2 und ϕ ermöglichen in ihrer Kombination eine große Bandbreite an möglichen Strom- und Spannungsverläufen, die mit der DAB erzielt werden können.	22
2.4	DAB mit mehreren Übersetzungsverhältnissen zur Abdeckung eines weiten Spannungsbereichs. Eigene Darstellung nach [65].	25
2.5	Veränderliches Übersetzungsverhältnis durch veränderliche Spannung v_2 in Halbbrücken- und Vollbrücken-Konfiguration.	26
3.1	Abstrahiertes Modell der DAB als Grundlage der weiteren Analyse. Die Vollbrücken wurden durch zwei bipolare Spannungsquellen ersetzt und die Induktivitäten zu einer Gesamtinduktivität L_{DAB} zusammengefasst.	29
3.2	Spannungs- und Stromverlauf der DAB mit Ansteuerung durch SPM für eine Phasenverschiebung von $\phi = \pi/2$	31
3.3	Übertragene Leistung der DAB in Abhängigkeit von ϕ und den Spannungen V_1 und V_2	33
3.4	Schaltabfolge der DAB im ZVS-Betrieb.	34
3.5	Kurvenform für ZCS-Betrieb auf der Primärseite mit $V_1 = 30\text{ V}$, $n = 10$, $V_2 = 400\text{ V}$ und $\phi = \pi/8$	36
3.6	Entlang der dargestellten Linien ist es für jeweils eine Brückenseite unter idealisierten Bedingungen möglich, ZCS zu erreichen.	36
3.7	Kurvenform für den ZVS-Betrieb mit $V_1 = 30\text{ V}$, $V_2 = 400\text{ V}$, $d = 4/3$ und $\phi = \pi/4$	37
3.8	Zero-Voltage Switching-Bereich in Abhängigkeit von ϕ und d	37
3.9	Berechneter ZVS-Bereich für eine Ausgangsleistung von 1 kW bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz und $L_{DAB} = 45\text{ }\mu\text{H}$. Insbesondere Arbeitspunkte mit $d \gg 1$ bzw. $d \ll 1$ sind von einem Verlust des ZVS-Bereichs betroffen.	38
4.1	Schematischer Aufbau des Prototyps.	44
4.2	Prototyp zur Untersuchung unterschiedlicher Konzepte zur Abdeckung eines weiten Arbeitsbereichs mit der DAB-Topologie.	45
4.3	Leitschichtdicke δ eines idealen, radialsymmetrischen Leiters mit der Leitfähigkeit von Kupfer sowie der resultierende Widerstand R_{eff} eines 200 μm dicken Leiters.	47
4.4	Normierter ohmscher Widerstand der Transformatorwicklungen mit 500 μm Litzendurchmesser bezogen auf den DC-Ausgangswiderstand.	48
4.5	Gesamtleitverluste P_{con} auf Basis des Modells. Eine Abdeckung des Arbeitsbereichs ist durch die hohen Leitverluste nicht möglich.	49
4.6	T-Ersatzschaltbild des Transformators mit Magnetisierungsinduktivität L_m , primär- und sekundärseitiger Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$ bzw. $L_{\sigma 2}$ und externer Induktivität L_{ext}	50
4.8	Magnetisierungsstrom über den Bereich von $-\pi$ bis π bei $V_2 = 600\text{ V}$. Der maximale Magnetisierungsstrom und daraus auch die maximale Belastung ergeben sich bei $\phi = 0$	52
4.9	Magnetisierungskurve des Transformators und der externen Induktivität L_{ext}	53
4.10	Hystereseverluste im Transformatormaterial.	54
4.11	Hystereseverluste in der externen Induktivität.	54
4.12	Kombinierte Hystereseverluste von externer Induktivität und Transformator.	54
4.13	Simulationsmodell zur Bestimmung der Schaltverluste.	56
4.17	Gesamtschaltverluste berechnet auf Basis des Modells.	59
4.21	Gemessene Effizienz des Prototyps bei Variation der Frequenz im Bereich von 25 bis 150 kHz bei einem festen Wert für ϕ von $\pi/3$	63
4.22	Berechnete Aufteilung der Verluste auf Basis der vorgestellten Modelle für $V_1 = 20\text{ V}$ und $V_2 = 200\text{ V}$	64

4.23	Gemessene und simulierte Eingangsleistung P_{in} bzw. $P_{in,sim}$ sowie gemessene und simulierte Ausgangsleistung P_{out} bzw. $P_{out,sim}$ bei $V_1 = 20\text{ V}$, $V_2 = 200\text{ V}$ und $f_{sw} = 150\text{ kHz}$	65
4.25	Gemessene und berechnete Verlustverteilung für $V_1 = 20\text{ V}$, $V_2 = 200\text{ V}$ und $f_{sw} = 150\text{ kHz}$	66
5.1	Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses über Integration des Belastungsindikators r . Das optimale Übersetzungsverhältnis für den betrachteten Arbeitsbereich ist demnach $n = 10$	70
5.2	Angestrebter Arbeitsbereich des DC/DC-Wandlers. Für alle Arbeitspunkte auf der gezeigten Linie gilt $d = 1$	70
5.3	Implementierung von drei, umschaltbaren Übersetzungsverhältnissen auf Basis von zwei Wechselschaltern.	72
5.4	Resultierender r -Wert bei Verwendung mehrerer Übersetzungsverhältnisse am Transformator.	72
5.5	Leistungsfluss bei $\phi = \pi/3$ und 100 kHz für zwei unterschiedliche Induktivitätswerte für L_{DAB}	73
5.6	Grenzen des ZVS-Bereichs bei der Verwendung von zwei unterschiedlichen Induktivitäten für L_{DAB} . Mit $L_{DAB} = 150\text{ }\mu\text{H}$ ist es allerdings nicht möglich, in jedem Arbeitspunkt 1 kW Leistung zu übertragen.	74
5.7	Umsetzung einer DAB-Topologie mit umschaltbarem L_{DAB} zur Anpassung der Ausgangsleistung über einen weiten Spannungsbereich.	74
5.8	Benötigte Phasenverschiebung für 1 kW Ausgangsleistung bei $d = 2$ für eine Schaltfrequenz von 50 bis 200 kHz in 50 kHz -Schritten. Durch Variation der Schaltfrequenz kann die DAB gezielt im ZVS-Bereich betrieben werden.	75
5.9	Minimal notwendige Schaltfrequenz, um ZVS-Betrieb zu erreichen. Entlang der $d = 1$ -Linie ist ZVS immer gewährleistet.	76
6.2	Optimales Verhältnis aus P/Q gekennzeichnet mit ϕ_{opt} und die Grenze des ZVS-Betriebs gekennzeichnet mit ZCS.	82
6.3	Variable Schaltfrequenz $f_{sw,opt}$, die den Betrieb mit ϕ_{opt} und einer Ausgangsleistung von 1 kW sicherstellt.	83
6.4	Notwendige Schaltfrequenz zur Einhaltung des maximalen Spitzenstroms $i_{L,max}$ steigt in erster Näherung proportional zu d^*	85
6.5	Notwendige Frequenz zur Einhaltung eines maximalen Magnetisierungsstroms.	86
6.6	Die Wahl von L_{DAB} wird durch Randbedingungen, wie die maximale Phasenverschiebung ϕ_{max} und maximale Schaltfrequenz von 150 kHz eingeschränkt.	87
6.7	Optimale Schaltfrequenz $f_{sw,opt}$ mit arbeitspunktabhängiger unterer Schaltfrequenz.	88
6.8	Strombelastung an der Primärseite bei Betrieb mit 100 kHz und $45\text{ }\mu\text{H}$ Koppelinduktivität.	89
6.9	Strombelastung an der Primärseite bei Betrieb mit variabler Schaltfrequenz und $150\text{ }\mu\text{H}$ Koppelinduktivität.	89
6.10	Wirkungsgrad mit $f_{sw} = 30\text{ kHz}$ und $L_{DAB} = 150\text{ }\mu\text{H}$. Übertragung von 1 kW möglich, Effizienz sinkt jedoch über weite Teile unter 95%	91
6.11	Wirkungsgrad mit $f_{sw} = 100\text{ kHz}$ und $L_{DAB} = 150\text{ }\mu\text{H}$. 1 kW kann erst bei erhöhten Spannungsniveau übertragen werden.	91
6.12	Wirkungsgrad mit variabler Schaltfrequenz $f_{sw,opt}$ und $L_{DAB} = 150\text{ }\mu\text{H}$. Übertragung von 1 kW bei über 95% für die meisten Arbeitspunkte. Der kritischste Punkt ist bei $V_1 = 60\text{ V}$ und $V_2 = 200\text{ V}$	91
7.1	Gemessene Effizienz der prototypischen DAB im anspruchsvollsten Arbeitspunkt mit $V_2 = 200\text{ V}$, zum Vergleich ebenfalls Messungen für 250 V und 300 V	93

7.2	Verlustanteile für den Arbeitspunkt mit $V_1 = 60\text{ V}$ und $V_2 = 200\text{ V}$. Die Leitverluste P_{con} dominieren die Gesamtverlustleistung.	94
7.6	Effizienz der äußeren Arbeitspunkte bei $V_1 = 60\text{ V}$ und $V_2 = 200\text{ V}$ sowie $V_1 = 20\text{ V}$ und $V_2 = 600\text{ V}$	99
7.7	Berechneter Wirkungsgrad für den gesamten Arbeitsbereich unter Verwendung der angepassten Hardware.	100
A.1	Belastungsindex für den erweiterten Arbeitsbereich mit 20 bis 60 V auf der Primär- und 400 bis 900 V auf der Sekundärseite. Ein Übersetzungsverhältnis von $n = 18.6$ minimiert den Belastungsindikator r	104
A.2	Variable Schaltfrequenz für den erweiterten Arbeitsbereich.	104
A.3	Rechnerisch bestimmter Wirkungsgrad für den erweiterten Arbeitsbereich.	105
A.4	Ersatzschaltbild für das dynamische Verhalten der DAB.	106
A.5	Ausgangsstrom I_2 der DAB für $\phi \geq 0$ für unterschiedlichen Spannungsniveaus von V_1 . Eine zunehmender Phasenverschiebung reagiert I_2 weniger empfindlich auf Änderungen in der Phasenverschiebung, jedoch steigt mit zunehmender Spannung diese Empfindlichkeit.	107
A.7	Sprunghafte Änderung der Stellgröße führt zu einem DC Anteil im Spulenstrom	108
A.9	Flussdiagramm zur Umsetzung der DC-freien Phasenverschiebung.	109

Tabellenverzeichnis

1.1	Spezifikationen des DC/DC-Wandlers als Bestandteil des Energiespeichersystems.	15
1.2	Ergebnisse dieser Arbeit im Vergleich zu anderen Arbeiten.	18
4.1	Randbedingungen und Kenngrößen zur Vorauslegung der DAB.	45
4.2	Kenndaten der verwendeten Transistoren zur Berechnung der Leitverluste.	46
4.3	Verwendete Litze zum Wicklungsaufbau der induktiven Bauelemente.	48
4.4	Verwendete Bauelemente in SPICE-Simulation	56
4.5	Verwendete Kapazitäten C_1 und C_2 der Primär- und Sekundärseite.	61
7.1	Vergleich unterschiedlicher MOSFET-Typen im D2Pak für die Primärseite der DAB.	95
7.2	Vergleich von MOSFETs für die Sekundärseite der DAB. Der ursprüngliche Prototyp verwendet den C3M0120100K.	95
7.3	Absoluter Effizienzgewinn der vorgeschlagenen Maßnahmen zur Effizienzsteigerung	100
A.1	Kennzahlen der DAB mit erweitertem Arbeits- und Leistungsbereich.	105

Lebenslauf

Persönliche Angaben

Name: Martin Wattenberg
Geburtsdatum: 22.01.1988
Geburtsort: Herford

Bildungsweg

2007 - 2008 Wehrersatzdienst in Camphill Ballybay, Co. Monaghan, Irland
2008 - 2012 Duales Studium Mechatronik (B.Eng), HS Bremen
2008 - 2011 Ausbildung als Mechatroniker bei Klöckner Desma Schuhmaschinen GmbH.
2013 - 2014 Auslands- und Forschungssemester an der NCTU in Taiwan
2012 - 2014 Leistungs- und Mikroelektronik (M.Eng), HS Reutlingen

Berufliche Tätigkeiten

2012 - 2013 Werkstudent bei Robert Bosch GmbH
in der Abteilung für Leistungsmodule (Dr. Christian Kluthe)
2014 - 2020 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Robert Bosch Zentrum
für Leistungselektronik, Hochschule Reutlingen
(Prof. Dr. Martin Pfost u. Prof. Dr. Ulf Schwalbe)
seit 2020 Applikationsingenieur für GaN-Halbleiter bei Infineon Technologies Austria AG

Liste der Veröffentlichungen

1 Veröffentlichungen als Erstautor

- M. Wattenberg, M. Pfof
An Efficient Implementation of a Reconfigurable Battery Stack with Optimum Cell Usage, PCIM 2016
- M. Wattenberg, M. Pfof
Optimal Power Point Tracking for PV-systems with Retrofitted Energy Storage Systems, ISSCS 2017
- M. Wattenberg, M. Pfof
A Novel Dual Active Bridge Configuration for Wide Voltage Conversion Ratios, EPE 2017
- M. Wattenberg, M. Pfof
A Dual Active Bridge Topology with Increased Voltage Conversion Range, EPE 2018
- M. Wattenberg, U. Schwalbe, M. Pfof
Single-Stage LLC Charger with PFC Functionality and Wide Input Voltage Range, APEC 2019
- M. Wattenberg, U. Schwalbe, M. Pfof
Impact of DC-Bias on Dual Active Bridge Control and How to Avoid it, EPE 2019

2 Veröffentlichungen als Zweitautor

- M. Ebli, M. Wattenberg, M. Pfof
A High-Efficiency Bidirectional GaN-HEMT DC/DC Converter, PCIM 2016
- M. Ebli, M. Wattenberg, M. Pfof
Performance of a GaN-HEMT synchronous boost converter in ZVS and hard switching mode, EPE 2016
- M. Ebli, M. Wattenberg, M. Pfof
A Gate Driver Approach Enabling Switching Loss Reduction for Hard-Switching Applications, EPE2017
- W. Zhou, M. Wattenberg, U. Schwalbe
Design Considerations of a Single Stage LLC Battery Charger, PCIM 2019

3 Betreute Abschlussarbeiten

- C. Wendel, Dual Active Bridge DC/DC-Wandler für die Anwendung in PV-Systemen, 2015
- T. Höhn, Entwicklung eines halbleiterbasierten Batteriemanagementsystems für die Anwendung in PV-Systemen, 2015
- G. Rebmann, Wide Conversion Range DAB Converter With Reconfigurable Transformer, 2016
- T. Goller, Mehrdimensionale nichtlineare Optimierung eines bidirektionalen DC/DC Wandlers zur Laufzeit durch Simplex-Methode, 2017
- F. Hummel, Intelligenter nachrüstbarer Energiespeicher auf Basis Wiederaufbereiteter Zellen, 2017

Literatur

- [1] A. Ipakchi und F. Albuyeh, „Grid of the Future“, *IEEE Power and Energy Magazine*, März 2009.
- [2] X. Zhao und S. Lyden, „Control Strategies for Combined Photovoltaic-Energy Storage Systems Connected to the Grid“, in *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Sep. 2016.
- [3] R. Carbone, „Grid-connected Photovoltaic Systems with Energy Storage“, in *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, Juni 2009.
- [4] Y. Gurkaynak, Z. Li und A. Khaligh, „A Novel Grid-Tied, Solar Powered Residential Home with Plug-In Hybrid Electric Vehicle Loads“, in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Sep. 2009.
- [5] R. M. Swanson, „A Vision for Crystalline Silicon Photovoltaics“, *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, Juni 2006.
- [6] W. G. J. H. M. van Sark, P. Muizebelt, J. Cace, A. de Vries und P. de Rijk, „Price Development of Photovoltaic Modules, Inverters, and Systems in The Netherlands in 2012“, in *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, Juni 2013.
- [7] Bundesrepublik Deutschland, *Erneuerbare-Energien-Gesetz*, Dez. 2018. Adresse: http://www.gesetze-im-internet.de/eeg_2014/index.html (besucht am 10. 10. 2019).
- [8] H. Wirth, „Aktuelle Fakten zur Photovoltaik in Deutschland“, Fraunhofer ISE, Juli 2019. Adresse: www.pv-fakten.de (besucht am 10. 10. 2019).
- [9] T. Schwencke, „BDEW-Strompreisanalyse Januar 2019“, BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., Jan. 2019. Adresse: https://www.bdew.de/media/documents/190115_BDEW-Strompreisanalyse_Januar-2019.pdf (besucht am 10. 10. 2019).
- [10] Bundesnetzagentur. (Feb. 2019). „Bestimmung der anzulegenden Werte für Solaranlagen § 49 EEG 2017“.
- [11] LG Electronics, *Garantiebedingung für Solarmodule*. Adresse: <https://www.lg.com/de/business/solar/download> (besucht am 24. 07. 2019).
- [12] BSW-Solar. (Jan. 2019). „Entwicklung des deutschen PV-Marktes“, Adresse: https://www.solarwirtschaft.de/fileadmin/media/pdf/BNetzA-Daten_Jan_bis_Dez_2018_kurz.pdf (besucht am 10. 10. 2019).
- [13] Horváth & Partners, *Weltweite Preisentwicklung für Lithium-Ionen-Batterien von 2013 bis 2020*, Apr. 2016. Adresse: <https://www.automobilwoche.de/article/20160409/HEFTARCHIV/160409915/batteriekosten-sinken-rapide> (besucht am 10. 10. 2019).
- [14] EnergySage, Inc., *Tesla Powerwall: the complete battery review*. Adresse: <https://www.energysage.com/solar/solar-energy-storage/tesla-powerwall-home-battery> (besucht am 24. 07. 2019).
- [15] W. WKoblin, *Handbuch Passive Nutzung der Sonnenenergie*, Fraunhofer IRB Verlag, 1984.

- [16] D. Verma, S. Nema, A. M. Shandilya und S. K. Dash, „Comprehensive analysis of maximum power point tracking techniques in solar photovoltaic systems under uniform insolation and partial shaded condition“, *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 2015.
- [17] H. Meier, C. Fünfgeld, T. Adam und B. Schieferdecker, „Repräsentative VDEW-Lastprofile“, Brandenburgische Technische Universität Cottbus, 1999.
- [18] P. Denholm, R. Margolis und J. Milford, „Production Cost Modeling for High Levels of Photovoltaics Penetration“, National Renewable Energy Laboratory, Feb. 2008.
- [19] Y. Riffonneau, S. Bacha, F. Barruel und S. Ploix, „Optimal Power Flow Management for Grid Connected PV Systems With Batteries“, *IEEE Transactions on Sustainable Energy (TSTE)*, Juli 2011.
- [20] J. Cao, N. Schofield und A. Emadi, „Battery balancing methods: A comprehensive review“, in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Sep. 2008.
- [21] M. Wattenberg und M. Pfof, „An Efficient Implementation of a Reconfigurable Battery Stack with Optimum Cell Usage“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, Mai 2016.
- [22] M. Wattenberg und M. Pfof, „Optimal Power Point Tracking for PV-Systems with Retrofitted Energy Storage Systems“, in *International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS)*, Juli 2017.
- [23] V. C. Gungor, D. Sahin, T. Kocak, S. Ergut, C. Buccella, C. Cecati und G. P. Hancke, „A Survey on Smart Grid Potential Applications and Communication Requirements“, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Feb. 2013.
- [24] F. Rahimi und A. Ipakchi, „Demand Response as a Market Resource Under the Smart Grid Paradigm“, *IEEE Transactions on Smart Grid*, S. 82–88, Juli 2010.
- [25] K. Moslehi und R. Kumar, „A Reliability Perspective of the Smart Grid“, *IEEE Transactions on Smart Grid*, S. 57–64, Juli 2010.
- [26] Kaiwei Yao, Mao Ye, Ming Xu und F. C. Lee, „Tapped-Inductor Buck Converter for High-Step-Down DC-DC Conversion“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Juli 2005.
- [27] K. Nishijima, D. Ishida, K. Harada, T. Nabeshima, T. Sato und T. Nakano, „A Novel Two-Phase Buck Converter with Two Cores and Four Windings“, in *International Telecommunications Energy Conference*, Sep. 2007.
- [28] K. Takahashi, S. Fujinuma und N. Hoshi, „Experimental Discussion on Duty Ratio Obtaining Higher Efficiency for Cascaded Three-stage Boost Converter for Fuel Cells“, in *International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Okt. 2018, S. 1168–1173.
- [29] N. M. Mukhtar und D. D. Lu, „An Isolated Bidirectional Forward Converter with Integrated Output Inductor-Transformer Structure“, in *Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Dez. 2018.
- [30] Gang Chen, Yim-Shu Lee, S. Y. R. Hui, Dehong Xu und Yousheng Wang, „Actively clamped bidirectional flyback converter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Aug. 2000.
- [31] Fanghua Zhang, Lan Xiao und Yangguang Yan, „Bi-Directional Forward-Flyback DC-DC Converter“, in *Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Juni 2004.
- [32] F. Zhang und Y. Yan, „Novel Forward-Flyback Hybrid Bidirectional DC-DC Converter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, S. 1578–1584, Mai 2009.

- [33] S. Chakraborty und S. Chattopadhyay, „Analysis and Comparison of Voltage-Source and Current-Source Asymmetric Dual-Active Half-Bridge Converters“, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2014.
- [34] Y. Shi, R. Li, Y. Xue und H. Li, „Optimized Operation of Current-Fed Dual Active Bridge DC–DC Converter for PV Applications“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, S. 6986–6995, Nov. 2015.
- [35] P. Xuwei und A. K. Rathore, „Novel Bidirectional Snubberless Naturally Commutated Soft-Switching Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicles“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Mai 2014.
- [36] R. W. D. Doncker, D. M. Divan und M. H. Kheraluwala, „A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High Power Applications“, in *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, Okt. 1988.
- [37] H. van Hoek, „Design and operation considerations of three-phase dual active bridge converters for low-power applications with wide voltage ranges“, Dissertation, RWTH Aachen University, Aachen, 2017.
- [38] A. Hillers, D. Christen und J. Biela, „Design of a Highly Efficient Bidirectional Isolated LLC Resonant Converter“, in *International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Sep. 2012.
- [39] P. He und A. Khaligh, „Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC–DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, S. 147–156, März 2017.
- [40] T. Schobre, K. Siebke und R. Mallwitz, „Design of a GaN based CLLC converter with synchronous rectification for on-board vehicle charger“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, Mai 2019, S. 1–5.
- [41] K. Yasutaka und M. Tomokazu, „Analysis and Verification on CLLC Resonant Bidirectional DC-DC Converter Based on Variable Frequency Phase Difference Control Principle“, in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Aug. 2018, S. 58–65.
- [42] F. Krismer, „Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies“, Diss., ETH Zürich, 2010.
- [43] J. Everts, „Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge AC–DC Converter Topologies“, Diss., KU Leuven, 2014.
- [44] P. He und A. Khaligh, „Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC–DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification (TTE)*, März 2017.
- [45] S. Taraborrelli, „Bidirectional Dual Active Bridge Converter Using a Tap Changer for Extended Voltage Ranges“, Diss., RWTH Aachen, 2017.
- [46] S. M. Shiva, N. B. Y. Gorla, P. Das und S. K. Panda, „Tap Changing Transformer Based Dual Active Bridge Bi-Directional DC-DC Converter“, in *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Juli 2015.
- [47] J. Hiltunen, V. Väisänen, R. Juntunen und P. Silventoinen, „Variable-Frequency Phase Shift Modulation of a Dual Active Bridge Converter“, *Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Dez. 2015.
- [48] G. Guidi, M. Pavlovsky, A. Kawamura, T. Imakubo und Y. Sasaki, „Improvement of Light Load Efficiency of Dual Active Bridge DC-DC Converter by Using Dual Leakage Transformer and Variable Frequency“, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2010.

- [49] H. Higa, S. Takuma, K. Orikawa und J. Itoh, „Dual Active Bridge DC-DC Converter using both Full and Half Bridge Topologies to Achieve High Efficiency for Wide Load“, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2015.
- [50] M. Wattenberg und M. Pfof, „Impact of DC-Bias on Dual Active Bridge Control and How to Avoid it“, in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sep. 2019.
- [51] A. G. Andreta, T. Lamorelle, Y. Lembeye, L. Kerachev, F. Sarrafin, L. Fernando, L. Villa und J. C. Crebier, „A High Efficiency and Power Density, High Step-Up, Non-isolated DC-DC Converter Based on Multicell Approach“, in *International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, März 2018.
- [52] F. Sarrafin-Ardebili, B. Allard und J. Crebier, „Capacitive Coupling for High Voltage Ratio Power Transfer in Multi-Cell Converters Based on GaN HFETs“, in *International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, März 2016.
- [53] N. Schibli, „Symmetrical Multilevel Converters with Two Quadrant DC-DC Feeding“, Diss., EPFL, Lausanne, 2000, S. 294.
- [54] R. W. D. Doncker, D. M. Divan und M. H. Kheraluwala, „A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density dc/dc Converter for High-Power Applications“, *Transactions on Industry Applications (TIA)*, Jan. 1991.
- [55] X. Liu, Z. Q. Zhu, D. A. Stone, M. P. Foster, W. Q. Chu, I. Urquhart und J. Greenough, „Novel Dual-Phase-Shift Control With Bidirectional Inner Phase Shifts for a Dual-Active-Bridge Converter Having Low Surge Current and Stable Power Control“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Mai 2017.
- [56] H. Bai und C. Mi, „Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control“, *Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Nov. 2008.
- [57] A. K. Jain und R. Ayyanar, „PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Apr. 2011.
- [58] G. G. Oggier, G. O. García und A. R. Oliva, „Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Juli 2009.
- [59] D. Wang, W. Zhang und J. Li, „PWM Plus Phase Shift Control Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter in Electric Vehicle Charging/Discharging System“, in *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC Asia-Pacific)*, Aug. 2014.
- [60] B. Feng, Y. Wang und J. Man, „A Novel Dual-Phase-Shift Control Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter“, in *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Okt. 2014.
- [61] B. Zhao, Q. Yu und W. Sun, „Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Nov. 2012.
- [62] F. Wu, F. Feng und H. B. Gooi, „Analysis of Dual-Side Reactive Currents of Isolated DAB DC-DC Converter and Elimination Strategy“, in *International Future Energy Electronics Conference (IFEEC Asia)*, Juli 2017.
- [63] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, G. Liu und Y. Zhao, „Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Under PWM Plus Phase-Shift Control“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Dez. 2015.

- [64] X. Ma, A. Tong, B. Li, L. Hang, G. Li und P. Shen, „ZVS Operation of DAB Converter Based on Triple-Phase-Shift Modulation Scheme with Optimized Inductor Current“, in *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Okt. 2017.
- [65] S. Taraborrelli, R. Spence und R. W. D. Doncker, „Bidirectional Dual Active Bridge Converter using a Tap Changer for Extended Voltage Ranges“, in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sep. 2016.
- [66] M. Wattenberg und M. Pfost, „A Dual Active Bridge Topology with Increased Voltage Conversion Range“, in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sep. 2018.
- [67] P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. M. Burkart und J. W. Kolar, „Bidirectional Isolated Non-Resonant DAB DC-DC Converter for Ultra-Wide Input Voltage Range Applications“, in *International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PE-AC)*, Nov. 2014.
- [68] J. Lee, H. Choi und J. Jung, „Three Level NPC Dual Active Bridge Capacitor Voltage Balancing Switching Modulation“, in *International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Okt. 2017.
- [69] N. H. Baars, J. Everts, C. G. E. Wijnands und E. A. Lomonova, „Modulation Strategy for Wide-Range ZVS Operation of a Three-Level Three-Phase Dual Active Bridge DC-DC Converter“, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, März 2017.
- [70] J. Everts, F. Krismer, J. V. den Keybus, J. Driesen und J. W. Kolar, „Charge-Based ZVS Soft Switching Analysis of a Single-Stage Dual Active Bridge AC-DC Converter“, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2013.
- [71] L. W. Nagel und D. Pederson, „SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)“, EECS Department, University of California, Berkeley, Techn. Ber., Apr. 1973. Adresse: <http://www2.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1973/22871.html>.
- [72] Plexim GmbH, *PLECS User Manual V4.3*, Kap.4 - Thermal Loss Dissipation, 2019.
- [73] P. L. Dowell, „Effects of eddy currents in transformer windings“, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, Aug. 1966.
- [74] B. Carsten, „HIGH FREQUENCY CONDUCTOR LOSSES IN SWITCHMODE MAGNETICS“, Nov. 1986.
- [75] A. W. Lotfi und F. C. Lee, „A High Frequency Model for Litz Wire for Switch-Mode Magnetics“, in *IEEE Industry Applications Conference*, Okt. 1993.
- [76] J. A. Ferreira, „Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 1994.
- [77] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah und H. Tacca, „Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms using only Steinmetz Parameters“, in *Workshop on Computers in Power Electronics (CIPE)*, Juli 2002.
- [78] J. Li, T. Abdallah und C. R. Sullivan, „Improved Calculation of Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms“, in *Industry Applications Conference (IAS)*, Sep. 2001.
- [79] C. P. Steinmetz, „On the Law of Hysteresis“, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers (TAIEE)*, Jan. 1892.
- [80] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar und A. Ecklebe, „Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Feb. 2012.
- [81] F. Krismer und J. W. Kolar, „Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters“, *Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Jan. 2012.

- [82] M. P. et al, „Understanding the Effect of Power MOSFET Package Parasitics on VRM Circuit Efficiency at Frequencies above 1MHz“, in *PCIM Europe*, 2003.
- [83] D. W. Knight, *Practical Continuous Functions for the Internal Impedance of Solid Cylindrical Conductors*, Apr. 2016. Adresse: <http://g3ynh.info/index.html>.
- [84] K. Ammous, B. Allard, O. Brevet, H. E. Omari, D. Bergogne, D. Ligo, R. Ehlinger, H. Morel, A. Ammous und F. Sellami, „Error in Estimation of Power Switching Losses Based on Electrical Measurements“, in *Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Juli 2000.
- [85] Zhiyu Shen, R. Burgos, D. Boroyevich und F. Wang, „Soft-Switching Capability Analysis of a Dual Active Bridge DC-DC Converter“, in *Electric Ship Technologies Symposium*, Apr. 2009.
- [86] J. Everts, J. V. den Keybus, F. Krismer, J. Driesen und J. W. Kolar, „Switching control strategy for full ZVS soft-switching operation of a Dual Active Bridge AC/DC converter“, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Feb. 2012.
- [87] S. Anwar und D. Costinett, „Modeling Dual Active Bridge Converter Considering the Effect of Magnetizing Inductance for Electric Vehicle Application“, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2018.
- [88] H. E. Tacca, „Extended Steinmetz Equation“, Diss., Dartmouth College, New Hampshire, USA, Okt. 2002.
- [89] J. A. Anderson, C. Gammeter, L. Schrittwieser und J. W. Kolar, „Accurate Calorimetric Switching Loss Measurement for 900 V 10 mΩ SiC Mosfets“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Dez. 2017.
- [90] A. Tüysüz, R. Bosshard und J. W. Kolar, „Performance Comparison of a GaN GIT and a Si IGBT for High-Speed Drive Applications“, in *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Mai 2014.
- [91] D. Christen und J. Biela, „Analytical Switching Loss Modeling Based on Datasheet Parameters for Mosfets in a Half-Bridge“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Apr. 2019.
- [92] J. Everts, „Closed-Form Solution for Efficient ZVS Modulation of DAB Converters“, *Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Okt. 2017.
- [93] J. Riedel, D. G. Holmes, B. P. McGrath und C. Teixeira, „ZVS Soft Switching Boundaries for Dual Active Bridge DC-DC Converters Using Frequency Domain Analysis“, *IEEE Transactions on Power Electronics (TPEL)*, Apr. 2017.
- [94] F. Jauch und J. Biela, „Generalized Modeling and Optimization of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Including Frequency Variation“, in *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Mai 2014.
- [95] M. Jagau und M. Patt, „Nonlinear Output Characteristic of DAB Converter caused by ZVS Transition“, in *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, Mai 2016.
- [96] J. Itoh, K. Kawauchi und H. Watanabe, „Non-linear Dead-time Error Compensation Method of Dual Active Bridge DC-DC Converter for Variable DC-bus Voltage“, in *2018 International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*, Dez. 2018.
- [97] M. Wattenberg und M. Pfof, „A Novel Dual Active Bridge Configuration for Wide Voltage Conversion Ratios“, in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sep. 2017.
- [98] F. Krismer und J. W. Kolar, „Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications“, *Transactions on Industrial Electronics (TIE)*, Juli 2012.

-
- [99] T. Goller, „Mehrdimensionale nichtlineare Optimierung eines bidirektionalen DC/DC Wandlers zur Laufzeit durch Simplex-Methode“, Bachelorthesis, Reutlingen University, 2017.
- [100] J. A. Nelder und R. Mead, „A Simplex Method for Function Minimization“, *Computer Journal*, 1965.
- [101] J. Walter und R. W. D. Doncker, „High-Power Galvanically Isolated DC/DC Converter Topology for Future Automobiles“, in *Conference on Power Electronics Specialist (PESC)*, Juli 2003.
- [102] A. Lidow und J. Strydom, „eGaN FET Drivers and Layout Considerations“, EPC Inc., White Paper 008, 2016.
- [103] R. Zhao, D. T. Gladwin, X. Mou und D. A. Stone, „A Non-Isolated Bipolar Gate Driver with Self-Driven Negative Bias Generator in High-Side-Only Application“, in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Okt. 2018.
- [104] J. Lee, S. Chmielus und C. Won, „A negative voltage supply for high-side switches using buck-boost bootstrap circuitry“, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, März 2014.
- [105] G. G. Koch, S. S. Queiroz, C. Rech, R. C. L. F. Oliveira, R. A. Borges, E. S. Tognetti und V. F. Montagner, „Design of a Robust PI Controller for a Dual Active Bridge Converter“, in *International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, Nov. 2016.
- [106] L. SHI, W. LEI, Z. LI, Y. CUI, J. HUANG und Y. WANG, „Stability Analysis of Digitally Controlled Dual Active Bridge Converters“, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, März 2018.
- [107] K. NAJDEK, „Identification of Dual-Active-Bridge converter transfer function“, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, S. 153–156, März 2019.