

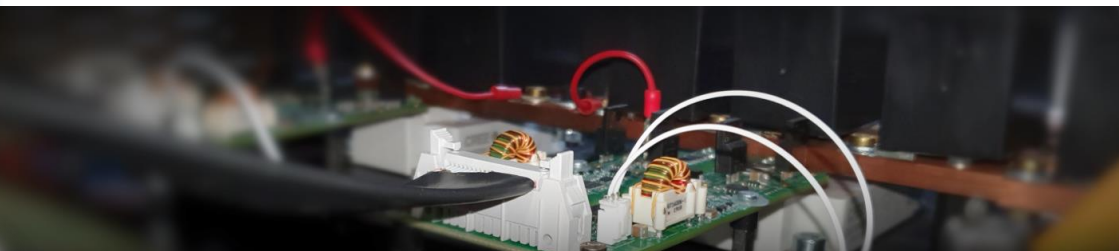


Dissertation
Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Institut für Elektroenergiesysteme und
Hochspannungstechnik (IEH)



Daniel Barth

Mathematische Methoden für die effiziente Auslegung und den Betrieb induktiver Batterieladesysteme



Mathematische Methoden für die effiziente Auslegung und den Betrieb induktiver Batterieladesysteme

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN (Dr.-Ing.)

von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
angenommene

DISSERTATION

von

Daniel Barth, M.Sc.

Hauptreferent:	Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried
Korreferentin:	Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour
Tag der mündlichen Prüfung:	28.02.2023



This document is licensed under a Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License (CC BY-SA 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
1.1 Laden batterieelektrischer Fahrzeuge	1
1.2 Induktives Laden	2
1.2.1 Chancen der Technologie	2
1.2.2 Herausforderungen	3
1.3 Inhaltlicher Beitrag dieser Arbeit	3
1.3.1 Anwendungsszenario	4
1.3.2 Abgrenzung	4
1.4 Aufbau der Arbeit	4
2. Konzeption induktiver Ladesysteme	7
2.1 Überblick und Definitionen	7
2.2 Das Spulensystem	9
2.2.1 Grundlagen induktiver Energieübertragung	9
2.2.2 Konstruktion effizienter Spulen	13
2.2.3 Spulengeometrien	16
2.2.4 Ableitung der untersuchten Topologien	17
2.3 Komponenten eines induktiven Ladesystems	19
2.3.1 Netzseitiger Gleichrichter	20
2.3.2 Hochfrequenz-Wechselrichter	21
2.3.3 Hochfrequenz-Gleichrichter	26
2.3.4 Kompensation	27
2.4 Modellierung der Batterie	32
2.5 Auslegungsmethodik	34
3. Auslegung des Hochfrequenz-AC-Netzwerks	37
3.1 Modellierung auf Netzwerkebene	37
3.2 Netzwerkauslegung bei hoher Kopplung und LCC-N Kompensation	38
3.2.1 Wirkungsgrad	38
3.2.2 Kompensation	40
3.3 Netzwerkauslegung bei schwacher Kopplung und LCC-S Kompensation	42
3.3.1 Wirkungsgrad	42
3.3.2 Kompensation	44

3.4	Innerer Aufbau der Windungen	45
3.4.1	Geometrieberechnung	47
3.4.2	Der Skin-Effekt in zylinderförmigen Leitern	48
3.4.3	Einfluss der Verbinder auf den Leiterwiderstand	49
3.4.4	Der Proximity-Effekt in zylinderförmigen Leitern	54
3.4.5	Zusammenfassung der Wirbelstromverluste	57
3.4.6	Validierung der Widerstandsberechnung von HF-Litze	58
3.5	Konstruktion der Spulen	61
3.5.1	Überblick	61
3.5.2	Anforderungen und Randbedingungen	61
3.5.3	Dreidimensionale Modellierung und Simulation	62
3.6	Simulative Prüfung	69
3.7	Ergebnisse der Auslegung	70
4.	Betriebsstrategie	73
4.1	Vorüberlegungen	73
4.1.1	Anforderungen	73
4.1.2	Abstraktion der Datenübertragung	74
4.1.3	Regelungskonzept	74
4.2	Minimierung der Schaltverluste	76
4.2.1	ZVS und LCC-Kompensation	76
4.2.2	ZVS-Regelung	78
4.2.3	Berechnung des Schaltstroms	79
4.3	Erweiterte Berechnung der Lastimpedanz	84
4.3.1	Verläufe im Zeitbereich bei LCC-N Kompensation	84
4.3.2	Verläufe im Zeitbereich bei LCC-S Kompensation	89
4.3.3	Berechnung der komplexen äquivalenten Lastimpedanz	93
4.3.4	Auswirkungen auf die Berechnung des Schaltstroms	94
4.4	Regelung des Ladestroms	96
4.5	Simulative Analyse der Betriebsstrategie	98
4.5.1	Netzwerkgleichungen	98
4.5.2	Regler	99
4.5.3	Simulation des Einschaltvorgangs	100
5.	Experimentelle Validierung	105
5.1	Beschreibung der Versuchsanlage	105
5.1.1	Überblick der Komponenten	105
5.1.2	Umrichter zur Erzeugung einer HF-Rechteckspannung	106
5.1.3	Versuchsaufbau	112
5.2	Versuchsdokumentation	112
5.2.1	Berechnung der Lastimpedanz	112
5.2.2	Ladevorgang mit dem induktiven Steckverbinder	115
5.2.3	Ladevorgang mit dem DD-Spulensystem	118
5.2.4	Wirkungsgrad	120
5.3	Bewertung der Methoden und Konzepte	121
5.3.1	Iterativer Auslegungsprozess der Spulen	121

5.3.2	Berechnung des Wicklungswiderstands	122
5.3.3	ZVS-Regelung	122
5.3.4	Regelung des Ladestroms	123
5.3.5	Regelung der Zwischenkreisspannung zur Nachführung der Frequenz	124
5.3.6	Einschaltvorgang des Wechselrichters	124
5.3.7	Spulentopologien und Systemaufbau	125
6.	Zusammenfassung	127
A.	Ergänzende Informationen	129
A.1	Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung	129
A.2	Simulative Untersuchung des Ladevorgangs	130
A.3	Simulation der magnetischen Flussdichte in der Umgebung des in- duktiven Steckverbinders	130
A.4	Implementierung der Lastimpedanzberechnung	133
A.4.1	LCC-N Kompensation	133
A.4.2	LCC-S Kompensation	134
	Nomenklatur	137
	Literaturverzeichnis	143
	Zitierte Literatur	143
	Eigene Veröffentlichungen	156

Kapitel 1

Einleitung

Die Bedeutung der Elektromobilität im deutschen Individualverkehr nimmt stetig zu. Der Anteil batterieelektrischer Fahrzeuge (BEV) unter den Neuzulassungen in Deutschland stieg von 1,76 % im Jahr 2019 auf 6,67 % im Jahr 2020. Die Anzahl der Neuzulassungen verdreifachte sich innerhalb eines Jahres. Im Jahr 2021 betrug der Anteil der BEV unter den neu zugelassenen Personenkraftwagen (PKW) bereits 13,59 % [1]. Damit wächst der Elektrofahrzeugmarkt in Deutschland deutlich schneller als im Ausland, doch auch im europäischen Mittel und weltweit verzeichnet der Anteil der BEV an den Neuzulassungen einen deutlichen Anstieg [2–4]. Die Weiterentwicklung der Batterietechnologien¹ und der Einsatz eigens für Elektrofahrzeuge entwickelter Modellplattformen durch die Automobilhersteller machen BEV zunehmend zu einer technisch ansprechenden, konkurrenzfähigen Alternative. In Deutschland wird durch eine umfassende finanzielle Förderung durch den Staat zudem der Kaufpreis auf das Niveau eines vergleichbaren PKWs mit Verbrennungsmotor reduziert [5, 6]. Die Nachfrage elektrischer Neufahrzeuge ist dadurch auch im Jahr 2022 unverändert hoch und führt in Verbindung mit weltweiten Lieferengpässen zu langen Lieferzeiten. Die Entwicklung der Neuzulassungen spiegelt daher nicht mehr die Nachfrage, sondern vornehmlich die Lieferfähigkeit der Automobilindustrie wider [7].

1.1 Laden batterieelektrischer Fahrzeuge

Gegen den Umstieg auf einen Elektro-PKW spricht Umfragen zufolge weiterhin die Ladeinfrastruktur und -dauer [8]. Dabei wird insbesondere die Langstreckentauglichkeit von BEV kritisiert, obwohl diese im Alltag wenig Relevanz besitzt, da die Fahrzeuge überwiegend auf Kurzstrecken bewegt und zu Hause geladen werden [8].

Sowohl hinsichtlich des notwendigen Netzausbaus als auch zur Schonung der Fahr-

¹Im allgemeinen Sprachgebrauch wird der Energiespeicher eines BEV als Batterie bezeichnet, obwohl es sich tatsächlich um einen wiederaufladbaren Akkumulator handelt. In dieser Arbeit wird ebenfalls der Begriff Batterie verwendet.

zeugbatterien sind Ladevorgänge mit geringer Leistung von bis zu 11 kW (höchstens 22 kW) zu bevorzugen. In diesem Segment wird üblicherweise mit Wechsel- oder Drehstrom über den Onboard-Lader des BEV geladen. Weitere Optionen der Spannungswandlung vom dreiphasigen Netz zur Fahrzeugbatterie sind das DC-Laden und das induktive Laden. In Abb. 1.1 werden diese Technologien gegenübergestellt (Vgl. [9]). Es wird deutlich, dass die gleichen Komponenten zum Ein-

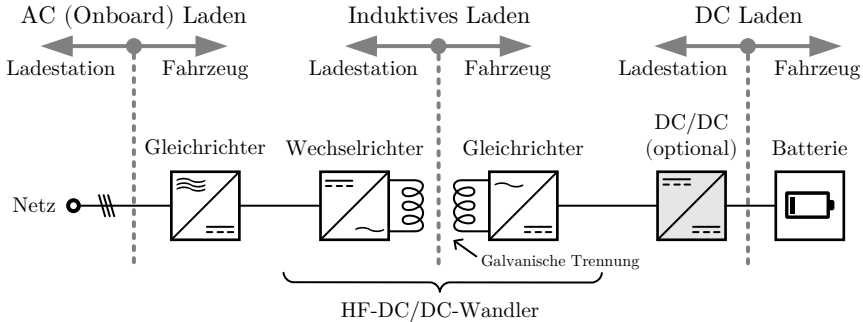


Abbildung 1.1: Vereinfachte und reduzierte Darstellung der Spannungswandlungsstufen der verschiedenen Ladetechnologien.

satz kommen. Konduktive Ladesysteme benötigen eine galvanische Trennung zwischen dem Stromnetz und dem Fahrzeug, daher besitzen sie einen Hochfrequenz-DC/DC-Wandler mit Hochfrequenz-Transformator. Die Spulen eines induktiven Ladesystems stellen ebenfalls eine galvanische Trennung dar und erfordern für die effiziente Übertragung von Energie die gleichen leistungselektronischen Komponenten. Daher unterscheidet sich der erzielbare Wirkungsgrad nur geringfügig und ist besonders von den Einzelkomponenten abhängig [10].

1.2 Induktives Laden

1.2.1 Chancen der Technologie

Um den Komfort eines Ladevorgangs zu erhöhen und so die Akzeptanz der Elektromobilität zu steigern, wird gegenwärtig in die Entwicklung automatisierter Ladesysteme investiert. Insbesondere auf privaten (Heim-)Ladeplätzen kann das Einstecken eines Ladesteckers damit entfallen. Das System beugt so dem Vergessen des Ladevorgangsstarts vor.

Bei fortschreitender Entwicklung des autonomen Fahrens ist automatisiertes Laden perspektivisch eine Schlüsseltechnologie, damit die BEV auch den Ladevorgang eigenständig abwickeln können. Bidirektionales Laden und das Erbringen von Netzdienstleistungen durch Elektrofahrzeuge werden durch automatisiertes Laden ebenfalls begünstigt, da Elektro-PKW zwar die überwiegende Zeit stehen, aber nur dann aktiv mit dem Stromnetz verbunden werden, wenn der Ladestand

niedrig ist [11]. Da die Batteriekapazitäten moderner BEV immer größer werden, um die Langstreckentauglichkeit zu erhöhen, wird ein Ladevorgang bei alltäglichen Kurzstreckenfahrten erst nach mehreren Tagen notwendig. Die Verfügbarkeit der Batteriespeicher am Netz könnte durch automatisiertes Laden erhöht werden. Im öffentlichen Personennahverkehr würde das automatisierte Laden dazu beitragen, die ohnehin notwendigen Standzeiten von Bussen und Taxen für kurze Ladevorgänge zu nutzen. Die Installation der Ladetechnik im Straßenbelag der Haltestelle erfordert dabei, im Vergleich zu herkömmlichen Ladesäulen, weniger Platz.

Konduktive automatisierte Ladesysteme befinden sich in der Entwicklung, benötigen jedoch immer bewegliche Komponenten und einen aufwändigen elektrischen Kontaktmechanismus [12, 13]. Induktives Laden kann dagegen ohne bewegliche Teile realisiert werden. Es ist damit unempfindlicher gegen Nässe, Schmutz, Vandalismus und Abnutzung. Nachdem die korrekte Ausrichtung der Ladespulen durch Sensorik erfasst wurde, kann der Ladevorgang problemlos automatisiert gestartet werden. Flexibilität hinsichtlich der Fahrzeugklasse und auch die Einhaltung regulatorischer Vorgaben zum Schutz vor den Auswirkungen magnetischer Felder sind technisch bereits möglich [14].

1.2.2 Herausforderungen

Die technischen Herausforderungen des induktiven Ladens werden zwar als beherrschbar beschrieben, aber die dafür notwendige Technologie ist bisher zu aufwändig und zu teuer, sodass sie in Serienelektrofahrzeugen nicht konfigurierbar ist. In einem PKW ist der verfügbare Bauraum immer stark beschränkt. Ein induktives Ladesystem mit hoher Übertragungsleistung, hohem Wirkungsgrad, Flexibilität in der Fahrzeugpositionierung, Fremdobjekterkennung, geringen elektromagnetischen Emissionen und sicherer Datenübertragung ist bei gleichzeitig geringem Bauraum sehr kostenintensiv. Da es einen anderen Anwendungsfall als das kabelgebundene AC- oder DC-Laden bedient, kann es die betreffenden Ladesysteme auch nicht ersetzen. Für autonom fahrende BEV oder öffentliche Verkehrsmittel mit intensiver Nutzung der Ladeinfrastruktur durch sehr häufige Ladevorgänge wäre es jedoch die ideale Technologie. Um die zukünftige Einführung in den Massenmarkt der Elektromobilität zu ermöglichen muss daher geprüft werden, durch welche Maßnahmen die kostentreibende Komplexität und der Bauraum induktiver Ladesysteme reduziert werden können.

1.3 Inhaltlicher Beitrag dieser Arbeit

In dieser Arbeit wird der Entwicklungsprozess des Leistungsteils eines induktiven Ladesystems mit der Konzeption, der Auslegung, der Simulation und der Betriebsstrategie behandelt. Zwei Demonstrator-Spulensysteme stellen unterschiedliche Designkriterien dar: Topologie 1 benötigt besonders wenig Bauraum im Fahrzeug, während Topologie 2 eine flexible Positionierung des Fahrzeugs ermöglicht. Beide Spulensysteme werden in ein leistungselektronisches System eingebettet, das mit möglichst wenigen Komponenten realisiert wird, um Platz und Material-

kosten zu sparen. Dazu gehört auch das Prinzip, auf aufwändige Messtechnik zu verzichten und diese durch Berechnungen zu ersetzen.

Die Bereitstellung mathematischer Methoden ist themenübergreifend ein zentraler Beitrag dieser Arbeit. Für die effiziente Auslegung der Spulen, die Modellierung und die Zustandserfassung im Betrieb werden eigene Berechnungsverfahren vorgestellt. Der Aufbau eines vollständigen induktiven Energieübertragungssystems im Labor und die Durchführung von Experimenten dienen der Verifikation und Bewertung einzelner mathematischer Methoden in einem realitätsnahen Szenario.

1.3.1 Anwendungsszenario

Induktives Laden ist auf privaten Stellplätzen, öffentlichen Parkplätzen und sogar während der Fahrt möglich. Diese Arbeit beschränkt sich jedoch auf das Laden auf einem privaten Stellplatz mit dreiphasigem Netzanschluss bei 11 kW oder 22 kW. Ein solches Ladesystem könnte in einer heimischen Garage, aber auch im Ladepark eines Fahrzeugflottenunternehmens installiert werden.

1.3.2 Abgrenzung

Aufgrund der Motivation der behandelten Konzepte durch wirtschaftliche und industrielle Fragestellungen muss folgende Abgrenzung erwähnt werden: Die entwickelten Spulen und weitere Komponenten in dieser Arbeit sind Demonstratoren der zugrundeliegenden Konzepte. Es wurde nicht angestrebt, den Integrationsgrad eines Serienprodukts zu erreichen. Auch die Netzrückwirkungen im Betrieb, die Emission elektrischer und magnetischer Felder und die Wärmeentwicklung, die für ein Serienprodukt relevant wären, werden nicht quantitativ untersucht.

Die eingesetzten Komponenten entsprechen nicht denen eines Serienprodukts, sondern bilden diese lediglich in ihrer Funktion nach. Alle Versuchsaufbauten befinden sich in einer Laborumgebung. Die Komponenten wurden nicht vorrangig in Bezug auf ihre Kosten oder die Serienfertigung optimiert, sondern hinsichtlich ihrer Verfügbarkeit, Flexibilität und Nutzbarkeit in Laborversuchen ausgewählt.

1.4 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist in sechs Kapitel gegliedert.

Kapitel 2 behandelt relevante Grundlagen induktiver Ladesysteme und führt die untersuchten Spulentopologien ein. Zudem gibt es einen Überblick der Komponenten und der behandelten Themen und Problemstellungen.

Die Auslegung des Hochfrequenz-AC-Netzwerks in Kapitel 3 und die Betriebsstrategie in Kapitel 4 stellen den Kern der theoretischen und mathematischen Überlegungen dieser Arbeit dar. Die Auslegung behandelt Zusammenhänge des Wirkungsgrads, der Spulenparameter und der Kompensation in analytischer Form. Auch die Widerstandsberechnung von Spulen, bestehend aus Hochfrequenzlitze, wird detailliert analytisch behandelt. Für die anschließende dreidimensionale Konstruktion und Analyse zweier Spulensysteme kommt numerische Berechnungssoftware zum Einsatz.

Die Betriebsstrategie in Kapitel 4 befasst sich anschließend damit, wie ein aus den vorhergehenden Kapiteln abgeleitetes induktives Ladesystem effizient betrieben werden kann. Dabei sorgt das Modell einer Fahrzeugbatterie für einen variablen Arbeitspunkt. Anstelle der Erfassung von Messwerten wird der Zustand des Hochfrequenz-AC-Netzwerks berechnet. Ein Regelungskonzept zur Nachführung eines effizienten Arbeitspunktes wird vorgestellt.

In Kapitel 5 wird zunächst die Versuchsanlage beschrieben, anschließend werden theoretische Ansätze der Betriebsstrategie messtechnisch überprüft und bewertet. Das abschließende Kapitel 6 fasst die Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf mögliche weiterführende Forschung.

Kapitel 2

Konzeption induktiver Ladesysteme

In diesem Kapitel werden zunächst das Konzept und der Aufbau der induktiven Energieübertragung für Elektrofahrzeuge eingeführt. Zu den wichtigsten Komponenten werden elektrotechnische Grundlagen dargelegt und relevante Topologien abgeleitet.

2.1 Überblick und Definitionen

Kontaktlose Energieübertragung durch die induktive Kopplung zweier Spulen gleicht grundlegend der Funktionsweise eines Transformators mit geteiltem Kern. Eine stromdurchflossene Spule erzeugt ein magnetisches Feld. Der magnetische Fluss durchsetzt eine zweite Spule und induziert eine Spannung, sodass bei Kontaktierung einer elektrischen Senke ein Stromfluss zustande kommt [15].

Im Folgenden werden speziell induktive Ladesysteme für Elektrofahrzeugbatterien betrachtet. Diese beziehen elektrische Energie aus dem Niederspannungsnetz und übertragen sie an die Hochvoltbatterie (HV-Batterie). Im Oktober 2020 wurde für diesen Anwendungsfall der Standard SAE J2954 mit dem Titel „Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology“ [16] veröffentlicht. Er definiert grundlegende Richtlinien und Begriffe für die Station und die fahrzeugseitigen Komponenten eines induktiven Ladesystems, auf die in dieser Arbeit vielfach Bezug genommen wird. Weitere Standards in diesem Themenfeld, deren Inhalte mit SAE J2954 weitgehend harmonisiert sind [17], sind IEC 61980-1, -2, -3 [18–20] und ISO 19363 [21]. Die Kommunikation zwischen Fahrzeug und Ladestation wird zudem in gesonderten Standards behandelt, sie wird in dieser Arbeit jedoch nicht thematisiert. Einen Überblick der Normungsbestrebungen in Deutschland findet sich in [22].

Abb. 2.1 stellt die grundlegenden Komponenten und Übertragungswege dar. Die beiden Wicklungen befinden sich in räumlich voneinander getrennten Baugruppen, die als Ground Assembly (GA) und Vehicle Assembly (VA) bezeichnet werden. Elektrische Energie aus dem Netz wird durch aktive und passive Komponenten des GA gewandelt, sodass die GA-Spule von einem Strom innerhalb des Frequenz-

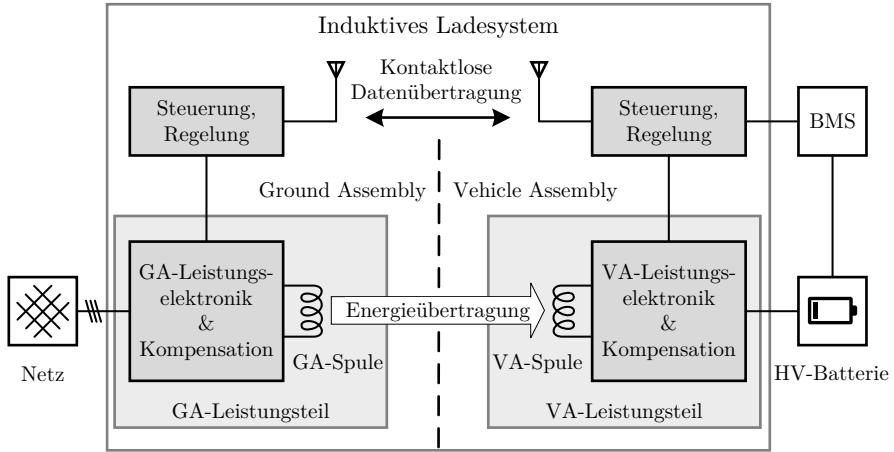


Abbildung 2.1: Übersicht der grundlegenden Komponenten eines induktiven Ladesystems (in Anlehnung an [16]).

bands 79 bis 90 kHz durchfließen wird. Die Nennfrequenz beträgt dabei 85 kHz. Die an die VA-Spule übertragene magnetische Energie wird von der VA-Leistungselektronik und der Kompensation in Gleichstrom gewandelt, der zum Laden der HV-Batterie genutzt wird.

Das induktive Ladesystem muss überwacht und geregelt betrieben werden, um die Komponenten vor Schäden und Personen vor Gefahren zu schützen. Zudem ist ein effizienter Arbeitspunkt erstrebenswert. Dazu werden elektronische Controller und eine kontaktlose Kommunikationsschnittstelle benötigt. Die Ladeleistung wird durch das Battery-Management-System (BMS) des Fahrzeugs vorgegeben, aber vom Leistungsteil der Ladestation gestellt. Eine eigene Regelung des VA-Leistungsteils ist nicht zwingend erforderlich, da dieser auch vollständig passiv umgesetzt werden kann, sofern Schutzmechanismen trotzdem vorhanden sind.

Das VA wird unter dem Fahrzeug im Bereich der Vorderachse angebracht. In [16] wird die Versatztoleranz für induktive Ladesysteme von $\Delta x = \pm 75 \text{ mm}$ und $\Delta y = \pm 100 \text{ mm}$ definiert. Wie in Abb. 2.2 (a) dargestellt, gibt die x-Achse dabei die Fahrtrichtung an. Die z-Achse beschreibt die vertikale Position der Spulen. Induktive Ladesysteme werden in unterschiedliche Bodenfreiheitsklassen unterteilt, wobei die Bodenfreiheit gemäß Abb. 2.2 (b) als Abstand des VA-Gehäuses zum Boden definiert ist.

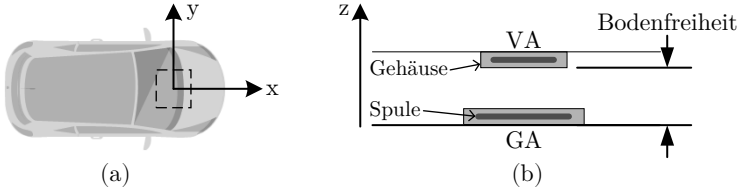


Abbildung 2.2: (a) Definition des Koordinatensystems und der Position des VA unter dem Fahrzeug. (b) Definition der z -Achse (in vertikaler Richtung) und der Bodenfreiheit (in Anlehnung an [16]).

2.2 Das Spulensystem

2.2.1 Grundlagen induktiver Energieübertragung

Die Übertragung von Energie zwischen zwei magnetisch gekoppelten Spulen kann mathematisch mit Hilfe der Maxwellgleichungen beschrieben werden [15, 23, 24]. Ein stromdurchflossener Leiter mit der Durchflutung Θ ruft nach dem Durchflutungsgesetz ein magnetisches Wirbelfeld \vec{H} hervor:

$$\Theta = \int_A \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) d\vec{A} = \oint_S \vec{H} d\vec{s}. \quad (2.1)$$

Dabei ist A die vom Stromfluss eingeschlossene Fläche, \vec{J} die Stromdichte, \vec{D} die Verschiebungsstromdichte und \vec{s} ein geschlossener Integrationsweg. Das magnetische Wirbelfeld führt dazu, dass der magnetische Fluss

$$\Phi = \int_A \mu \vec{H} d\vec{A} \quad (2.2)$$

die eingeschlossene Fläche durchsetzt. Das Verhältnis aus Durchflutung und magnetischem Fluss wird als Reluktanz

$$R_m = \frac{\Theta}{\Phi} \quad (2.3)$$

bezeichnet und kann als magnetischer Widerstand interpretiert werden. Die zeitliche Änderung des magnetischen Flusses führt nach dem Induktionsgesetz in einem Leiter mit dem durch C gegebenen Verlauf zu einer induzierten Spannung:

$$u_{\text{ind}} = \oint_C \vec{E} d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{A} = - \frac{d\Phi}{dt}. \quad (2.4)$$

Dabei ist \vec{E} das hervorgerufene elektrische Feld und $\vec{B} = \mu \vec{H}$ die magnetische Flussdichte.

Magnetischer Kreis

Nun wird die in Abb. 2.3 (a) dargestellte Anordnung aus zwei Spulen betrachtet¹. Die stromdurchflossene Spule 1 ruft den magnetische Fluss Φ_{11} hervor. Der

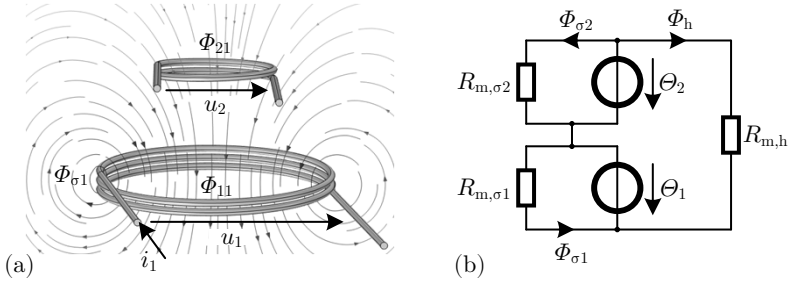


Abbildung 2.3: (a) Magnetischer Fluss durch die stromdurchflossene Spule 1 bei offenem Abschluss der Spule 2. (b) Magnetisches Ersatzschaltbild zweier gekoppelter Spulen.

Anteil Φ_{21} durchsetzt die Spule 2 und induziert damit die Spannung u_2 . Spule 2 ist im Leerlauf, sodass entsprechend der dargestellten Feldlinien kein Strom fließt und kein Fluss hervorgerufen wird ($i_2 = 0$, $\Phi_{22} = 0$). Das Verhältnis

$$k_{21} = \frac{\Phi_{21}}{\Phi_{11}} \quad (2.5)$$

wird als Koppelfaktor zwischen Spule 1 und Spule 2 bezeichnet. Der verbleibende Anteil ist der Streufluss von Spule 1:

$$\Phi_{\sigma 1} = \Phi_{11} - \Phi_{21}. \quad (2.6)$$

Sofern auch Spule 2 einen Strom $i_2 \neq 0$ führt, gilt in Analogie zu (2.5)-(2.6):

$$k_{12} = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_{22}} \quad (2.7)$$

$$\Phi_{\sigma 2} = \Phi_{22} - \Phi_{12}. \quad (2.8)$$

Mit der Definition des Hauptflusses

$$\Phi_h = \Phi_{21} + \Phi_{12} \quad (2.9)$$

und der Reluktanz nach (2.3) kann das in Abb. 2.3 (b) dargestellte magnetische Ersatzschaltbild des Spulensystems abgeleitet werden. Die Aufteilung zu Haupt- und Streufluss der Spulen geschieht somit anhand der Reluktanzen der jeweiligen Wegstrecken.

¹Vgl. ähnliche Darstellungen in [23, 25–28].

Elektrische Netzwerkgleichungen

Die Darstellung des Spulensystems kann durch Einführung der Induktivität

$$L_1 = \frac{\Phi_{11}}{i_1} \tag{2.10}$$

$$L_2 = \frac{\Phi_{22}}{i_2} \tag{2.11}$$

auf Netzwerkebene abstrahiert werden. Zwei gekoppelte Spulen besitzen eine identische Gegeninduktivität (siehe [15]):

$$M = \frac{\Phi_{21}}{i_1} = \frac{\Phi_{12}}{i_2} . \tag{2.12}$$

Der gemeinsame Koppelfaktor k ist mit

$$k = \sqrt{k_{21} \cdot k_{12}} = \sqrt{\frac{\Phi_{21}}{\Phi_{11}} \cdot \frac{\Phi_{12}}{\Phi_{22}}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \tag{2.13}$$

definiert.

Für die Berechnung der Spannung über den Kontakten einer Spule muss der gesamte magnetische Fluss, der eine Spule durchsetzt, berechnet werden. Nach Abb. 2.3 (b) gilt für Spule 1

$$\Phi_1 = \Phi_h + \Phi_{\sigma 1} = \Phi_{11} + \Phi_{12} , \tag{2.14}$$

der Fluss durch Spule 2 besitzt entsprechend angepasste Indizes. Durch Umformen mit Hilfe von (2.10)-(2.12) und Einsetzen in (2.4) werden die Gleichungen des Spulensystems als elektrisches Netzwerk abgeleitet:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} di_1/dt \\ di_2/dt \end{pmatrix} . \tag{2.15}$$

Dabei wurde die Definition der Stromrichtung umgekehrt, um dem üblichen Ersatzschaltbild in Abb. 2.4 zu entsprechen. Das bekannte T-Ersatzschaltbild eines

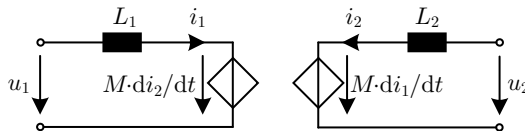


Abbildung 2.4: Elektrisches Ersatzschaltbild eines verlustlosen Systems magnetisch gekoppelter Spulen.

Transformators wird in dieser Arbeit dagegen nicht genutzt, da die Darstellung in Abb. 2.4 die beiden Spulen klarer trennt und daher bei schwacher magnetischer Kopplung intuitiver nachvollziehbar ist.

Approximation durch die Grundschiwingung

Die hier betrachteten Spulensysteme werden grundsätzlich als Teil eines Resonanzwandlers eingesetzt und im Frequenzbereich 79 bis 90 kHz [16] betrieben. In diesem Frequenzbereich arbeiten die verwendeten Stromrichter üblicherweise in Blocktaktung. Dies ermöglicht es, in jeder Grundschiwingungsperiode nur je einmal ein- und ausschalten zu müssen. Die auf das AC-Netzwerk wirkenden Stromverläufe bei Nutzung eines Gleichstromzwischenkreises sind, ebenso wie die Spannungsverläufe bei Nutzung eines Gleichspannungszwischenkreises, stark Oberschwingungsbehaftet. In Kap. 4 wird gezeigt, dass die Harmonischen der Spannungen und Ströme an den Kontaktpunkten zwischen Stromrichtern und AC-Netzwerk bei der Untersuchung der jeweiligen Verläufe relevant sind. Aufgrund der filternden Wirkung des AC-Netzwerks sind die Harmonischen bei der Berechnung der Übertragungsleistung eines Spulensystems jedoch nicht von Bedeutung [9]. Auch zur Verlustleistung des Spulensystems liefern sie nur einen vernachlässigbar kleinen Beitrag [29]. Somit kann (2.15) durch die jeweilige Grundschiwingung approximiert werden. Durch die Darstellung der Größen als komplexe Effektivwerte ergibt sich das Gleichungssystem

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega L_1 & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix}, \quad (2.16)$$

wobei ω die Kreisfrequenz ist.

Mit Hilfe dieses Gleichungssystems kann die Übertragungsleistung des verlustlosen Spulensystems untersucht werden. Es wird angenommen, dass Spule 1 als Quelle und Spule 2 als Senke agiert. Die Übertragungsscheinleistung beträgt dann

$$\underline{S}_{21} = -j\omega M \underline{I}_1 \underline{I}_2^* = \omega M \cdot |I_1 I_2| \cdot \sin(\phi_{12}) - j\omega M \cdot |I_1 I_2| \cdot \cos(\phi_{12}), \quad (2.17)$$

wobei ϕ_{12} die Phasendifferenz zwischen \underline{I}_1 und \underline{I}_2 ist [30]. Die Übertragungswirkleistung entspricht dem Realteil von (2.17).

Die summierte Scheinleistung des Spulensystems kann ebenfalls bestimmt werden:

$$\begin{aligned} \underline{S}_1 + \underline{S}_2 &= (j\omega L_1 \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2) \underline{I}_1^* + (j\omega L_2 \underline{I}_2 + j\omega M \underline{I}_1) \underline{I}_2^* \\ &= j\omega (L_1 |I_1|^2 + L_2 |I_2|^2 + 2M \cdot |I_1 I_2| \cdot \cos(\phi_{12})). \end{aligned} \quad (2.18)$$

Sie entspricht der Blindleistung des Spulensystems. Wie in [30] hergeleitet, können aus (2.17) und (2.18) der präferierte Betriebspunkt und die Designstrategie des Kompensationsnetzwerks abgeleitet werden. Bei hoher Kopplung im Bereich $k \gg 0,5$ ähnelt das Spulensystem einem Transformator. Um einen hohen Wirkungsgrad durch geringe Kupfer- und Magnetisierungsverluste zu erzielen, wird die Blindleistung (2.18) minimiert. Daraus folgt, dass $\cos(\phi_{12}) \approx -1$ gilt, die Spulenströme aus Abb. 2.4 also um 180° versetzt sind. Die aufgrund der nicht perfekten Kopplung ($k < 1$) verbleibende Blindleistung kann durch einseitige externe Beschaltung kompensiert werden. Dabei werden nicht die Eigeninduktivitäten, sondern die Streuinduktivitäten kompensiert, sodass ein nach außen resistives Verhalten erzielt wird.

Induktive Energieübertragungssysteme mit einem Spulenabstand von mehreren Zentimetern haben typischerweise einen Koppelfaktor im Bereich 0,1 bis 0,3 [16]. Man spricht in diesem Bereich von schwacher Kopplung. Da die Gegeninduktivität M klein ist, muss gemäß (2.17) $\sin(\phi_{12}) \approx 1$ gelten, damit eine technisch relevante Übertragungsleistung möglich wird. Die Ströme der beiden Spulen sind also um 90° versetzt. Die Blindleistung des Spulensystems nach (2.18) muss durch beidseitige externe Beschaltung kompensiert werden. Im Gegensatz zu einer Anordnung mit hoher Kopplung wird das Kompensationsnetzwerk dabei auf die Eigeninduktivitäten L_1 und L_2 abgestimmt, es entsteht also eine Resonanzanordnung. Obwohl bei 90° Phasenversatz der Ströme sehr viel Blindleistung innerhalb des Spulensystems zirkuliert, ist dieser Betriebspunkt auch hinsichtlich des Wirkungsgrads sinnvoll. Eisenverluste des Kernmaterials besitzen bei schwacher Kopplung nur eine untergeordnete Bedeutung, da im relevanten Frequenzband weichmagnetisches, nicht-leitfähiges Ferritmaterial eingesetzt wird. Kupferverluste sind dagegen bei hohen Frequenzen relevant, da Wirbelstromeffekte den Leiterwiderstand erhöhen. Es gilt also, bei gegebener Stromstärke den Betriebspunkt maximaler Übertragungsleistung zu nutzen, um das Spulensystem effizient zu betreiben.

2.2.2 Konstruktion effizienter Spulen

Bei der Konstruktion eines Spulensystems hat, neben dem Ziel hoher Effizienz und Übertragungsleistung, die Reduzierung von Bauraum und Materialkosten eine besondere Bedeutung inne. Ohne diese Einschränkungen wäre der Entwurf sehr großer Spulen technisch sinnvoll, da diese eine hohe Induktivität und einen hohen Koppelfaktor ermöglichen. Ein großer Leiterquerschnitt der Wicklungen ermöglicht geringe Spulenwiderstände, geringe Kupferverluste und somit einen hohen Wirkungsgrad. In der Praxis sind der Bauraum und das Budget jedoch stets begrenzt und es gilt, die Spulen im Rahmen ihrer Leistungsklasse gleichzeitig kompakt und verlustarm zu konstruieren [31].

Innerer Aufbau der Windungen

Die Nennfrequenz induktiver Ladesysteme für Elektrofahrzeuge beträgt 85 kHz [16]. Eine für HV-Batterien relevante Ladeleistung erfordert eine Stromstärke von mehreren Ampere und einen entsprechend großen Leiterquerschnitt. Diese Kombination führt bei dem Einsatz von Vollleitern zu erheblichen Wirbelstromverlusten, da die Eindringtiefe des Stroms deutlich kleiner ist, als der Durchmesser des Leiters. Um Wirbelstromverluste zu reduzieren, wird in zahlreichen Veröffentlichungen Hochfrequenzlitze (HF-Litze) eingesetzt. Diese besteht aus vielen parallel verbundenen Einzeldrähten, die gegeneinander durch eine Lackschicht isoliert sind. Dadurch wird eine deutlich bessere Ausnutzung des Leiterquerschnitts erreicht, als dies bei einem Vollleiter der Fall wäre. Die Modellierung und Auslegung von Litze wird separat in Kap. 3.4 beschrieben.

Vereinzelt wurden Alternativen zum üblichen Aufbau von HF-Litze aus Kupfer vorgeschlagen. Es ist möglich, Einzeladern nicht durch Isolationslack, sondern durch das Aufbringen einer Oxidschicht gegeneinander zu isolieren [32]. Auch die

Nutzung von Aluminium anstelle von Kupfer wurde publiziert [33]. Eine weitere Alternative zu Volleitern und HF-Litze ist die Ausführung der Windungen als leitfähiges Rohr [34] oder faches Kupferband [35].

Magnetische Feldsteuerung

In Analogie zu dem Kern eines Transformators dient Ferritmaterial in induktiven Energieübertragungssystemen zur Erhöhung der Spuleninduktivität und der magnetischen Kopplung [36], während der Bauraum möglichst klein gehalten wird. Das Material muss weichmagnetisch sein, eine ausreichende Sättigungsflussdichte bieten und geringe Leitfähigkeit besitzen, um Wirbelstromverluste zu vermeiden. Üblicherweise wird Mangan-Zink (MnZn)-Leistungsferrit verwendet. Dieses Material ist jedoch sehr hart und spröde, muss vor mechanischen Einwirkungen geschützt werden und lässt sich nur mit großem Aufwand formen. Es wird daher nur dort eingesetzt, wo es zur Verbesserung der magnetischen Eigenschaften unbedingt erforderlich ist. Referenzspulen in [16] und viele weitere Konstruktionen besitzen einen Ferritspiegel hinter den Spulen (u. a. [37–40]). Dies kann eine geschlossene Fläche oder eine Reihe von Ferritstreifen sein, die wiederum aus einzelnen Ferritkacheln zusammengesetzt sind [41]. Prinzipiell sind aber beliebige Anordnungen möglich.

In Abb. 2.5 (a) ist beispielhaft das Schnittbild zweier gekoppelter, runder Luftspulen dargestellt. Ihre homogenisierten Windungen werden mit 5 kA/m^2 ange-

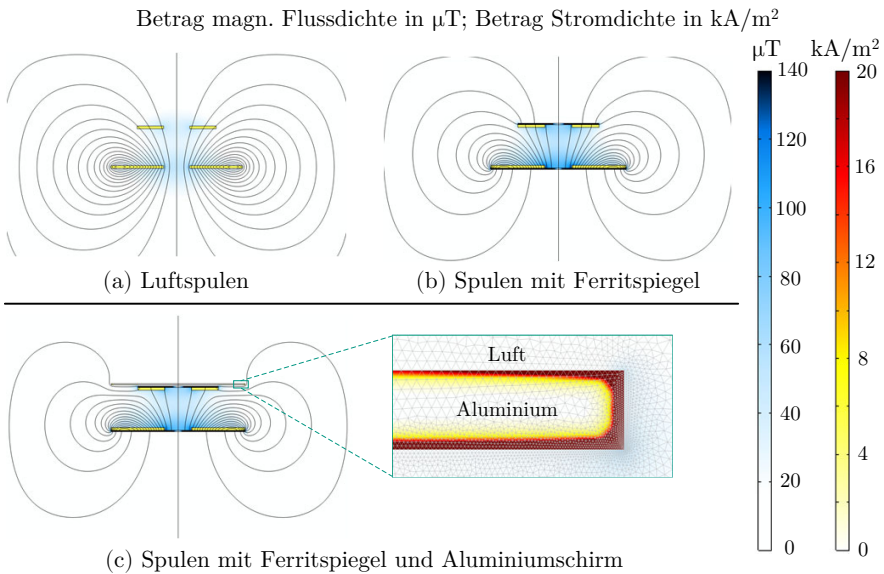


Abbildung 2.5: Auswirkungen von Ferrit und Aluminiumschirm auf die magnetische Flussdichte im Luftspalt zwischen zwei Spulen.

regt, wobei der Phasenversatz zwischen den Strömen 90° beträgt. Die magnetische Flussdichte konzentriert sich zwischen den Wicklungen. Durch den Einsatz von Ferrit in Abb. 2.5 (b) wird der magnetische Fluss auf den Luftspalt zwischen den Spulen fokussiert und der Koppelfaktor steigt. Die hohe Permeabilitätszahl des Ferrits führt zu einer hohen magnetischen Flussdichte in seinem Inneren, sodass der Ferritspiegel in Abb. 2.5 gemäß der Farbskalierung schwarz dargestellt ist. Da die Schirmwirkung der Ferritfläche, insbesondere hinter der Fahrzeugspule, oft nicht ausreicht, wird zusätzlich Aluminiumblech als Schirm angebracht. Das Einhalten von zulässigen Grenzwerten [42, 43] und der Schutz von dahinter liegenden Metallteilen vor induktiver Erwärmung kann auf diese Weise preiswerter realisiert werden, als durch den Einsatz von weiterem Ferrit. Abb. 2.5 (c) zeigt die Auswirkungen des Aluminiumblechs auf den magnetischen Fluss bei 85 kHz. Das magnetische Feld dringt nicht weit in das leitfähige Aluminium ein, sondern induziert Wirbelströme auf der Oberfläche. Diese erzeugen ihrerseits ein magnetisches Feld, welches das anregende magnetische Feld auf der Rückseite des Blechs invers überlagert. Die Schirmwirkung wird somit von Wirbelstromverlusten begleitet, die sich auf den Wirkungsgrad des Spulensystems auswirken. Daher korreliert die Konstruktion der Flussführung aus Ferrit und Aluminiumabschirmung mit den Umgebungsbedingungen, dem angestrebten Wirkungsgrad und den Kosten.

Weitere untersuchte Ansätze für die magnetische Feldsteuerung

Für die Integration induktiver Ladesysteme in Elektrofahrzeuge sind die Reduzierung des Bauraums und der Kosten des Spulensystems eine kritische Herausforderung. Da MnZn-Leistungsferrit ein teures Material ist und Aluminiumblech zwar eine Schirmwirkung besitzt, aber den magnetischen Fluss nicht zielgerichtet schirmen kann, wurden zwei alternative Konzepte zur Reduzierung des Einsatzes dieser Materialien untersucht.

Ferritpartikel in Kunststoffbindung sind besser formbar als gesinterter Ferrit und können in das Spulengehäuse integriert werden [44, 45]. Dadurch beschränkt sich die Flussführung nicht auf einen Ferritspiegel hinter den Spulen. Der flexiblere Einsatz von flussführendem Material ist jedoch nur dann sinnvoll, wenn der Luftspalt des magnetischen Kreises dadurch wesentlich reduziert werden kann. Dies trifft nur auf Spulensysteme mit sehr kleinem Abstand zu. Die Materialeigenschaften können durch die Partikelgröße, den Füllgrad und den Herstellungsprozess variiert werden [46, 47]. Die Permeabilitätszahl pro Gewichts- und Volumeneinheit ist bei gesinterter Ferrit jedoch höher als bei einem Verbundmaterial. Damit die Flussführung verlustarm und platzsparend ist, muss die Ferritpartikeldichte so hoch sein, dass der Vorteil guter Formbarkeit verloren geht [48].

Metamaterial ist die Bezeichnung für eine Gitterstruktur kleiner Schwingkreise, die makroskopisch eine beeinflussbare Permeabilität μ und Permittivität ϵ aufweist [49]. Die Eigenschaften sind frequenzselektiv² und können zur magnetischen

²Dies kann vorteilhaft sein, beispielsweise um eine Oberfläche nur in einem bestimmten Frequenzband elektromagnetisch schirmend zu entwerfen. Nachteilig sind jedoch die nichtlinearen

Flussführung oder Schirmung eingesetzt werden [50–52]. Im Frequenzband induktiver Energieübertragung unter 100 kHz sind die als Zellen bezeichneten Schwingkreise jedoch so groß, dass die Materialeigenschaften makroskopisch nicht mehr als homogen betrachtet werden können [53].


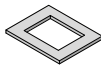
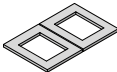
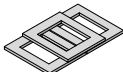
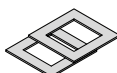

Die Eigenschaft des Metamaterials, den magnetischen Fluss der Spulen eines induktiven Energieübertragungssystems zu führen, wurde experimentell nachgewiesen [54]. Dabei sind die Schwingkreise in Resonanz und der Stromfluss erzeugt ein überlagertes magnetisches Feld [55, 56]. Durch die Verluste der Zelleninduktivität und -kapazität ist der Stromfluss jedoch begrenzt. In eigenen Versuchen war der Einfluss auf das anregende magnetische Feld zu gering, um praxistauglich zu sein.

2.2.3 Spulengeometrien

In der Literatur wurden bereits zahlreiche Spulengeometrien vorgestellt und untersucht. Eine Übersicht ist in [57] zu finden. Üblicherweise wird zwischen polarisierten und unpolarisierten Topologien unterschieden. Dabei haben unpolarisierte Topologien, wie die zirkuläre Spule, einen magnetischen Pol im Zentrum der Wicklung und der Fluss schließt sich über alle Außenkanten. Polarisierte Topologien, wie DoubleD (DD), haben zwei Pole an den gegenüberliegenden Seiten [16].

In Tab. 2.1 sind einige verbreitete Spulengeometrien gelistet (vgl. [16]). Sie bie-

Tabelle 2.1: Ausgewählte, häufig eingesetzte Spulengeometrien

Bezeichnung	Abbildung	Literaturverweis
Zirkular		[37]
Rechteck / Quadrat		[9]
DoubleD		[58]
DDQ		[58]
Bipolar		[59]
Solenoid		[60]

Materialeigenschaften bei variabler Betriebsfrequenz.

ten unterschiedliche Vorteile. Das zirkulare Design ist rotationssymmetrisch und vereinfacht die Positionierung dadurch um einen Freiheitsgrad [59]. Horizontaler Versatz wirkt sich aber sehr stark auf den Koppelfaktor aus. Ein ebenfalls unpolarisiertes, rechteckiges Design weist zwar keine Rotationssymmetrie auf, aber kann für eine hohe Versatztoleranz ausgelegt werden [26]. Polarisierte Geometrien wie DoubleD oder Solenoid ermöglichen einen deutlich größeren vertikalen Abstand zwischen den Spulen bei gleichen Außenmaßen [30]. Die Achse der beiden Pole wird gemäß SAE J2954 in x-Richtung (Fahrtrichtung) angeordnet [16]. Solenoidspulen besitzen Wicklungen auf beiden Seiten des Ferrits, sodass eine Seite vollständig durch leitfähiges Blech geschirmt werden muss. Dies wirkt sich negativ auf den Wirkungsgrad aus [58]. Die DD-Geometrie ist dagegen einseitig gewickelt und besitzt diesen Nachteil nicht. Das polarisierte Design impliziert allerdings einen stark abnehmenden Koppelfaktor, wenn die Spulen axial in Richtung eines Pols versetzt sind. Dieser Nachteil einer geringen Versatztoleranz kann durch eine zusätzliche, unabhängige Wicklung ausgeglichen werden. Die entstehende Geometrie wird als DDQ bezeichnet [58]. Auch die als „bipolar“ bezeichnete Spulentopologie, bestehend aus zwei magnetisch orthogonalen Wicklungen, bietet den Vorteil sehr hoher Versatztoleranz [59]. Durch das anteilige Überlappen sind die Spulen magnetisch voneinander entkoppelt. Verglichen mit DDQ besitzt eine bipolare Spule geringeren Materialaufwand und geringere Komplexität, aber auch weniger Flexibilität im Design.

2.2.4 Ableitung der untersuchten Topologien

Aus den bisher erläuterten Grundlagen werden zwei Spulentopologien abgeleitet, deren Funktionalität als Komponenten eines induktiven Energieübertragungssystems in einem emulierten Batterieladevorgang demonstriert werden soll. Das Design orientiert sich am beschriebenen Anwendungsszenario aus Kap. 1.3.1, dem Laden mit hoher Effizienz, aber geringer Systemkomplexität. Interoperabilität ist nicht gefordert. Die Betriebsstrategie, die in Kap. 4 eingeführt wird und auf der Nutzung möglichst weniger Komponenten basiert, kann dadurch an zwei unterschiedlichen Topologien geprüft werden.

Topologie 1: Induktiver Steckverbinder

Eine Herausforderung bisheriger induktiver Ladesysteme für Elektrofahrzeuge ist die Einhaltung der ICNIRP-Grenzwerte der magnetischen Flussdichte in der für Menschen zugänglichen Umgebung [42, 43]. Dies betrifft den Innenraum und den Bereich neben dem Fahrzeug. Unter dem Fahrzeug dürfen die ICNIRP-Grenzwerte überschritten werden, wenn entsprechend sichergestellt wird, dass sich während des Ladevorgangs keine Lebewesen in diesem Bereich aufhalten. Da eine hohe magnetische Flussdichte bei induktivem Laden über einen großen Luftspalt unvermeidbar ist, muss eine Lebendobjekterkennung (LOD) implementiert werden. Durch Fremdobjekterkennung (FOD) muss zudem verhindert werden, dass leitfähige Objekte im magnetischen Feld aufgeheizt werden.

Ein Spulensystem mit geringerem Streufluss würde die Komplexität von LOD und

FOD senken. Zudem können die Spulen mit höherer Leistungsdichte gebaut werden. Erforderlich ist dafür ein Koppelfaktor von über 50% und ein entsprechend geringer Abstand der Spulen. Dies ermöglicht wiederum, die Streuinduktivitäten nur primärseitig zu kompensieren. Im Fahrzeug kann somit der Bauraum für das Kompensationsnetzwerk eingespart werden.

Mit dieser Motivation wurde, im Rahmen eines Industrieprojekts, die leistungselektronische Auslegung eines induktiven Steckverbinders untersucht. Auch wenn SAE J2954 diese Form von induktiver Energieübertragung nicht behandelt, werden die Definitionen nach Kap. 2.1 übernommen. Gemäß Abb. 2.2 liegt die angenommene Einbauposition des VAs am Unterboden des Fahrzeugs. Damit die beiden Spulen für den Ladevorgang in Kontakt gebracht werden können, wird angenommen, dass das GA durch ein Positionierungssystem bewegt werden kann. Das Positionierungssystem ist jedoch nicht Teil der Auslegung, da diese sich nur mit dem Leistungsteil und dessen Steuerung beschäftigt. Die Vorteile polarer Spulengeometrien kommen durch den geringen Spulenabstand nicht zur Geltung. Zur Reduzierung der Komplexität der Positionierung wird das Spulensystem rotations-symmetrisch (zirkular) geplant. Dies ermöglicht zudem einen höheren Koppelfaktor als andere Formen [61]. Außerdem soll es das Einstecken, wie es bei konduktiver Energieübertragung mit metallischen Kontakten üblich ist, nicht erfordern. Unter dem Fahrzeug ist eine mechanische Verriegelung nicht notwendig, und für die magnetische Kopplung ist es ausreichend, wenn die Spulenoberflächen auf losen Kontakt gebracht werden. Angestrebt wird außerdem eine sehr kompakte Bauform bei einer Nennleistung von 11 kVA. Durch das Positionierungssystem kann von einem konstanten Koppelfaktor ausgegangen werden. Dies wird für die Auslegung, aber auch für die Regelung genutzt, um die notwendige Variabilität des Arbeitspunkts mit möglichst wenigen aktiven Komponenten und einfacher Messtechnik zu erreichen.

In der Literatur wurden bereits verschiedene Konzepte induktiver Steckverbinder für das Laden von Elektrofahrzeugen vorgestellt. In [62] wird die Performance eines Spulensystems mit Schalenkernen (P-Kernen) untersucht, das ebenfalls für den Einbau unter dem Fahrzeug entworfen wird. Mit dem sogenannten „Z-Mover“ wird bereits seit einigen Jahren an der Entwicklung eines Ladesystems mit beweglichem GA unter dem Fahrzeug gearbeitet [63]. Auch andere Einbauorte wurden untersucht. So präsentiert [25] ein zirkulares Spulensystem mit Ferritspiegel für den Einbau hinter dem Nummernschild eines Fahrzeugs, sodass der Spulenkontakt horizontal erfolgt und kein bewegliches Positionierungssystem erforderlich ist. Abseits des automatischen Ladens wurden in [64] und [65] von Hand steckbare Spulensysteme mit E-Kernen entwickelt.

Topologie 2: Kontaktloses DD-Spulensystem

Das Anwendungsszenario und die Auslegungskriterien sind auch auf ein Spulensystem mit schwacher Kopplung anwendbar. Die zweite Topologie orientiert sich daher an der induktiven Energieübertragung mit Unterbodenfreiheitsklasse Z2 für PKW nach SAE J2954 [16]. Dabei liegt die Unterbodenfreiheit zwischen 140 mm und 210 mm. Das VA wird im Bereich der Vorderachse unter dem Fahrzeug mon-

tiert, das GA liegt auf dem Boden eines Stellplatzes oder einer Garage. Für den Betrieb mit wenigen Komponenten muss bei der Auslegung beachtet werden, dass nur begrenzt Messwerte zur Verfügung stehen. Der Koppelfaktor darf sich im zulässigen Versatzbereich der Positionierung nicht zu stark ändern. Es ist somit eine hohe Versatztoleranz des Spulensystems erforderlich, was sich zu Lasten eines hohen Koppelfaktors bei optimaler Positionierung auswirkt.

Hohe Versatztoleranz wird durch eine unterschiedliche Größe der Spulen erreicht [66]. Um dennoch einen möglichst hohen Koppelfaktor und geringen Streufluss zu erzielen, bieten sich polarisierte Topologien an. Da weiterhin der Bauraum und der Materialaufwand minimiert werden sollen, fällt die Wahl auf DD-Spulen. In [16] werden Anschlussleistungsklassen bis 11,1 kVA definiert und entsprechende Referenzspulensysteme entwickelt. In Abgrenzung zu den DD-Referenzspulen wird Topologie 2 für eine Anschlussleistung von 22 kVA ausgelegt.

Seit der Publikation des DD-Designs in [58] wurden in der Literatur zahlreiche Untersuchungen zu dieser Spulengeometrie dokumentiert. Neben den einphasigen Referenzspulen für 3,7 kW, 7,7 kW und 11,1 kW [16] wurden auch höhere Übertragungsleistungen realisiert, wie beispielsweise 50 kW in [67]. Besonders für die Hochskalierung der Übertragungsleistung bietet ein dreiphasiges DD-Design weitere Vorteile. [68] beschreibt eine Umsetzung mit 95 % Wirkungsgrad und 50 kW Leistung. In [69] wird neben der Untersuchung der Verluste eines DD-Spulensystems auch eine thermische Analyse durchgeführt.

2.3 Komponenten eines induktiven Ladesystems

Zwischen dem dreiphasigen Niederspannungsnetz, dem Spulensystem mit einer Nennfrequenz von 85 kHz und einer HV-Batterie sind mehrere elektrische Wandler erforderlich. Abb. 2.6 zeigt schematisch die erforderlichen Komponenten. Der Um-

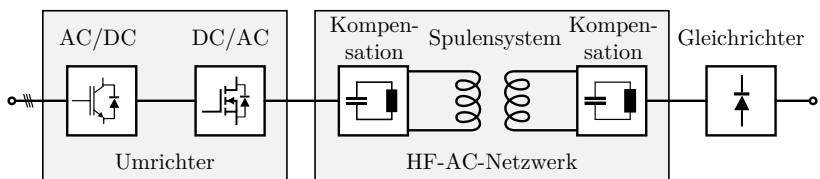


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung der Komponenten eines induktiven Ladesystems.

richter besteht aus einem netzseitigen Gleichrichter und einem Hochfrequenz(HF)-Wechselrichter. Die Gleichspannung des Zwischenkreises wird kapazitiv geglättet. Prinzipiell wäre auch die Ausführung als Gleichstromzwischenkreis möglich, ist in dieser Anwendung aber unüblich. Der sekundärseitige HF-Gleichrichter wird passiv ausgeführt und besitzt in dieser Auslegung ebenfalls einen Gleichspannungszwischenkreis. Auf zusätzliche DC/DC-Wandler wird verzichtet, um das System einfach und effizient zu halten. Die Steuerung muss somit allein durch die Frei-

heitsgrade des Umrichters realisiert werden. Die Blindleistungskompensation des Spulensystems erfolgt durch passive Resonanznetzwerke. Spulentopologie 1 erfordert aufgrund des hohen Kopplefaktors nur einseitige Kompensation, sodass das Kompensationsnetzwerk der Sekundärseite entfallen kann. Die einzelnen Komponenten werden in den folgenden Abschnitten näher erläutert.

2.3.1 Netzseitiger Gleichrichter

Veröffentlichungen über induktive Ladesysteme behandeln vielfach nur die DC-zu-DC-Übertragung vom Gleichspannungszwischenkreis des GA-Umrichters zu einer DC-Last. Dies ist möglich, da zur Bereitstellung der Gleichspannung im Zwischenkreis des Umrichters prinzipiell eine beliebige kommerziell erhältliche Gleichspannungsquelle eingesetzt werden kann. Für die Auslegung der übrigen Komponenten des induktiven Ladesystems bekommt der netzseitige Gleichrichter nur durch das verfügbare Spannungsband Relevanz. Dieses ist jedoch von der Topologie abhängig.

Aufgrund der angestrebten Leistungsklasse von mindestens 11 kVA werden nur dreiphasige Gleichrichterschaltungen für den Anschluss an das Niederspannungsnetz betrachtet. Eine einfache und preiswerte Lösung ist die ungesteuerte Sechspuls-Brückenschaltung (B6U) mit passivem LC-Netzfilter. Diese Schaltung ist funktional für den Betrieb eines induktiven Ladesystems ausreichend, die hohe Oberschwingungsverzerrung macht sie aber ungeeignet für den Betrieb am öffentlichen Stromnetz [70]. Höherpulsige Gleichrichterschaltungen können die Oberschwingungsverzerrung deutlich reduzieren. Eine weitaus flexiblere Lösung ist aber ein selbstgeführter Gleichrichter [71]. Die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung (Abb. 2.7) ermöglicht sehr geringe Netzzrückwirkungen und zudem die aktive Regelung der Zwischenkreisspannung in einem Bereich oberhalb der Spannung einer ungesteuerten B6-Brücke:

$$U_{d1} > \sqrt{2} \cdot 400 \text{ V} = 565 \text{ V}. \quad (2.19)$$

Als Ventile können für den Betrieb am 400 V Netz Bipolartransistoren mit iso-

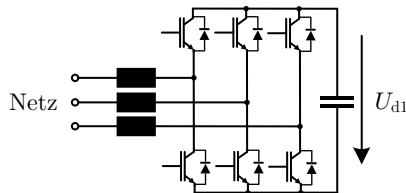


Abbildung 2.7: Ersatzschaltbild einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung mit Netzdrosseln und IGBTs.

lierter Gate-Elektrode (IGBT) zum Einsatz kommen.

Da die Zwischenkreiskapazität Gleich- und Wechselrichter entkoppelt und die Spannung glättet, kann der selbstgeführte Gleichrichter für die Auslegung der

übrigen Komponenten als Spannungsquelle U_{d1} betrachtet werden. Im Betriebskonzept ist die Nutzung einer konstanten oder aktiv geregelten variablen Gleichspannung möglich. Eine detaillierte Beschreibung der Dimensionierung und Regelung einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung wird in der Literatur unter anderem in [71] behandelt. Weitere Informationen zur Umsetzung der Regelung in der Versuchsanlage dieser Arbeit finden sich in Kap. A.1.

2.3.2 Hochfrequenz-Wechselrichter

Da das induktive Energieübertragungssystem nach Abb. 2.6 neben dem Umrichter nur aus passiven Komponenten besteht, kommt dem aktiv steuerbaren Wechselrichter besondere Bedeutung zu. Er stellt die Wechselspannung des HF-AC-Netzwerks bereit und kann dabei Frequenz und Amplitude variieren.

Grundsätzlich eignen sich zahlreiche Topologien für die Umsetzung des Wechselrichters. Sowohl Spannungs- als auch Stromeinprägung ist möglich, ebenso die Nutzung einer oder mehrerer Halbbrücken und unterschiedlicher Leistungshalbleiter-Bauelemente. Vergleiche verschiedener Topologien sind unter anderem in [72] zu finden. Auch selbst-oszillierende Konzepte sind möglich [73, 74]. Etabliert hat sich jedoch die spannungsgespeiste Vollbrücke (Vierquadrantensteller), wobei Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFET) als Schalter genutzt werden (vgl. Beispielsysteme in [16]). Die Vorteile dieser Topologie sind dabei folgende:

- Spannungseinprägung ermöglicht eine direktere Steuerung der Ausgangsleistung des Wechselrichters als Stromeinprägung [72].
- Siliciumcarbid(SiC)-MOSFETs sind aufgrund ihrer schnellen Schaltvorgänge gut für den Betrieb im Frequenzband um 100 kHz geeignet. Sie erzielen nicht die hohen Sperrspannungen eines IGBTs, können aber bei den auftretenden Spannungen bis ca. 1 kV in induktiven Batterieladesystemen eingesetzt werden [75].
- Gegenüber einer Halbbrücke besitzt eine Vollbrücke mehr Freiheitsgrade und kann die zweifache Spannungsamplitude stellen.

Modulation

Aufgrund der Höhe der Betriebsfrequenz wird der Wechselrichter mit Blocktaktung (engl. square-wave-modulation, SWM) betrieben. Somit schaltet jeder Leistungshalbleiter in jeder Grundschwingungsperiode nicht mehr als einmal ein und aus. Die beiden Transistoren einer Halbbrücke schalten komplementär. Durch Variation der Grundschwingungsamplitude der Wechselspannung kann die Übertragungsleistung des induktiven Ladesystems gesteuert werden. Die Auswahl möglicher Modulationstechniken ist jedoch durch die Notwendigkeit, bei variabler Ausgangsspannung stets verlustarmes Schalten sicherzustellen, stark eingeschränkt³. Zwei mögliche Strategien werden im Folgenden vorgestellt.

³Dies wird in Kap. 2.3.2 unter *Verlustarmes Schalten* näher erläutert.

Schwenksteuerung (engl. phase-shift (PS) control) wird bei zahlreichen induktiven Anwendungen mit spannungsgespeister Vollbrücke genutzt. Beide Halbbrücken werden in Blocktaktung bei einem Aussteuergrad von 50 % betrieben, sodass die beiden Halbleiter zu gleichen Zeitanteilen leitfähig sind und pro Periode genau ein Mal ein- und ausschalten. Die Ausgangsspannung der Vollbrücke entspricht, wie in Abb. 2.8 dargestellt, der Differenz der beiden Ausgangsspannungen der Halbbrücken. Dadurch sind drei Spannungsstufen möglich. Der Grundschein-

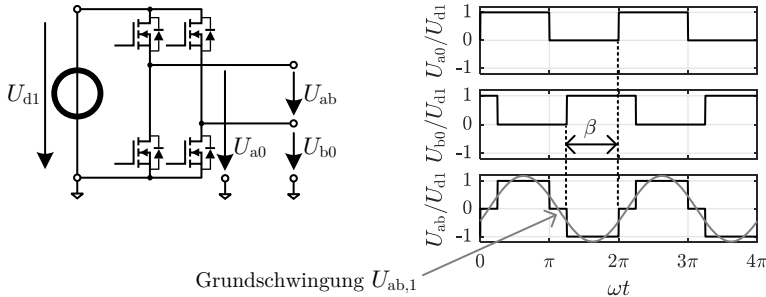


Abbildung 2.8: Zusammenhang der Ausgangsspannungen zweier Halbbrücken und ihrer Kombination als Vollbrücke bei Schwenksteuerung mit dem Winkel β .

ungseffektivwert der Ausgangsspannung kann durch Variation der Phasenlage β beeinflusst werden und beträgt [72]

$$U_{ab,1} = U_{inv,1} = \frac{\sqrt{8}}{\pi} U_{d1} \cdot \sin\left(\frac{\beta}{2}\right). \quad (2.20)$$

Sind beide Halbbrücken in Phase ($\beta = 0$), dann stellt der Wechselrichter die Spannung 0 V. Theoretisch kann der Spannungseffektivwert bis zum Maximum $\sqrt{8}/\pi \cdot U_{d1}$ stufenlos variiert werden, wobei die Phasenlage in der Praxis durch die begrenzte Taktfrequenz des steuernden Controllers quantisiert wird. Schwenksteuerung eignet sich daher gut für die Realisierung des Ein- und Abschaltvorgangs des Wechselrichters. Im Dauerbetrieb muss durch einen weiteren Freiheitsgrad sichergestellt werden, dass bei beliebiger Phasenlage verlustarm geschaltet wird.

Pulsdichtenmodulation kann bei resonantem Schaltverhalten des Wechselrichters umgesetzt werden, wodurch geringe Schaltverluste anfallen [76]. Ausgehend von Blocktaktung mit 180° Phasenversatz der beiden Halbbrücken werden einzelne Pulse weggelassen. Der Effektivwert der Ausgangsspannung kann dann als Mittelwert über mehrere Perioden gestellt werden. Allerdings ist der einstellbare Spannungsbereich nicht kontinuierlich und die Übertragungsleistung pulsiert. In [77] und [78] wird Pulsdichtenmodulation erfolgreich bei induktiver Energieübertragung mit sehr geringer Kopplung ($\approx 1\%$) und bei höherer Frequenz (≈ 1 MHz)

eingesetzt. Im Anwendungsfall eines Batterieladesystems mit einer Leistung von mehreren Kilowatt ist jedoch die Dämpfung des Schwingkreises durch die Last zu groß, insbesondere bei der hohen Kopplung von Topologie 1. Mit Pulsdichtemodulation lässt sich ein kontinuierlicher Betrieb nicht realisieren, daher wird Schwenksteuerung als Modulationsverfahren weiterverfolgt.

Verlustarmes Schalten

Jede Halbbrücke besteht im betrachteten Fall aus zwei MOSFETs, die nicht gleichzeitig leitfähig sein dürfen, um einen Brückenkurzschluss zu verhindern. Um den Schaltzustand zu wechseln, muss daher immer zunächst der leitfähige MOSFET hochohmig werden, bevor der sperrende MOSFET zuschalten kann. Die notwendige Totzeit zwischen den Schalthandlungen verhindert den angestrebten Idealzustand ohne „hartes“ Schalten. Es ist jedoch möglich, zumindest einen der beiden Schaltvorgänge verlustfrei zu gestalten. In der Literatur finden sich dazu zwei Konzepte: Zero-Voltage-Switching (ZVS) und Zero-Current-Switching (ZCS).

Für die Erklärung dieser Konzepte muss zunächst ein MOSFET-Ersatzschaltbild eingeführt werden. Abb. 2.9 (a) zeigt das in dieser Arbeit verwendete Symbol eines MOSFETs mit antiparalleler Diode. Das Verhalten eines MOSFETs kann

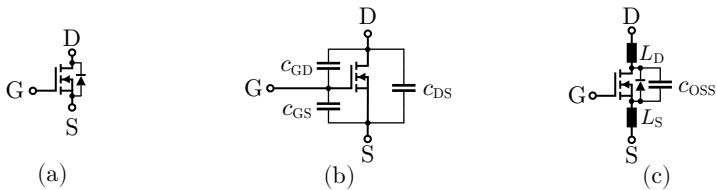


Abbildung 2.9: (a) Schaltkreissymbol eines n-Kanal MOSFETs mit antiparalleler Diode. (b) Ersatzschaltbild mit parasitären Kapazitäten [79]. (c) Ersatzschaltbild zur Modellierung des Schaltverhaltens [25].

aber durch diese Darstellung als spannungsgesteuerter Schalter mit zwei Zuständen nicht ausreichend detailliert abgebildet werden. Zwischen den Anschlüssen Gate, Drain und Source sind die in Abb. 2.9 (b) dargestellten parasitären Kapazitäten wirksam [79].

Zur Modellierung des Schaltverhaltens können die relevanten Kapazitäten jedoch als Kleinsignalausgangskapazität eines MOSFETs c_{OSS} zusammengefasst werden:

$$c_{OSS} = c_{DS} + c_{GD} \tag{2.21}$$

Diese Kapazität wird üblicherweise in Datenblättern angegeben. Die Gate-Source-Kapazität kann vernachlässigt werden. Das Schaltverhalten wird außerdem durch die parasitären Leitungsinduktivitäten L_D und L_S beeinflusst. Daraus folgt das Ersatzschaltbild in Abb. 2.9 (c), welches für die weiteren Simulationen des Schaltvorgangs genutzt wird.

Bei ZVS einer Halbbrücke ist das Ziel, den Einschaltvorgang bei minimaler Drain-Source-Spannung U_{DS} auszuführen. Damit fallen keine Einschaltverluste an, der Ausschaltvorgang erfolgt jedoch nicht stromlos und verursacht Verluste. Der Strom kommutiert dabei auf die antiparallele Diode. Damit ZVS erreicht werden kann, muss der Laststrom während der Totzeit die Ausgangskapazitäten c_{OSS} umladen. Dies ist nur möglich, wenn der Strom der Spannung nacheilt und die Lastimpedanz entsprechend induktiv ist.

In Analogie zum ZVS wird durch ZCS versucht, den Ausschaltvorgang eines MOSFETs im Stromnulldurchgang auszuführen. Dadurch können Ausschaltverluste vermieden werden. Da jedoch der zweite MOSFET nicht gleichzeitig einschalten kann, wechselt der Strom bereits vor der Spannung das Vorzeichen und kommutiert auf die antiparallele Diode. Die Lastimpedanz ist somit kapazitiv. Der Einschaltvorgang erfolgt dann unter Belastung und der Strom kommutiert von der Diode auf den Schalter. Die Ausgangskapazitäten werden bei hoher Stromstärke umgeladen und bilden dabei mit den parasitären Induktivitäten einen Schwingkreis. Es treten hohe Einschaltverluste auf, welche die ZVS-Verluste übersteigen [80].

Zero-Voltage-Switching

Aufgrund der beschriebenen Vorteile wird ZVS als Schaltverhalten des Wechselrichters genutzt und im Folgenden anhand von Abb. 2.10 detaillierter analysiert. Betrachtet wird, aufgrund der besseren Übersichtlichkeit, nur eine Halbbrücke. Die gewonnenen Erkenntnisse sind jedoch auf Vollbrücken übertragbar. Das MOSFET-Schaltymbol wird um die Ausgangskapazität ergänzt, da diese einen eigenständigen Strompfad darstellt. Parasitäre Induktivitäten sind wirksam, aber nicht eingezeichnet. Der effektive Stromfluss ist in den Ersatzschaltbildern in Abb. 2.10 grau unterlegt.

Im Ausgangszustand (t_0 bis t_1) ist S_1 leitfähig und die Stromrichtung von i_{OUT} ist gemäß der eingezeichneten Pfeilrichtung positiv. Über der Kapazität C_2 (entspricht c_{OSS} von S_2) liegt die Zwischenkreisspannung U_a an. Die Schalthandlung beginnt mit dem Sperren von S_1 zum Zeitpunkt t_1 . Der Stromfluss wird durch die Induktivität der Last aufrechterhalten, sodass C_2 entladen wird. Als Potentialausgleich wird C_1 geladen und der Laststrom entspricht der Summe von i_1 und i_{C2} . Die Schwingkreise aus parasitärer Kapazität und parasitärer Induktivität der MOSFETs führen in diesem Vorgang zu oszillierenden Strömen mit Gleichanteil. Sobald die Kapazitäten umgeladen sind (Zeitpunkt t_2), kommutiert der Strom auf die Diode D_2 . Über der Kapazität C_2 liegt dann nur die Vorwärtsspannung U_{SD} der Diode an. Nun kann der MOSFET S_2 bei sehr geringer Spannung einschalten (Zeitpunkt t_3). Dieser in Abb. 2.10 (a) dargestellte Vorgang erreicht ZVS, da die Totzeit $\Delta t_{tot} = t_3 - t_1$ größer ist, als die für das Umladen der Kapazitäten notwendige Zeit $t_2 - t_1$.

Abb. 2.10 (b) zeigt die Verläufe der Ströme und Spannungen für den Fall, dass die Totzeit exakt der Zeit entspricht, die für das Umladen der Kapazitäten benötigt wird. Bei gegebener Totzeit ist dies der ZVS-Zustand mit minimalen Ausschaltverlusten, da der Ausschaltstrom $i_{OUT,OFF}$ nicht größer als notwendig ist [80].

Wird S_2 zu früh leitfähig, dann entlädt sich die zugehörige Ausgangskapazität

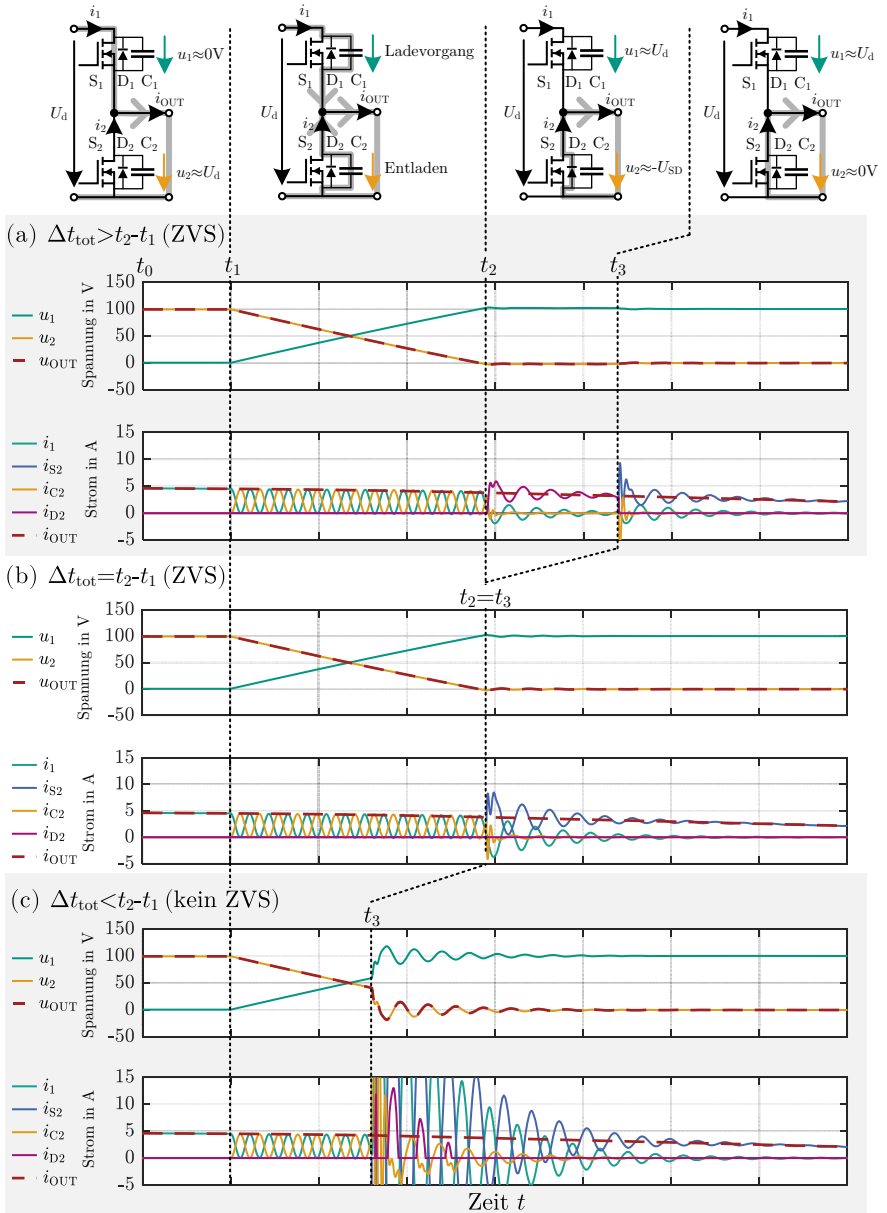


Abbildung 2.10: Strompfade einer Halbbrücke bei Zustandswechsel und induktiver Last. (a)-(c) zeigen die Strom- und Spannungsverläufe bei verschiedenen Einschaltzeitpunkten von S_2 .

über den MOSFET. Dies ist in Abb. 2.10 (c) dargestellt. Es fließt kurzzeitig ein hoher Strom, der in einem Resonanzkreis aus Ausgangskapazität und parasitärer Induktivität der MOSFETs Schwingungen erzeugt. Dies kann die Halbleiter zerstören. An den äußeren Anschlüssen der MOSFETs ist eine überschwingende Ausgangsspannung messbar, wenn ZVS nicht vorliegt. Der Ausgangsstrom ist dagegen vom Schaltverhalten unbeeinflusst (siehe Abb. 2.10).

Die Totzeit Δt_{tot} ist in der Praxis durch die Leistungshalbleiter und die Ansteuerung vorgegeben. Um den ZVS-Zustand in Abb. 2.10 (b) zu erreichen, muss somit der Strom i_{OUT} die Ladung beider Ausgangskapazitäten der Halbbrücke im Zeitintervall Δt_{tot} aufbringen:

$$Q = 2 \cdot c_{\text{OSS}}(U_d) \cdot U_d = \int_{t_1}^{t_1 + \Delta t_{\text{tot}}} i_{\text{OUT}}(t) dt. \quad (2.22)$$

Dabei ist $c_{\text{OSS}}(U_d)$ die spannungsabhängige Ausgangskapazität. Sie kann üblicherweise dem Datenblatt des Bauteils entnommen werden. Sofern die Totzeit deutlich kürzer als die Periodendauer aller relevanten Harmonischen des Ausgangsstroms ist ($\Delta t_{\text{tot}} \ll T_n$), kann i_{OUT} näherungsweise als konstant betrachtet werden. Die betreffende Grenzstromstärke zum Schaltzeitpunkt, bei der ZVS vorliegt, beträgt dann

$$I_{\text{th}} = \frac{2 \cdot c_{\text{OSS}}(U_d) \cdot U_d}{\Delta t_{\text{tot}}}. \quad (2.23)$$

2.3.3 Hochfrequenz-Gleichrichter

Auf der Sekundärseite des Spulensystems wandelt der HF-Gleichrichter die Wechselspannung in Gleichspannung, um das Laden einer Fahrzeugbatterie mit Gleichstrom zu ermöglichen. Einweggleichrichter sind wegen ihrer geringen Leistungsdichte, Mittelpunktleichrichter wegen der schlechten Nutzung der Sekundärwicklung des Spulensystems ungeeignet für diese Anwendung. Zahlreiche aktive und passive Brückengleichrichterschaltungen können jedoch eingesetzt werden. Eine Übersicht ist beispielsweise in [25] zu finden. Die Basisschaltung, die ungesteuerte Zweipuls-Brückenschaltung (B2U) mit Glättungskapazität, ist in Abb. 2.11 dargestellt. Mögliche Abwandlungen sind die folgenden:

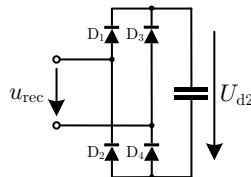


Abbildung 2.11: Schaltbild eines passiven Brückengleichrichters mit Gleichspannungszwischenkreis.

- Spannungsverdopplung, wobei ein Brückenweiganpaar Dioden durch zwei Kapazitäten ersetzt wird.
- Stromverdopplung, indem Speicherdrosseln entweder in Reihe zu D_1 und D_3 oder zu D_2 und D_4 geschaltet werden.
- Bridgeless PFC boost rectifier [81, 82], bei dem D_2 und D_4 durch selbstgeführte Transistoren ersetzt werden. Dadurch wird die Schaltung um die Funktionalität eines Hochsetzstellers erweitert.
- Selbstgeführter Brückengleichrichter, bei dem alle Dioden durch Transistoren ersetzt werden.

Das behandelte Anwendungsszenario erfordert insbesondere eine preiswerte und platzsparende Umsetzung des Gleichrichters. Dies lässt sich durch eine passive Schaltung ohne zusätzliche Leistungsrosseln realisieren. Daher wird der passive Brückengleichrichter für beide Topologien genutzt.

2.3.4 Kompensation

Kompensationsnetzwerke beeinflussen das induktive Übertragungsverhalten wesentlich und erfüllen zugleich mehrere Funktionen innerhalb des Ladesystems. Dazu gehören:

- Blindleistungskompensation
- Anpassung des Kurzschlussverhaltens
- Beeinflussung der notwendigen Leistungsgrenzen anderer Komponenten
- Passive Filterung
- Anpassung der Spannungsübersetzung

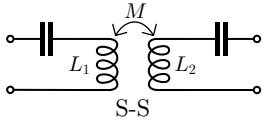
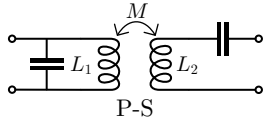
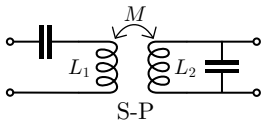
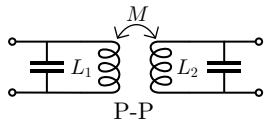
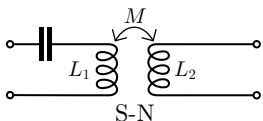
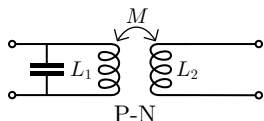
Aus der großen Anzahl möglicher Varianten werden hier jedoch nur die Grundschaltungen dargestellt. Anschließend werden die für die weitere Auslegung genutzten Varianten erklärt.

Die Benennung des Kompensationsnetzwerkes eines induktiven Übertragungssystems mit zwei Spulen wird in der Literatur nicht einheitlich vorgenommen. Mitunter werden die Übertragungsspulen in die Abkürzung aufgenommen, worauf in dieser Arbeit verzichtet wird. Die Grundschaltungen können dann durch folgende Abkürzungen notiert werden:

- S (seriell) für eine Kapazität in Reihenschaltung zur betreffenden Spule
- P (parallel) für eine Kapazität in Parallelschaltung zur betreffenden Spule
- N (keine, engl. none) bei fehlender Kapazität

Die beidseitig serielle Kompensation eines induktiven Energieübertragungssystems wird dann mit S-S bezeichnet. Tab. 2.2 gibt eine Auswahl möglicher Schaltungen an, wobei auf Varianten ohne primärseitige Kompensation verzichtet wurde, da diese für die hier behandelte Anwendung keine Relevanz besitzen. Das Übertra-

Tabelle 2.2: Übersicht einer Auswahl von Grundsaltungen zur Spulenkomensation.

Sekundärseite	Primärseite	
	seriell	parallel
seriell	 <p style="text-align: center;">S-S</p>	 <p style="text-align: center;">P-S</p>
parallel	 <p style="text-align: center;">S-P</p>	 <p style="text-align: center;">P-P</p>
keine	 <p style="text-align: center;">S-N</p>	 <p style="text-align: center;">P-N</p>

gungsverhalten eines Kompensationsnetzwerks kann anhand der Eingangsimpedanz des jeweiligen AC-Netzwerks aus Spulen, Kompensation und Last bestimmt werden. Für die weitere Beschreibung wird anhand der betrachteten Topologien (Kap. 2.2.4) und mit Informationen aus der Literatur eine Vorauswahl getroffen.

Einseitige Serienkompensation (S-N)

Die Primärseite erfordert eine Kompensationskapazität zur Minimierung der Blindleistung, die durch den speisenden Wechselrichter gestellt werden muss. Bei der Parallelschaltung ohne weitere Komponenten bildet die Kapazität einen Hochpass für den Ausgangsstrom des Wechselrichters. Die Harmonischen der rechteckigen Wechselrichterspannung (siehe Abb. 2.8) würden hohe Ströme hervorrufen. Geeigneter ist die Serienkompensation, bei der die Spule und die Kapazität ein schmalbandiges Filter bilden, sodass Harmonische des Stroms um -40 dB pro Dekade abnehmen [9]. Zudem kann durch die Serienkompensation der Streuinduktivitäten ein lastunabhängiges Übertragungsverhalten erzielt werden.

In Abb. 2.12 ist das Ersatzschaltbild eines Spulensystems mit S-N Kompensation und dem Lastwiderstand R_L dargestellt. Es nutzt die Approximation durch die Grundschiwingung gemäß (2.16). Mit Hilfe der Definition des Lastfaktors

$$\gamma_0 = \frac{R_L}{\omega_0 L_2} \quad (2.24)$$

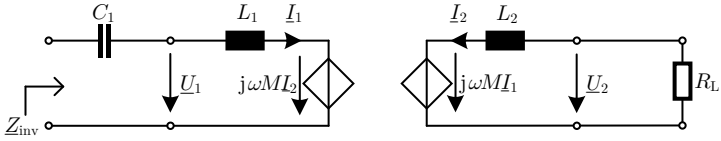


Abbildung 2.12: Ersatzschaltbild eines Spulensystems mit S-N Kompensation.

und der Eigenfrequenz des LC-Schwingkreises

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \tag{2.25}$$

kann die Eingangsimpedanz des S-N Kompensationsnetzwerks in normierter Form notiert werden:

$$\frac{Z_{inv}}{\omega_0 L_1} = j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \frac{k^2 \cdot \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{j \frac{\omega}{\omega_0} + \gamma_0} \tag{2.26}$$

Der Betrag und die Phasenlage dieser Eingangsimpedanz sind in Abb. 2.13 dargestellt. Es wird deutlich, dass die Resonanzfrequenz des Netzwerks bei hoher

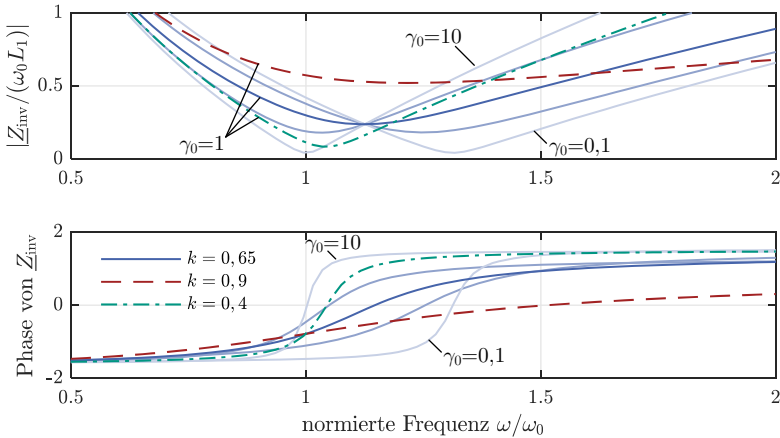


Abbildung 2.13: Normierte Eingangsimpedanz eines Spulensystems mit S-N Kompensation.

Kopplung und kleinem Lastfaktor γ_0 von ω_0 abweicht. Bei gegebener Kopplung ist ein einzelner Frequenzwert mit weitgehend lastunabhängigem Betrag der Eingangsimpedanz sichtbar. Da bei Topologie 1 von einer festen Positionierung ausgegangen wird, ist die Sensitivität für Varianz der induktiven Kopplung irrelevant. Die S-N Kompensation eignet sich für ein Spulensystem mit hoher Kopplung.

Beidseitige Serienkompensation (S-S)

Während ein Spulensystem mit hoher Kopplung ohne sekundärseitige Kompensation betrieben werden kann, wird bei geringer Kopplung beidseitige Blindleistungskompensation notwendig (siehe Kap. 2.2.1). Auch dafür bietet sich die serielle Kompensation an. Der Strom über eine Parallelkapazität der Sekundärseite würde auch durch die Sekundärspule fließen und somit die Anforderungen an die Stromtragfähigkeit und die Verluste der Spule erhöhen. Beidseitige Serienkompensation ist zudem die einzige Kompensationsstrategie, bei der ein Resonanzpunkt ohne Abhängigkeit von variabler Kopplung und Änderung der Last existiert [9]. Für den angestrebten Ladevorgang einer Batterie ist vorteilhaft, dass die Spannungsübersetzung eines Spulensystems mit S-S-Kompensation bei variabler Lastimpedanz (siehe Abb. 2.18) ebenfalls variabel ist. Die zugehörige Übertragungsfunktion wird in [27] hergeleitet.

Auch für dieses Netzwerk kann bei Approximation durch die Grundschiwingung mit Hilfe des Ersatzschaltbildes in Abb. 2.14 eine normierte Eingangsimpedanz bestimmt werden. Diese beträgt

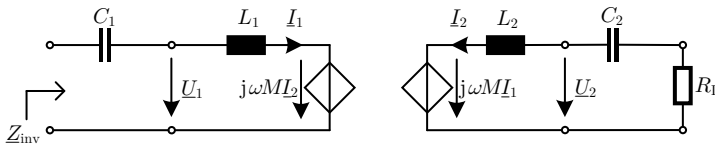


Abbildung 2.14: Ersatzschaltbild eines Spulensystems mit S-S Kompensation.

$$\frac{Z_{\text{inv}}}{\omega_0 L_1} = j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \frac{k^2 \cdot \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \gamma_0}, \quad (2.27)$$

wobei beide Schwingkreise gemäß

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad (2.28)$$

auf die Eigenfrequenz gestimmt werden. In Abb. 2.15 ist der Verlauf von Betrag und Phase über der Frequenz dargestellt. Es wird deutlich, dass in Abhängigkeit des Verhältnisses aus Koppel- und Lastfaktor Bifurkation auftreten kann, wobei die Bifurkationsgrenze in guter Näherung durch $\gamma_0 \approx k$ gegeben ist.

Erweiterung der Kompensation der Primärseite

Mit den vorgestellten Kompensationsnetzwerken sind die beiden untersuchten Topologien induktiver Energieübertragung funktionsfähig. Außerdem nutzen sie die minimale Anzahl passiver Komponenten. Dennoch ist es für die experimentelle Umsetzung eines Batterieladevorgangs hilfreich, das Kompensationsnetzwerk zu erweitern. Da die Batteriespannung variiert und der stellbare Spannungsbereich

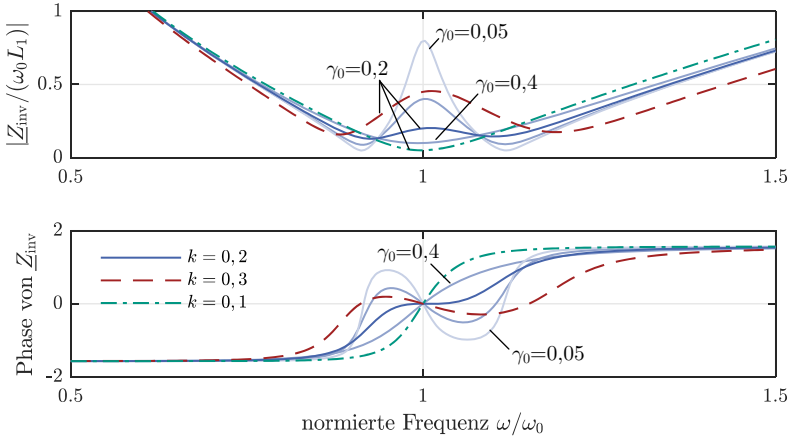


Abbildung 2.15: Normierte Eingangsimpedanz eines Spulensystems mit S-S Kompensation.

des Umrichters bei effizientem Betrieb eingeschränkt ist, muss die Eingangsimpedanz des Kompensationsnetzwerks an die Umrichterausgangsspannung angepasst werden. Dies ist prinzipiell durch die Windungszahlen der Übertragungsspulen möglich, doch diese sind weiteren Randbedingungen unterworfen. Die Induktivität der Sekundärspule wird zur Maximierung des Wirkungsgrads genutzt (siehe Kap. 3.2.1 und 3.3.1). Die Primärspule könnte die Spannungsanpassung zwar durch eine hohe Windungszahl realisieren, aber die resultierende hohe Klemmenspannung erhöht die Anforderungen an die Isolationskoordination. Da die Durchflutung maßgeblich für die Übertragungsleistung der Primärspule ist, kann eine Spule mit geringer Windungszahl und entsprechend höherem Leiterquerschnitt die gleiche Leistung bei geringerer Klemmenspannung übertragen. In dieser Arbeit wird die Induktivität der Primärspule daher durch die auftretende Klemmenspannung bestimmt⁴.

Ein zusätzliches LC-Glied kann die Spannungsanpassung ebenfalls realisieren. Es ergänzt die primärseitige Serienkompensation zu einem LCC-Netzwerk (siehe Abb. 2.16). Dieses wird in der Literatur zu induktiven Energieübertragungssystemen vielfach verwendet. Neben dem zusätzlichen Freiheitsgrad, der eine Abstimmung der Eingangsimpedanz ermöglicht, dient es der Begrenzung des Stroms durch die Primärspule [83]. Dieser ist, bei entsprechender Abstimmung, direkt proportional zur Ausgangsspannung des Wechselrichters und unabhängig von der Last (siehe Kap. 3.2.2). Das zusätzliche LC-Glied bildet außerdem einen weiteren Strompfad, der für die Erfüllung der ZVS-Bedingung genutzt werden kann (siehe Kap. 4.2.1).

⁴In eigenen Versuchen traten bei der verwendeten HF-Litze ab einer Spannung von etwa 1,5 kV Teilentladungen auf. Die notwendige Spannung an den Klemmen der DD-Primärspule, die im weiteren Verlauf ausgelegt wird, würde bei Spannungsanpassung durch das Windungsverhältnis etwa 5,5 kV betragen (Effektivwerte).

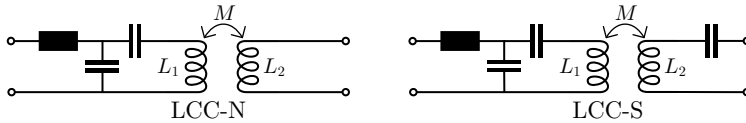


Abbildung 2.16: Ersatzschaltbilder der Kompensationsnetzwerke LCC-N und LCC-S.

Weitere Erläuterungen der Grundschaltungen zur Kompensation induktiver Energieübertragungssysteme sind unter anderem in [27, 84, 85] zu finden. Für Informationen zur LCC-Kompensation sei auf [83, 86, 87] verwiesen.

2.4 Modellierung der Batterie

Die betrachteten induktiven Energieübertragungssysteme sind für das Laden von HV-Fahrzeugg Batterien konzipiert. Für die simulative und experimentelle Validierung der Konzepte reicht es nicht aus, die Batterie als ohmsche Last mit konstantem Widerstand zu simulieren [88]. Sie gleicht einer variablen Spannungsquelle und besitzt dadurch nichtlineares Verhalten. Mit der kontinuierlichen Spannungsänderung muss das Regelungskonzept des Ladesystems umgehen können, und die Auslegung muss einen effizienten Betrieb über einen weiten Lastbereich ermöglichen.

Für die Validierung eines Ladesystems ist es notwendig, dass das elektrische Verhalten einer Batterie an den Klemmen während des Ladevorgangs plausibel modelliert wird. Die chemischen Prozesse innerhalb der Batterie und die Alterung werden dagegen nicht abgebildet, da sie für den Ladevorgang nicht relevant sind. Eine steuerbare Spannungsquelle und ein Widerstand bilden ein einfaches elektrisches Ersatzschaltbild einer Batterie [89]. Der Widerstand wird als konstant angenommen und stellt den Innenwiderstand der Zellen dar. Die Leerlaufspannung (OCV) U_{OC} ist eine Funktion des Ladestands (SOC) S_C und kann anhand von aufgezeichneten Messwerten aus der Literatur tabellarisch bestimmt werden [90, 91]. Das resultierende Batteriemodell ist in Abb. 2.17 dargestellt. Der Ladestand

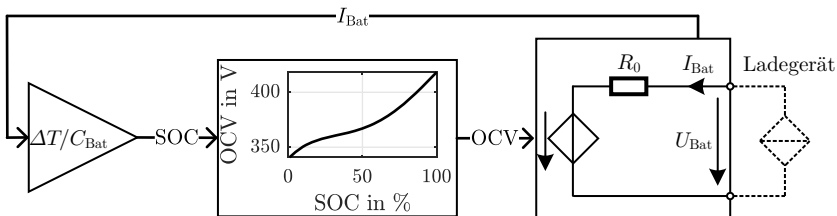


Abbildung 2.17: Modellierung einer HV-Fahrzeugg Batterie durch eine gesteuerte Spannungsquelle mit Innenwiderstand.

wird in diskreten Zeitschritten durch

$$S_C(t_k) = S_C(t_{k-1}) + \frac{I_{\text{bat}}(t_k) \cdot \Delta T}{C_{\text{bat}}} \quad (2.29)$$

bestimmt, wobei ΔT die Schrittweite und C_{bat} die Batteriekapazität ist [89]. Für die Regelung des Ladevorgangs muss das Batteriemodell einen Strom-Sollwert vorgeben. Üblicherweise werden Lithium-Ionen Batterien bei geringem Ladestand mit konstantem Strom (CC), bei hohem Ladestand mit konstanter Spannung (CV) geladen [92]. Ist zusätzlich eine Begrenzung der Ladeleistung vorgesehen, so ergibt sich der Sollwert des Ladestrom mit der Vorgabe

$$I_{\text{bat,soll}} = \min \left(\begin{array}{c} I_{\text{bat,max}} \\ (U_{\text{bat,max}} - U_{\text{OC}})/R_0 \\ P_{\text{bat,max}}/U_{\text{bat}} \end{array} \right). \quad (2.30)$$

Das induktive Ladegerät agiert dann als geregelte Stromquelle.

Zur Simulation einer Ladekurve wird diese Stromquelle, wie in Abb. 2.17 dargestellt, als ideal angenommen. Die Verläufe in Abb. 2.18 charakterisieren die Ladekurve. Der Klemmenwiderstand $r_{\text{bat}} = U_{\text{bat}}/I_{\text{bat}}$ ist in Abb. 2.17 ebenfalls

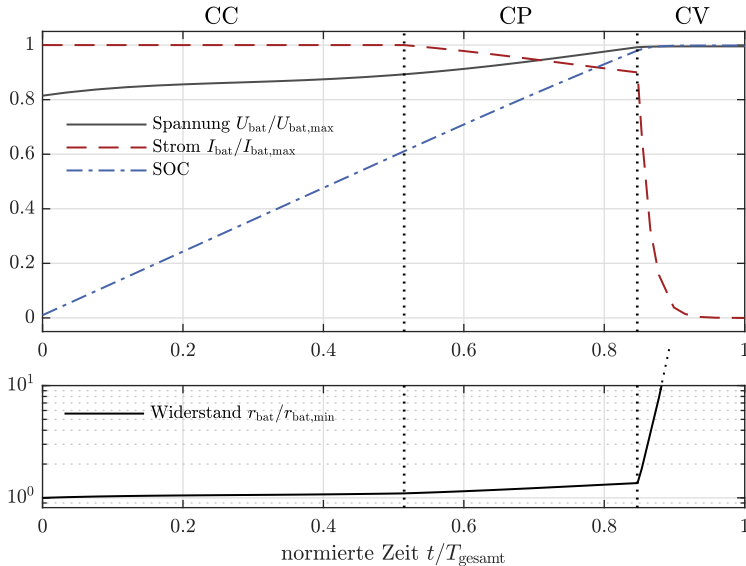


Abbildung 2.18: Simulierter zeitlicher Verlauf eines Batterieladevorgangs.

dargestellt. Er variiert bereits bei CC- und CP-Ladebetrieb um mehr als 30 %. Diese Arbeitspunkte müssen in der Auslegung berücksichtigt werden, um einen hohen Wirkungsgrad zu ermöglichen. Die Modellierung der Last als konstanter Widerstand reicht nicht aus. Im CV-Betrieb steigt der Klemmenwiderstand exponentiell

an. Dieser Widerstandsbereich hat für die Auslegung jedoch eine untergeordnete Bedeutung, da die Ladeleistung dabei stark reduziert wird.

2.5 Auslegungsmethodik

In der Literatur finden sich bereits zahlreiche Auslegungsmethodiken induktiver Energieübertragungssysteme. Eine Auswahl dieser Veröffentlichungen bilden die folgenden Arbeiten: [9, 25–27, 57, 84, 93–95].

Eine Gemeinsamkeit ist das iterative Vorgehen bei der Abstimmung von Spulengeometrie und elektronischem Netzwerk. Oft werden Feldsimulationen, analytische Netzwerkberechnung und Schaltungssimulation kombiniert und wechseln sich innerhalb des Auslegungsprozesses ab. Auch der Ansatz einer numerischen Optimierung mit zahlreichen Parametern wurde untersucht [9, 57].

In dieser Arbeit wurde ebenfalls eine iterative Auslegungsmethodik gewählt, die mit den Ansätzen der oben genannten Veröffentlichungen viele Gemeinsamkeiten hat. Im Unterschied dazu wurden jedoch die zahlreichen Freiheitsgrade, welche die Auslegung mit sich bringt, durch Beschränkung auf einzelne Topologien schon vor der Optimierung begrenzt. Daraus ergibt sich die ausführliche Behandlung der Konzeption in Kap. 2.

Die Begründung für diese Beschränkung liegt in der grundsätzlichen Problematik jeder Auslegungsmethodik: Die Modellbildung müsste perfekt sein, um das globale Optimum zu bestimmen. In der Praxis können jedoch zahlreiche Parameter nicht berücksichtigt werden, andere werden auf der Basis von Vereinfachungen und Annahmen approximiert. Bezogen auf induktive Energieübertragungssysteme wird das an zwei Problemen sichtbar:

- Induktive Energieübertragungssysteme mit unterschiedlichen Komponenten (z.B. Spannungswandler oder Kompensationsnetzwerke) sind nicht direkt miteinander vergleichbar, da ihre Vor- und Nachteile nicht nur von offensichtlichen Größen, wie beispielsweise dem Wirkungsgrad, abhängen. Eigenschaften wie das Kurzschlussverhalten, der Schutz vor mechanischer Beschädigung oder die Kosten können im Auslegungsprozess kaum adäquat mathematisch dargestellt werden.
- In der Auslegung elektrischer Netzwerke kommen analytische Ansätze oder Schaltungssimulationen zum Einsatz. Für die Modellbildung werden auch die Systemverluste benötigt. Da die Berechnung der Verluste aber komplex ist und von der magnetischen Flussführung im dreidimensionalen Raum abhängt, kann nicht davon ausgegangen werden, in einer Optimierungsrechnung auch das globale Optimum zu finden.

In Abb. 2.19 ist der Ablauf der gewählten iterativen Auslegungsmethodik dargestellt. Die Auswahl der Topologien erfolgt mit Hilfe der Randbedingungen und Anforderungen, Literaturrecherche und den Ergebnissen vorheriger Auslegungsprozesse. Die Konstruktion des Spulensystems verläuft in diesem Ansatz simultan mit der Auslegung des elektrischen Netzwerks, da eine starke Abhängigkeit zwischen diesen Schritten besteht. Nachfolgend wird auch der innere Aufbau der Win-

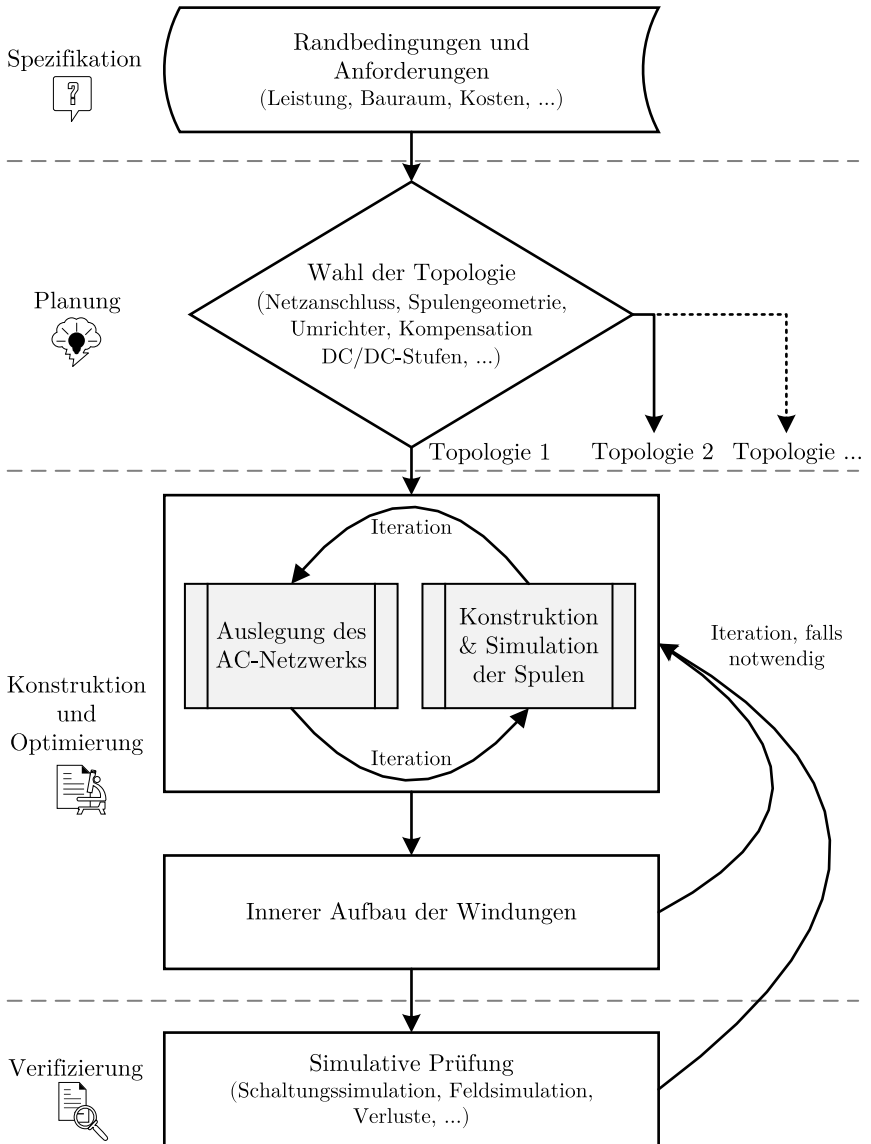


Abbildung 2.19: Übersicht der verwendeten Methodik zur Auslegung eines induktiven Energieübertragungssystems.

dungen ausgelegt und das gesamte Design schließlich einer simulativen Prüfung unterzogen.

Kapitel 3

Auslegung des Hochfrequenz-AC-Netzwerks

Dieses Kapitel beinhaltet die Auslegung des Spulensystems und der Kompensation eines induktiven Energieübertragungssystems. Diese passiven Komponenten sind im Schaltbild des Gesamtsystems zwischen dem Wechselrichter und dem HF-Gleichrichter angeordnet und werden im Folgenden unter dem Begriff HF-AC-Netzwerk zusammengefasst.

Die Auslegung schließt an die konzeptionellen Vorüberlegungen des Kapitels 2 an. Ausgehend von der Definition der untersuchten Topologien werden Kriterien für das Spulendesign abgeleitet. Der Einbezug der Verluste des Spulensystems ermöglicht die Betrachtung des Wirkungsgrads. Dazu wird auch der innere Aufbau der Windungen detailliert modelliert. Die geometrische Konstruktion der Spulen erfordert den Einsatz von Finite-Elemente-Methode (FEM) Software zur Berechnung elektromagnetischer Felder. Abschließend erfolgt eine simulative Prüfung des Designs. Wie in Abb. 2.19 dargestellt, kann der Auslegungsprozess iterativ wiederholt werden, bis das Gesamtsystem den Anforderungen entspricht.

3.1 Modellierung auf Netzwerkebene

Die komplexe Wechselstromlehre kann für die Auslegung auf Netzwerkebene genutzt werden, da Ströme und Spannungen des HF-AC-Netzwerks durch ihre Grundschwingungen approximiert werden können [9]. Das Spulensystem kann unter dieser Annahme auch in Bezug auf Verluste untersucht werden, da die Spulenströme aufgrund der filternden Wirkung des AC-Netzwerks in guter Näherung sinusförmig sind. Die Last, bestehend aus dem ungesteuerten HF-Gleichrichter und der HV-Batterie, muss dazu jedoch in Form einer äquivalenten AC-Impedanz ausgedrückt werden.

Im Zuge der Auslegung in diesem Kapitel wird die Last durch den AC-Widerstand

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{U_{\text{bat}}}{I_{\text{bat}}} \quad (3.1)$$

repräsentiert [29]. Diese Näherung ist in der Literatur üblich und ermöglicht für die Untersuchung des Spulensystems bei Nennbetrieb eine hinreichende Genauigkeit [27]. In Kap. 4 werden auch Betriebspunkte mit Lückbetrieb des HF-Gleichrichters berücksichtigt. Die Berechnung wird dazu präzisiert und modelliert die Last als komplexe AC-Impedanz. Dies ist jedoch für die Auslegung nicht notwendig.

Bei Approximation durch die Grundschwingung im Frequenzbereich kann das Spulensystem durch seine Eigeninduktivitäten, die Gegeninduktivität und die Spulenwiderstände dargestellt werden. Die Widerstände repräsentieren die Verluste des Spulensystems. Aus Abb. 3.1 können die Grundgleichungen abgeleitet werden:

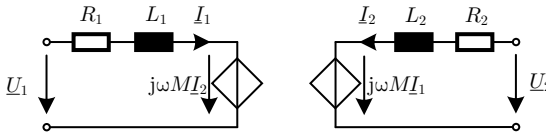


Abbildung 3.1: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Spulensystems

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega L_1 + R_1 & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_2 + R_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix}. \quad (3.2)$$

Die übertragene Wirkleistung beträgt bei fehlender oder serieller Kompensation der Sekundärseite

$$P_L = |-\underline{I}_2|^2 R_L. \quad (3.3)$$

Für die folgende Analyse des Wirkungsgrades werden die Gütefaktoren der Spulen

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad (3.4)$$

$$Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (3.5)$$

und der Lastfaktor

$$\gamma = \frac{R_L}{\omega L_2} \quad (3.6)$$

definiert. Der Koppelfaktor k ist weiterhin durch (2.13) gegeben.

3.2 Netzwerkauslegung bei hoher Kopplung und LCC-N Kompensation

3.2.1 Wirkungsgrad

Ohne sekundärseitige Kompensation gilt $R_L = \underline{U}_2/(-\underline{I}_2)$. Durch Einsetzen in (3.2) kann die Eingangsimpedanz des Netzwerks bestimmt werden:

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_2 + R_2 + R_L}. \quad (3.7)$$

Es wird angenommen, dass das noch nicht spezifizierte Kompensationsnetzwerk den Imaginärteil dieser Impedanz kompensieren kann. Der Wirkungsgrad des Spulensystems beträgt dann:

$$\eta = \frac{P_L}{\operatorname{Re}\left(\frac{U_1}{I_1}\right) |I_1|^2} \quad (3.8)$$

$$= \frac{R_L \cdot (\omega M)^2}{R_1 \cdot (\omega L_2)^2 + R_1 \cdot (R_2 + R_L)^2 + (R_2 + R_L) \cdot (\omega M)^2} \quad (3.9)$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2 Q_1} \left(\gamma + \frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\gamma Q_2^2} + \frac{2}{Q_2} \right) + \frac{1}{\gamma Q_2}}. \quad (3.10)$$

Es ist direkt ersichtlich, dass ein hoher Wirkungsgrad durch Maximierung der Spulengüte und der Kopplung erzielt werden kann. Die Abstimmung des Spulensystems auf die Last erfordert jedoch die Analyse der Funktion $\eta(\gamma)$. Vereinfachend kann das Minimum des Nenners von 3.10 bestimmt werden:

$$\frac{\partial \eta^{-1}(\gamma)}{\partial \gamma} = \frac{1}{k^2 Q_1} \left(1 - \frac{1}{\gamma^2} - \frac{1}{\gamma^2 Q_2^2} \right) - \frac{1}{\gamma^2 Q_2} \stackrel{!}{=} 0. \quad (3.11)$$

Daraus folgt der Zusammenhang

$$\gamma_{\eta \max} = \sqrt{1 + \frac{1}{Q_2^2} + k^2 \frac{Q_1}{Q_2}} \stackrel{Q_2 \gg 1}{\approx} \sqrt{1 + k^2 \frac{Q_1}{Q_2}}, \quad (3.12)$$

wobei die Näherung zulässig ist, da die Spulengüte typischerweise eine dreistellige Zahl ist. Durch Berechnen der zweiten Ableitung kann nachgeprüft werden, dass der Wirkungsgrad durch (3.12) maximiert wird.

Da die Spulen der hier betrachteten Topologie 1 bei minimalem Abstand betrieben werden sollen, müssen sie zur Maximierung der Kopplung mit identischem Durchmesser konstruiert werden. Es bietet sich an, beide Spulen vollständig gleich aufzubauen, sodass sich auch ihre Gütefaktoren gleichen. Daraus folgt $Q_1 = Q_2 = Q$ und $\gamma_{\eta \max} = \sqrt{1 + k^2}$. Dieser Fall ist in Abb. 3.2 grafisch dargestellt. Für die

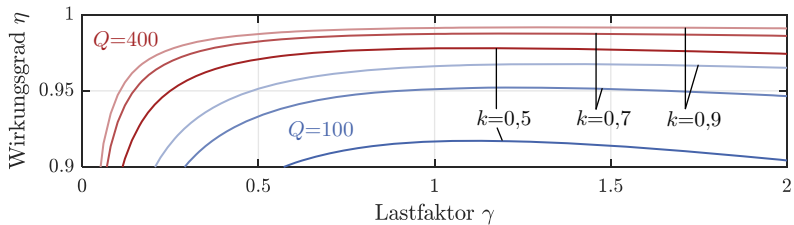


Abbildung 3.2: Auswirkungen des Koppelfaktors, der Last und der Spulengüte auf den erreichbaren Wirkungsgrad des Spulensystems.

Auslegung des Spulensystems liefert die Wirkungsgradanalyse das Kriterium

$$\omega_N L_{2,\eta\max} = \frac{R_L}{\sqrt{1+k^2}}, \quad (3.13)$$

wobei ω_N die Nennschaltfrequenz ist. Die Reaktanz der Sekundärspule ist demnach kleiner als der äquivalente AC-Lastwiderstand. Dies ist vorteilhaft für die Auslegung von Topologie 1, da diese besonders auf ein kompaktes Spulensystem abzielt. Um das Lücken des Stroms durch die Sekundärspule und somit Verluste durch Oberschwingungen zu begrenzen, sollte die Induktivität jedoch nicht zu klein gewählt werden. Es bietet sich an, sie am äquivalenten AC-Widerstand der Batterie bei Maximalspannung und maximaler Ladeleistung $R_L = 8/\pi^2 \cdot U_{\text{bat,max}}^2/P_{\text{bat,max}}$ zu orientieren.

3.2.2 Kompensation

Für die Ableitung der Auslegungsvorschriften der Kompensation werden aus Abb. 3.3 zunächst die Netzwerkgleichungen abgelesen. Es wird weiterhin die Approximation

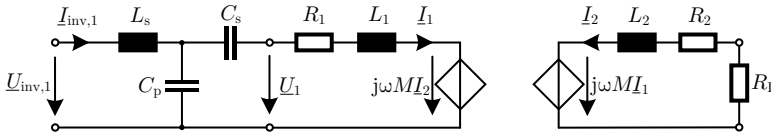


Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild des AC-Netzwerks von Topologie 1.

durch die Grundschiwingung genutzt. Bei Vernachlässigung der Spulenwiderstände, $R_1 = R_2 = 0$, ergibt sich das Gleichungssystem

$$\underline{U}_{\text{inv},1} = \left(j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_p} \right) \cdot \underline{I}_{\text{inv},1} - \frac{1}{j\omega C_p} \cdot \underline{I}_1 \quad (3.14)$$

$$0 = \frac{1}{j\omega C_p} \cdot \underline{I}_{\text{inv},1} - \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{(\omega M)^2}{R_L + j\omega L_2} \right) \cdot \underline{I}_1. \quad (3.15)$$

Die Größen u_{inv} und i_{inv} bezeichnen die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom des Wechselrichters. $\underline{U}_{\text{inv},1}$ und $\underline{I}_{\text{inv},1}$ sind die zugehörigen komplexen Grundschiwingungsanteile. Die Auslegung bezieht sich auf die Nennfrequenz ω_N . Durch die Bedingung

$$\omega_N = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \quad (3.16)$$

kann (3.14) folgendermaßen umgestellt werden:

$$\underline{I}_1 = -j\omega_N C_p \cdot \underline{U}_{\text{inv},1}. \quad (3.17)$$

Der Strom \underline{I}_1 der Primärspule ist somit unabhängig von der Last und proportional zu $\underline{U}_{\text{inv},1}$. Außerdem wird deutlich, dass die Wahl der Kapazität C_p den

maximal erreichbaren Strom der Primärspule und somit die Übertragungsleistung bestimmt. Soll also die maximale Ausgangsspannung des Inverters $\underline{U}_{\text{inv},1}$ mit der maximalen Übertragungsleistung korrespondieren, so muss dies bei gegebenem Spulensystem über die Wahl von C_p eingestellt werden. Mit (3.16) wird dann die Induktivität L_s berechnet.

Mit Hilfe der Serienschaltung aus C_s und L_s muss nun, wie in (3.10) bereits vorausgesetzt, der Imaginärteil der Eingangsimpedanz des Spulensystems kompensiert werden. Aus den Systemgleichungen (3.14) und (3.15) folgt unter dieser Bedingung:

$$C_s = \left(\omega_N^2 (L_1 - L_s) - \frac{\omega_N^4 M^2 L_2}{(\omega_N L_2)^2 + R_L^2} \right)^{-1}. \quad (3.18)$$

Die Grundschwingungsanteile der Wechselrichterspannung und des -stroms sind somit in Phase, sofern die Frequenz und die Lastimpedanz den Referenzwerten der Auslegung entsprechen.

Im Betrieb wird angetrieben, den Wechselrichter über einen weiten Lastbereich verlustarm mit ZVS zu betreiben. Dazu muss der Strom der Spannung nacheilen (siehe Kap. 2.3.2). Die Wechselrichterlastimpedanz $\underline{Z}_{\text{inv},1} = \underline{U}_{\text{inv},1} / \underline{I}_{\text{inv},1}$ liegt bei Auslegung der Kompensation nach (3.16-3.18) im induktiven Bereich, wenn die Betriebsfrequenz ω kleiner ist als die Nennfrequenz ω_N . Es ist somit sinnvoll, die Nennfrequenz am oberen Ende des zulässigen Frequenzbands zu wählen, um induktiven Betrieb zu garantieren. Abb. 3.4 zeigt beispielhaft eine solche Auslegung auf die Frequenz $f_N = 90\text{kHz}$, wobei die Lastimpedanz (3.13) erfüllt. Im zuläs-

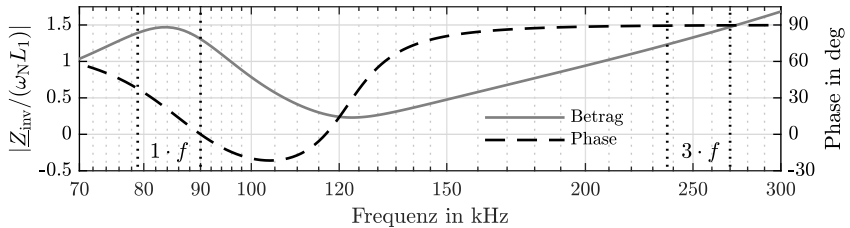


Abbildung 3.4: Betrag und Phase der Inverterausgangsimpedanz einer beispielhaften Auslegung des AC-Netzwerks.

sigen Frequenzband der Grundschwingung ändert sich der Betrag der Impedanz kaum, während die Phasenlage zwischen 0° und 38° variiert werden kann.

Die rechteckförmige Ausgangsspannung des Wechselrichters enthält neben der Grundschwingung auch ungeradzahlige Harmonische. Die Eingangsimpedanz des LCC-Netzwerks ist bei dreifacher Nennfrequenz üblicherweise so klein, dass die dritte Harmonische des Stroms einen relevanten Beitrag zum Schaltverhalten leistet. Harmonische höherer Ordnung werden durch die Induktivität L_s stark gedämpft und können vernachlässigt werden. In Abb. 3.4 sind Betrag und Phase der Wechselrichterlastimpedanz auch bei dreifacher Nennfrequenz eingezeichnet. Der

Strom eilt der Spannung in diesem Frequenzband um 90° nach. Zu den Schaltzeitpunkten nimmt er daher näherungsweise seinen Maximalwert an und begünstigt so das Umladen der Streukapazitäten der MOSFETs¹. Die induktive Charakteristik der dritten Harmonischen verringert die für ZVS notwendige Phasendifferenz zwischen Spannung und Strom der Grundfrequenz. Auf diese Weise wird ZVS durch die Wahl des LCC-Netzwerks als Kompensation begünstigt. Frequenzänderungen wirken sich auf die dritte Harmonische durch die Änderung des Betrags der Impedanz aus. Der Strom nimmt bei reduzierter Schaltfrequenz zu und entspricht damit dem Verhalten des Grundschwingungsanteils.

Die Auslegung des Kompensationsnetzwerks kann auf die Daten des jeweiligen Spulensystems angepasst werden. Es ist aber dennoch sinnvoll, die Kompensation in der Auslegung des Spulensystems bereits zu berücksichtigen, da sie das Übersetzungsverhältnis der Spannungen von Wechselrichter und Gleichrichter beeinflusst. Sind die Zwischenkreisspannungen auf der Bodenseite (durch die Netzspannung) und der Fahrzeugseite (durch die Batterie) vorgegeben, so kann der volle Arbeitsbereich des Wechselrichters nur dann ausgenutzt werden, wenn Spulensystem und Kompensation eine darauf abgestimmte Spannungsübersetzung bieten. Sowohl hinsichtlich der Schaltverluste, als auch für die Implementierung eines sicheren Einschaltvorgangs des Ladesystems, ist dies nützlich.

3.3 Netzwerkauslegung bei schwacher Kopplung und LCC-S Kompensation

Auch für Topologie 2 können Vorschriften zur Auslegung des Spulensystems aus den Netzwerkgleichungen abgeleitet werden. Das Ersatzschaltbild wird dazu um die Serienkapazität C_2 ergänzt und ist in Abb. 3.5 dargestellt.

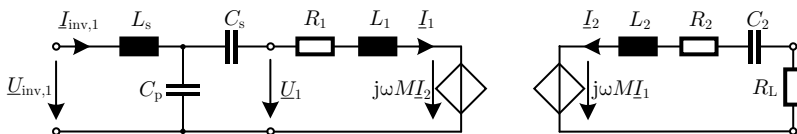


Abbildung 3.5: Ersatzschaltbild des AC-Netzwerks von Topologie 2.

3.3.1 Wirkungsgrad

Die Eingangsimpedanz des Spulensystems kann aus Abb. 3.5 abgelesen werden:

$$\frac{U_1}{I_1} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L}. \quad (3.19)$$

¹Dies wird in Kap. 4.2.1 und Kap. 4.5 untersucht.

Bei schwacher Kopplung werden die Eigeninduktivitäten der Spulen kompensiert, um die Blindleistung des Gesamtsystems zu reduzieren. Daraus folgt die Vorschrift

$$\omega_N = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.20)$$

für die Sekundärseite. Das LCC-Netzwerk kompensiert den verbleibenden Imaginärteil von (3.19). Bei Betrieb in Resonanz beträgt der Wirkungsgrad des Spulensystems dann

$$\eta = \frac{P_L}{\operatorname{Re}\left(\frac{U_1}{I_1}\right) |I_1|^2} \quad (3.21)$$

$$= \frac{R_L \cdot (\omega M)^2}{R_1 \cdot (R_2 + R_L)^2 + (R_2 + R_L) \cdot (\omega M)^2} \quad (3.22)$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2 Q_1} \cdot \left(\gamma + \frac{1}{\gamma Q_2^2} + \frac{2}{Q_2}\right) + \frac{1}{\gamma Q_2}}. \quad (3.23)$$

Erneut kann durch hohe Koppel- und Gütefaktoren der Wirkungsgrad maximiert werden. Der Lastfaktor $\gamma_{\eta_{\max}}$ wird durch Ableitung ermittelt:

$$\frac{\partial \eta^{-1}(\gamma)}{\partial \gamma} = \frac{1}{k^2 Q_1} \left(1 - \frac{1}{\gamma^2 Q_2^2}\right) - \frac{1}{\gamma^2 Q_2} \stackrel{!}{=} 0. \quad (3.24)$$

Daraus folgt

$$\gamma_{\eta_{\max}} = \sqrt{k^2 \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{1}{Q_2^2}} \stackrel{Q_2 \gg 1}{\approx} k \cdot \sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}}, \quad (3.25)$$

wobei durch das Bilden der zweiten Ableitung geprüft werden kann, dass der Wirkungsgrad durch (3.25) maximiert wird.

Die Abhängigkeit des Wirkungsgrads von den betrachteten Faktoren ist in Abb. 3.6 grafisch dargestellt, wobei Spulen gleicher Güte $Q_1 = Q_2 = Q$ vorausgesetzt werden. In diesem Fall vereinfacht sich (3.25) weiter zu $\gamma_{\eta_{\max}} \approx k$. Die Auslegungsvorschrift der Sekundärspule lautet somit:

$$\omega_N L_{2, \eta_{\max}} = \frac{R_L}{k}. \quad (3.26)$$

Anders als bei Topologie 1 ist die Reaktanz der Sekundärspule bei optimierter Auslegung hier deutlich größer als der äquivalente AC-Lastwiderstand. Aufgrund des Wirkungsgradverlaufs in Abb. 3.6 gilt es jedoch besonders, $\gamma \ll k$ zu vermeiden. Dazu kann der minimale AC-Lastwiderstand $R_L = 8/\pi^2 \cdot U_{\text{bat, min}}/I_{\text{bat, max}}$ in der Auslegung genutzt werden.

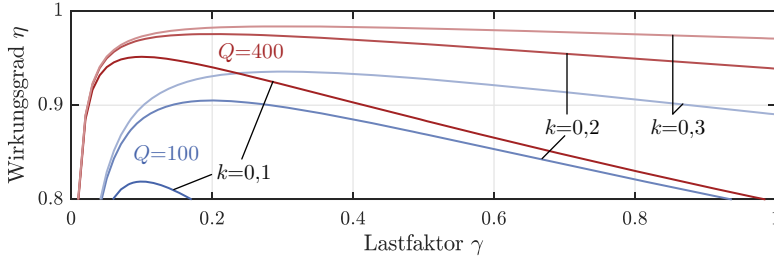


Abbildung 3.6: Auswirkungen des Koppelfaktors, der Last und der Spulengüte auf den erreichbaren Wirkungsgrad des Spulensystems.

3.3.2 Kompensation

Die Auslegung des Kompensationsnetzwerks für Topologie 2 besitzt Gemeinsamkeiten mit Topologie 1. Die Wahl der Kapazität C_p passt den Ausgangsspannungsbereich des Wechselrichters an den der Batterie an. Der Zusammenhang zwischen L_s und C_p ist durch (3.16) und zwischen L_2 und C_2 durch (3.20) gegeben. Aufgrund der schwachen Kopplung kann C_s unabhängig von der Lastimpedanz so dimensioniert werden, dass die Eingangsimpedanz des AC-Netzwerks keinen Blindanteil besitzt. Aus Abb. 3.5 folgt:

$$C_s = \frac{1}{\omega_N^2 \cdot (L_1 - L_s)}. \quad (3.27)$$

In Abb. 3.7 ist die Eingangsimpedanz des AC-Netzwerks I_{inv} bei einer beispielhaften Auslegung mit der Nennfrequenz $f_N = 85$ kHz dargestellt. Dabei erfüllt die

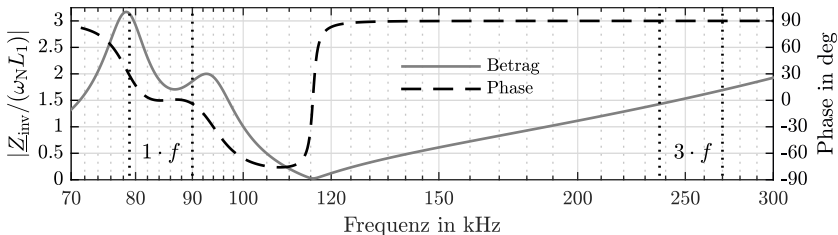


Abbildung 3.7: Betrag und Phase der Inverterlastimpedanz einer beispielhaften Auslegung des AC-Netzwerks.

Lastimpedanz die Bedingung (3.26). Die beschriebenen Auslegungsvorschriften führen bei schwacher Kopplung dazu, dass bei Nennfrequenz gerade die Grenze zur Bifurkation erreicht wird [96]. Somit sind Ausgangsspannung und -strom des Wechselrichters nahezu im gesamten Betriebsfrequenzband um 85 kHz in Phase. Dies ist vorteilhaft, sofern ZVS anhand der dritten Harmonischen sichergestellt

werden kann. Frequenzabsenkung wirkt sich auf die dritte Harmonische in Form einer Reduzierung des Betrags der Impedanz aus. Damit steigt der Strom zum Schaltzeitpunkt an. Die dritte Harmonische des Stroms eilt der Spannung um 90° nach.

Anders als bei Topologie 1 (siehe Abb. 3.4) variiert der Betrag der Impedanz im Frequenzband der Grundschwingung stark. Eine Frequenzänderung, beispielsweise um ZVS zu erreichen, wirkt sich also deutlich auf die Übertragungsleistung aus und muss durch andere Freiheitsgrade ausgeglichen werden.

3.4 Innerer Aufbau der Windungen

Die mathematische Formulierung des Wirkungsgrads in (3.10) und (3.23) zeigt, dass für die Bewertung eines Spulendesigns auch die den Spulen zugerechneten Verluste berücksichtigt werden müssen. Der verfügbare Bauraum ist dabei ein begrenzendes Kriterium, da die Verluste prinzipiell durch einen großen Leiterquerschnitt und einen voluminösen Ferritkern reduziert werden können. Der Platzbedarf der Windungen muss in die Gesamtbetrachtung der Konstruktion einbezogen werden, um zu ermitteln, ob eine Erhöhung des Leiterquerschnitts sinnvoll ist. Neben dem finanziellen Vorteil hoher Effizienz ist auch die Reduzierung der in den Wicklungen entstehenden Verlustleistung ein wichtiges Kriterium, da die Abfuhr von Wärme innerhalb eines abgeschlossenen Spulenkörpers eine weitere Herausforderung darstellt.

Je kleiner der Querschnitt der Einzeladern von HF-Litze ist, um so geringer ist die Erhöhung des Leiterwiderstands durch Wirbelstromeffekte. Das Isolationsmaterial und die Struktur sorgen aber, verglichen mit einem Vollleiter gleichen Kupferquerschnitts, für eine Erhöhung des Platzbedarfs. Je feiner die Einzeladern sind, desto größer wird der Anteil des zu Verfügung stehenden Bauraums, der durch Isolationsmaterial eingenommen wird. Es muss daher neben dem Platzbedarf einer Windung auch ermittelt werden, durch welche HF-Litze-Struktur der zur Verfügung stehende Platz bestmöglich ausgenutzt werden kann [97]. Die Herstellung von HF-Litze ist aufgrund ihrer komplexen Struktur mit dünnen Adern und mehrstufiger Verdrillung aufwändig. Die Optimierung des Aufbaus von HF-Litze durch exakte Modellierung ermöglicht es somit, die ökonomisch beste Lösung zu finden und Überdimensionierung zu vermeiden.

Die Berechnung der Wirbelstromverluste in HF-Litze wird an dieser Stelle explizit behandelt, während die Verluste des Ferritkerns und der Abschirmbleche in Kap. 3.6 nur erwähnt werden. Die Begründung dafür liegt zum einen in der Verteilung der Verluste des Spulensystems auf seine Komponenten: In eigenen Simulationen überstiegen die Kupferverluste die Kernverluste jeweils mindestens um den Faktor 4, während die Verluste der Abschirmung anteilig an den Gesamtverlusten vernachlässigbar klein waren. Auch in [9] haben die Wicklungen den größten Anteil an den Verlusten des Spulensystems. In [25] werden Kernverluste und Verluste der Abschirmung jeweils als vernachlässigbar klein eingestuft. Zum anderen ist die Berechnung von Wirbelstromverlusten in analytischer Form möglich. Die mathematischen Zusammenhänge können in allgemeiner Form notiert

werden und sind somit unabhängig von konkreten Spulenkonstruktionen.

Modellierung von Hochfrequenzlitze

Die Wirbelstromverluste müssen in Abhängigkeit der Betriebsfrequenz, der Spulenkonstruktion und der HF-Litze-Struktur berechnet werden. Die Nutzung der Finite-Elemente-Methode zur simulativen Bestimmung der Wirbelstromverluste ist nur in Leiterauschnitten oder in stark abstrahierter Form möglich, da die feine Struktur der Adern zu großen Datenmengen führt. Die Berechnung erfordert daher ein analytisches Vorgehen. FEM-Software kommt lediglich zur Simulation der magnetischen Felder in den Verbindern und der gegenseitigen Beeinflussung der Windungen zum Einsatz, wofür die Einzeladern der HF-Litze nicht abgebildet werden müssen.

Wenn ein einzelnes magnetisches Bauteil, beispielsweise eine Spule, als abgeschlossenes physikalisches System betrachtet werden kann, wirken sich Wirbelstromverluste durch eine Erhöhung des Widerstands aus. Der Wechselstromwiderstand (AC-Widerstand) ist dann größer als der Gleichstromwiderstand (DC-Widerstand). In einem System mehrerer gekoppelter Spulen kann aufgrund der gegenseitigen Beeinflussung nur von Wirbelstromverlusten gesprochen werden, da die Zuordnung zu einem diskreten AC-Widerstand nicht möglich ist. Folgende Effekte und Anteile werden berücksichtigt:

- Der Gleichstromwiderstand wird mit Hilfe der Struktur und der Materialeigenschaften des Leitermaterials bestimmt.
- Der Beitrag des Skin-Effekts in den einzelnen Adern wird analytisch bestimmt. In der Praxis kann er durch die Wahl des Aderdurchmessers jedoch eliminiert werden.
- Der Beitrag des Skin-Effekts in den Verbindern an den Enden der HF-Litze wird bei großer Aderanzahl relevant. Er kann bei Rotationssymmetrie analytisch oder allgemein durch FEM-Simulationen und anschließende analytische Auswertung bestimmt werden.
- Der interne Proximity-Effekt beschreibt die gegenseitige Induktion von Wirbelströmen der Adern einer Windung. Er kann mit Hilfe einiger Annahmen analytisch bestimmt werden.
- Der externe Proximity-Effekt wird mit Hilfe der magnetischen Feldstärke bestimmt, die durch alle Quellen außer der betrachteten Windung selbst hervorgerufen wird. Für die Berechnung kann eine Kombination aus analytischen Methoden und FEM-Simulation genutzt werden.

Die getrennte Berechnung ist möglich, da die einzelnen Effekte Orthogonalität aufweisen (siehe [98] in Bezug auf die Orthogonalität von Skin-Effekt und Proximity-Effekt und [99] für die Orthogonalität von internem und externem Proximity-Effekt). Die Interaktion zwischen dem Skin-Effekt der Verbinder und dem Proximity-Effekt wird in Kap. 3.4.4 anhand theoretischer Überlegungen als vernachlässigbar

eingestuft. Bei Frequenzen oberhalb von 500 kHz müssen auch parasitäre Kapazitäten zwischen einzelnen Leitern berücksichtigt werden [84, 100]. Für die betrachteten induktiven Ladesysteme ist dieses Frequenzband jedoch nicht relevant.

3.4.1 Geometrieberechnung

Die Adern von HF-Litze werden miteinander verdreht, um die Auswirkungen externer magnetischer Felder gleichmäßig zu verteilen. Es entsteht ein Bündel in Helix-Struktur. Mehrere dieser Bündel können erneut zu einem Bündel auf übergeordneter Ebene verdreht werden. Die Adern der Hochfrequenzlitze sind durch das mehrstufige Verdrehen länger als die Litze auf höchster Bündelebene. Für die Berechnung des DC-Widerstands muss also zuerst die Aderlänge bestimmt werden.

Die Geometrieberechnungen basieren auf folgenden Daten, die vom Hersteller gegeben oder durch Schätzung ermittelt werden müssen:

- Der Durchmesser einer Ader d_0 ;
- Die Anzahl der Adern oder Bündel n_i , die auf der Bündelebene i zu einem neuen Bündel zusammengefasst werden;
- Die Gesamtzahl der Adern $N = \prod n_i$;
- Der Packungsfaktor K_i auf Bündelebene i . Meist ist nur das Verhältnis des Kupferquerschnitts zum Gesamtquerschnitt der Litze K_Σ bekannt. Die Faktoren der einzelnen Bündelebenen müssen dann auf dieser Basis geschätzt werden.
- Die Schlaglänge p_i der Adern oder Bündel auf der Bündelebene i , der Länge des Abschnitts, auf dem die Adern oder Bündel durch die Verdrehung eine Drehung um 360° durchlaufen.

Abb. 3.8 zeigt die berechneten Größen auf Bündelebene i . Der Bündeldurchmesser

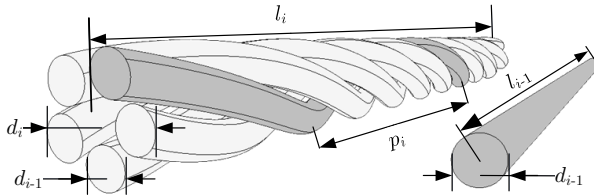


Abbildung 3.8: Skizze zur Veranschaulichung der Länge und des Durchmessers auf Bündelebene i . Die Strukturen auf der untergeordneten Ebene $i - 1$ können Bündel oder Adern sein.

aller Ebenen kann dann rekursiv mit

$$d_i = \sqrt{\frac{n_i d_{i-1}^2}{K_i} \left(1 + \frac{\pi^2 n_i d_{i-1}^2}{4K_i p_i^2} \right)} \quad (3.28)$$

berechnet werden [32], wobei $i = 1, 2, \dots, i_{\max}$ gilt. Unter Nutzung der Länge der Wicklung $l_{i_{\max}}$ kann die Länge der Adern l_0 ebenfalls rekursiv mit

$$l_i = \frac{\sqrt{p_{i+1}^2 + (\pi d_{i+1})^2}}{p_{i+1}} \cdot l_{i+1} \quad (3.29)$$

bestimmt werden [32]. Der DC-Widerstand einer Ader beträgt dann

$$R_{\text{dc},A} = \frac{l_0}{\pi r_0^2 \cdot \sigma}, \quad (3.30)$$

wobei $r_0 = d_0/2$ der Radius einer Ader und σ die Leitfähigkeit des Leitermaterials ist. Mit $N = \prod n_i$ folgt der DC-Widerstand der Wicklung:

$$R_{\text{dc},N} = \frac{R_{\text{dc},A}}{N}. \quad (3.31)$$

3.4.2 Der Skin-Effekt in zylinderförmigen Leitern

Als Skin-Effekt wird die frequenzabhängige Stromdichteverteilung innerhalb eines elektrischen Leiters bezeichnet, die durch den Strom dieses Leiters hervorgerufen wird. Da er eine ungleichmäßige Nutzung des Leiterquerschnitts hervorruft, führt der Skin-Effekt zu einer Erhöhung des Leiterwiderstands. Er kann durch den Faktor

$$F_S = \frac{R_{\text{ac}}}{R_{\text{dc}}} \quad (3.32)$$

quantifiziert werden.

Zur Berechnung des AC-Widerstands $R_{\text{ac},A}$ einer Ader wird im folgenden die Stromdichteverteilung in einem zylinderförmigen Leiter bestimmt (siehe auch [15, 101]). Mit Hilfe der Maxwell-Gleichungen kann die Diffusionsgleichung des elektrischen Feldes \vec{E} formuliert werden:

$$\Delta \vec{E} = \mu \sigma \frac{d\vec{E}}{dt}. \quad (3.33)$$

Dabei ist $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ die Permeabilität, σ die Leitfähigkeit und Δ der Laplace-Operator. Durch Einsetzen des Ohmschen Gesetzes $\sigma \vec{E} = \vec{J}$, Definition der Stromrichtung in Zylinderkoordinaten $\vec{J} = J_{z,A} \cdot \vec{e}_z$ und bei Annahme eines sinusförmigen Stromverlaufs nach $\underline{I}_{z,A}(t) = \hat{I} \cdot e^{j\omega t}$ kann (3.33) wie folgt umgeformt werden:

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} J_{z,A} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} J_{z,A} - j\omega \mu \sigma \cdot J_{z,A} = 0. \quad (3.34)$$

Die Konstanten können zu einer neuen Konstante $\underline{\alpha} = \sqrt{-j\omega \mu \sigma}$ zusammengefasst werden. Durch das Einsetzen in (3.34) folgt:

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} J_{z,A} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} J_{z,A} + \underline{\alpha}^2 \cdot J_{z,A} = 0. \quad (3.35)$$

Diese Gleichung hat die Form einer Besselschen Differentialgleichung. Die Lösung kann daher anhand der Literatur folgendermaßen bestimmt werden [15]:

$$\underline{J}_{z,A}(r) = \frac{I_{z,A} \cdot \underline{\alpha}}{2\pi r_0} \cdot \frac{\mathcal{J}_0(\underline{\alpha} \cdot r)}{\mathcal{J}_1(\underline{\alpha} \cdot r_0)}. \quad (3.36)$$

Dabei ist $I_{z,A}$ der Strom durch den elektrischen Leiter. \mathcal{J}_0 und \mathcal{J}_1 sind Besselfunktionen erster Art.

In (3.36) ist die Stromdichte $\underline{J}_{z,A}(r)$ innerhalb eines zylinderförmigen Leiters in Abhängigkeit der radialen Koordinate r bei der Frequenz ω gegeben. Um damit die AC-Impedanz zu berechnen, müssen Strom und Spannung durch den Leiter in Zylinderkoordinaten durch Integration bestimmt werden. Der AC-Widerstand einer Ader mit der Länge l_0 entspricht dem Realteil der AC-Impedanz:

$$\begin{aligned} R_{ac,A} &= \operatorname{Re} \left(\frac{U_{ac}}{I_{ac}} \right) = \operatorname{Re} \left(\frac{\int_0^{l_0} \sigma^{-1} \underline{J}_{z,A}(r_0) dz}{\int_0^{2\pi} \int_0^{r_0} \underline{J}_{z,A}(r) \cdot r dr d\phi} \right) \\ &= \operatorname{Re} \left(\frac{l_0 \cdot \underline{\alpha} \cdot \mathcal{J}_0(\underline{\alpha} \cdot r_0)}{\sigma \cdot 2\pi r_0 \mathcal{J}_1(\underline{\alpha} \cdot r_0)} \right). \end{aligned} \quad (3.37)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (3.30) und (3.37) in (3.32) wird der Skin-Effekt Faktor bestimmt:

$$F_S = \frac{R_{ac,A}}{R_{dc,A}} = \operatorname{Re} \left(\frac{r_0 \cdot \underline{\alpha}}{2} \cdot \frac{\mathcal{J}_0(\underline{\alpha} \cdot r_0)}{\mathcal{J}_1(\underline{\alpha} \cdot r_0)} \right). \quad (3.38)$$

Da der Skin-Effekt keine gegenseitige Beeinflussung mehrerer Leiter berücksichtigt, gibt (3.38) auch die relative Erhöhung des Widerstands einer Wicklung, bestehend aus HF-Litze, durch den Skin-Effekt der Adern an. Die Verlustleistung der Wicklung durch den DC-Widerstand und den Skin-Effekt der Adern beträgt dann

$$P_S = I_{z,N}^2 R_{dc,N} \cdot F_S. \quad (3.39)$$

Dabei ist $I_{z,N} = N \cdot I_{z,A}$ der durch die Wicklung fließende Strom.

3.4.3 Einfluss der Verbinder auf den Leiterwiderstand

Die Kontaktierung der HF-Litze an den beiden Enden impliziert eine leitfähige Verbindung aller Adern, sodass diese in Parallelschaltung angeordnet sind. Die Verbinder besitzen somit einen Leiterquerschnitt, der mindestens der Summe des Querschnitts aller Adern entspricht. Bei großer Aderanzahl, hoher Frequenz und hoher Leitfähigkeit führen Wirbelstromeffekte innerhalb des Verbinders zu einer schlechten Ausnutzung des Leiterquerschnitts, da die Stromdichte innerhalb der Querschnittsfläche variiert [102]. Da ein Verbinder, beispielsweise ein Kabelschuh, verglichen mit der HF-Litze sehr kurz ist, kann sein Widerstand dennoch in der Gesamtbetrachtung vernachlässigt werden. Relevanz bekommt die Stromdichteverteilung in den Verbindern dadurch, dass sie die Stromaufteilung unter den

Adern beeinflussen kann.

Jede Ader hat durch die radiale Position ihrer Enden innerhalb der Verbinder Kontakt zu zwei unterschiedlichen Stromdichtebereichen. Die Stromstärke in den Einzeladern ist über die Länge der Litze invariant, da die Adern von einer isolierenden Schicht überzogen sind. Es wird im Folgenden angenommen, dass die Stromdichte in jeder Ader dem Mittelwert der beiden positionsabhängigen Stromdichten in den Verbindern entspricht. Durch das mehrstufige, nicht-ideale Verdrillen der Adern und das Biegen und Quetschen der Litze ist die Zuordnung der Positionen der Enden einer Ader in den Verbindern jedoch mathematisch nicht möglich. Mit Hilfe statistischer Betrachtung kann über die Gesamtheit der Adern aber eine Aussage getroffen werden. Da der Einfluss der Verbinder ohnehin nur bei großer Aderanzahl relevant ist, liefert diese Methode adäquate Ergebnisse. Dazu wird die Position einer Ader im Verbinder als Zufallsvariable betrachtet und mit der entsprechenden positionsabhängigen Stromdichte zu einer weiteren Zufallsvariable verknüpft. Erwartungswert und Varianz enthalten dann Informationen über die Stromdichteverteilung der Gesamtheit der Adern.

In der folgenden Herleitung wird somit ausgenutzt, dass die Wahrscheinlichkeitstheorie mathematische Begriffe definiert, die für die Berechnung des Einflusses der Verbinder relevant sind. Die Betrachtung beschränkt sich auf die durch den Skin-Effekt hervorgerufene Stromdichteverteilung. Da sich die Verbinder üblicherweise nicht innerhalb einer Spule unter Einfluss starker magnetischer Felder befinden, ist zu erwarten, dass der Skin-Effekt den Einfluss des Proximity-Effekts deutlich übersteigt.

Neuartige Methode zur Herleitung des Skin-Effekt Faktors zylinderförmiger Leiter mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitstheorie

Vor der Analyse von HF-Litze mit zwei Verbindern wird die Methode anhand eines zylinderförmigen Leiters verdeutlicht, da auf diese Weise Vergleiche mit der Berechnung des Skin-Effekt Faktors (3.32) nach (3.38) möglich sind. Der Skin-Effekt Faktor kann auch mit dem Quotienten der Verlustleistungen anstelle des Quotienten der Widerstände gebildet werden. Mit Hilfe der Verlustleistungsdichte

$$p = \vec{E} \cdot \vec{J}^* = \sigma^{-1} \cdot \underline{J}_z J_z^* = \sigma^{-1} \cdot |\underline{J}_z|^2 \quad (3.40)$$

kann der folgende Zusammenhang abgeleitet werden:

$$F_S = \frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \frac{\frac{1}{\sigma} \int_v |\underline{J}_{z,A}(r)|^2 dv}{\frac{l_0}{\sigma \pi r_0^2} \cdot I_{z,A}^2} = \frac{\int_0^{r_0} |\underline{J}_{z,A}(r)|^2 \cdot r dr}{\left(\frac{I_{z,A}}{\pi \cdot r_0^2}\right)^2 \cdot \frac{r_0^2}{2}} = \frac{\int_0^{r_0} |\underline{J}_{z,A}(r)|^2 \cdot r dr}{J_0^2 \cdot \frac{r_0^2}{2}} \quad (3.41)$$

In Worten bedeutet dies, dass der Skin-Effekt Faktor dem Verhältnis der mittleren quadrierten Stromdichte zur quadrierten homogenen Stromdichte des Leiters entspricht. Die Mittelwertbildung erfolgt dabei durch Integration über den Leiterquerschnitt.

Die quadratische Abweichung von einem Erwartungswert wird in der Wahrscheinlichkeitstheorie durch die Varianz ausgedrückt. Eine weitere Darstellung des Skin-Effekt Faktors durch Varianz und Erwartungswert erfordert die Definition von Zufallsvariablen.

Die betrachtete radiale Position innerhalb eines zylinderförmigen Leiters kann als Zufallsvariable R beschrieben werden. Aus der Berechnungsvorschrift einer Kreisfläche lässt sich die Verteilungsfunktion

$$F_R(r) = P(R \leq r) = \begin{cases} 0 & r < 0 \\ \frac{\pi r^2}{\pi r_0^2} & 0 \leq r \leq r_0 \\ 1 & r > r_0 \end{cases} \quad (3.42)$$

und durch Ableiten die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion bestimmen:

$$f_R(r) = \frac{d}{dr} F_R(r) = \begin{cases} \frac{2r}{r_0^2} & 0 \leq r \leq r_0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (3.43)$$

Durch Einsetzen von R in (3.36) wird die Zufallsvariable $J = \underline{J}_{z,A}(R)$ definiert, welche die Wahrscheinlichkeit einer spezifischen Stromdichte in Abhängigkeit der radialen Position beschreibt. Der Erwartungswert wird mit Hilfe der Funktionen (3.36) und (3.43) bestimmt [103] und muss der homogenen Stromdichteverteilung J_0 entsprechen:

$$E[J] = E[\underline{J}_{z,A}(R)] = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{J}_{z,A}(r) \cdot f_R(r) dr = \frac{I_{z,A}}{\pi r_0^2} = J_0 . \quad (3.44)$$

Ebenso kann die Varianz berechnet werden:

$$\text{Var}(J) = E[|J - E[J]|^2] = \int_{-\infty}^{\infty} |\underline{J}_{z,A}(r) - E[J]|^2 \cdot f_R(r) dr . \quad (3.45)$$

Aus der Ähnlichkeit zu (3.41) kann eine weitere Schreibweise des Skin-Effekt Faktors abgeleitet werden, bei der die quadratische Abweichung der Stromdichte von der homogenen Stromdichte durch Varianz und Erwartungswert ausgerückt werden:

$$F_S = \frac{\text{Var}(J) + E[J]^2}{E[J]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\underline{J}_{z,A}(r)}{E[J]} - 1 \right|^2 \cdot f_R(r) dr + 1 . \quad (3.46)$$

Die drei Berechnungsvorschriften (3.38), (3.41) und (3.46) zur Bestimmung von F_S führen zum gleichen Ergebnis. Dies beweist, dass die Formulierung des Skin-Effekt Faktors mit Hilfe von Varianz und Erwartungswert gültig ist.

Erweiterung der Berechnungsmethode auf HF-Litze mit Verbindern beliebiger Form

Die hergeleitete Berechnungsmethode kann nun auf HF-Litze mit einem Verbindern an jedem Ende angewendet werden, um die ungleichmäßige Stromaufteilung

der Adern zu quantifizieren. Im Gegensatz zu den Adern der HF-Litze besitzen die Verbinder nicht zwangsläufig Zylinderform. Die analytische Beschreibung der Stromdichte in Abhängigkeit der radialen Position innerhalb des Leiters ist dann nicht mehr möglich. Die Stromdichte wird daher im Folgenden als Zufallsvariable mit dem Ortsvektor \vec{x} dargestellt. Aus den Vorüberlegungen folgt die Erweiterung von (3.46) auf Litze mit den zwei Verbindern (Bezeichnung mit a und b):

$$F_V = \frac{\text{Var}(J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}) + \text{E}[J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}]^2}{\text{E}[J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}]^2}. \quad (3.47)$$

Der Faktor F_V repräsentiert die Widerstandserhöhung aufgrund der ungleichen Stromaufteilung unter den Adern, hervorgerufen durch Verbinder an den Aderenden.

Für die Berechnung müssen erneut Varianz und Erwartungswert bestimmt werden. Bei beliebiger Form der Verbinder kann die Stromdichteverteilung innerhalb eines Verbinders beispielsweise durch FEM-Simulation bestimmt werden. Die relevante Querschnittsfläche ist dabei der Übergang zwischen isolierten und leitfähig verbundenen Einzeladern. Sie entspricht der Summe der Querschnittsflächen aller Adern und ist somit an beiden Verbindern gleich. Der Erwartungswert muss wieder der homogenen Stromdichte entsprechen:

$$\text{E}[J_{\vec{x}}] = \frac{I_z}{\int_A \vec{x} \, d\vec{A}} = \frac{I_z}{N \cdot \pi r_0^2}. \quad (3.48)$$

Die Varianz der Zufallsvariable $J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}$ muss diskret bestimmt werden, da die Simulationsergebnisse die Stromdichte an diskreten Punkten beschreiben. Bei großer Aderanzahl, nicht-idealer Verdrillung und wenn die Länge der Litze deutlich größer ist als die Schlaglänge, können die Positionen einer Ader in den beiden Verbindern als unabhängige Zufallsvariablen angesehen werden. Die Stromdichte ergibt sich aus der Kombination dieser beiden Zufallsvariablen. Es wird angenommen, dass die Umverteilung der Adern die Stromaufteilung angleicht und jede Ader den Mittelwert der Stromdichten an ihren Enden führt. Die Varianz wird dann in diskreter Form durch

$$\text{Var}(J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}) = \sum_{m_a=1}^{M_a} \left(\sum_{m_b=1}^{M_b} \frac{1}{M_a \cdot M_b} \left(\frac{J(\vec{x}_{m_a}) + J(\vec{x}_{m_b})}{2} - \text{E}[J_{\vec{x}}] \right)^2 \right) \quad (3.49)$$

bestimmt, wobei M_a und M_b jeweils die Zahl der ausgewerteten Punkte innerhalb der betrachteten Flächen angeben. Unter Nutzung der Unabhängigkeit der beiden

Zufallsvariablen kann die Gleichung folgendermaßen umgeformt werden:

$$\begin{aligned} \text{Var}(J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}) &= \sum_{m_a=1}^{M_a} \frac{(J(\vec{x}_{m_a}) - E[J_{\vec{x}}])^2}{4 \cdot M_a} + \sum_{m_b=1}^{M_b} \frac{(J(\vec{x}_{m_b}) - E[J_{\vec{x}}])^2}{4 \cdot M_b} \\ &+ \sum_{m_a=1}^{M_a} \left(\sum_{m_b=1}^{M_b} \frac{(J(\vec{x}_{m_a}) - E[J_{\vec{x}}])(J(\vec{x}_{m_b}) - E[J_{\vec{x}}])}{4 \cdot M_a \cdot M_b} \right) \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$= \frac{\text{Var}(J_{\vec{x}_a}) + \text{Var}(J_{\vec{x}_b})}{4}. \quad (3.51)$$

Zur Berechnung der gemeinsamen Varianz müssen also nur die Varianzen der diskreten Stromdichteverteilungen beider Verbinder bestimmt werden. Es ist direkt ersichtlich, dass die gemeinsame Verteilung eine kleinere Varianz besitzt als die einzelnen Stromdichteverteilungen. Somit erhöht der Skin-Effekt der Verbinder zwar den Widerstand von HF-Litze, jedoch in geringerem Maße als der Skin-Effekt bei einem Vollleiter gleichen Querschnitts. Dieses Ergebnis ist plausibel, da HF-Litze mit großer Aderanzahl sonst keinen praktischen Vorteil bieten würde. Anschaulich macht dies der Vergleich einer HF-Litze mit zwei identischen, zylinderförmigen Verbindern mit einem Vollleiter gleichen Querschnitts. Der Widerstand des Vollleiters erhöht sich frequenzabhängig mit dem nach (3.46) berechneten Faktor F_S . Für den Verbinder gilt der Faktor F_V mit

$$F_V = \frac{\text{Var}(J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}) + E[J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}]^2}{E[J_{\vec{x}_a, \vec{x}_b}]^2} \stackrel{a=b}{=} \frac{\frac{\text{Var}(J)}{2} + E[J]^2}{E[J]^2} = \frac{1}{2} F_S + \frac{1}{2}, \quad (3.52)$$

der einen weniger steilen Verlauf besitzt. Dies ist auch in Abb. 3.9 dargestellt, wobei die Faktoren in Abhängigkeit des Verhältnisses aus Leiterradius und Skintiefe dargestellt sind, um Unabhängigkeit von konkreten Zahlenwerten zu wahren. HF-Litze kommt gerade dann zum Einsatz, wenn die Skintiefe $\delta = \sqrt{1/(\pi f \sigma \mu)}$

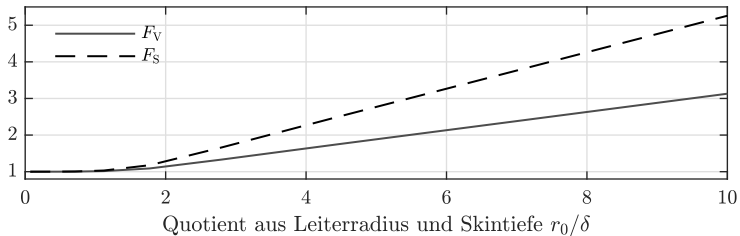


Abbildung 3.9: Vergleich der Faktoren, die die Widerstandserhöhung durch die Verbinder und durch den Skin-Effekt eines Vollleiters beschreiben.

deutlich kleiner als der Leiterdurchmesser eines vergleichbaren Vollleiters wäre. In Kap. 3.4.6 wird die Berechnung des Einflusses der Verbinder anhand eines Beispiels weiter erläutert.

3.4.4 Der Proximity-Effekt in zylinderförmigen Leitern

Der Proximity-Effekt beschreibt Wirbelströme im Inneren eines Leiters, die durch ein magnetisches Feld hervorgerufen werden, das durch Stromfluss in anderen Leitern erzeugt wird. Diese Wirbelströme verursachen zusätzliche Verluste und sind daher unerwünscht, sofern sie nicht gleichzeitig aufgrund der schirmenden Wirkung benötigt werden.

Bei der Untersuchung von HF-Litze wird häufig zwischen den verschiedenen Quellen der Verluste durch den Proximity-Effekt unterschieden. Da Litze aus vielen isolierten Einzeladern besteht, sorgt der Proximity-Effekt durch die gegenseitige Beeinflussung der Adern schon innerhalb der Litze für zusätzliche Verluste [99]. Dies wird als interner Proximity-Effekt bezeichnet [32] und basiert allein auf dem inneren Aufbau der Litze. Der externe Proximity-Effekt beschreibt hingegen die Beeinflussung durch magnetische Felder, die durch andere Windungen oder andere stromführende Komponenten hervorgerufen werden. Für eine Berechnung der Verluste aufgrund des externen Proximity-Effekts werden Informationen über die Anordnung der Windungen und weiterer magnetisch wirksamer Komponenten (bspw. Ferrit oder metallische Abschirmung) benötigt.

Aus dem Proximity-Effekt kann nur dann auf eine Widerstandserhöhung geschlossen werden, wenn die eindeutige Zuordnung zu einer Quelle (d.h. einem stromdurchflossenen Leiter) möglich ist. Bei der Betrachtung einer einzelnen, stromdurchflossenen Spule ist die Zuordnung möglich. Sämtliche Wirbelstromverluste in den Windungen oder anderen leitfähigen Teilen, die durch den Proximity-Effekt hervorgerufen werden, erhöhen den Widerstand dieser Spule. Liegt jedoch ein gekoppeltes System aus mehreren Spulen vor, so induzieren diese jeweils gegenseitig Wirbelströme in den Windungen und die Zuordnung einer Widerstandserhöhung ist nicht möglich.

Trifft ein mit der Kreisfrequenz ω oszillierendes magnetisches Feld der Amplitude \vec{H} senkrecht auf einen zylinderförmigen, in Richtung der z -Koordinate verlaufenden Leiter, so kann die resultierende Stromdichteverteilung innerhalb des Leiters berechnet werden (siehe dazu [101]). Aus der Poisson-Vektorpotentialgleichung des magnetischen Vektorpotentials [24]

$$\Delta \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (3.53)$$

lässt sich mit Hilfe von $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ und $\nabla \times \vec{E} = dB/dt$ die folgende Differentialgleichung in Zylinderkoordinaten aufstellen:

$$0 = \frac{\partial^2 \underline{A}_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \underline{A}_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \underline{A}_z}{\partial \phi^2} - j\omega\mu\sigma \underline{A}_z. \quad (3.54)$$

Dabei wird ausgenutzt, dass das Vektorpotential in Richtung der z -Koordinate nicht variiert. Eine Funktion für \underline{A}_z , die diese Gleichung erfüllt, kann mit den Besselfunktionen erster Art \mathcal{J}_0 und \mathcal{J}_1 formuliert werden. Nach weiteren Rechenschritten ergibt sich die Stromdichtefunktion in Abhängigkeit des magnetischen

Feldes² \hat{H} [105, 106]:

$$\hat{J}_z(r, \phi) = 2\hat{H}\alpha \frac{\mathcal{J}_1(\alpha r)}{\mathcal{J}_0(\alpha r_0)} \sin(\phi). \quad (3.55)$$

Die Verlustleistung eines Leiters der Länge l_0 kann durch Integration über das Leitervolumen bestimmt werden und beträgt [104]:

$$P_{\text{prox}} = \frac{1}{2\sigma} \int_0^{r_0} \int_0^{2\pi} |\hat{J}_z|^2 r \, dr \, d\phi = \text{Re} \left(\frac{2\pi \cdot l_0 \cdot \hat{H}^2}{\sigma} \frac{\alpha r_0 \mathcal{J}_1(\alpha r_0)}{\mathcal{J}_0(\alpha r_0)} \right). \quad (3.56)$$

Der Interne Proximity-Effekt bei ideal verdrehter HF-Litze

Da HF-Litze aus zahlreichen Einzeladern besteht, tritt der Proximity-Effekt bereits ohne Beeinflussung durch externe magnetische Felder auf, sofern die Litze Strom führt. Die Verluste in jeder Einzelader ergeben sich aus der Überlagerung der magnetischen Felder, die durch den Stromfluss in allen übrigen Adern erzeugt werden. Die Adern sind üblicherweise in mehreren Bündelebenen verdreht. Für die folgenden Berechnungen wird angenommen, dass jede Ader jede Position innerhalb des Querschnitts der Litze gleich oft einnimmt, die Aderanzahl groß genug und die Schlaglänge kurz im Vergleich zur Länge der Litze ist. Die Verdrehung wird in diesem Fall als ideal bezeichnet. Die Stromdichte ist über dem Querschnitt der Litze konstant. Dies kann auch angenommen werden, wenn nach Kap. 3.4.3 eine ungleiche Stromaufteilung unter den Adern berechnet wurde. Durch die Repositionierung ist die mittlere Stromdichte von einem beliebigen Bündel innerhalb der Litze in guter Näherung konstant.

Die magnetische Feldstärke, der eine Ader ausgesetzt ist, hängt von ihrer Position innerhalb der Litze ab. Hat die Litze eine runde Querschnittsfläche mit dem Durchmesser $2 \cdot r_N$ und wird von dem Strom $I_{z,N}$ durchflossen, dann beträgt die homogene Stromdichte

$$J_{z,\text{ideal}} = \frac{I_{z,N}}{\pi r_N^2}. \quad (3.57)$$

In einer Ader mit der radialen Position r induzieren nur die dichter am Zentrum der Litze positionierten Adern eine Spannung die zu Verlusten führt, da sich die Felder der weiter außerhalb liegenden Adern gegenseitig aufheben. Nach dem Gesetz von Biot-Savart [15] beträgt die auf die betrachtete Ader wirkende magnetische Feldstärke

$$H_\phi(r) = \frac{I_{z,N} \cdot r}{2\pi r_N^2}. \quad (3.58)$$

²Es hat sich in der Literatur etabliert, dazu die Amplitude und nicht den Effektivwert der magnetischen Feldstärke anzugeben [98, 99, 104].

Um mit (3.56) die Verluste aufgrund des internen Proximity-Effekts der gesamten Litze berechnen zu können, muss das Quadrat der mittleren Feldstärkeamplitude \hat{H}^2 ermittelt werden. Dies wird durch die Integration

$$\hat{H}^2 = \frac{2\pi}{\pi r_N^2} \int_0^{r_N} \sqrt{2} \cdot H_\phi^2(r) \cdot r \, dr = \frac{I_{z,N}^2}{4\pi^2 r_N^2} \quad (3.59)$$

bestimmt. Einsetzen in (3.56) ergibt:

$$P_{p,int} = \operatorname{Re} \left(\frac{I_{z,N}^2 R_{dc,N} N K_\Sigma}{2} \frac{\underline{\alpha} r_0 \mathcal{J}_1(\underline{\alpha} r_0)}{\mathcal{J}_0(\underline{\alpha} r_0)} \right). \quad (3.60)$$

Dabei ist $K_\Sigma = N \cdot r_0^2 / r_N^2$ das Verhältnis aus Kupferquerschnitt der Litze und dem Gesamtquerschnitt unter Einbezug der Isolation.

Der Externe Proximity-Effekt bei ideal verdrehter HF-Litze

Sofern induzierte Wirbelströme auch auf andere stromführende Leiter zurückzuführen sind, muss der externe Proximity-Effekt berücksichtigt werden. Die wirkende magnetische Feldstärke ist dabei die vektorielle Überlagerung aller magnetischen Felder des betrachteten Systems. Nur der senkrecht zum Verlauf der Litze wirkende Anteil ruft Verluste hervor.

Ist die betrachtete Litze in Form einer Spule gewickelt, so führt auch die gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Windungen zu Wirbelströmen. Der externe Proximity-Effekt ist somit schon bei einer einzelnen Spule nicht vernachlässigbar. Im Gegensatz zu den Berechnungen der vorherigen Abschnitte muss nun der dreidimensionale Verlauf der Litze im Raum berücksichtigt werden. Das wirkende magnetische Feld \hat{H}^2 kann im Fall einer einzelnen Luftspule ohne weitere magnetisch wirksame Komponenten noch analytisch berechnet werden [107], aber dies ist nur zu Zwecken der Verifikation hilfreich. In der Praxis werden Spulen mit Eisen- oder Ferritkernen genutzt und weitere Komponenten beeinflussen das magnetische Feld durch induzierte Ströme, sodass nur die numerische Simulation (z.B. durch FEM-Software) zur Bestimmung der Feldstärke infrage kommt.

Aufgrund der angenommenen idealen Verdrehung der Adern können die Verluste einer Einzelader berechnet und mit der Aderanzahl multipliziert werden. Allerdings ist das auf die Litze wirkende magnetische Feld in den meisten Anwendungen nicht homogen. Es muss also im Volumen der Litze abschnittsweise bestimmt werden. Dazu existieren bereits verschiedene Ansätze, wie das Bilden des quadratischen Mittelwerts des magnetischen Feldes im Volumen einer Windung [26] oder die Auswertung des magnetischen Feldes in zahlreichen Schnittbildern der Litze [105]. Liegen die Quellen externer magnetischer Felder weit entfernt von der betrachteten Windung (dies ist nur dann der Fall, wenn die Windungen nicht dicht gepackt sind), dann kann angenommen werden, dass das magnetische Feld über der Querschnittsfläche der Windung nur in vernachlässigbarem Maße variiert. In jedem Längenabschnitt kann die wirkende magnetische Feldstärke dann durch Auswertung des Mittelpunkts der Querschnittsfläche der Windung bestimmt werden, da dort das interne Feld gemäß (3.58) verschwindet [105].

Nachdem das über die Querschnittsfläche gemittelte und in einem Längenabschnitt Δl gültige magnetische Feld $\hat{H}_{\text{ext,mean},m}^2$ mit einem der genannten Ansätze ermittelt wurde, kann es für die Berechnung der Verluste durch den externen Proximity-Effekt mit

$$P_{\text{p,ext}} = \text{Re} \left(\frac{2\pi \cdot N \cdot \Delta l}{\sigma} \sum_{m=1}^{l_0/\Delta l} \hat{H}_{\text{ext,mean},m}^2 \frac{\alpha r_0 \mathcal{J}_1(\alpha r_0)}{\mathcal{J}_0(\alpha r_0)} \right) \quad (3.61)$$

genutzt werden. Dabei bezeichnet die Variable m den betreffenden Abschnitt.

3.4.5 Zusammenfassung der Wirbelstromverluste

Die Wirbelstromverluste in einer aus HF-Litze bestehenden Spule oder Kabelstrecke setzen sich aus den Anteilen verschiedener Effekte zusammen. Während der externe Proximity-Effekt die Bestimmung des magnetischen Feldes im Volumen der Litze und damit die Feldverteilung im dreidimensionalen Raum erfordert, wirken die übrigen Wirbelstromeffekte nur im Inneren. Sie sind nicht vom Verlauf der Litze im Raum abhängig und erhöhen die Verlustleistung proportional zum DC-Widerstand $R_{\text{dc},N}$ und dem Quadrat des Stroms I_z :

$$P_{\text{Litze}} = I_{z,N}^2 R_{\text{dc},N} \left(F_S + (F_V - 1) + \text{Re} \left(\frac{N K_\Sigma}{2} \frac{\alpha r_0 \mathcal{J}_1(\alpha r_0)}{\mathcal{J}_0(\alpha r_0)} \right) \right) + P_{\text{p,ext}}. \quad (3.62)$$

Dabei werden nur Wirbelstromverluste berücksichtigt, die durch induzierte Ströme innerhalb der betrachteten Litze auftreten. In benachbarten leitfähigen Komponenten können ebenfalls Wirbelströme induziert werden, die den messbaren ohmschen Widerstand der stromführenden Litze erhöhen. Auch Kernverluste müssen ausgeschlossen werden, wenn die Ergebnisse einer Widerstands- oder Leistungsmessung mit (3.62) verglichen werden sollen.

Einschränkungen der analytischen Berechnungsansätze

Die hergeleiteten Berechnungsansätze basieren auf zahlreichen Annahmen, die vor jeder Berechnung sorgfältig überprüft werden müssen. Die Verdrillung der Adern ist in der Praxis selbstverständlich nicht ideal, somit ist auch die magnetische Feldstärke, welche die Adern durchsetzt, nicht homogen. Magnetisch wirksame Materialien in der Umgebung können das Feld beeinflussen und dafür sorgen, dass die analytischen Ansätze ungültig sind. FEM-Simulationen können aufgrund der begrenzten Rechenleistung wiederum nicht zugleich die feinen Strukturen von Litze und den Aufbau einer Spule im dreidimensionalen Raum abbilden.

Bei bewusster Anwendung der Annahmen ist die dargestellte Vorgehensweise dennoch ein nützliches Hilfsmittel. Selbst wenn eine absolute Widerstandsrechnung nicht möglich ist, kann doch der Einfluss verschiedener Parameter auf die Verluste relativ untersucht und in die iterative Auslegung einbezogen werden. Für die systematische Entwicklung induktiver Energieübertragungssysteme reicht diese Betrachtung aus und wird in vergleichbarer Literatur ebenfalls verwendet [25,

26, 84]. Eine noch detailliertere Modellierung wäre aufgrund des Aufwands im Rahmen der Auslegung eines Gesamtsystems nicht verhältnismäßig. Spezialisierte Arbeiten bieten jedoch weiter verbesserte Modelle (siehe bspw. [105]).

3.4.6 Validierung der Widerstandsberechnung von HF-Litze

Für die Validierung der Berechnungsvorschriften wurde der frequenzabhängige Widerstand verschiedener Luftspulen gemessen, da diese die einfachste Anordnung zur Berechnung der Verluste durch den externen Proximity-Effekt darstellen³.

HF-Litze mit 7350 Adern

Die erste betrachtete Spule ist in Abb. 3.10 dargestellt. Sie besitzt 11 Windungen

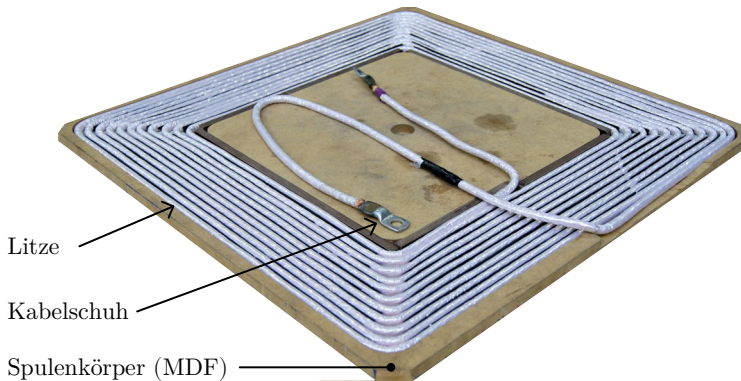


Abbildung 3.10: Fotografie einer Spule mit 11 Windungen und einer Kantenlänge von 61 cm, bestehend aus HF-Litze mit 7350 Adern und 0,071 mm Aderdurchmesser (siehe auch [26, 124]).

einer Litze mit 7350 Adern und dem Aderdurchmesser 0,071 mm. An den Enden befinden sich Kabelschuhe, die im Heißcrimpverfahren aufgebracht wurden. Innerhalb der Kabelschuhe sind die Adern der HF-Litze durch das Verdampfen der Isolationsschichten leitfähig verbunden. Sie werden in Stadionform gepresst, die durch die Darstellung in Abb. 3.11 angenähert werden kann (siehe dazu [26]). Frequenzabhängig ändert sich in Abb. 3.11 die Stromdichte in der Querschnittsfläche, wobei bei steigender Frequenz auch in der entgegengesetzten Richtung Strom fließt. Die große Aderanzahl dieser Litze führt zu einer vergleichsweise großen Querschnittsfläche. Dies verschafft dem Einfluss der Verbinder in der Widerstandsberechnung Relevanz. Die flache Stadionform besitzt jedoch insgesamt eine deutlich homogenere Stromdichteverteilung als ein Verbinder mit rundem Querschnitt gleicher

³Die beiden hierfür verwendeten Spulen dienen in dieser Arbeit nur der Verifizierung der Widerstandsberechnung. Sie sind nicht identisch mit den Spulen, die im weiteren Verlauf für den experimentellen Betrieb induktiver Ladesysteme verwendet werden.

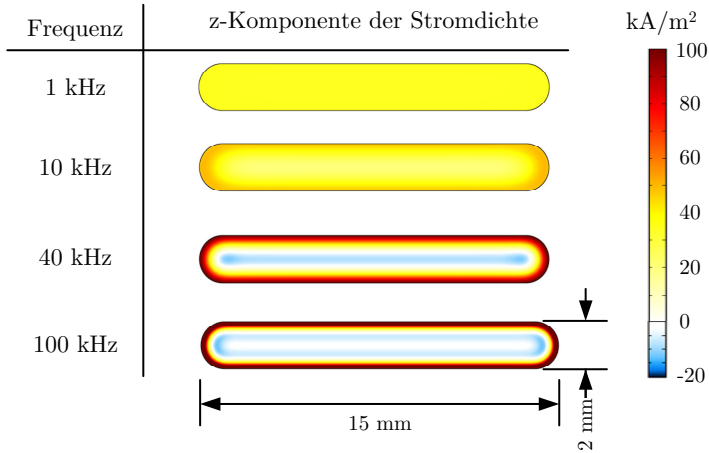


Abbildung 3.11: Darstellung der frequenzabhängigen Stromdichte in der Querschnittsfläche der verbundenen Adern der Litze im Kabelschuh. Die dargestellte Stromstärke beträgt 1 A.

Fläche.

Abb. 3.12 zeigt den resultierenden Widerstandsverlauf bei Einbezug aller beschriebenen Effekte. Der berechnete Widerstand setzt sich aus den einzelnen Anteilen durch Addition zusammen. Der Skin-Effekt der Einzeladern wurde mit dem DC-Widerstand zusammengefasst, hat aber in diesem Frequenzbereich keinen messbaren Einfluss. Da die Spule zugleich Quelle und Senke der induzierten Ströme ist, kann auch der externe Proximity-Effekt in eine Widerstandserhöhung umgerechnet werden. Die ermittelten Verluste wurden in Abb. 3.12 mit den Verlusten aufgrund des internen Proximity-Effekts zusammengefasst.

Es wird deutlich, dass die Widerstandsberechnung die in diesem Frequenzbereich wesentlichen Verlustmechanismen abbildet. Bis 1 kHz treten bei dieser Konfiguration der Litze keine messbaren Wirbelstromverluste auf. Der Einfluss der Verbinder dominiert den Widerstandsverlauf im Frequenzband bis 100 kHz, wobei eine Verdopplung des Widerstands bei 40 kHz erreicht wird. Bei höheren Frequenzen bestimmt der Proximity-Effekt maßgeblich den Verlauf.

Vergleich von HF-Litzen unterschiedlicher Aderzahl

Die zweite untersuchte HF-Litze besitzt 420 Adern mit dem Aderdurchmesser 0,1 mm, die an den Enden durch Lot verbunden und in eine Hülse gepresst wurden. Die Litze wurde zu einer einlagigen Luftspule mit 15 Windungen gewickelt. Der Kupferquerschnitt ist gegenüber der Litze mit 7350 Adern um den Faktor 8,8 kleiner. Die Verbinder beeinflussen den Widerstandsverlauf entsprechend in geringem Maße. Erst bei 137 kHz übersteigt der Anteil der Verbinder den DC-Widerstand (siehe Abb. 3.13). Da der Aderdurchmesser von Litze üblicherweise an die Be-

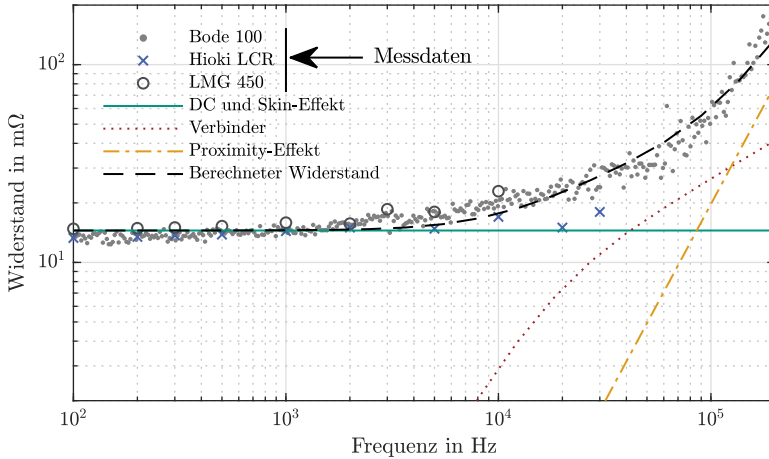


Abbildung 3.12: Zusammensetzung der frequenzabhängigen Widerstandsbe-
rechnung einer einzelnen Luftspule und Vergleich mit gemessenen Werten. Da die Reaktanz der Spule deutlich größer ist
als ihr Widerstand, sind die Widerstandswerte für den Mess-
bereich eigentlich zu klein. Die Toleranz führt zu Streuung.

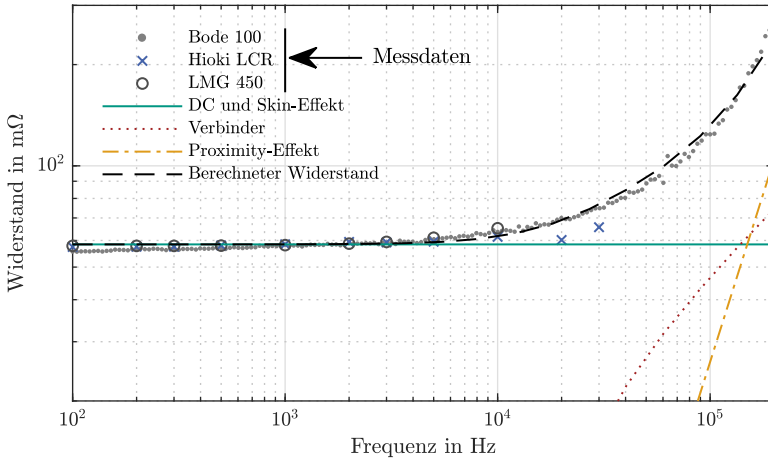


Abbildung 3.13: Frequenzabhängige Widerstandsbe-
rechnung einer einzelnen
Luftspule und Vergleich mit gemessenen Werten mit geringem
Einfluss der Verbinder.

triebsfrequenz angepasst und nicht unnötig klein gewählt wird, bekommt der Einfluss der Verbinder Relevanz, wenn die Aderanzahl groß ist. Mehrere Tausend Adern implizieren eine große Differenz zwischen den Kupferquerschnitt einer Einzelader und dem der Verbinder. In einem Frequenzband, in dem die Einzeladern noch eine nahezu homogene Stromdichte führen, ist die Stromdichteverteilung der Verbinder bereits inhomogen. In [102] wird eine Methode zur Reduzierung der so hervorgerufenen Verluste vorgestellt.

3.5 Konstruktion der Spulen

3.5.1 Überblick

Die theoretischen Überlegungen der vorherigen Abschnitte ermöglichen die Bewertung des HF-AC-Netzwerks eines induktiven Ladesystems. Sie bilden damit die Grundlage der Spulenkonstruktion. Unter Berücksichtigung der geometrischen Randbedingungen können die Spulenwicklungen und die magnetische Flussführung entworfen und angepasst werden, bis sie den gewünschten Anforderungen entsprechen.

In diesem Abschnitt werden Beispiele für die Umsetzung der in Kap. 2.2.4 beschriebenen Topologien vorgestellt. Die konstruierten Spulen dienen der Demonstration der mathematischen Konzepte. Da der Konstruktionsprozess der Spulengeometrien von den speziellen Anforderungen und Randbedingungen abhängig ist, kann er nicht allgemeingültig beschrieben werden. Anhand einer Auswahl von Abbildungen werden daher nur Ergebnisse der iterativen Auslegung dargestellt. Dabei beschränkt sich die Darstellung auf Simulationen der magnetischen Flussdichte innerhalb des Kernmaterials und der magnetischen Feldstärke im Bereich der Wicklungen. Es wird jeweils der in der Auslegung verwendete Nennbetriebspunkt vorausgesetzt. Die Auswahl dieser Ergebnisabbildungen ist in ihrer Bedeutung begründet. Die Sättigungsflussdichte des Kernmaterials darf nicht überschritten werden, um das magnetische Verhalten der Spulen als linear annehmen zu können. Die magnetische Feldstärke wird für die Berechnung der Wirbelstromverluste in Kap. 3.4 benötigt. Für die numerische Simulation magnetischer Felder im dreidimensionalen Raum kommt die Finite-Elemente-Methode zum Einsatz.

3.5.2 Anforderungen und Randbedingungen

In kurzer Zusammenfassung fordert die theoretische Analyse ein Spulensystem mit geringen Wicklungswiderständen und hoher magnetischer Kopplung. Dies ließe sich durch große Abmessungen der Spulen realisieren. In der Praxis existieren jedoch stets Randbedingungen, die einen indirekten Bezug zur induktiven Energieübertragung haben. Dazu gehören beispielsweise:

- Symmetrieanforderungen
- Positionierungshilfen
- Verfügbarer Bauraum

- Maßnahmen zum mechanischen Schutz der Komponenten
- Kosten und Verfügbarkeit der Komponenten
- Wärmeabfuhr

Da diese Anforderungen in Konflikt zu den theoretischen, elektrotechnischen Designrichtlinien stehen, muss in der Auslegung stets ein Kompromiss gefunden werden.

3.5.3 Dreidimensionale Modellierung und Simulation

Spulenkörper des induktiven Steckverbinders

Der Aufbau des Spulenkörpers und der magnetischen Flussführung orientiert sich stark an den äußeren Randbedingungen. Rotationssymmetrie und die Anforderung an das Volumen und die Höhe des Spulensystems führen bei Topologie 1, dem induktiven Steckverbinder, zu einem einheitlichen Design von Boden- und Fahrzeugspule mit einem möglichst flachen Ferritpiegel hinter den Wicklungen. Einteilige Schalenkerne in passender Form und Größe waren nicht verfügbar, daher wurde der in Abb. 3.14 dargestellte Spulenkörper entworfen. Er enthält Ferritkacheln und einen Ferrit-Toroid, deren Anordnung zwar keine geometrische Rotationssymmetrie aufweist, aber dennoch für eine vernachlässigbar kleine Veränderung der Induktivität bei Rotation sorgt. Der Spulenkörper wurde aus Kunststoff gefertigt. Um die mechanischen Anforderungen im Automobilbereich adäquat zu modellieren, beträgt die Wandstärke an jeder Stelle mindestens 3,5 mm.

FEM-Simulation des induktiven Steckverbinders

Für die Simulation magnetischer Felder müssen Komponenten, deren magnetische Eigenschaften sich nicht von denen der umgebenden Atmosphäre unterscheiden, nicht gesondert modelliert werden. Das FEM-Modell, dargestellt in Abb. 3.15 (a) und (b), beinhaltet daher nur den Ferrit und die Windungen. Zunächst werden Induktivitäten und Gegeninduktivität der Spulen ermittelt. Nach dem Durchflutungsgesetz ist dafür die Feldverteilung außerhalb der stromführenden Spulen relevant, während das Spulenninnere als Bereich homogener Stromdichte angenommen werden kann [105]. Als Ergebnis des Auslegungsprozesses besitzt die Wicklung 8 Windungen und eine Induktivität von $19,6 \mu\text{H}$. Der Koppelfaktor beträgt 75 %. Bei 88 kHz Nennfrequenz, einer Nennübertragungsleistung von 10,5 kW und der maximalen Batteriespannung von 415 V liegt die Zielinduktivität für den optimalen Wirkungsgrad nach (3.13) bei $19,2 \mu\text{H}$.

Die Untersuchung des Nennbetriebspunkts erfordert die Einbindung des FEM-Modells in ein einfaches elektrisches Netzwerkmodell. Abb. 3.15 (c) zeigt die magnetische Feldstärke bei Nennleistung und entsprechenden Spulenströmen im Bereich der Wicklungen. Diese Daten werden für die Berechnung des Wicklungswiderstands benötigt. Die eingesetzte HF-Litze besteht aus 7350 Adern⁴ mit dem

⁴Da die konstruierte Spule nicht nur simuliert, sondern auch gefertigt werden soll, orientiert sich die Auswahl der HF-Litze in diesem Fall am vorhandenen Lagerbestand.

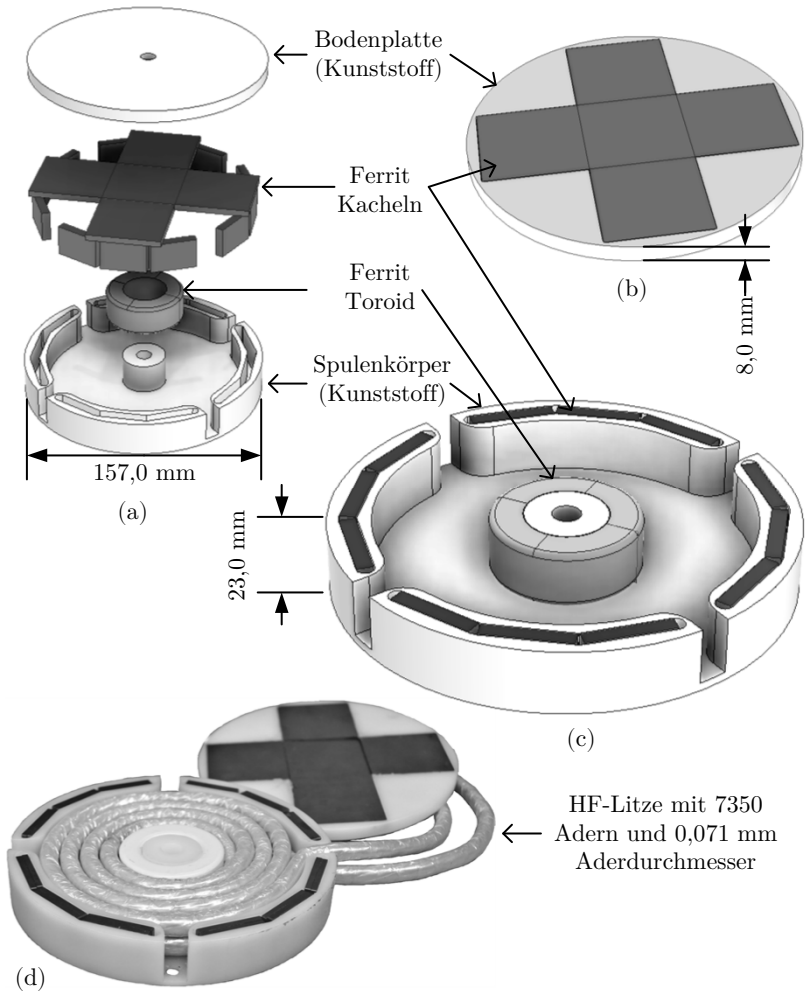


Abbildung 3.14: (a) Explosionszeichnung des gesamten Spulenkörpers mit Ferrit, jedoch ohne Wicklungen. (b) Bodenplatte mit Ferritkacheln als Flussführung hinter den Wicklungen. (c) Spulenkörper mit vertikal aufgestellten Ferritkacheln und dem mittig positionierten Ferrit-Toroid. (d) Fotografie der gefertigten Spule mit Wicklung.

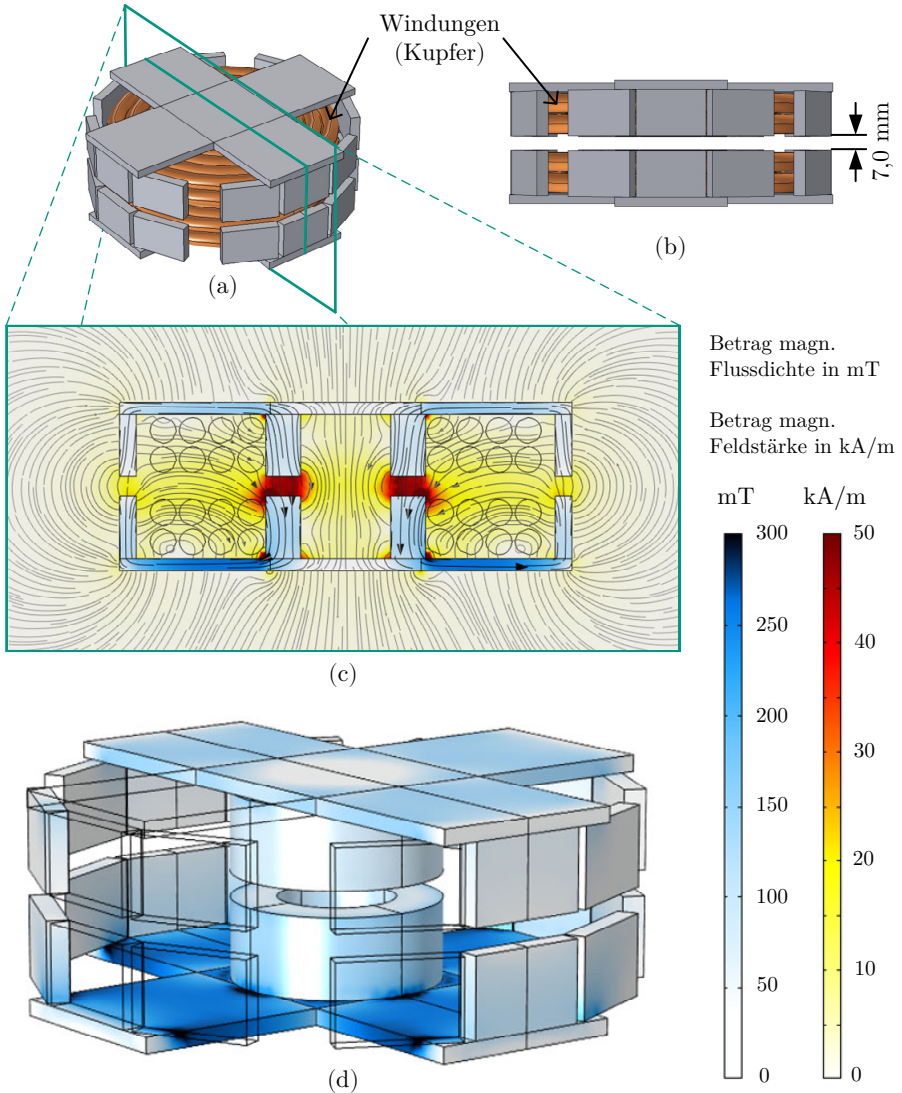


Abbildung 3.15: (a) 3D-Ansicht des FEM-Modells der Spulen für Topologie 1. (b) Seitliche Ansicht. (c) Schnittbild des Modells mit farblicher Darstellung des magnetischen Feldes, der magnetischen Flussdichte im Kernmaterial und der Feldlinien. (d) 3D-Ansicht der magnetischen Flussdichte an der Oberfläche der Ferritblöcke.

Aderdurchmesser 0,071 mm. In Abb. 3.15 (c) und (d) ist außerdem die magnetische Flussdichte an der Oberfläche und im Schnittbild des Ferritkerns sichtbar. Kritische Bereiche ergeben sich an den Kontaktstellen verschiedener Ferritblöcke und an den Innenkanten. Die Sättigungsflussdichte der Materials von 470 mH darf nicht überschritten werden.

Spulenkörper des DD-Spulensystems

Dieser Spulenkörper basiert auf den Ergebnissen der Auslegung eines zirkularen Spulensystems in [26]. Die Außenmaße und die Abschirmbleche wurden übernommen. Abgewandelt wurde die Positionierung der Ferritkacheln und die mechanische Führung der Windungen. In Abb. 3.16 ist eine 3D-Konstruktion der Spulenkörper abgebildet. Der Größenunterschied zwischen GA und VA sorgt für hohe Versatztoleranz. Es wird somit beabsichtigt, über einen weiten Versatzbereich geringe Änderungen des Koppelfaktors zu erzielen. Absolut betrachtet ist die magnetische Kopplung dadurch jedoch geringer, als bei einem Spulensatz mit ähnlicheren Maßen.

In Abb. 3.17 sind die gefertigten Spulenkörper mit den Wicklungen dargestellt. Die Wicklungen der Primärspule werden nicht abgedeckt und liegen offen auf dem Ferritspiegel⁵. Die Sekundärspule wird von unten durch ein Gitter gestützt, sodass Luftkühlung der Windungen möglich ist.

Für den inneren Aufbau der Windungen der Primärspule wurden zwei parallel verlaufende Litzleiter mit je 7350 Adern und dem Aderdurchmesser 0,071 mm gewählt⁶. Ein vergleichbares Design mit nur einem Leiter würde zusätzliche Maßnahmen zur Vermeidung von Teilentladungen⁷ an den Zuleitungen erfordern, da die auftretenden Spannungen dann um den Faktor 4 größer wären. Die beiden Teilwicklungen der DD-Spule sind in Reihe geschaltet und besitzen jeweils 3,5 Windungen.

Die DD-Sekundärspule wurde mit zweilagiger Wicklung entworfen. Die beiden Teilsulen besitzen je 9 Windungen. Für die Wicklungen wird ebenfalls Litze mit $7350 \times 0,071$ mm Aderdurchmesser verwendet.

FEM-Simulation des DD-Spulensystems

Die Windungen der DD-Spulen werden für die FEM-Simulation als homogenisierte Mehrfachwicklungen modelliert, um den Rechenaufwand zu reduzieren (siehe Abb. 3.18). Die Induktivität der Primärspule beträgt in der Simulation 17,8 μ H. Die Sekundärspule besitzt eine Induktivität von 46,0 μ H. Bei 85 kHz Nennfrequenz, einer Fahrzeugbatterie mit 345 V Minimalspannung, 55 A Maximalstrom und 21 % Koppelfaktor beträgt die Induktivität für den optimalen Wirkungsgrad nach (3.26) 45,3 μ H.

⁵Dies ist auch in der experimentellen Validierung möglich, da das Spulensystem als Demonstrator nur in geschützter Laborumgebung betrieben wird.

⁶Die Auswahl der HF-Litze orientierte sich, neben der Verlustberechnung, auch am vorhandenen Lagerbestand.

⁷Die gemessene TE-Einsatzspannung der verwendeten HF-Litze beträgt 1,4 kV. Bei zwei Litzleitern parallel beträgt die Maximalspannung im Betrieb etwa 1,1 kV (siehe Abb. 5.14).

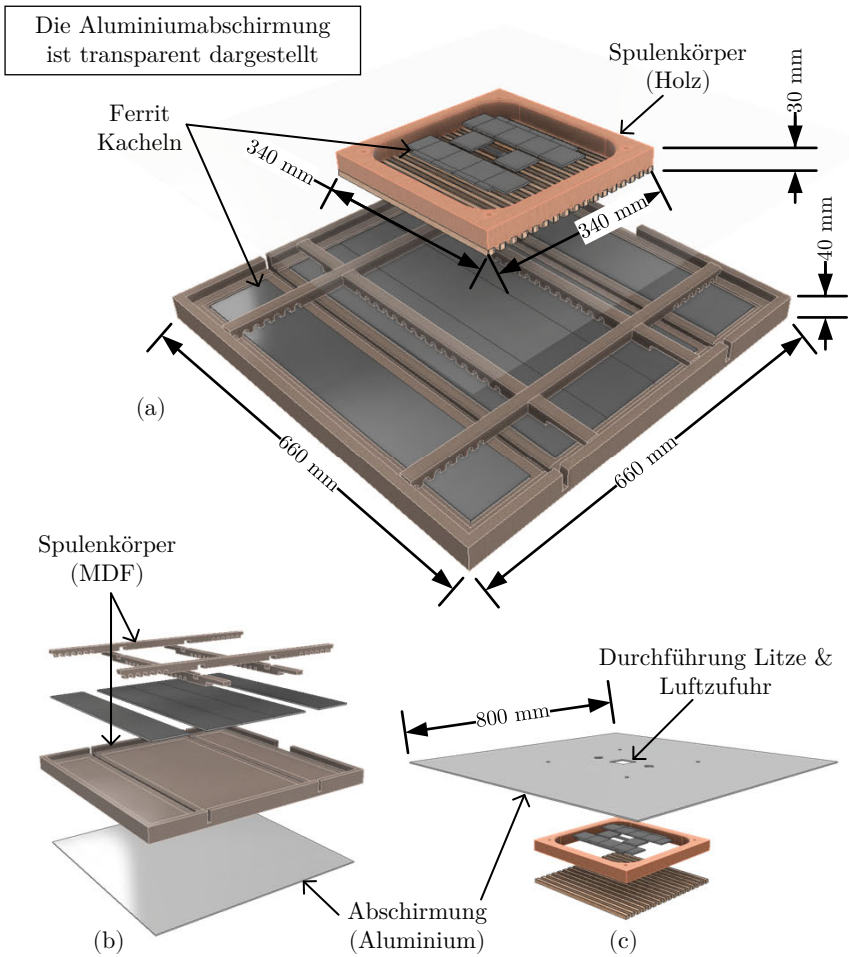


Abbildung 3.16: (a) CAD-Konstruktion der Spulenkörper mit Ferritspiegel und Abschirmungen. (b) Explosionszeichnung des GA-Spulenkörpers. (c) Explosionszeichnung des VA-Spulenkörpers. Die Aluminiumplatte besitzt Löcher für die Durchführung der Anschlüsse und für Luftzufuhr zur Kühlung der Wicklung.

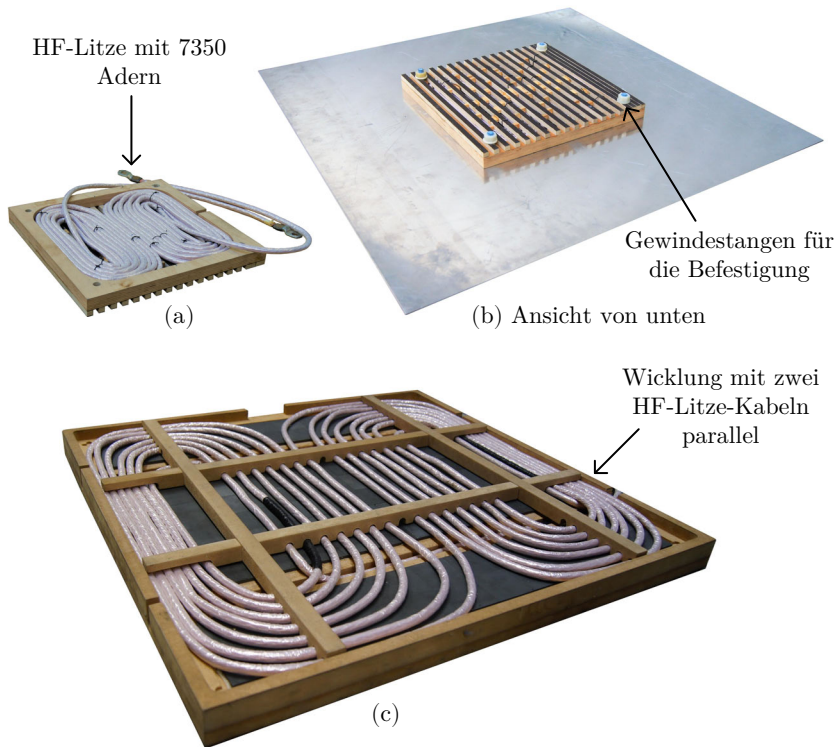


Abbildung 3.17: (a) Fotografie der Sekundärspule ohne Abschirmung und Ferrit. (b) Fotografie der Sekundärspule mit montiertem Aluminiumblech bei Ansicht von unten. (c) Fotografie der Primärspule. Die Querverstrebungen fixieren die Windungen.

Der Koppelfaktor ist in diesem Design positionsabhängig. Dem Anwendungsszenario entsprechend wird die horizontale Versatztoleranz gemäß SAE J2954 [16] berücksichtigt, aber kein vertikaler Versatz betrachtet. Der Koppelfaktor bewegt sich damit im Bereich 17,7 % bis 22,3 %.

Die abschirmenden Aluminiumbleche hinter beiden Spulen sind in Abb. 3.18 transparent dargestellt. Sie können in Form einer Impedanzrandbedingung an ihren Oberflächen modelliert werden, um zu vermeiden, dass sie aufgrund ihrer dünnen Struktur durch die finiten Elemente schlecht aufgelöst werden. Dabei wird ausgenutzt, dass Wechselstrom im relevanten Frequenzbereich 79 kHz bis 90 kHz aufgrund der geringen Skintiefe fast vollständig an der Oberfläche leitfähiger Komponenten fließt. Das Innere des Leiters (bzw. der Abschirmung) kann aus der Simulationsumgebung ausgeschlossen werden, während die Impedanzrandbedingung Stromfluss auf der Oberfläche entsprechend der Materialeigenschaften zulässt.

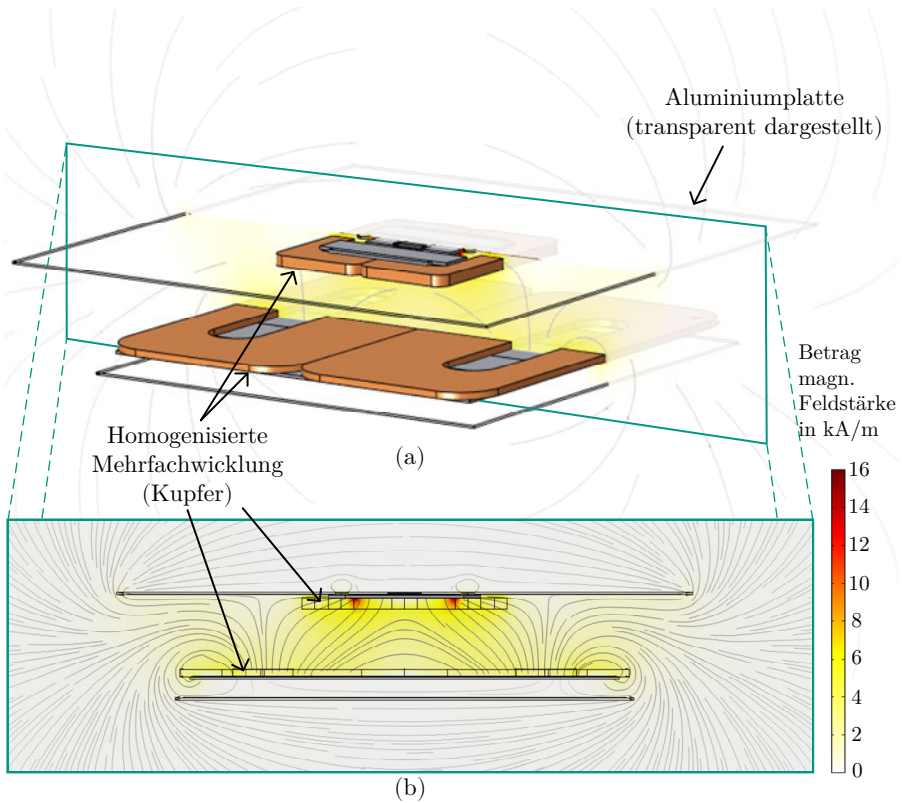


Abbildung 3.18: (a) Abbildung der Spulen, der Ferritspiegel und der Aluminiumschirme des DD-Spulensystems. In einer Schnittebene ist die magnetische Feldstärke farblich hervorgehoben. (b) Schnittbild des DD-Spulensystems mit Feldlinien und Darstellung der magnetischen Feldstärke.

In Abb. 3.18 (b) sind der Verlauf der Feldlinien und die magnetische Feldstärke dargestellt. Die Wirkung der Aluminiumbleche ist deutlich erkennbar. Die Ausparungen in der fahrzeugseitigen Abschirmung verschlechtern die Eigenschaften nur geringfügig.

An der Sekundärspule wurde nur wenig Ferrit eingesetzt, um den Bauraum klein zu halten. Dabei wird ausgenutzt, dass die DD-Spulen für die Flussführung nur eine Achse mit geringer Reluktanz benötigen. Durch die Simulation der magnetischen Flussdichte im Nennbetrieb kann geprüft werden, dass die Sättigungsflussdichte des Ferritmaterials von 520 mH nicht überschritten wird. Die Ergebnisse sind in Abb. 3.19 dargestellt. Falls die auftretende magnetische Flussdichte zu

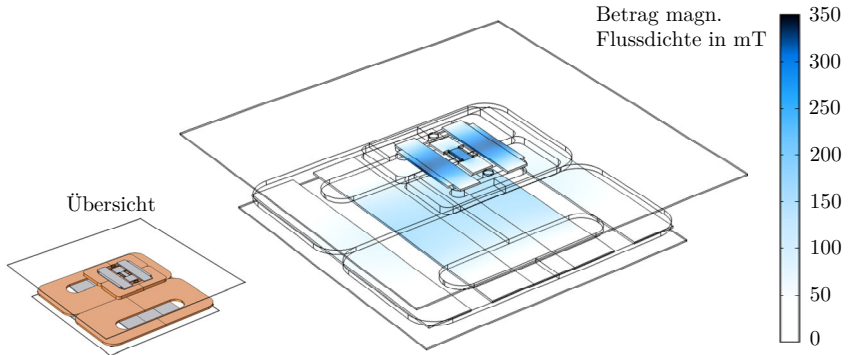


Abbildung 3.19: Darstellung der magnetischen Flussdichte an der Oberfläche der Ferritspiegel des DD-Spulensystems. Spulen und Aluminiumbleche sind transparent dargestellt.

hoch ist, kann diese durch das Einbringen definierter Luftspalte gesenkt werden [41].

3.6 Simulative Prüfung

Nach der Auslegung ist eine umfassende simulative Plausibilitätsprüfung der Ergebnisse notwendig. Die Komponenten müssen der elektrischen Belastung in allen Betriebspunkten standhalten. Unter Umständen müssen auch externe Anforderungen und Randbedingungen überprüft werden. Dies erfordert für die jeweilige Topologie zahlreiche spezifische Simulationen. Um den Schwerpunkt dieser Arbeit auf den mathematischen Zusammenhängen zu belassen, ist die Prüfung nicht Teil dieser Arbeit. Im Folgenden ist jedoch eine Auswahl relevanter Themen zusammengestellt:

- Induktivitäten und Gegeninduktivitäten der Spulen müssen durch FEM-Simulation in allen zulässigen Versatzpositionen bestimmt werden.
- Durch Schaltungssimulationen können die maximal auftretenden Spannungen und Ströme bei relevanten Betriebspunkten ermittelt werden. Dadurch ist es möglich, die Komponenten des HF-AC-Netzwerks und die leistungselektronischen Komponenten so zu dimensionieren, dass sie den Belastungen standhalten.
- Das Spulensystem befindet sich während eines realen Ladevorgangs unter dem Fahrzeug. Da der magnetische Fluss nicht vollständig innerhalb des Kerns geführt wird, wird auch die Umgebung von magnetischem Fluss durchsetzt. Es muss daher geprüft und mit den Anforderungen abgeglichen werden, in welchen Bereichen die Grenzwerte der magnetischen Flussdichte nach ICNIRP 1998 [42] und ICNIRP 2010 [43] überschritten werden. Für

Topologie 1 ist die Darstellung einer solchen Simulation in Kap. A.3 zu finden.

- Die Verluste des Ferritkerns und Wirbelstromverluste in angrenzenden leitfähigen Komponenten können bestimmt werden. Dies wird bspw. in [84] behandelt.
- Die Wärmeentwicklung durch Verluste innerhalb des Spulensystems muss untersucht werden, um die Kühlung auslegen zu können. Weiterführende Informationen dazu finden sich in [69].

3.7 Ergebnisse der Auslegung

In Tab. 3.1 sind die Ergebnisse der Auslegung und ein Vergleich der gemessenen und der simulierten Spulenparameter zu finden. Die Induktivitäten von Topologie 1 fallen in der Messung etwas geringer aus, da die Flussführung durch kleine Spalte zwischen den Ferritkacheln schlechter ist, als in der Simulation angenommen. Auch der Koppelfaktor ist dadurch geringer. Die Spalte kommen durch die fertigungsbedingte Toleranz der Maße der Ferritkacheln zustande. Bei diesem Design ist der Spulenabstand so klein, dass zusätzliche Spalte zwischen den Ferritkacheln noch einen nennenswerten Beitrag zum Luftspalt des Gesamtsystems liefern. Bei Topologie 2 stellt die homogenisierte Mehrfachwicklung eine sehr gute Approximation der VA-Spule dar, da die Windungen sehr dicht gepackt liegen. Bei der GA-Spule ist dies nicht der Fall (Vgl. Abb. 3.17 und Abb. 3.18), sodass eine größere prozentuale Abweichung zwischen Messung und Simulation der Induktivität auftritt.

Die Widerstandsmessung zeigt gute Übereinstimmung mit den simulierten Werten, wobei die Messungsgenauigkeit bei derartig kleinen Widerstandswerten und der großen Reaktanz der Spulen bei mehreren Milliohm liegt.

Tabelle 3.1: Ergebnisse der Auslegung des HF-AC-Netzwerks

Parameter	Topologie 1: Induktiver Steckverbinder		Topologie 2: DD-Spulensystem	
Nennübertragungsleistung	10,5 kW		20 kW	
Nennfrequenz	88 kHz		85 kHz	
	Simulation	Messung	Simulation	Messung
Induktivität L_1	19,6 μH	16,7 μH	17,8 μH	16,7 μH
Induktivität L_2	19,6 μH	16,9 μH	46,0 μH	46,8 μH
Koppelfaktor	75,0 %	72,2 %	17,7-22,3 %	19-21,9 %
Wicklungswiderstand R_1	9,7 m Ω	12,1 m Ω	6,2 m Ω	4,8 m Ω
Wicklungswiderstand R_2	9,7 m Ω	12,2 m Ω	22,5 m Ω	21,1 m Ω
Konstruktion				
Spulengeometrie	Zirkular		DoubleD	
Windungszahlen	je 8		3,5 (GA), 9 (VA)	
Flächenmaße GA-Spule	157 mm Durchmesser		660 mm \times 660 mm	
Flächenmaße VA-Spule	157 mm Durchmesser		340 mm \times 340 mm	
Höhe GA (inkl. Gehäuse)	31 mm		40 mm	
Höhe VA (inkl. Gehäuse)	31 mm		30 mm	
Bodenfreiheit	beliebig		150 mm	
Spulenabstand (Kupfer)	7 mm		100 mm	
Ferrit				
Permeabilitätszahl	2300 und ⁸ 3200		3200	
Sättigungsflussdichte	470 mH		520 mH	
HF-Litze				
Anzahl Adern GA	7350		2 \times 7350	
Anzahl Adern VA	7350		7350	
Aderdurchmesser	0,071 mm		0,071 mm	
Kompensation				
Schaltungsbezeichnung	LCC-N		LCC-S	
Induktivität L_s	11,9 μH		10,9 μH	
Parallelkapazität C_p	272,7 nF		321,4 nF	
Serienkapazität C_s	1200 nF		600 nF	
Sekundärkapazität C_2	entfällt		75,0 nF	

⁸Es wurden zwei verschiedene Materialien verwendet.

Kapitel 4

Betriebsstrategie

Für den Betrieb eines induktiven Ladesystems wird eine Strategie zur Regelung und simultanen Minimierung der Verluste benötigt. Regelungskonzepte für die induktive Energieübertragung sind zahlreich in der Literatur zu finden (beispielsweise [108–111]).

In diesem Kapitel liegt der Schwerpunkt auf der Bereitstellung mathematischer Methoden zur Implementierung einer Regelschleife, die weiches Schalten mit ZVS sicherstellt. Dazu gehören die ZVS-Zustandsberechnung und die zeitdiskrete Simulation eines Ladevorgangs. Zur weiteren Minimierung der Verluste wird versucht, die variable Betriebsfrequenz auf die Nennfrequenz zu regeln, um so den Leistungsfaktor am Wechselrichter zu maximieren. Die Regelung der Ladeleistung erfolgt in Anlehnung an bestehende Konzepte aus der Literatur. Sie wird benötigt, um einen Batterieladevorgang zu demonstrieren.

4.1 Vorüberlegungen

4.1.1 Anforderungen

Die Betriebsstrategie eines induktiven Ladesystems wird in dieser Arbeit anhand des Szenarios eines Batterieladevorgangs geprüft. Durch die SOC-abhängige Leerlaufspannung der Batterie kommt es im Betrieb zu einer fortwährenden Änderung des Arbeitspunktes (siehe Kap. 2.4). Um die geforderte Ladeleistung bereitzustellen, ist die Regelung der aktiven Komponenten notwendig. Zeitgleich werden innerhalb der verfügbaren Freiheitsgrade die Verluste minimiert.

Weiterhin wird angestrebt, den Ladevorgang mit einem einfachen Systemaufbau und möglichst wenigen Komponenten umzusetzen. Auf die Erfassung von Messwerten, insbesondere mit hoher Abtastrate und entsprechend aufwändiger Digitalisierung, wird verzichtet, soweit dies möglich ist. Auch wenn das Regelungskonzept zunächst simuliert wird, soll es auch experimentell mit der begrenzten Rechenleistung eines Embedded-Controllers umsetzbar sein (Siehe Kap. 5).

4.1.2 Abstraktion der Datenübertragung

Ein induktives Ladesystem erfordert auch die Übertragung von Daten zwischen den Steuerungseinheiten von GA und VA (siehe Abb. 2.1). In dieser Arbeit wird die Umsetzung der Datenübertragung nicht behandelt. Es wird bei der Entwicklung der Betriebsstrategie angenommen, dass die Datenübertragung ohne signifikante Latenz möglich ist. Das Steuergerät befindet sich dabei auf der Primärseite und benötigt von der Fahrzeugseite Angaben über Stromstärke und Spannung der Batterie in Echtzeit. Die Zyklendauer der Regelung beträgt 1 ms.

4.1.3 Regelungskonzept

Die Regelung des induktiven Energieübertragungssystems wird in diesem Konzept vollständig unter Nutzung der aktiven Komponenten auf der Primärseite ausgeführt. Mit der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung als netzseitigem Gleichrichter kann die Zwischenkreisspannung der Primärseite gesteuert werden. Die beiden Halbbrücken des HF-Wechselrichters können durch Schwenksteuerung eine in Frequenz und Effektivwert variable, rechteckförmige Ausgangsspannung erzeugen. Mit diesen Stellgrößen müssen durch das Regelungskonzept mehrere Ziele erfüllt werden:

- Die Ladeleistung muss auf den vom Fahrzeug vorgegebenen Wert geregelt werden. Da die Batterie eine Spannungsquelle ist, wird für den Batterieladevorgang in dieser Arbeit ein Ladestrom durch das BMS vorgegeben. Der Leistungsregler muss den gemessenen Ladestrom nachführen.
- Zur Minimierung der Schaltverluste muss der Arbeitspunkt ZVS ermöglichen. Dazu muss der Strom zum Schaltzeitpunkt der Halbbrücken bestimmt werden.
- Zur Minimierung der ohmschen Verluste muss der Leistungsfaktor des HF-AC-Netzwerks maximiert werden, indem die Betriebsfrequenz an die Nennfrequenz angeglichen wird.
- Beim Startvorgang des Ladesystems müssen hohe Einschaltströme und hartes Schalten vermieden werden. ZVS ist während des Einschaltvorgangs nicht aufgrund des Wirkungsgrads notwendig, da der Einschaltvorgang nicht lange andauert. Hartes Schalten kann durch elektromagnetische Störung jedoch zum Ausfall anderer Komponenten oder Geräte führen [112].

Für einen geschlossenen Regelkreis müssen somit der Ladestrom der Batterie und der Ausgangsstrom des HF-Wechselrichters bestimmt werden. Wie im weiteren Verlauf dieses Kapitels erläutert wird, ist die messtechnische Erfassung des ZVS-Zustands jedoch aufwändig und fehleranfällig, insbesondere wenn ZVS nicht vorliegt (siehe Kap. 4.2.3). In diesem Regelungskonzept wird daher auf die Erfassung von Messwerten aus dem HF-AC-Netzwerk verzichtet. Anhand von Parametern, die vom Steuergerät selbst vorgegeben werden, und von gemessenen Gleichgrößen, wird stattdessen die Berechnung relevanter Strom- und Spannungsverläufe durchgeführt.

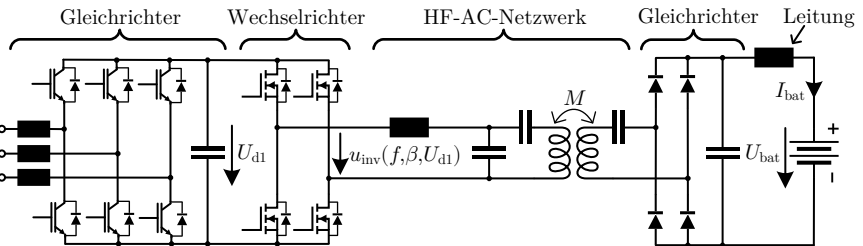
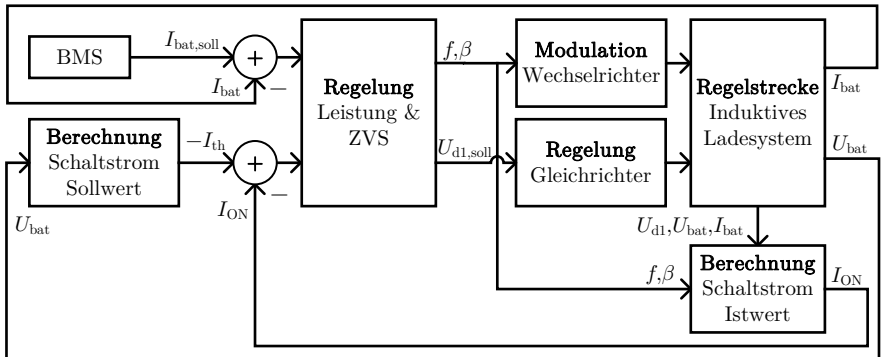


Abbildung 4.1: Übersicht des Regelungskonzepts und der dazu erhobenen Messwerte im Ersatzschaltbild des induktiven Ladesystems.

Eine Übersicht des Regelungskonzepts ist in Abb. 4.1 dargestellt. Dabei ist der Leistungsteil des induktiven Ladesystems die Regelstrecke. Dieser ist in Form eines Ersatzschaltbildes von Topologie 2 abgebildet, das Regelungskonzept ist jedoch für beide Topologien einsetzbar. Die Regelgrößen sind der gemessene Strom der Batterie I_{bat} und der berechnete Schaltstrom I_{ON} . Die Berechnung des Istwerts des Schaltstroms wird in Kap. 4.2.3 erklärt. Dabei wird ein positiver Nulldurchgang der Spannung betrachtet. Es folgt daraus, dass der nacheilende Strom zum Schaltzeitpunkt noch einen negativen Zahlenwert besitzen muss. Der Sollwert des Schaltstroms wird durch Umkehr des Vorzeichens mit (2.23) bestimmt und im Folgenden mit $-I_{\text{th}}$ bezeichnet.

Die Regler nutzen Messwerte der Zwischenkreisspannung U_{d1} , der Batteriespannung U_{bat} und des Batteriestroms I_{bat} , um die Ausgangsspannung des Wechselrichters u_{inv} als Zusammenführung der Stellgrößen f , β und U_{d1} zu beeinflussen. Zur Regelung der Zwischenkreisspannung U_{d1} benötigt die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung ebenfalls eine DC-Spannungsregelung mit unterlagerter AC-Stromregelung. Auch die messtechnische Erfassung der Netzströme und -spannungen ist dazu notwendig. Konzepte für die Regelung eines aktiven Gleichrichters sind unter anderem in [71, 113, 114] zu finden. Die Umsetzung im Rahmen des Versuchsaufbaus dieser Arbeit wird in Kap. A.1 beschrieben.

Der aktive Gleichrichter bietet einerseits, verglichen mit einer passiven Schaltung, den Vorteil geringer Netzzrückwirkungen. Die Zwischenkreisspannung durch die Einbindung in die übergeordnete Regelung anheben zu können ermöglicht es andererseits, das Einschaltverhalten und den Schaltzustand des HF-Wechselrichters zu beeinflussen. Diese Freiheitsgrade werden im Betrieb der hier behandelten Topologien genutzt. Es ist jedoch auch möglich, die Betriebsstrategie eines induktiven Ladesystems auf eine konstante DC-Zwischenkreisspannung und somit geringe Komplexität der Regelung aufzubauen.

4.2 Minimierung der Schaltverluste

Zur Minimierung der Schaltverluste bei variierenden Arbeitspunkten des Wechselrichters wird eine Regelschleife benötigt. Sie hat zum Ziel, ZVS durch Änderung der Schaltfrequenz sicherzustellen. Die Grenzstromstärke $-I_{th}$ gemäß (2.23) repräsentiert den Sollwert des Stroms zum Schaltzeitpunkt einer Halbbrücke (siehe Kap. 2.3.2). Der Istwert I_{ON} muss durch die Wechselrichterregelung an den Sollwert angepasst werden.

4.2.1 ZVS und LCC-Kompensation

In dem nach SAE J2954 [16] zugelassenen Frequenzband von 79 kHz bis 90 kHz sollte der Strom der Spannung nacheilen, damit ZVS möglich ist. Die Auslegung des Kompensationsnetzwerks in Kap. 3.2.2 und 3.3.2 stellt dies sicher und führt dazu, dass der Momentanwert des Stroms zum Schaltzeitpunkt bei Absenkung der Frequenz steigt. Dazu trägt die Phasenlage der Grundfrequenz, aber auch die dritte Harmonische des Stroms bei.

Der Schaltstrom wird mit I_{ON} bezeichnet und ist der Momentanwert des Wechselrichterausgangsstroms i_{inv} zum Zeitpunkt einer Schalthandlung. Anhand des in Abb. 4.2 gezeigten Ersatzschaltbildes können die Schalthandlungen des Wechselrichters untersucht werden. Es beinhaltet den HF-Wechselrichter mit der Zwi-

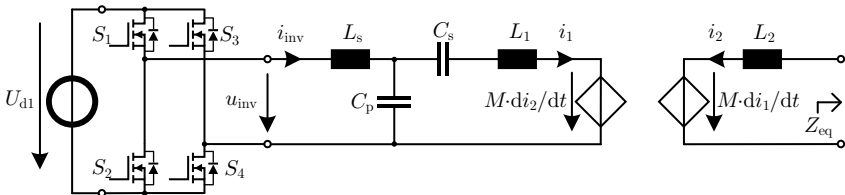


Abbildung 4.2: Verlustloses Ersatzschaltbild für die Simulation verschiedener Schalthandlungen des HF-Wechselrichters.

schkreisspannung U_{d1} und das HF-AC-Netzwerk. Um Unabhängigkeit von der konkreten Topologie zu wahren, ist das Lastnetzwerk nicht spezifiziert.

In Abb. 4.3 sind die Verläufe von u_{inv} und i_{inv} bei verschiedenen Betriebspunkten dargestellt. Innerhalb einer Schwingungsperiode treten vier Schalthandlungen auf.

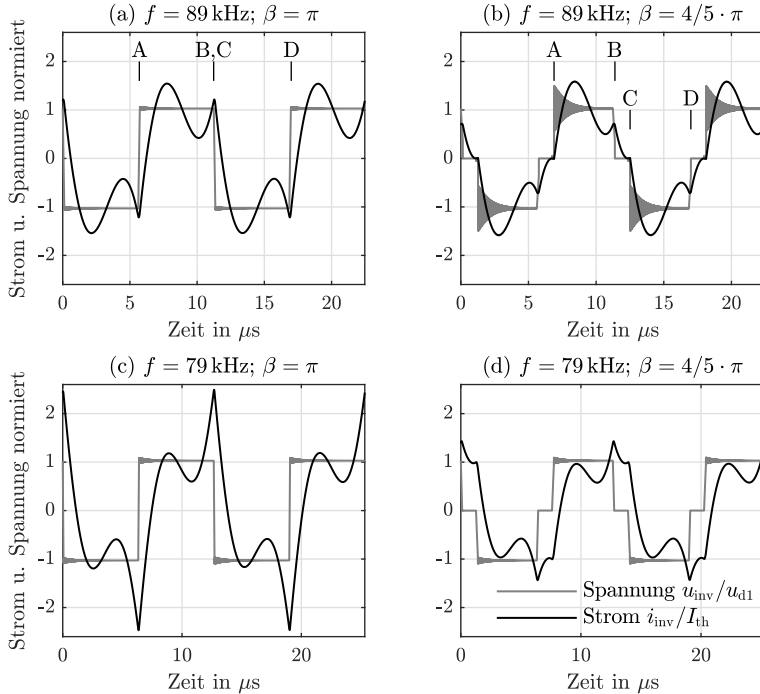


Abbildung 4.3: Simulierte Verläufe von Wechselrichterspannung und -strom bei Veränderung des Winkels β und der Frequenz.

Sie werden in Abb. 4.3 mit A bis D bezeichnet. Tab. 4.1 gibt die Zuordnung der Bezeichnungen zu den Schalthandlungen der MOSFETs aus Abb. 4.2 an. Bei stationärem Betrieb der Halbbrücken mit 50% Aussteuergrad sind die Verläufe der positiven und der negativen Halbschwingung identisch, sodass nur für die ZVS-Untersuchung nur A und B berücksichtigt werden müssen. In [111] wird zudem bewiesen, dass der Momentanwert des Stroms I_{ON} betragslich bei Schalthandlung B stets größer ist als bei Schalthandlung A. Daher werden alle Schalthandlungen mit ZVS ausgeführt, sofern die ZVS-Bedingung bei A erfüllt ist. Aufgrund des nacheilenden Stroms muss der Momentanwert $I_{ON,A}$ bei Schalthandlung A gemäß

$$I_{ON,A} \leq -I_{th} \quad (4.1)$$

einen negativen Wert besitzen (siehe Abb. 4.3 (a)). Dabei gilt $I_{th} > 0$ per Definition nach (2.23).

Der ideale ZVS-Betrieb liegt vor, wenn der Strom zum Schaltzeitpunkt in einem kleinen Intervall $\pm \Delta I_{db}$ um den Sollwert $-I_{th}$ liegt. Dies ist in Abb. 4.3 (a) bei Vollaussteuerung und der Schaltfrequenz 89 kHz der Fall. Die Verschiebung der Schaltzeitpunkte durch Änderung des Schwenksteuerungswinkels β (siehe Abb.

Tabelle 4.1: Schalthandlungen des Wechselrichters in Abb. 4.2 und Abb. 4.3

Bezeichnung	Schalthandlungen	
A	S_3 aus	S_4 ein
B	S_1 aus	S_2 ein
C	S_4 aus	S_3 ein
D	S_2 aus	S_1 ein

2.8), beispielsweise zur Regelung der Übertragungsleistung, hebt den ZVS-Zustand jedoch auf, was an der überschwingenden Spannung u_{inv} in Abb. 4.3 (b) sichtbar wird. Durch Absenkung der Frequenz kann der ZVS-Zustand erneut erreicht werden, wobei die Beeinflussung der Übertragungsleistung in Abb. 4.3 (d) abgefangen werden muss. In Abb. 4.3 (c) liegt ZVS vor, jedoch mit einem hohen Spitzenstrom und einer größer als notwendigen Phasendifferenz zwischen Strom und Spannung, weshalb dieser Arbeitspunkt ebenfalls nicht den optimalen Wirkungsgrad aufweist. Um die Phasendifferenz zu minimieren hat die ZVS-Regelung zum Ziel, den Schaltstrom $I_{ON,A}$ an den Sollwert $-I_{th}$ anzugleichen. Aus dem in Abb. 4.3 (c) dargestellten Zustand heraus muss die Frequenz entsprechend angehoben werden.

4.2.2 ZVS-Regelung

Der ZVS-Regler nutzt die Frequenz des Wechselrichters als Stellgröße. Jede Frequenzänderung wirkt wie ein Sprung auf den eingeschwungenen Zustand des AC-Netzwerks. Ein großer Frequenzsprung kann zu unzulässig hohen Stromspitzen führen, daher wird dieser Regler als Dreipunktregler mit einer festen Frequenzänderung Δf realisiert [111, 115]. Der Wirkungsplan ist in Abb. 4.4 dargestellt. Um zu verhindern, dass die Frequenz sich kontinuierlich bei kleiner Regeldifferenz

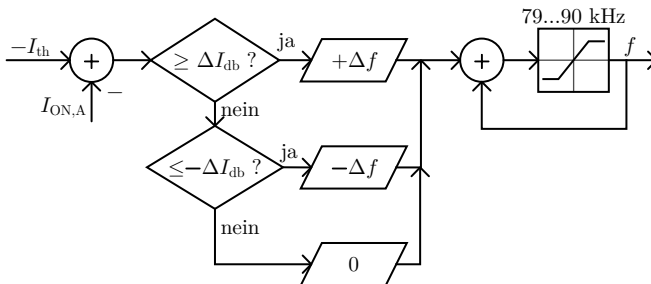


Abbildung 4.4: Wirkungsplan des Dreipunktreglers zur Steuerung der Frequenz, mit dem der ZVS-Zustand nachgeführt wird.

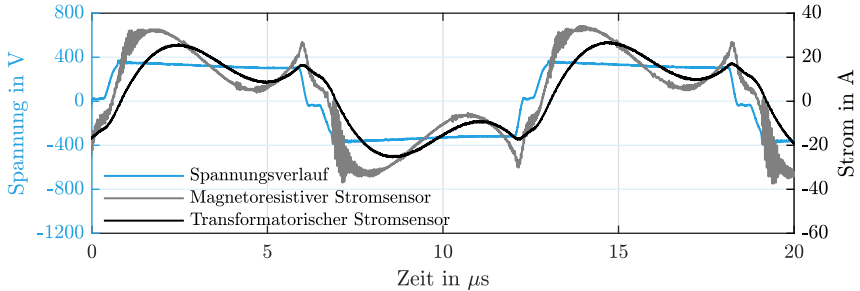


Abbildung 4.5: Vergleich der Verläufe des Wechselrichterausgangsstroms bei Messung mit unterschiedlichen Stromsensoren.

verändert, wird die Abweichung von $-I_{th}$ um den Wert $\pm\Delta I_{db}$ akzeptiert. Ein Begrenzungsglied sorgt dafür, dass das gewünschte Frequenzband nicht verlassen wird.

Die Dynamik dieses Reglers ist gering, dies ist jedoch zur Vermeidung von Frequenzsprüngen notwendig. Im Normalbetrieb ändert sich der Arbeitspunkt der Batterie, und daraus folgend des Ladesystems, nur langsam. Bei Fehlerzuständen oder Lastsprüngen muss der ZVS-Regler nicht reagieren, da eine Frequenzänderung nicht zur Fehlerklärung beiträgt und die Abschaltung des Systems durch andere Mechanismen erfolgen muss.

4.2.3 Berechnung des Schaltstroms

Um den ZVS-Regler gemäß Abb. 4.4 betreiben zu können, muss der Schaltstrom $I_{ON,A}$ bestimmt werden. Wie in Abb. 4.3 dargestellt, kann die Stromsteilheit zum Schaltzeitpunkt der MOSFETs jedoch sehr groß sein. Dies erschwert eine Messung mit hoher Genauigkeit. Messtechnische Lösungen erfordern entweder eine hohe Abtastrate oder die Synchronisierung der Analog-Digital-Wandlung mit den Schaltzeitpunkten. Selbst wenn diese Synchronisierung gegeben ist, hängt die Strommessung jedoch von weiteren Faktoren ab. In Abb. 4.5 ist der Vergleich zwischen den gemessenen Verläufen zweier Stromsensoren dargestellt. Der transformatorische Stromwandler gibt den erwarteten Stromverlauf wieder. Lediglich zu den Schaltzeitpunkten sorgt das begrenzte Frequenzband für eine reduzierte Steilheit der Stromflanken. Dieser Wandler ist aufgrund seiner Größe, seines Gewichts und der Beschaffungskosten jedoch nur für Laboranwendungen geeignet und könnte in einem Serienprodukt nicht zum Einsatz kommen. Der deutlich kompaktere magnetoresistive Sensor liefert einen völlig anderen Stromverlauf. Seine Bandbreite ist größer, sodass die Harmonischen stärker ausgeprägt sichtbar sind. Die Messung ist jedoch von einer Störung überlagert, die von den Schalthandlungen der MOSFETs ausgeht und in diesem Aufbau nicht abgeschirmt werden kann, da der Stromsensor den Stromfluss durch die MOSFETs darstellen soll. In Abb. 4.5 liegt dabei ZVS vor, während bei hartem Schalten noch größere Störeinflüsse auf-

treten würden. Dies erschwert die Messung des Stroms zum Schaltzeitpunkt. Für die Implementierung der ZVS-Regelung in dieser Arbeit wurde daher eine Alternative zur Messung des Schaltstroms untersucht.

Ein mögliches Verfahren ist die Berechnung des Schaltstroms auf Basis von gemessenen DC-Größen [116]. Diese können mit einer Abtastrate gemessen werden, die kleiner ist als die Schaltfrequenz. Die Berechnung des Schaltstroms zur Einbindung in die ZVS-Regelung wird daher weiter verfolgt.

Das Ersatzschaltbild in Abb. 4.2 kann zur Visualisierung der notwendigen Daten genutzt werden. Die Zwischenkreisspannung U_{d1} wird messtechnisch erfasst. Strom und Spannung der Batterie müssen ebenfalls gemessen werden, um die äquivalente Lastimpedanz Z_{eq} zu bestimmen. Im Betrieb gibt das GA-Steuergerät die Frequenz und die Phasenlage β der Halbbrücken des Wechselrichters vor. Diese Größen sind somit bekannt. Zusätzlich müssen die Bauteilwerte aller Komponenten des HF-AC-Netzwerks vorliegen. In [111] wird gezeigt, dass der vollständige Stromverlauf $i_{inv}(t)$ bei primärseitiger LCC-Kompensation berechnet werden kann, indem die Anteile der Harmonischen bis zur dritten Ordnung summiert werden. Für die Regelung ist jedoch die Berechnung des Werts $I_{ON,A}$ ausreichend. An dieser Stelle werden daher nur die wichtigsten Gleichungen zur Berechnung des Schaltstroms wiedergegeben. Die vollständige Herleitung und die mathematische Beschreibung des Stromverlaufs können in [111] nachgeschlagen werden.

Per Definition wird festgelegt, dass Schalthandlung A den Beginn des periodischen Verlaufs von $i_{inv}(t)$ markiert. Daraus folgt der betrachtete Zeitpunkt $t_A = 0$. Zunächst müssen Betrag und Phase der Harmonischen der Wechselrichterausgangsspannung bestimmt werden. Mit Berechnung der Fourierkoeffizienten $a_{u_{inv},n}$ und $b_{u_{inv},n}$ der Spannung $u_{inv}(t)$ ergibt sich:

$$|U_{inv,n}| = \sqrt{\frac{a_{u_{inv},n}^2 + b_{u_{inv},n}^2}{2}} = \frac{\sqrt{8}}{n \cdot \pi} U_{d1,A} \cdot \left| \sin\left(n \cdot \frac{\beta}{2}\right) \right| \quad (4.2)$$

$$\phi_n = \arctan\left(\frac{a_{u_{inv},n}}{b_{u_{inv},n}}\right) = \arctan\left(\frac{\sin(n \cdot \beta)}{1 - \cos(n \cdot \beta)}\right). \quad (4.3)$$

Dabei ist n die Ordnung der Harmonischen. Die Spannung über der in Abb. 4.2 eingezeichneten Parallelkapazität C_p beträgt

$$\underline{U}_{C_p,n} = |U_{inv,n}| \frac{\underline{Z}_{C_p,n}}{\underline{Z}_{C_p,n} + j\omega n L_s}. \quad (4.4)$$

Die Hilfsimpedanz $\underline{Z}_{C_p,n}$ ist bei Betrachtung der Grundschwingung durch

$$\underline{Z}_{C_p,1} = \left(j\omega C_p + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_s} + j\omega L_1 + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_2 + \underline{Z}_{eq}}} \right)^{-1} \quad (4.5)$$

gegeben, wobei \underline{Z}_{eq} die AC-Lastimpedanz \underline{Z}_L und, sofern vorhanden, die Impedanz der sekundärseitigen Kompensationskapazität enthält. Für höhere Harmonische bildet die Primärspule eine hohe Impedanz in der Parallelschaltung, sodass

die Näherung

$$\underline{Z}_{C_p, n \neq 1} \approx \frac{1}{jn\omega C_p} \quad (4.6)$$

genutzt werden kann¹.

Der gesuchte Schaltstrom wird mit

$$I_{ON,A} = \sqrt{2} \cdot \sum_{n=1}^3 \left[\frac{\text{Real}(U_{C_p,n})}{n\omega L_s} \cos(\phi_n) - \frac{\text{Imag}(U_{C_p,n})}{n\omega L_s} \sin(\phi_n) \right] + d_0 \quad (4.7)$$

berechnet, wobei der zusätzliche Summand d_0 notwendig ist, um die Randbedingungen des abschnittsweise definierten Stromverlaufs von $i_{inv}(t)$ zu erfüllen [111]. Er wird durch

$$d_0 = -\frac{U_{d1,A}}{\omega L_s} \cdot \frac{\beta}{2} \quad (4.8)$$

bestimmt.

Genauigkeit und Sensitivität des Verfahrens

Die Nutzbarkeit der Stromberechnung als Teil der ZVS-Regelschleife in der Praxis hängt davon ab, ob die berechneten Werte ausreichend genau sind und wie sich fehlerhafte Parameter auswirken. Der induktive Steckverbinder arbeitet mit fester Positionierung und einem invarianten Koppelfaktor. Dadurch eignet er sich prinzipiell gut für das Berechnungsverfahren. Das DD-Spulensystem hingegen lässt aufgrund des möglichen Versatzes einen Bereich des Koppelfaktors zu. Der exakte Wert ist dem Steuergerät nicht bekannt, daher muss das Verfahren auch bei leichter Abweichung plausible Ergebnisse liefern.

Die Bauteilwerte des HF-AC-Netzwerks werden grundsätzlich als bekannt vorausgesetzt. Dennoch muss berücksichtigt werden, dass die in der Berechnung angenommenen Werte, beispielsweise durch Alterung der Kondensatoren oder Beeinflussung des magnetischen Flusses von Induktivitäten, möglicherweise nicht der Realität entsprechen [117]. Anhand des Vergleichs mit einer Schaltungssimulation wird daher in Abb. 4.6 der Einfluss verschiedener Parameter untersucht. Dabei wird der vollständige Stromverlauf des DD-Spulensystems berechnet, da dies die Darstellung aller relevanter Parameter ermöglicht.

Der berechnete Verlauf mit höchster Farbdeckung zeigt zunächst die gute Übereinstimmung mit dem Stromverlauf der Schaltungssimulation bei Nutzung der korrekten Parameter. Die kreisförmige Markierung deutet dabei den berechneten und für die Regelung relevanten Schaltstrom $I_{ON,A}$ in der Flanke des Stromverlaufs an. Abweichende Werte des Koppelfaktors im Bereich 19 % bis 24 % sind in Abb. 4.6 (a) durch unterschiedliche Farbschattierungen dargestellt. Es zeigt sich, dass

¹Für die Berechnung ist dabei nur die dritte Ordnung relevant, da höhere Harmonische vernachlässigbar sind und geradzahlige Harmonische aufgrund der Symmetrie entfallen.

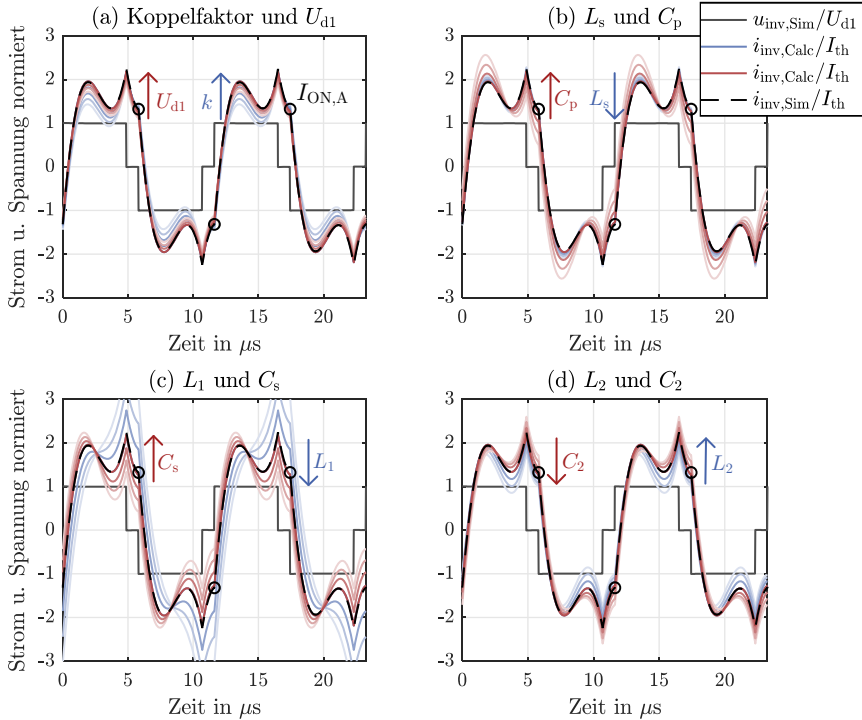


Abbildung 4.6: Vergleich des simulierten Stromverlaufs $i_{\text{inv,Sim}}$ mit der Stromberechnung unter Einbezug der Sensitivität für fehlerhaft bestimmte Parameter.

ein abweichender Koppelfaktor zwar zu einer fehlerhaften Berechnung des Stromverlaufs führt, der relevante Schaltstrom aber davon nur geringfügig abhängig ist. Der Koppelfaktor beeinflusst nur den Grundschwungsanteil des Stromverlaufs, und dieser ist zum Schaltzeitpunkt in der Nähe seines Nulldurchgangs². Die dritte Harmonische wird unabhängig vom Koppelfaktor korrekt berechnet. Daher führt es zu ausreichender Genauigkeit, dem Steuergerät einen Mittelwert des erwarteten Koppelfaktorbereichs vorzugeben.

Der Einfluss der übrigen Parameter ist in Abb. 4.6 durch abnehmende Farbdeckung bei Abweichung um jeweils 0 % bis 16 % vom Wert der Schaltungssimulation dargestellt. Dabei ist das Vorzeichen der Abweichung jeweils so gewählt, dass die Darstellung in Abb. 4.6 übersichtlich bleibt. Die Zwischenkreisspannung der Primärseite U_{d1} , die Kompensationsinduktivität L_s und die Induktivität der Se-

²Aufgrund der Auslegung des LCC-Netzwerks nach Kap. 3.3.2 gilt dies auch, wenn die Frequenz vom Nennwert abweicht, da die Phasenlage an der Bifurkationsgrenze einen Sattelpunkt besitzt (siehe Abb. 3.7).

kundärspule L_2 zeigen wenig Einfluss auf die Stromberechnung. Größeren Einfluss haben die Kapazitäten C_p , C_s auf der Primärseite und C_2 auf der Sekundärseite. Diese Parameter müssen mit maximal 4% Toleranz bekannt sein, um eine fehlerhafte Berechnung zu vermeiden. Den größten Fehler in der Berechnung verursacht jedoch die Abweichung der Induktivität der Primärspule L_1 , sodass hier eine Toleranz von maximal 2% vorliegen sollte.

Die Auswirkungen einer fehlerhaften Berechnung der äquivalenten Lastimpedanz werden in den folgenden Abschnitten behandelt.

Strom- und Spannungsverläufe des HF-Gleichrichters

Ein weiterer für die Stromberechnung relevanter Parameter ist die äquivalente AC-Impedanz des Lastnetzwerks, bestehend aus dem HF-Diodengleichrichter und der Batterie. Neben Messfehlern bei der Bestimmung von Batteriestrom und -spannung muss berücksichtigt werden, dass der Eingangsstrom des Gleichrichters von einem sinusförmigen Verlauf abweichen kann und Lückbetrieb möglich ist.

In Veröffentlichungen zu induktiven Energieübertragungssystemen wird üblicherweise die in [29] vorgestellte Näherung des äquivalenten AC-Widerstands (3.1) genutzt. Diese nimmt an, dass der Grundschwingsanteil des Eingangsstroms des Gleichrichters $I_{\text{rec},1} = \pi/\sqrt{8} \cdot I_{d2}$ beträgt und in Phase mit der Eingangsspannung ist. Nähert sich der Arbeitspunkt des Gleichrichters jedoch dem Lückbetrieb, dann ist diese Annahme nicht mehr gültig. Abb. 4.7 zeigt beispielhaft die Verläufe von Strom und Spannung an der Grenze des Lückbetriebs bei einem Gleichrichter gemäß Abb. 4.8. Der Stromverlauf ist nicht sinusförmig. Daher weicht die durch

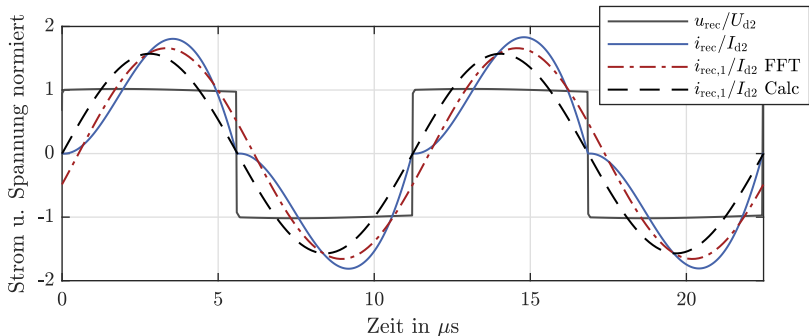


Abbildung 4.7: Vergleich der Grundschwungung des simulierten Stromverlaufs mit dem berechneten Verlauf auf der AC-Seite eines HF-Gleichrichters an der Lückbetriebsgrenze. Die dargestellten Größen sind im Ersatzschaltbild Abb. 4.8 eingezeichnet.

schnelle Fourier-Transformation (FFT) bestimmte Grundschwungung in Amplitude und Phasenlage von der nach [29] berechneten Grundschwungung (Calc) ab. Die Berechnung eines äquivalenten AC-Widerstands ist in diesem Betriebspunkt

somit fehlerhaft. Für die ZVS-Regelung muss eine äquivalente AC-Impedanz bestimmt werden, wobei weiterhin neben den DC-Größen I_{bat} , U_{bat} und U_{d1} keine Messwerte zur Verfügung stehen. Der folgende Abschnitt behandelt die Herleitung dieser Impedanz.

4.3 Erweiterte Berechnung der Lastimpedanz

Eine präzise Bestimmung der äquivalenten AC-Impedanz der Last ermöglicht auch eine präzise Berechnung des Schaltstroms. Daher wird die Berechnung der AC-Impedanz im Folgenden für beide betrachteten Topologien hergeleitet. Die Vorgehensweise besteht dabei aus der Berechnung der zeitlichen Verläufe von Strom und Spannung auf der AC-Seite des Gleichrichters. Daraus können die Fourierkoeffizienten der Grundschwingungen und somit die komplexen Grundschwingungseffektivwerte bestimmt werden. Die resultierenden Berechnungsvorschriften der äquivalenten AC-Impedanz müssen einfach genug sein, um sie auf einem Steuergerät zu implementieren und in Echtzeit berechnen zu lassen.

4.3.1 Verläufe im Zeitbereich bei LCC-N Kompensation

Die äquivalente AC-Impedanz der Last bei LCC-N Kompensation wird unter Vernachlässigung der Spulenverluste berechnet. Abb. 4.8 zeigt den dafür relevanten Ausschnitt der Schaltung als Ersatzschaltbild im Zeitbereich. Spannung und

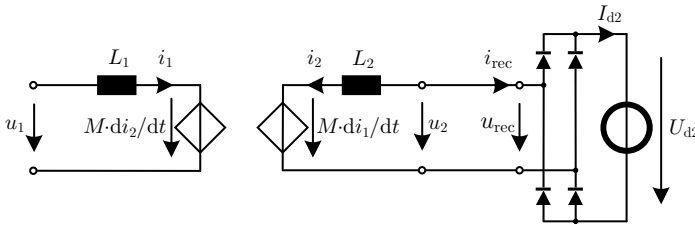


Abbildung 4.8: Ersatzschaltbild des Spulensystems und des Gleichrichters ohne Kompensation der Sekundärseite.

Strom auf der DC-Seite des Gleichrichters werden als ideal geglättet angenommen. Die zeitlichen Verläufe von i_{rec} und u_{rec} müssen bestimmt werden, wobei ohne Kompensation auf der Sekundärseite $u_{\text{rec}} = u_2$ und $i_{\text{rec}} = -i_2$ gilt. Die gesuchte äquivalente AC-Impedanz ist durch die Grundschwingungseffektivwerte mit

$$\underline{Z}_L = \frac{U_{\text{rec},1}}{I_{\text{rec},1}} \quad (4.9)$$

definiert.

Herleitung der Funktionen im Zeitbereich

Die Spannung der Primärspule ist bei Verwendung des LCC Kompensationsnetzwerks in guter Näherung sinusförmig, da dieses als schmalbandiges Filter wirkt [111, 118]. Der zeitliche Verlauf wird daher mit

$$u_1(t) = \hat{U}_1 \sin(\omega t + \lambda) \quad (4.10)$$

angesetzt³. Bekannt sind die aktuelle Betriebsfrequenz und die Parameter des Spulensystems. Der Arbeitspunkt der Batterie ist durch die Messwerte U_{d2} und I_{d2} gegeben.

Fließt Strom durch die Sekundärspule, dann sind jeweils zwei der Dioden leitfähig und die DC-Zwischenkreisspannung des Gleichrichters liegt auch an der Fahrzeugspule an. Somit können folgende Systemgleichungen aus Abb. 4.8 abgeleitet werden:

$$u_1(t) = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} + M \frac{di_2(t)}{dt} \quad (4.11)$$

$$u_2(t) = U_{d2} \cdot \text{sgn}(-i_2(t)) = M \frac{di_1(t)}{dt} + L_2 \frac{di_2(t)}{dt}. \quad (4.12)$$

Dabei bezeichnet $\text{sgn}()$ die Signumfunktion. Die Ströme und Spannungen haben einen periodisch wiederholenden Verlauf mit der Periodendauer T . Für die Analyse genügt es, eine Halbschwingung zu berechnen. Um die Gleichungen zu vereinfachen, wird im Folgenden nur die positive Halbschwingung von u_{rec} und i_{rec} betrachtet. Durch das Eliminieren von $di_1(t)/dt$ ergibt sich die Gleichung

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{L_1 U_{d2} - M \cdot \hat{U}_1 \sin(\omega t + \lambda)}{L_1 L_2 - M^2} \quad (4.13)$$

und durch Integration folgt daraus der Stromverlauf der Fahrzeugspule:

$$i_2(t) = \frac{1}{L_1 L_2 - M^2} \left(L_1 U_{d2} \cdot t + \frac{M}{\omega} \hat{U}_1 \cos(\omega t + \lambda) \right) + I_{\text{kon}}. \quad (4.14)$$

Der Beginn der betrachteten Halbschwingung wird per Definition durch den Nulldurchgang des Stroms zum Zeitpunkt $t_0 = 0$ festgelegt. Aus der Randbedingung $i_2(0) = 0$ folgt dann die Berechnung der Konstante

$$I_{\text{kon}} = \frac{-1}{L_1 L_2 - M^2} \cdot \frac{M}{\omega} \hat{U}_1 \cos(\lambda) \quad (4.15)$$

und somit der Stromverlauf:

$$i_{\text{rec}}(t) = -i_2(t) = -\frac{L_1 U_{d2} \cdot \omega t + M \hat{U}_1 (\cos(\omega t + \lambda) - \cos(\lambda))}{\omega (L_1 L_2 - M^2)}. \quad (4.16)$$

Um den Strom- und den Spannungsverlauf auf der AC-Seite des Gleichrichters anschaulich zu machen, sind diese in Abb. 4.9 beispielhaft dargestellt.

³Diese Annahme wurde durch eigene Schaltungssimulation bestätigt.

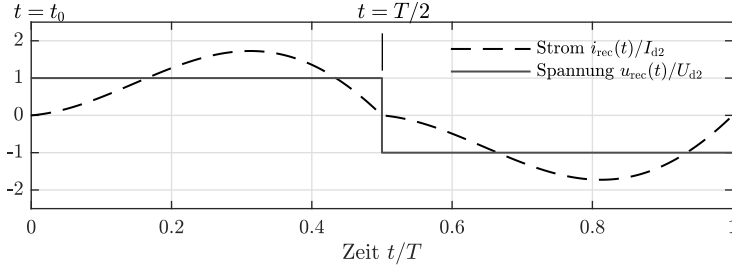


Abbildung 4.9: Berechnete Verläufe der Spannung und des Stroms am Eingang des Wechselrichters, falls kein Lückbetrieb vorliegt.

Für die weitere Analyse muss berücksichtigt werden, dass der Strom der Sekundärspule möglicherweise innerhalb jeder Halbschwingung ganz zum Erliegen kommt. Dies wird als Lückbetrieb bezeichnet und tritt auf, wenn die induzierte Spannung der Sekundärspule nach einem Nulldurchgang des Stroms i_2 noch nicht größer ist als die Zwischenkreisspannung U_{d2} . Die Dioden sperren in diesem Zustand. Da die Randbedingungen der Gleichungen für Spannungen und Ströme davon abhängen, ob Lückbetrieb vorliegt, muss dies zunächst ermittelt werden. An der Lückbetriebsgrenze besitzt der zeitliche Verlauf des Stroms einen Nulldurchgang zum Zeitpunkt $t = T/2$. Aus $i_2(T/2) = 0$ folgt

$$\cos(\lambda) = \frac{\pi L_1 U_{d2}}{2M\hat{U}_1}. \quad (4.17)$$

Zudem entspricht die induzierte Spannung der Sekundärspule bei Grenzwertbetrachtung genau der Zwischenkreisspannung nach dem Stromnulldurchgang. Dies ist nach (4.12) nur möglich, wenn $di_2(t = T/2)/dt = 0$ gilt. Durch Einsetzen von (4.10) und (4.11) in (4.12) unter dieser Bedingung folgt der Zusammenhang

$$u_2\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{M}{L_1}\hat{U}_1 \cdot \sin\left(\frac{\omega T}{2} + \lambda\right) = \operatorname{sgn}\left[i_{\text{rec}}\left(\frac{T}{2}\right)\right] \cdot U_{d2} = -U_{d2} \quad (4.18)$$

$$\sin(\lambda) = \frac{L_1 U_{d2}}{M\hat{U}_1}. \quad (4.19)$$

Die mittlere Stromstärke der Sekundärspule muss in jeder Halbschwingung der Stromstärke des DC-Zwischenkreises entsprechen. Berechnet man

$$\frac{2}{T} \int_{t=0}^{T/2} i_{\text{rec}}(t) dt = I_{d2} \quad (4.20)$$

und setzt (4.17), (4.19) und (2.13) ein, so erhält man die Stromstärke des DC-Zwischenkreises an der Grenze zum Lückbetrieb des Gleichrichters:

$$I_{\text{LGr}} = \frac{2 \cdot U_{d2}}{\pi \cdot \omega L_2 (1 - k^2)}. \quad (4.21)$$

Randbedingungen ohne Lückbetrieb

Ist der Strom des DC-Zwischenkreises mit $I_{d2} > I_{LGr}$ größer als der Lückbetriebsgrenzwert, dann lükt der Strom nicht. Die gesuchte Spannung u_{rec} beträgt in der positiven Halbschwingung

$$u_{rec}(t) = \text{sgn}[i_{rec}(t)] \cdot U_{d2} = U_{d2}, \quad (4.22)$$

da die Dioden über das vollständige betrachtete Zeitintervall leitfähig sind. Der Stromverlauf wird durch (4.16) beschrieben, die beiden Unbekannten λ und \hat{U}_1 müssen jedoch noch bestimmt werden. Da zum Zeitpunkt $t = T/2$ ein Nulldurchgang des Stroms vorliegt, gilt die Randbedingung (4.17) erneut und es folgt

$$\lambda = \arccos \left(\frac{\pi L_1 U_{d2}}{2M\hat{U}_1} \right). \quad (4.23)$$

Durch das Einsetzen von (4.16) und (4.17) in (4.20) kann auch \hat{U}_1 bestimmt werden:

$$\hat{U}_1 = \frac{\pi}{2M} \sqrt{((L_1 L_2 - M^2)\omega I_{d2})^2 + (L_1 U_{d2})^2}. \quad (4.24)$$

Randbedingungen bei Lückbetrieb

Lückbetrieb liegt vor, wenn $I_{d2} < I_{LGr}$ erfüllt ist. Während (4.16) und (4.22) in einem Zeitintervall mit Stromfluss weiterhin gültig sind, wird das Zeitintervall ohne Stromfluss durch die folgenden aus Abb. 4.8 abgeleiteten Gleichungen beschrieben:

$$i_2(t) = 0 \quad (4.25)$$

$$u_1(t) = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} \quad (4.26)$$

$$u_2(t) = M \frac{di_1(t)}{dt}. \quad (4.27)$$

Aus der Kombination dieser Gleichungen folgt die Spannung

$$u_2(t) = \frac{M}{L_1} \hat{U}_1 \sin(\omega t + \lambda), \quad (4.28)$$

die in der Zeit des stromlosen Zustands an der Fahrzeugspule anliegt. Die Dioden des Gleichrichters sperren.

Wenn die Zwischenkreisspannung zum Zeitpunkt $t_0 = 0$ von der induzierten Spannung der Fahrzeugspule überschritten wird, sind die Dioden bis zum nächsten Nulldurchgang des Stroms zum Zeitpunkt $t = t_1$ leitfähig. Dies ist in Abb. 4.10 dargestellt. Zur vollständigen Beschreibung des Strom- und Spannungsverlaufs müssen t_1 und λ bestimmt werden. Mit Hilfe der Randbedingung (4.19) wird zunächst \hat{U}_1 aus dem Stromverlauf (4.16) eliminiert. Setzt man außerdem den Lückbetriebsgrenzwert (4.21) ein, so kann der Stromverlauf einer Halbschwingung bei

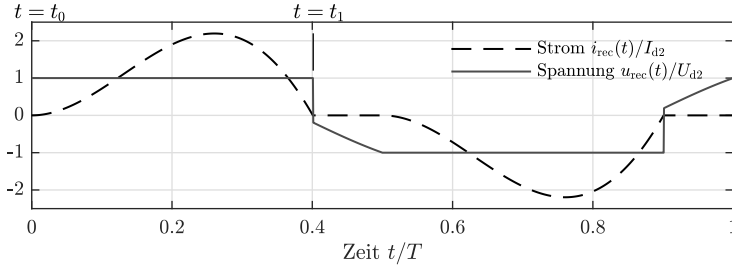


Abbildung 4.10: Berechnete Verläufe der Spannung und des Stroms am Eingang des Wechselrichters bei Lückbetrieb.

Lückbetrieb wie folgt formuliert werden⁴:

$$i_{\text{rec}}(t) = \begin{cases} I_{\text{LGr}} \cdot \frac{\pi}{2} [\sin(\omega t) - \omega t + \cot(\lambda)(1 - \cos(\omega t))] & 0 \leq t < t_1 \\ 0 & t_1 \leq t < T/2 \end{cases} \quad (4.29)$$

Aus der Randbedingung $i_{\text{rec}}(t_1) = 0$ folgt:

$$\cot(\lambda) = \frac{\sin(\omega t_1) - \omega t_1}{\cos(\omega t_1) - 1} \quad (4.30)$$

Da im Zeitintervall $t \geq t_1$ innerhalb der betrachteten Halbschwingung kein Strom fließt, gilt der Zusammenhang

$$\frac{2}{T} \int_{t=0}^{t_1} i_{\text{rec}}(t) dt = I_{\text{d2}} \quad (4.31)$$

zwischen $i_{\text{rec}}(t)$ und I_{d2} . Durch Berechnen des Integrals und Einsetzen von (4.30) ergibt sich die Gleichung

$$I_{\text{d2}} = I_{\text{LGr}} \cdot \frac{1}{2} \left[-\frac{1}{2}(\omega t_1)^2 + 1 - \cos(\omega t_1) + \frac{(\sin(\omega t_1) - \omega t_1)^2}{1 - \cos(\omega t_1)} \right], \quad (4.32)$$

in der neben t_1 alle Unbekannten eliminiert sind. Dennoch kann sie analytisch nicht nach t_1 aufgelöst werden. Es ist jedoch möglich eine einfachere Funktion $g(t_1/T)$ zu definieren, welche die Gleichung

$$I_{\text{d2}} = I_{\text{LGr}} \cdot g(t_1/T) \quad (4.33)$$

erfüllt. Diese Funktion muss die Definitionsmenge $(0, 0,5]$ besitzen und auf die Zielmenge $(0, 1]$ abbilden, da die Stromstärke maximal der Grenzstromstärke des Lückbetriebs entsprechen kann. Abb. 4.11 stellt den gesuchten Zusammenhang aus (4.32) grafisch dar. Durch eine Kurvenanpassung (curve fit) wird die Funktion

⁴Dabei wird das Additionstheorem $\cos(x + y) = \cos(x) \cos(y) - \sin(x) \sin(y)$ genutzt.

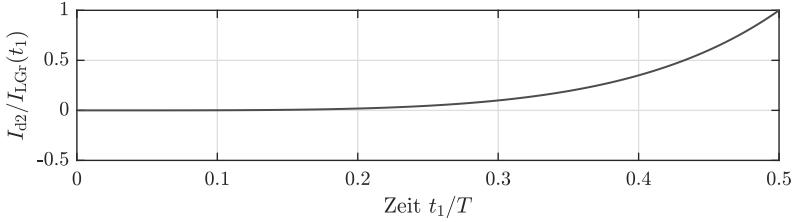


Abbildung 4.11: Darstellung der Gleichung (4.32).

$$g(t_1/T) = 23,75 \cdot (t_1/T)^{4,591} \quad (4.34)$$

abgeleitet, die die gesuchte Funktion aus Abb. 4.11 für $t_1 \in (0, T/2]$ mit einer RMS-Abweichung von 0,37 % nachbildet. Nun kann t_1 berechnet werden:

$$t_1 = T \cdot \left(\frac{I_{d2}}{23,75 \cdot I_{LGr}} \right)^{\frac{1}{4,591}}. \quad (4.35)$$

Diese Berechnungsvorschrift gilt völlig unabhängig von den Parametern des Spulensystems und der Kompensation, da diese aus (4.32) bereits eliminiert wurden. Alle übrigen Unbekannten können durch Einsetzen in (4.19) und (4.30) direkt bestimmt werden. Für den Verlauf der Spannung folgt damit:

$$u_{\text{rec}}(t) = \begin{cases} \text{sgn}(i_{\text{rec}}(t)) \cdot U_{d2} & 0 \leq t < t_1 \\ \frac{M}{L_1} \hat{U}_1 \sin(\omega t + \lambda) & t_1 \leq t < T/2 \end{cases} \quad (4.36)$$

4.3.2 Verläufe im Zeitbereich bei LCC-S Kompensation

Für die Berechnung der äquivalenten AC-Impedanz der Last wird auch bei dieser Topologie zunächst ein Ersatzschaltbild erstellt. Die Verluste werden vernachlässigt. Durch die filternde Wirkung des LCC-Netzwerks und die geringe Rückwirkung der Sekundärseite auf den Strom der Primärspule aufgrund von schwacher Kopplung, ist dieser in guter Näherung sinusförmig⁵ [83]. Die induzierte Spannung der Sekundärspule ist dann ebenfalls sinusförmig und kann für die Analyse der Lastimpedanz als Spannungsquelle modelliert werden. Daraus folgt das in Abb. 4.12 dargestellte Ersatzschaltbild mit

$$u_{\text{ind}}(t) = \hat{U}_{\text{ind}} \cdot \sin(\omega t + \zeta). \quad (4.37)$$

⁵Diese Annahme wurde durch eigene Schaltungssimulation bestätigt.

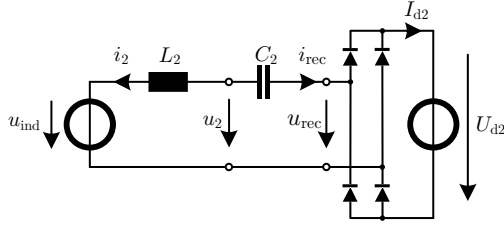


Abbildung 4.12: Ersatzschaltbild der Sekundärseite des AC-Netzwerks und des Gleichrichters bei LCC-S Kompensation.

Stromverlauf im Zeitbereich

Aufgrund des periodischen Verlaufs genügt es, eine Halbschwingung des Stroms zu betrachten. Wie in Kap. 4.3.1 wird dazu die positive Halbschwingung von $i_{\text{rec}} = -i_2$ und u_{rec} ausgewählt. Aus Abb. 4.12 folgt die Maschengleichung

$$U_{d2} = \frac{1}{C_2} \int i_2(t) dt + U_{C0} + L_2 \frac{di_2(t)}{dt} + \hat{U}_{\text{ind}} \cdot \sin(\omega t + \zeta), \quad (4.38)$$

wobei U_{C0} der Anfangswert der Spannung über C_2 im betrachteten Zeitintervall ist. Zur Berechnung der Lösung $i_2(t)$ wird die Laplace-Transformierte von (4.38) bestimmt:

$$\frac{1}{s} U_{d2} = \frac{1}{s} \left(\frac{1}{C_2} I_2(s) + U_{C0} \right) + s L_2 I_2(s) - i_2(0) + \hat{U}_{\text{ind}} \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} e^{\zeta s}. \quad (4.39)$$

Per Definition besitzt i_2 einen Nulldurchgang zum Zeitpunkt $t_0 = 0$. Mit der Auslegungsvorschrift $\omega_N = 1/\sqrt{L_2 \cdot C_2}$ folgt:

$$I_2(s) = \frac{U_{d2} - U_{C0}}{L_2(\omega_N^2 + s^2)} - \frac{\hat{U}_{\text{ind}} \cdot e^{\zeta s}}{L_2} \cdot \frac{\omega}{\omega^2 + s^2} \cdot \frac{s}{\omega_N^2 + s^2}. \quad (4.40)$$

Laplace-Rücktransformation ergibt die Gleichung

$$i_2(t) = \frac{\hat{U}_{\text{ind}}}{L_2} \left(\frac{\cos(\omega_N t + \zeta) - \cos(\omega t + \zeta)}{2(\omega_N - \omega)} - \frac{\cos(-\omega_N t + \zeta) - \cos(\omega t + \zeta)}{2(\omega_N + \omega)} \right) + \frac{U_{d2} - U_{C0}}{\omega_N L_2} \sin(\omega_N t). \quad (4.41)$$

Diese beschreibt den Stromverlauf in einer Halbschwingung, ist aber aufgrund der Definitionslücke bei $\omega = \omega_N$ ungeeignet für weitere analytische Untersuchungen. Da das notwendige Frequenzband zur Umsetzung der ZVS-Regelung bei dieser Topologie jedoch sehr schmal ist (vgl. Kap. 3.3.2), kann die Vereinfachung $\omega_N = \omega$ genutzt werden. In Worten ausgedrückt entspricht dies der Annahme, dass die Kapazität C_2 bei jeder betrachteten Frequenz vollständig die Blindleistung von L_2

kompensiert. Die Berechnung der Laplace-Rücktransformaten von (4.40) ergibt nach Einsetzen von $\omega_N = \omega$:

$$i_2(t) = \frac{U_{d2} - U_{C0}}{\omega L_2} \sin(\omega t) - \frac{\hat{U}_{\text{ind}}}{2\omega L_2} (\omega t \cdot \sin(\omega t + \zeta) + \sin(\omega t) \cdot \sin(\zeta)) . \quad (4.42)$$

Nun muss die Grenze zum Lückbetrieb des Gleichrichters identifiziert werden. Dieser Betriebszustand besitzt nach einer Halbschwingung einen Nulldurchgang des Stroms. Aus $i_2(T/2) = 0$ folgt $\sin(\zeta) = 0$. Da der Strom an der Lückbetriebsgrenze bei jedem Nulldurchgang für einen infinitesimal kurzen Zeitraum zum Erliegen kommt, gilt außerdem

$$\frac{di_2(t=0)}{dt} = 0 . \quad (4.43)$$

Aus der Kombination der beiden Randbedingungen folgt $U_{C0} = U_{d2}$, die Kapazität C_2 wird also in jeder Halbschwingung auf den Wert $\pm U_{d2}$ geladen.

Betriebspunktunabhängig lädt der Strom $i_{\text{rec}} = -i_2$ die Kapazität C_2 in jeder Halbschwingung um. Daraus folgt

$$\frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} i_{\text{rec}}(t) dt = 2U_{C0} . \quad (4.44)$$

Die mittlere Stromstärke einer Halbschwingung auf beiden Seiten des Gleichrichters muss identisch sein:

$$\int_0^{T/2} i_{\text{rec}}(t) dt = \frac{T}{2} I_{d2} . \quad (4.45)$$

Aus (4.44) und (4.45) kann der Zusammenhang

$$U_{C0} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{I_{d2}}{\omega C_2} \quad (4.46)$$

abgeleitet werden. Mit $U_{C0} = U_{d2}$ folgt daraus die Stromstärke des DC-Zwischenkreises, die die Grenze zum Lückbetrieb des Gleichrichters angibt:

$$I_{LGr} = \frac{\pi}{2} \omega C_2 U_{d2} . \quad (4.47)$$

Randbedingungen ohne Lückbetrieb

Wenn $I_{d2} > I_{LGr}$ erfüllt ist, lückt der Strom nicht (siehe Abb. 4.9). Die Spannung auf der AC-Seite des Gleichrichters beträgt dann

$$u_{\text{rec}}(t) = \text{sgn}[i_{\text{rec}}(t)] \cdot U_{d2} = U_{d2} . \quad (4.48)$$

Aus der Randbedingung $i_2(T/2) = 0$ folgt $\sin(\zeta) = 0$. Des weiteren gilt (4.45) und ermöglicht die Berechnung von \hat{U}_{ind} . Durch Einsetzen in (4.42) ergibt sich der vollständig bestimmte Stromverlauf:

$$i_{\text{rec}}(t) = -i_2(t) = \left[I_{d2} \cdot \omega t - \frac{U_{d2} - U_{C0}}{\omega L_2} \left(1 - \frac{2\omega t}{\pi} \right) \right] \cdot \sin(\omega t) . \quad (4.49)$$

Randbedingungen bei Lückbetrieb

Lückbetrieb liegt vor, wenn die Stromstärke des DC-Zwischenkreises die Ungleichung $I_{d2} < I_{LGr}$ erfüllt. Während die Dioden leiten wird der Stromverlauf durch (4.42) beschrieben. Um den vollständigen Stromverlauf von i_{rec} zu bestimmen, muss zunächst der Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs t_1 berechnet werden (siehe Abb. 4.10). Per Definition werden die Dioden aus Abb. 4.12 zum Zeitpunkt $t_0 = 0$ leitfähig. Da der Strom in jeder Halbschwingung zum Erliegen kommt, gilt die Randbedingung $di_{rec}(t = 0)/dt = 0$ und es folgt:

$$U_{d2} - U_{C0} = \hat{U}_{ind} \cdot \sin(\zeta). \quad (4.50)$$

Der Stromnulldurchgang $i_{rec}(t_1) = 0$ ermöglicht als weitere Randbedingung des Stromverlaufs (4.42) unter Nutzung von (4.50) die Berechnung des Winkels ζ :

$$\cot(\zeta) = \frac{1}{\omega t_1} - \cot(\omega t_1). \quad (4.51)$$

Mit der Randbedingung der Stromerhaltung $\int_0^{t_1} i_{rec}(t) dt = \frac{T}{2} I_{d2}$ und den Gleichungen (4.42), (4.50) und (4.51) kann schließlich eine Gleichung abgeleitet werden, die den Zeitpunkt t_1 als einzige Unbekannte enthält:

$$\frac{2\pi \cdot \omega L_2 \cdot I_{d2}}{U_{d2} - U_{C0}} = \frac{\omega t_1}{\sin(\omega t_1)} + \frac{\sin(\omega t_1)}{\omega t_1} - 2. \quad (4.52)$$

Um t_1 zu bestimmen kann (4.52) weiter umgeformt und beispielsweise mit Hilfe einer Taylorreihenentwicklung des Terms $\sin(\omega t_1)/(\omega t_1)$ gelöst werden. Unter Nutzung der Hilfsvariablen

$$\kappa_h := \frac{2\pi \cdot \omega L_2 \cdot I_{d2}}{U_{d2} - U_{C0}} \quad (4.53)$$

besteht ein direkterer Lösungsweg jedoch darin, durch Kurvenanpassung die Funktion $\omega t_1 = h(\kappa_h)$ zu bestimmen. Die gesuchte Funktion ist in Abb. 4.13 dargestellt. Eine mögliche Lösung ist

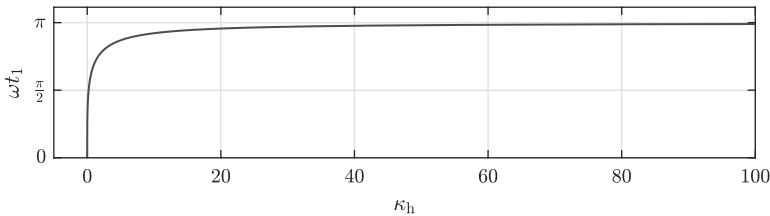


Abbildung 4.13: Darstellung des Zusammenhangs von κ_h und ωt_1 .

$$h(\kappa_h) = 1,01 \cdot 10^{-5} \kappa_h^3 + 2,348 \kappa_h^{0,2231} - 1,059 \cdot 1,026^{\kappa_h} + 0,8958^{\kappa_h}, \quad (4.54)$$

wobei die gesuchte Funktion im Intervall $\kappa_h \in [0, 60]$ mit einer RMS-Abweichung von 1,11 % nachgebildet wird. Für größere Werte von κ_h kann die Lückbetriebsgrenze als Approximation genutzt werden. Somit gibt

$$t_1 = \begin{cases} 1/\omega \cdot h(\kappa_h) & 0 \leq \kappa_h \leq 60 \\ T/2 & \kappa_h > 60 \end{cases} . \quad (4.55)$$

den Zeitpunkt des Nulldurchgangs von i_{rec} an. Der Stromverlauf der positiven Halbschwingung im Lückbetrieb kann durch Einsetzen von (4.50) in (4.42) folgendermaßen formuliert werden:

$$i_{\text{rec}}(t) = \begin{cases} \frac{(U_{d2} - U_{C0})[\sin(\omega t) - \omega t \cdot (\sin(\omega t) \cot(\zeta) + \cos(\omega t))]}{2 \cdot \omega L_2} & 0 \leq t < t_1 \\ 0 & t_1 \leq t < T/2 \end{cases} . \quad (4.56)$$

Auch die Spannung u_{rec} muss abschnittsweise berechnet werden. Solange die Dioden leitfähig sind, liegt die Zwischenkreisspannung U_{d2} auch auf der AC-Seite des Gleichrichters an. In der Sperrphase kann die anliegende Spannung aus Abb. 4.12 bestimmt werden. Während die Induktivität L_2 im stromlosen Zustand spannungsfrei ist, wurde die Kapazität zum Zeitpunkt t_1 bereits umgeladen und hält die Spannung $-U_{C0}$. Mit der induzierten Spannung u_{ind} aus (4.37) folgt

$$u_{\text{rec}}(t) = \begin{cases} \text{sgn}(i_{\text{rec}}(t)) \cdot U_{d2} & 0 \leq t < t_1 \\ \dot{U}_{\text{ind}} \cdot \sin(\omega t + \zeta) - U_{C0} & t_1 \leq t < T/2 \end{cases} . \quad (4.57)$$

4.3.3 Berechnung der komplexen äquivalenten Lastimpedanz

Nachdem die zeitlichen Verläufe der Spannung und des Stroms am Eingang des Gleichrichters bestimmt wurden, muss für die Überführung in den Frequenzbereich die jeweilige Grundschwingung als komplexer Effektivwert ausgedrückt werden. Dazu werden die Fourierkoeffizienten $a_{f,1}$ und $b_{f,1}$ in Sinus-Kosinus-Form berechnet:

$$a_{f,1} = \frac{4}{T} \int_{t=0}^{T/2} f(t) \cdot \cos(\omega t) dt \quad (4.58)$$

$$b_{f,1} = \frac{4}{T} \int_{t=0}^{T/2} f(t) \cdot \sin(\omega t) dt \quad (4.59)$$

Für $f(t)$ wird die jeweilige Funktion des Strom- oder Spannungsverlaufs im Zeitbereich eingesetzt. Die berechneten Koeffizienten aller betrachteter Fälle sind im Anhang in Kap. A.4 zu finden.

Die Effektivwerte folgen mit den Gleichungen

$$U_{\text{rec},1} = \sqrt{\frac{a_{u_{\text{rec},1}}^2 + b_{u_{\text{rec},1}}^2}{2}} \cdot \exp\left(j \cdot \arctan\left(\frac{a_{u_{\text{rec},1}}}{b_{u_{\text{rec},1}}}\right)\right) \quad (4.60)$$

$$I_{\text{rec},1} = \sqrt{\frac{a_{i_{\text{rec},1}}^2 + b_{i_{\text{rec},1}}^2}{2}} \cdot \exp\left(j \cdot \arctan\left(\frac{a_{i_{\text{rec},1}}}{b_{i_{\text{rec},1}}}\right)\right) . \quad (4.61)$$

Die gesuchte komplexe AC-Impedanz des Gleichrichters und der Last wird durch

$$\underline{Z}_L = \frac{U_{\text{rec},1}}{I_{\text{rec},1}} \quad (4.62)$$

bestimmt.

4.3.4 Auswirkungen auf die Berechnung des Schaltstroms

Die komplexe AC-Lastimpedanz kann für die Berechnung des Schaltstroms nach (4.2)-(4.8) genutzt werden. Um zu überprüfen, inwiefern das erweiterte Berechnungsverfahren die Genauigkeit erhöht und die Regelung des ZVS-Zustands verbessert, wird für beide Topologien ein Vergleich mit den Ergebnissen einer Schaltungssimulation durchgeführt. Dabei werden die Auslegungsergebnisse aus Tab. 3.1 genutzt. Durch Variation der Frequenz und des Schwenksteuerungswinkels β werden verschiedene Arbeitspunkte simuliert. In Abb. 4.14 sind die Auswirkungen der erweiterten Impedanzberechnung in Abhängigkeit des jeweiligen Batteriestroms dargestellt. Zunächst werden Betrag und Phase der äquivalenten Lastimpedanz untersucht. Die Referenz bildet dabei das Ergebnis der Schaltungssimulation, wobei die Impedanz \underline{Z}_L mit Hilfe einer FFT aus den Strom- und Spannungsverläufen des HF-Gleichrichters gebildet wird.

Das erweiterte Berechnungsverfahren liefert bei dem induktiven Steckverbinder eine leicht verbesserte Übereinstimmung des Betrags der äquivalenten Impedanz mit dem Simulationsergebnis. Der HF-Gleichrichter arbeitet bei dieser Topologie unterhalb von etwa 20 A Batteriestrom im Lückbetrieb. Da die Berechnung nach [29] den Lückbetrieb nicht berücksichtigt, weicht sie stärker von den Simulationsergebnissen ab. Bei dem DD-Spulensystem tritt dagegen Lückbetrieb erst bei unter 5 A Batteriestrom auf. Beide Berechnungsverfahren führen zu einer guten Approximation des Betrags $|\underline{Z}_L|$. Eine deutliche Verbesserung bringt die erweiterte Berechnung in beiden Topologien jedoch bei der Bestimmung der Phasenlage von \underline{Z}_L . Da die Berechnung nach [29] grundsätzlich von einer rein ohmschen Impedanz ausgeht, stellt die erweiterte Berechnung auch dann noch eine Verbesserung dar, wenn es eine leichte Abweichung zur Phasenlage des Simulationsergebnisses gibt. Der Vergleich des berechneten mit dem simulierten Schaltstrom ist in der dritten Zeile von Abb. 4.14 dargestellt. Die Simulationsreihen bei verschiedenen Frequenzen heben sich voneinander ab. Innerhalb einer Reihe ist der Arbeitspunkt abhängig vom Schwenksteuerungswinkel β . Es zeigt sich, dass Frequenz und Winkel keinen Einfluss auf die Genauigkeit der Berechnung des Schaltstroms besitzen. Stattdessen ist eine Korrelation zum Batteriestrom sichtbar. Ein sehr großer Strom ermöglicht eine hohe Genauigkeit bei der Berechnung der äquivalenten Lastimpedanz. Bei sehr kleinen Stromstärken verliert die Lastimpedanz an Einfluss auf den Schaltstrom. Die Berechnung des Schaltstroms wird dann durch das Kompensationsnetzwerk der Primärseite bestimmt. Sofern dessen Parameter bekannt sind, ist ebenfalls eine hohe Genauigkeit der Schaltstromberechnung möglich.

Der Vergleich der absoluten Abweichungen des Schaltstroms beider Berechnungsverfahren von der Simulation in der vierten Zeile von Abb. 4.14 zeigt, dass die

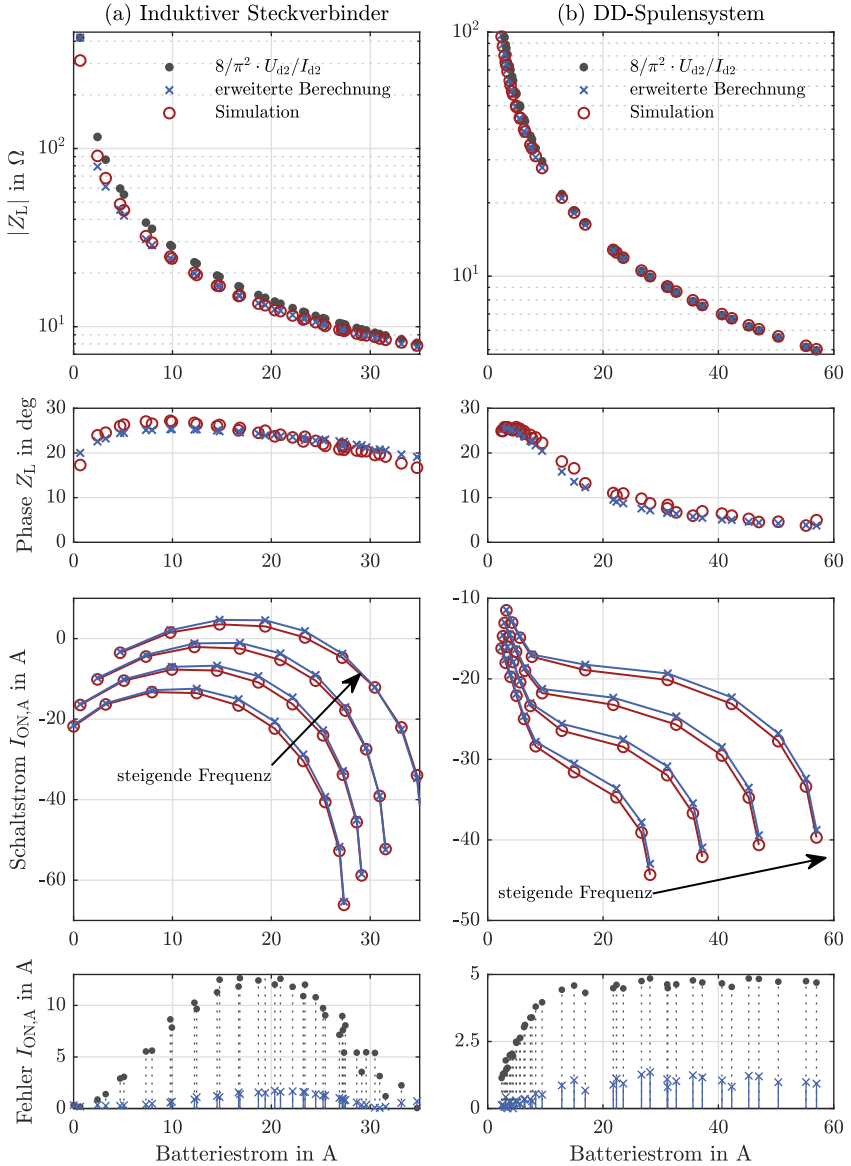


Abbildung 4.14: Erweiterte Impedanzberechnung und ihre Auswirkungen auf die Schaltstromberechnung bei (a) dem induktiven Steckverbinder und (b) dem DD-Spulensystem, aufgetragen über dem jeweiligen Ladestrom.

Abhängigkeit von der Batteriestromstärke in beiden Fällen gegeben ist. Die erweiterte Berechnung hat dabei aber eine deutliche Reduzierung des Fehlers zur Folge und bildet das Simulationsergebnis in allen getesteten Arbeitspunkten besser ab, als die Berechnung nach [29]. Insbesondere für den induktiven Steckverbinder wird die ZVS-Regelung auf Basis der Schaltstromberechnung so erst ermöglicht. Bei diesem ist die Abweichung an der Lückbetriebsgrenze besonders groß. Das DD-Spulensystem besitzt insgesamt einen geringeren Fehler in den Berechnungsergebnissen. Abgesehen von dem Bereich, in dem der Batteriestrom sehr klein ist und die Lastimpedanz keinen Einfluss auf den Schaltstrom hat, ist die Abweichung konstant.

Der auch mit der erweiterten Berechnung verbleibende Fehler kann durch die Einführung eines Sicherheitsfaktors in der ZVS-Bedingung (4.1) abgefangen werden [111].

4.4 Regelung des Ladestroms

Die Regelung des Ladestroms der Batterie bestimmt die Übertragungsleistung des Spulensystems. Mit dem Schwenksteuerungswinkel β und der Zwischenkreisspannung U_{d1} stehen zwei Größen zur Verfügung, die den Ausgangsspannungseffektivwert des Wechselrichters beeinflussen.

Der Winkel β wird als Stellgröße für die Leistungsregelung eines induktiven Energieübertragungssystems in der Literatur vielfach verwendet (siehe z.B. [111, 119]). Diese Umsetzung ermöglicht das Stellen von 0 V Ausgangsspannung und die Implementierung eines PI-Reglers mit hoher Dynamik. Bei Schwenksteuerung muss der Winkel β beim Einschaltvorgang kontinuierlich angehoben werden, damit es nicht zu unkontrollierten Stromspitzen kommt. Bei sehr kleinem Winkel kann jedoch ZVS nicht erreicht werden [119]. Daher muss dieser Bereich sehr schnell durchfahren werden.

Ein Kompensationsnetzwerk mit geringer Eingangsimpedanz trägt dazu bei, dass auch schon bei kleiner Wechselrichterausgangsspannung genug Strom fließt, um ZVS zu erreichen. Dies ist bei dem induktiven Steckverbinder problemlos möglich, da das System aufgrund des hohen Koppelfaktors der Spulen auch hohe Dämpfung aufweist und gut kontrollierbar ist. Die Zwischenkreisspannung kann dann für die Regelung der Frequenz genutzt werden und diese an die Nennfrequenz angleichen, um den Wirkungsgrad zu maximieren. Der Winkel β ist für die Regelung der Ladeleistung ausreichend.

Das DD-Spulensystem ist jedoch aufgrund der schwachen Kopplung schwerer kontrollierbar. Durch die Möglichkeit, die Wechselrichterausgangsspannung mit Hilfe der Zwischenkreisspannung weiter anzuheben, kann das Kompensationsnetzwerk mit einer hohen Eingangsimpedanz ausgelegt werden⁶. Das schnelle Anheben des Winkels β führt dann nicht zu einer hohen Übertragungsleistung, sondern sorgt nur dafür, dass im Kompensationsnetzwerk genug Strom fließt, um ZVS zu erreichen. Erst mit dem darauffolgenden Anheben der Zwischenkreisspannung wird

⁶Dies bedeutet, dass die Kapazität C_p klein gewählt wird. (3.17) gibt den Einfluss auf den Strom an.

auch Energie übertragen. Somit wird die Zwischenkreisspannung in diesem Fall in die Leistungsregelung eingebunden, um den Startvorgang zu vereinfachen. In Abb. 4.15 ist der Aufbau des Reglers dargestellt. Durch den Faktor τ kann der

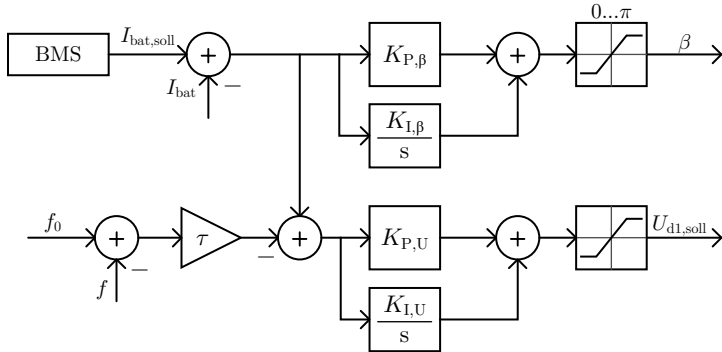


Abbildung 4.15: Struktur des PI-Reglers zur Stromregelung der Batterie.

Einfluss der Frequenz und des Ladestroms auf die Zwischenkreisspannung skaliert werden, sodass die Regler beider Topologien den gleichen Wirkungsplan besitzen. Die Regelung der Frequenz ist möglich, weil eine Anhebung der Zwischenkreisspannung zum einen nach (2.23) den Sollwert des Schaltstroms erhöht, und zum anderen der Winkel β bei gleicher Übertragungsleistung reduziert werden muss. Beides führt zu einer Differenz zwischen dem Soll- und dem Istwert des Schaltstroms, worauf der ZVS-Regler mit einer Absenkung der Frequenz reagiert. Diese Kopplung der Regler sorgt für einen hohen Wirkungsgrad, da bei Nennfrequenz geschaltet wird, aber verhindert auch, dass die Regler an ihre Stellgrößenbeschränkungen stoßen und wirkungslos werden.

Der Regler mit der Stellgröße β kann mit deutlich höherer Dynamik ausgelegt werden, als der Regler mit der Stellgröße $U_{d1,soll}$. Letzterer gibt einen Sollwert für die Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung vor.

Für die praktische Implementierung der Regler in Abb. 4.15 ist eine Stellgrößenbeschränkung notwendig. Der Winkel β liegt definitionsgemäß im Intervall $[0, \pi]$ (siehe Abb. 2.8), während die Zwischenkreisspannung spezifisch in Abhängigkeit der jeweiligen Komponenten begrenzt wird⁷. Dies führt zu der Notwendigkeit, Anti-Windup-Methoden zu implementieren. Die klassische Methode Back-Calculation kann in diesem Regelungskonzept genutzt werden, aber auch komplexere Entwürfe sind möglich (siehe bspw. [120]).

⁷Im Fall der hier betrachteten selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung ist das Spannungsband abhängig von der Isolationsfestigkeit der Einzelkomponenten und von den Stabilitätsgrenzen der Regelung. Das genutzte Spannungsband in der experimentellen Umsetzung dieser Arbeit ist in Kap. 5 zu finden.

4.5 Simulative Analyse der Betriebsstrategie

Durch eine Simulation des elektrischen Netzwerks kann die Funktionsweise der Regler geprüft werden. Dies ist, vor der experimentellen Verifikation, insbesondere auch für die Abstimmung der Reglerparameter und die Untersuchung der Start- und Abschaltvorgänge notwendig. Die Simulationsschrittweite muss dabei klein genug sein, um die Verläufe von Strom und Spannung bei einer Betriebsfrequenz von bis zu 90 kHz aufzulösen. Andererseits erfordert der vollständige Ladevorgang eine Simulationszeit von mehreren Minuten. Um durch eine effiziente Berechnung die Simulationsdauer zu minimieren, wird im Folgenden beschrieben, wie die Simulation gleichungsbasiert programmiert werden kann. Der Stromverlauf muss für die Analyse des Schaltverhaltens durch ein Kleinsignalmodell nachgebildet werden [109]. Ein linearisiertes Zustandsraummodell (wie in [121]) ist dafür nicht ausreichend.

4.5.1 Netzwerkgleichungen

Die Berechnung wird in diskreten Zeitschritten ΔT ausgeführt, wobei der betrachtete Zeitpunkt mit $t_k = k \cdot \Delta T$, $k \in \mathbb{N}$ bezeichnet wird. In Abb. 4.16 ist das Erstsatzschaltbild des DD-Ladesystems (Topologie 2) dargestellt. Die beiden

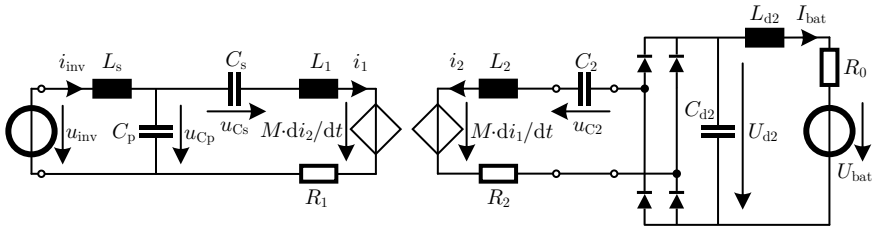


Abbildung 4.16: Erstsatzschaltbild zur Formulierung der Netzwerkgleichungen des induktiven Ladesystems.

Topologien unterscheiden sich, wie in vorhergehenden Schaltbildern, nur durch die Kapazität C_2 . Das Betriebsszenario und der Wirkungsplan der Regler beider Topologien sind identisch, weshalb an dieser Stelle nur das DD-Spulensystem explizit beschrieben wird. Die Spannungsquelle u_{inv} repräsentiert die Wechselrichterausgangsspannung und ist als Summe der Spannungen der Halbbrücken folgendermaßen definiert (siehe Abb. 2.8):

$$u_{inv}(t_k) = U_{d1} \left(\frac{\operatorname{sgn}[\sin(\omega t_k)]}{2} - \frac{\operatorname{sgn}[\sin(\omega t_k + \beta)]}{2} \right). \quad (4.63)$$

Als Senke dient die Spannungsquelle U_{bat} , die nach Kap. 2.4 eine Kennlinie in Abhängigkeit des Ladestands einer HV-Fahrzeuggatterie hinterlegt hat. Der Ladestand wird mit (2.29) berechnet.

Aus Abb. 4.16 können die folgenden diskreten Änderungen innerhalb eines Zeitschrittes ΔT abgeleitet werden:

$$\Delta i_{\text{inv}} = \frac{\Delta T}{L_s} \cdot (u_{\text{inv}} - u_{\text{Cp}}) \quad (4.64)$$

$$\Delta i_1 = \frac{\Delta T \cdot [L_2(u_{\text{Cp}} - u_{\text{Cs}} - R_1 i_1) + M(u_{\text{C2}} + U_{\text{d2}} \cdot \text{sgn}(i_2) + R_2 i_2)]}{L_1 \cdot L_2 - M^2} \quad (4.65)$$

$$\Delta i_2 = \frac{\Delta T \cdot [L_1(u_{\text{C2}} + U_{\text{d2}} \cdot \text{sgn}(i_2) + R_2 i_2) + M(u_{\text{Cp}} - u_{\text{Cs}} - R_1 i_1)]}{M^2 - L_1 \cdot L_2} \quad (4.66)$$

$$\Delta I_{\text{bat}} = \frac{\Delta T}{L_{\text{d2}}} \cdot (U_{\text{d2}} - U_{\text{bat}} - R_0 I_{\text{bat}}) \quad (4.67)$$

$$\Delta u_{\text{Cp}} = \frac{\Delta T}{C_p} \cdot (i_{\text{inv}} - i_1) \quad (4.68)$$

$$\Delta u_{\text{Cs}} = \frac{\Delta T}{C_s} \cdot i_1 \quad (4.69)$$

$$\Delta u_{\text{C2}} = \frac{\Delta T}{C_2} \cdot i_2 \quad (4.70)$$

$$\Delta U_{\text{d2}} = \frac{\Delta T}{C_{\text{d2}}} \cdot (|i_2| - I_{\text{bat}}). \quad (4.71)$$

Die Momentanwerte der Größen aus (4.64)-(4.71) zum Zeitpunkt t_k werden mit der Vorschrift

$$x(t_k) = x(t_{k-1}) + \Delta x \quad (4.72)$$

berechnet.

Die leistungselektronischen Komponenten werden somit in der Simulation als verlustlos angenommen. Es ist nicht möglich, das reale Schaltverhalten des Wechselrichters abzubilden, aber die Berechnung des Schaltstroms kann ausgeführt werden. Daher kann die ZVS-Regelung implementiert werden, auch wenn sich die Abweichung vom ZVS-Betrieb in der Simulation nicht in Form erhöhter Schaltverluste auswirkt. Die Wicklungswiderstände können berücksichtigt werden, beeinflussen das Betriebsverhalten jedoch nicht wesentlich. Die Untersuchung des Betriebsverhaltens und insbesondere des Startvorgangs erfordert keine Nachbildung der Verlustmechanismen, da es ausreicht, die dafür relevanten Kenngrößen abzubilden: Die Differenz des Soll- und des Istwert des Wechselrichterstroms zum Schaltzeitpunkt und die Abweichung der Frequenz von ihrem Nennwert.

4.5.2 Regler

Auch die Regler müssen in diskreter Form notiert werden. In Abhängigkeit der jeweiligen Taktrate basiert die Berechnung der Regelgrößen auf der Schrittweite ΔT_R und wird zum Zeitpunkt $t_n = n \cdot \Delta T_R$, $n \in \mathbb{N}$ ausgeführt. Für die PI-Regler

zur Ladestromregelung folgt aus Abb. 4.15:

$$\Delta I_{\text{bat}}(t_n) = I_{\text{bat,soll}}(t_n) - I_{\text{bat}}(t_n) \quad (4.73)$$

$$\beta(t_n) = K_{\text{P},\beta} \cdot \Delta I_{\text{bat}}(t_n) + K_{\text{I},\beta} \cdot \sum_{i=0}^n \Delta I_{\text{bat}}(t_i) \cdot \Delta T_{\text{R}} \quad (4.74)$$

$$\Delta E(t_n) = \Delta I_{\text{bat}}(t_n) - \tau \cdot [f_{\text{N}} - f(t_n)] \quad (4.75)$$

$$U_{\text{d1,soll}}(t_n) = K_{\text{P},\text{U}} \cdot \Delta E(t_n) + K_{\text{I},\text{U}} \sum_{i=0}^n \Delta E(t_i) \cdot \Delta T_{\text{R}}. \quad (4.76)$$

Dabei ermöglicht der Faktor τ die Gewichtung der beiden Regelabweichungen. Der ZVS-Regler entspricht nach Abb. 4.4 der Gleichung

$$f(t_n) = f(t_{n-1}) + \begin{cases} +\Delta f, & \Delta I_{\text{ZVS}}(t_n) \geq +\Delta I_{\text{db}} \\ -\Delta f, & \Delta I_{\text{ZVS}}(t_n) \leq -\Delta I_{\text{db}} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}, \quad (4.77)$$

wobei die Regelabweichung durch

$$\Delta I_{\text{ZVS}}(t_n) = -I_{\text{th}}(t_n) - I_{\text{ON,A}}(t_n) \quad (4.78)$$

gegeben ist.

Die Reglerparameter wurden in diesem Konzept heuristisch bestimmt. Die Regelgröße β wird mit möglichst hoher Dynamik nachgeführt, soweit die Taktrate des Reglers dies in der praktischen Umsetzung zulässt. Zur Vermeidung von Instabilität muss der PI-Regler der Zwischenkreisspannung langsamer reagieren. In der simulativen Untersuchung zeigte sich, dass eine um den Faktor 5 bis 10 geringere Dynamik das gewünschte Verhalten hervorbringt. Die Dynamik des ZVS-Reglers richtet sich nach der Rechenleistung des eingesetzten Controllers, da die Taktrate davon abhängt, wie viel Zeit die Berechnung des ZVS-Zustands (siehe Kap. 2.3.2 und 4.2.3) benötigt. Da jede Frequenzänderung als Sprung auf das eingeschwungene AC-Netzwerk wirkt, ist die Frequenzänderung auf kleine Werte begrenzt (siehe Kap. 4.2.2).

4.5.3 Simulation des Einschaltvorgangs

Beispielhaft für die Analyse des Betriebsverhaltens wird ein Ladevorgang mit Topologie 2, dem DD-Spulensystem, simuliert. Die Parametrisierung entspricht den in der Auslegung beschriebenen Komponenten und Werten (siehe Tab. 3.1). Im Rahmen der Simulation werden Parametervorgaben und Ergebnisse in Form von Absolutwerten jedoch nicht thematisiert, da dies Teil der Verifikation durch Experimente in Kap. 5 ist. Ziel der Simulation ist es, die Abläufe der Betriebsstrategie darzustellen und im Entwicklungsprozess eine Optimierung zu ermöglichen, ohne den Einsatz von experimentellen Aufbauten zu erfordern. Ein Überblick des gesamten Ladevorgangs in der Simulation ist in Kap. A.2 dargestellt.

Insbesondere der Einschaltvorgang des induktiven Ladesystem wird simulativ untersucht. Dazu sind der Verlauf des Winkels β und die Auswirkungen auf den

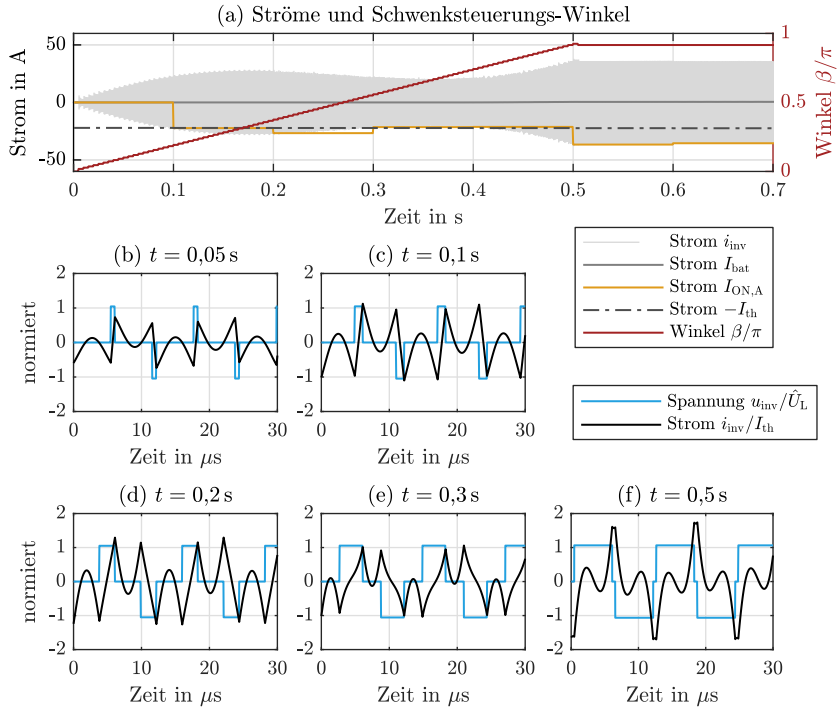


Abbildung 4.17: Einschaltverhalten des Ladesystems im ersten Moment. (a) Der Winkel β wird angehoben und der Wechselrichterstrom i_{inv} erreicht nach 0,1s die ZVS-Bedingung. Es fließt dabei noch kein Ladestrom I_{bat} . (b)-(f) zeigen die Ausgangsspannung und den -strom des Wechselrichters zu verschiedenen Zeitpunkten.

Wechselrichterstrom in Abb. 4.17 dargestellt. Der Winkel wird, beginnend bei Null, in Abb. 4.17 (a) angehoben, sodass keine Einschaltstromspitzen auftreten. Während dieses Vorgangs überträgt das Spulensystem noch keine Energie, erst mit der Anhebung der Zwischenkreisspannung beginnt die Energieübertragung. Ab $t = 0,1\text{ s}$ liegt ZVS vor. Dies ist auch an den Verläufen des Wechselrichterstroms in Abb. 4.17 (b) und (c) sichtbar. Der Strom zum Schaltzeitpunkt ist gleichzeitig jeweils der Maximalstrom einer Periode, sodass $I_{ON,A}$ der Einhüllenden von i_{inv} entspricht. Die Stromberechnung wird in Abb. 4.17 (a) jedoch, in Anlehnung an eine Implementierung auf einem Embedded Controller, in Schritten von 100 ms ausgeführt. Die Dauer bis zum Erreichen des ZVS-Zustands kann durch die Wahl der Startfrequenz beeinflusst werden, dabei wird jedoch auch gleichermaßen der Betrag des Spitzenstroms bei höherem Aussteuergrad beeinflusst.

Die hier gewählte Frequenz von 82 kHz ist für den Startvorgang ein guter Kompromiss.

Ab dem Zeitpunkt $t = 0,5\text{ s}$ wird der Winkel β zunächst bei $0,9 \cdot \pi$ gehalten, da die Stromspitze zum Schaltzeitpunkt sonst sehr groß werden würde⁸. Dies ist in Abb. 4.17 (f) dargestellt. Der ZVS-Zustand liegt nun vor und die weniger schnellen Regler greifen in den Arbeitspunkt ein. Abb. 4.18 (a) stellt den Einfluss der Zwischenkreisspannung, der Frequenz und des Schwenksteuerungs-Winkels in den ersten 8 s dar. Durch die Anhebung der Zwischenkreisspannung fließt ab $t = 3,5\text{ s}$

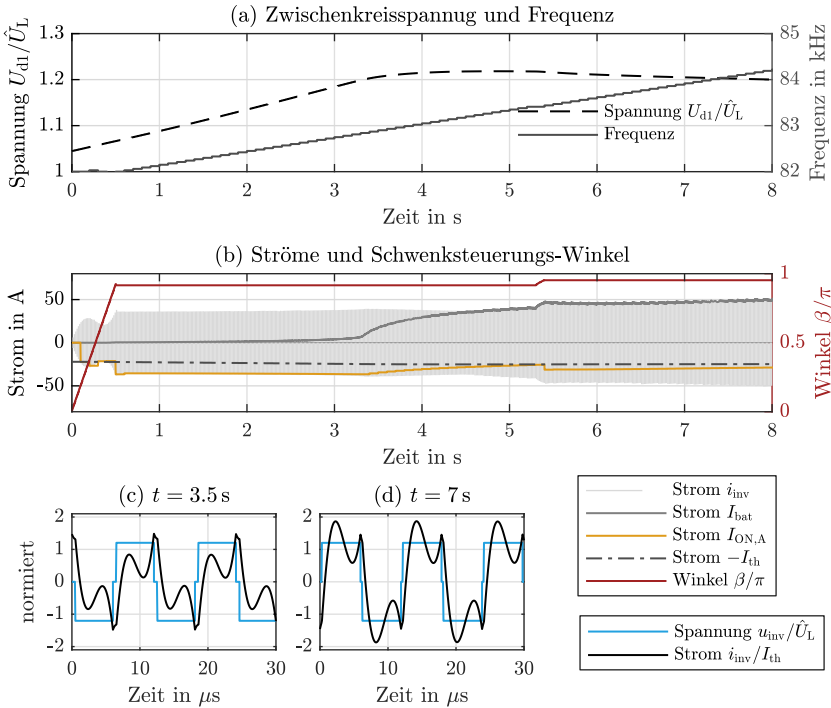


Abbildung 4.18: Im weiteren Verlauf des Startvorgangs werden in (a) die Frequenz und die Zwischenkreisspannung angepasst, sodass in (b) schließlich der Ladestrom angehoben wird. (c) und (d) zeigen die Ausgangsspannung und den -strom des Wechselrichters.

ein Ladestrom⁹. Die beginnende Energieübertragung über das Spulensystem ist auch anhand der Grundschwingung des Wechselrichterstroms in Abb. 4.18 (b)

⁸Die Umsetzung dieser Maßnahme erfolgt in diesem Fall durch das Begrenzen des Ladestromreglers, sobald der Betrag von $I_{ON,A}$ deutlich größer ist als der Betrag von $-I_{th}$.

⁹Der Ladestrom I_{bat} entspricht dabei nicht der Einhüllenden des Wechselrichterstroms i_{inv} und nimmt nur bei dieser Konfiguration zufällig den gleichen Wert an.

sichtbar. Durch den weiter steigenden Grundschwingungsanteil liegt der Maximalwert des Wechselrichterstroms nicht mehr zum Schaltzeitpunkt an, wie in Abb. 4.18 (c) dargestellt. Dadurch weicht $I_{ON,A}$ in Abb. 4.18 (b) von der Einhüllenden des Stroms i_{inv} ab. Der Winkel β kann nun weiter angehoben werden, da der Betrag des Schaltstroms mit dem Beginn der Energieübertragung fällt. Die Frequenz wird, nach dem Durchfahren der Arbeitspunkte ohne ZVS zu Beginn des Vorgangs, kontinuierlich angehoben, da ZVS vorliegt. Durch die Annäherung an die Nennfrequenz von 85 kHz wird die Übertragungsleistung erhöht und der Wirkungsgrad verbessert.

Zusammenfassung

Durch die abschließende Simulation zeigt sich, dass das Regelungskonzept einen Batterieladevorgang nach den Vorgaben dieser Arbeit ausführen kann. Auch bei variierendem Arbeitspunkt können, durch ZVS und aktive Frequenzregelung, die Systemverluste minimiert werden. Dabei kommt das System ohne Messwerte innerhalb des HF-AC-Netzwerks aus. Die Simulation des Gesamtsystems ergibt zudem, dass die Berechnung des Schaltstroms mit hoher Genauigkeit ausgeführt werden kann. Sie bestätigt damit die Ergebnisse aus Kap. 4.3.4. Voraussetzung für die Berechnung bleibt jedoch, dass die Parameter des Kompensationsnetzwerks bekannt sind.

Die Analyse des Einschaltverhaltens ist praxisrelevant, wenn die Zwischenkreisspannung nicht abgesenkt werden kann. Es konnte gezeigt werden, dass die zur Verfügung stehenden Freiheitsgrade bei Nutzung einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung als Gleichrichter und LCC-Kompensation auf der Primärseite ausreichen, um einen Startvorgang ohne hohe Stromspitzen auszuführen. Dadurch kann auf einen zusätzlichen Gleichspannungswandler verzichtet werden.

Die Betriebsstrategie beider behandelten Topologien (siehe Kap. 2.2.4) ist identisch, daher sind die dargestellten Abläufe auch für beide Systeme charakteristisch. Unterschiede in der Parametrierung und den gemessenen Größen werden im Rahmen der experimentellen Validierung (Kap. 5) behandelt.

Kapitel 5

Experimentelle Validierung

In diesem Kapitel wird zunächst die für die Validierung eingesetzte Versuchsanlage vorgestellt. Anschließend folgen die Beschreibung der Versuche und die daraus abgeleitete Bewertung verschiedener Methoden und Konzepte dieser Arbeit.

5.1 Beschreibung der Versuchsanlage

5.1.1 Überblick der Komponenten

Für die Bewertung der vorgestellten theoretischen Konzepte und die Validierung der simulativen Ergebnisse ist eine Versuchsanlage erforderlich, die alle Leistungskomponenten eines induktiven Ladesystems nach Kap. 2.3 und die elektrische Nachbildung einer HV-Fahrzeuggatterie nach Kap. 2.4 enthält. Dazu konnten aus einer vorangegangenen Dissertation ein ungesteuerter HF-Gleichrichter, Kompensationskondensatoren, ein dreiaxsiges Positioniersystem für die automatisierte Ausrichtung der Sekundärspule und ein 19-Zoll Umrichterschaltschrank übernommen werden [26]. Der Aufbau des Umrichters aus [26] wurde in dieser Arbeit stark überarbeitet. Er wird als zentrales Element des Ladesystems im folgenden Abschnitt gesondert beschrieben. Wie in Abb. 5.1 dargestellt, wird die induktiv übertragene Energie von einer elektronischen Last ins Netz zurückgespeist. Die Last dient als Emulation einer HV-Batterie und wird über eine analoge Schnittstelle als gesteuerte Spannungsquelle gemäß Abb. 2.17 betrieben. Die Steuerung der Batterieemulation und des Umrichters übernimmt ein NI cRIO-9074 Embedded-Controller. Dieser beinhaltet einen Echtzeitprozessor und ein Field-Programmable Gate Array (FPGA). Neben dem Ladestrom und der internen Messdatenerfassung des Umrichters nutzt der Embedded-Controller keine weiteren Daten für die Regelung. Der Leistungsteil und der Embedded-Controller bilden damit in ihren Funktionen ein industrielles induktives Batterieladesystem nach. Für Vorgaben, die Statusanzeige im Betrieb und die Messdatenerfassung wird ein Desktop-Computer genutzt, der jedoch nicht an der Steuerung beteiligt ist. Er bildet, gemeinsam mit weiteren Messgeräten, die Laborumgebung für die Beobachtung der Experimente mit dem induktiven Energieübertragungssystem.

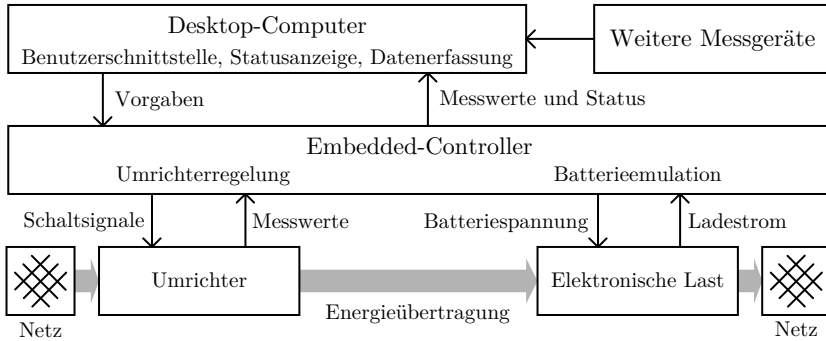


Abbildung 5.1: Übersicht der Daten-, Signal- und Energieübertragung zur Nachbildung eines induktiven Ladesystems im Labor.

5.1.2 Umrichter zur Erzeugung einer HF-Rechteckspannung

Der Umrichter ist die zentrale steuernde Komponente des induktiven Ladesystems. Er entstand vollständig in Eigenentwicklung im Rahmen der Arbeit an dieser und einer vorhergehenden Dissertation [26]. Der Netzanschluss des Leistungsteils ist dreiphasig für 400 V Spannungsversorgung und Ströme von bis zu 63 A ausgelegt. Die internen Sicherheitssysteme begrenzen die Zwischenkreisspannung auf 1000 V und die Ausgangsstromamplitude auf 123 A. Die Frequenz der gestellten Rechteckspannung am Ausgang beträgt bis zu 100 kHz.

Abb. 5.2 zeigt den konzeptionellen Aufbau mit den wichtigsten Teilkomponenten des Umrichters, während in Abb. 5.3 eine Fotografie des Umrichterschaltsschranks dargestellt ist. Das Sicherheitskonzept umfasst zum einen die Schutztechnik am

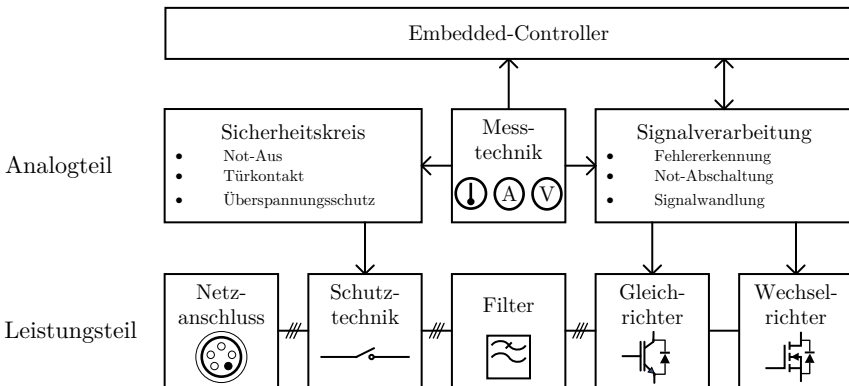


Abbildung 5.2: Konzeptioneller Aufbau des Umrichters für den Betrieb als einphasige Rechteckspannungsquelle.

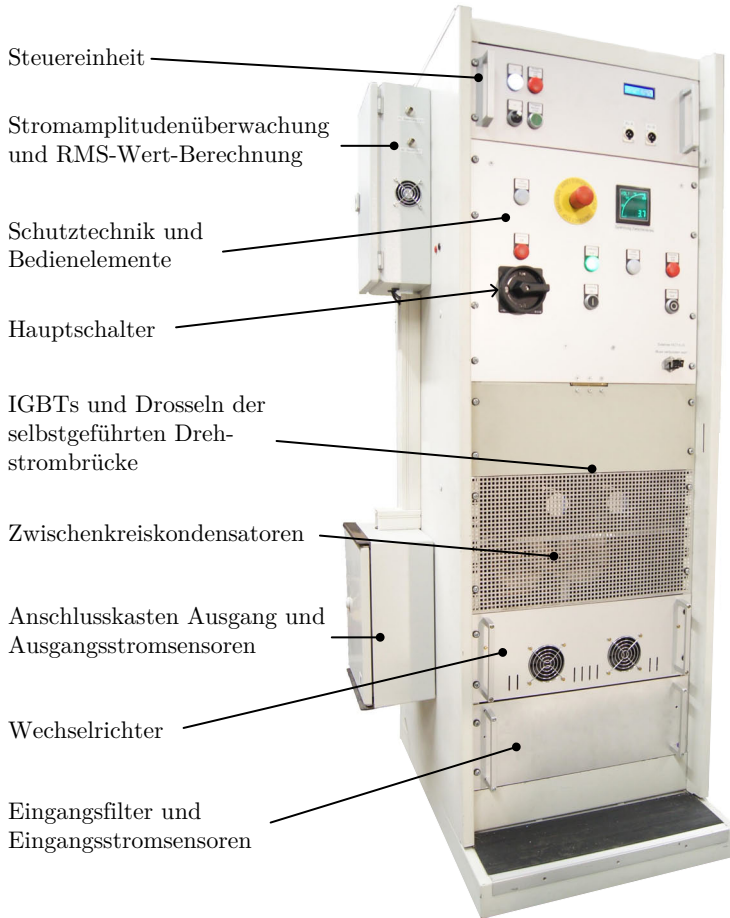


Abbildung 5.3: Fotografie des Umrichterschalterschrank.

Netzanschluss und deren Steuerung über einen Sicherheitskreis (entwickelt und beschrieben in [26]). Zum anderen werden die leistungselektronischen Komponenten durch Grenzwertüberprüfungen auf dem FPGA des Embedded-Controllers und analog auf einer Steuerungsplatine geschützt. Der Schaltschrank ist vollständig geschlossen, durch Rollen ortsveränderlich und kann neben seinem Einsatz in der induktiven Energieübertragung auch flexibel als Rechteckspannungsquelle genutzt werden.

Im Schaltschrank befindet sich die Steuereinheit als separater 19-Zoll Einschub ganz oben, um die elektromagnetische Störung durch die weiter unten positionierten Leistungshalbleiter zu minimieren. Ebenfalls im oberen Bereich, hinter den Bedienelementen, ist die Schutztechnik verbaut. Die untere Hälfte des Schalt-

schranks enthält den Leistungsteil.

Leistungsteil

Das Ersatzschaltbild des Leistungsteils ist in Abb. 5.4 dargestellt. Er ist zum

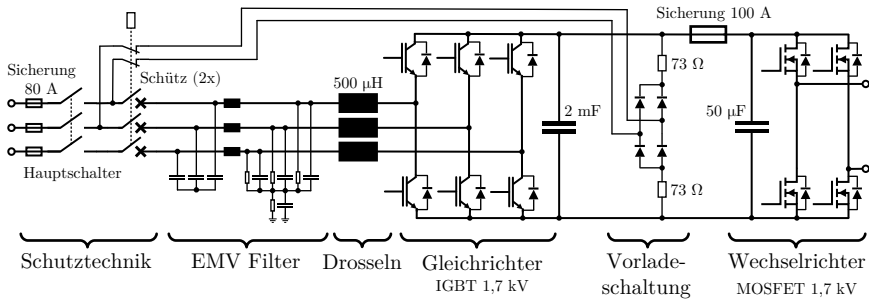


Abbildung 5.4: Ersatzschaltbild des Leistungsteils.

Schutz der Halbleiter mit 80 A Schmelzsicherungen abgesichert¹. Zwei redundante Schütze können die Spannungsversorgung des aktiven Gleichrichters unterbrechen. Eines der Schütze besitzt einen weiteren Abgriff, mit dem der Gleichspannungszwischenkreis vor dem aktiven Betrieb intern über einen ungesteuerten Diodengleichrichter zwischen zwei Phasen vorgeladen wird. Ein EMV-Filter reduziert die Emission hochfrequenter Oberschwingungen in das Stromnetz². Die Stromglättung, die für den Betrieb des aktiven Gleichrichters notwendig ist, wird durch Drosseln mit einer Induktivität von je $500 \mu\text{H}$ realisiert.

Der selbstgeführte Gleichrichter und der Wechselrichter besitzen jeweils Snubberkondensatoren auf der Gleichspannungsseite, um die Zwischenkreisanbindung niederinduktiv zu halten. Die große Zwischenkreiskapazität von 2 mF glättet die Zwischenkreisspannung. Eine weitere Schmelzsicherung dient dem Schutz der angeschlossenen Komponenten im Kurzschlussfall.

Die Integration der Leistungselektronik in den Schaltschrank ist in Form eines CAD-Modells in Abb. 5.5 dargestellt. Durch die entfernte Seitenwand und die transparent eingezeichneten Frontplatten ist die Positionierung einzelner Komponenten sichtbar. Die Leistungshalbleiter sind auf aktiv belüfteten Kühlkörpern montiert. Auf den DC-Anschlüssen der Leistungshalbleiter befinden sich die Snubberkondensatoren. Die großen Zwischenkreiskondensatoren hängen unter der Montageplatte, auf der der Kühlkörper der Drehstrombrücke montiert ist. Kupferschienen und -kabel verbinden die einzelnen Komponenten miteinander, wobei am Ausgang des Wechselrichters HF-Litze eingesetzt wird, um bei hohen Frequenzen auch innerhalb des Umrichters Wirbelstromverluste zu reduzieren. Die Schutztechnik ist in diesem Bildausschnitt nicht enthalten.

¹Der 63 A Netzanschluss muss am Verteilerkasten mit einem 63 A Sicherungsautomaten abgesichert sein.

²Die Dämpfung beträgt -30 dB bei Schaltfrequenz 16 kHz .

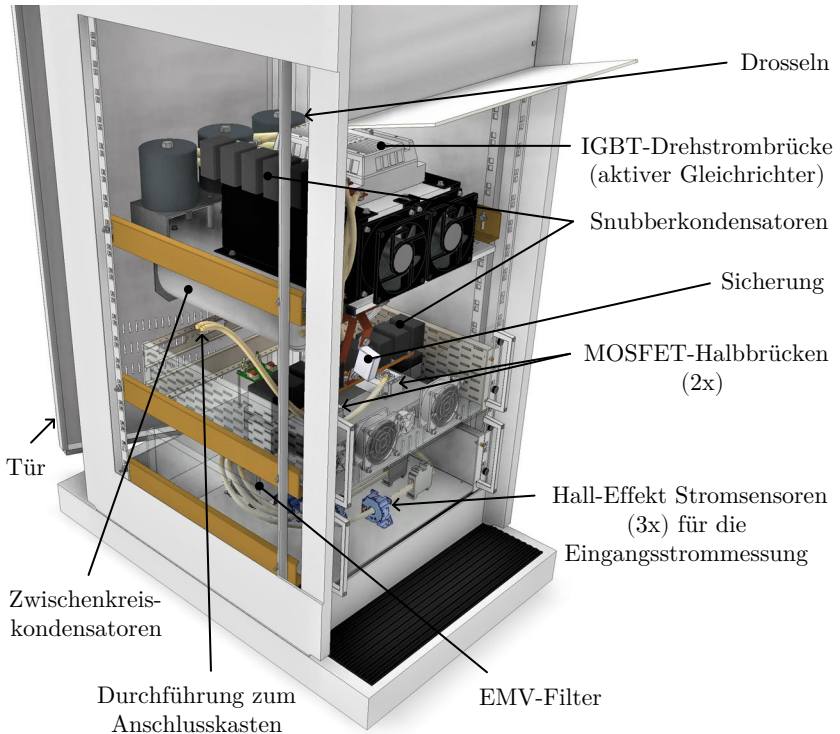


Abbildung 5.5: CAD-Modell des Leistungsteils in der unteren Hälfte des Umrichterschaltschrankes. Die Seitenwand und Teile der Frontplatten wurden entfernt oder transparent dargestellt.

Für den Laborbetrieb sind insbesondere die Halbleiter und der Zwischenkreis überdimensioniert worden, sodass in Versuchsphasen auch bei Notabschaltung keine Gefahr besteht, diese zu zerstören. Durch die aktive Kühlung bleibt die Temperatur der Leistungskomponenten bei 22 kW Dauerlast unter 50 °C. Der gemessene Gradient der Rechteckspannung am Ausgang des Wechselrichters beträgt bis zu 20 kV/ μ s, wobei dies abhängig vom Stromfluss ist.

Messtechnik und Signalverarbeitung

Eine Übersicht der Messwerte, die innerhalb des Umrichters erfasst und verarbeitet werden, ist in Abb. 5.6 zu finden. Vor den Glättungsdrosseln der drei Phasen befinden sich die in Abb. 5.5 dargestellten Hall-Effekt Sensoren zur Strommessung. Über ein Analogmodul des Embedded-Controllers wird die Spannung, die für den Betrieb der selbstgeführten Drehstrombrücke als aktiver Gleichrichter notwendig ist, dreiphasig gemessen. Die Temperatur der IGBTs und MOSFETs, die Zwi-

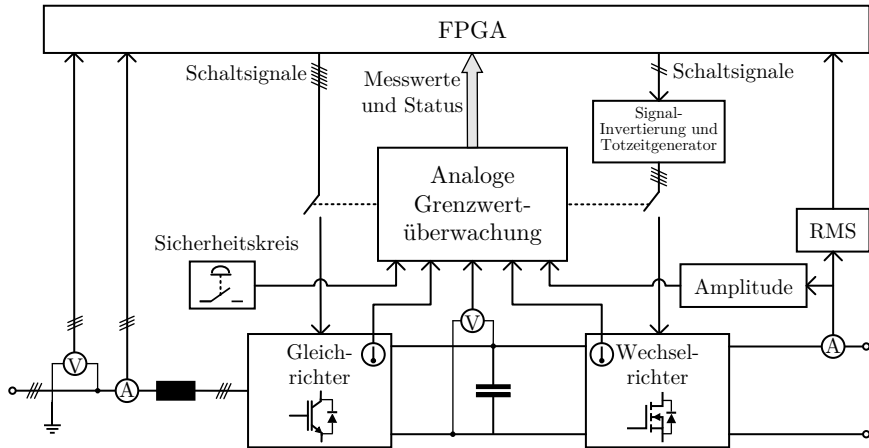


Abbildung 5.6: Messwerterfassung im Umrichterschaltsschrank und Weitergabe an den FPGA des Embedded-Controllers. Die Schaltsignale werden nur bei aktiver Freigabe an die Treiber der Leistungstransistoren weitergegeben.

schlenkreisspannung und die Amplitude des Ausgangsstroms werden an den Controller weitergegeben und zusätzlich durch eine analoge Freigabeschaltung überprüft. Grenzwertüberschreitungen führen zur Unterbrechung der Schaltsignale des jeweiligen Moduls. Die Bestimmung der Stromamplitude und die Berechnung des RMS-Werts erfolgt mit der in [122, 125] beschriebenen Analschaltung.

Die sechs Schaltsignale des aktiven Gleichrichters werden direkt an die sechs IGBT-Treiber weitergegeben. Für den Wechselrichter gibt der FPGA dagegen nur ein Signal pro Halbbrücke aus. Die MOSFETs einer Halbbrücke werden durch das Erzeugen eines invertierten Signals mit Totzeit alternierend leitfähig, wobei ein Brückenkurzschluss verhindert wird.

Abb. 5.7 zeigt die Steuereinheit als 19-Zoll Einschub. Auf der Platine befinden sich die analoge Grenzwertüberwachung und die Signalverarbeitung aus Abb. 5.6, die auch mehrere analoge Filter umfasst. Der NI cRIO ist über Flachbandkabel mit der Platine verbunden. Die zahlreichen Anschlüsse der Steuereinheit sind an der Front- und der Rückplatte angebracht. Über einen zusätzlichen Mikrocontroller gibt ein Display Statusinformationen aus.

Software

Abb. 5.8 zeigt die Aufteilung der Funktionen des Embedded-Controllers auf den Echtzeitprozessor und den FPGA. Der Echtzeitprozessor kommuniziert über Ethernet mit dem PC und gibt im Betrieb Informationen aus. Die eingehende Datenverbindung dient der Vorgabe von Versuchsparametern vor dem Betrieb. Sie kann auch während des Betriebs dazu genutzt werden, in den Versuchsablauf einzu-

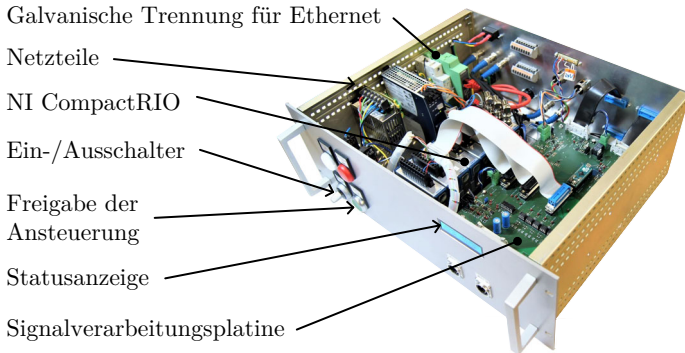


Abbildung 5.7: Fotografie der Steuereinheit.

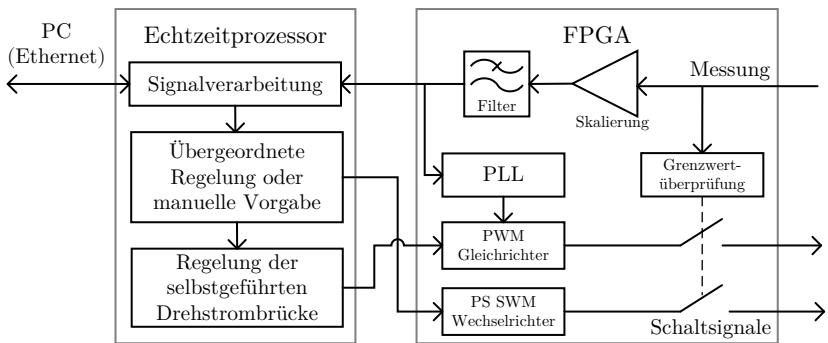


Abbildung 5.8: Konzeptioneller Aufbau der Softwarefunktionen des Embedded-Controllers.

greifen. Die Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung läuft auf dem Echtzeitprozessor. Vorgaben an die Ausgangsspannungsparameter Frequenz, Schwenksteuerungswinkel und Zwischenkreisspannung können manuell über Ethernet oder durch die übergeordnete Regelung (siehe Kap. 4) erfolgen. Die Zyklendauer ist abhängig von der Komplexität der jeweiligen Schleife und reicht von 1 ms (bei Umrechnungsprozessen und der Regelung der Drehstrombrückenschaltung) bis zu 100 ms (bei der ZVS-Regelung).

Der FPGA besitzt eine Taktrate von 40 MHz. Die Modulation des Gleichrichters mit PWM und des Wechselrichters mit PS SWM (siehe Kap. 2.3.2) nutzen die minimale Zyklendauer von 25 ns in Form getakteter Schleifen. Auch andere Funktionen mit hohen zeitlichen Anforderungen, wie die Grenzwertüberprüfung zur Erkennung von Fehlern oder die Phasenregelschleife (PLL), werden auf dem FPGA ausgeführt, jedoch durch ihre Komplexität mit größerer Zykluszeit. Die Skalierung und die Filterung von Messwerten müsste nicht auf dem FPGA umge-

setzt werden, aber für eine übersichtliche Programmstruktur ist diese Aufteilung hilfreich, da die Zahlenwerte der genutzten Variablen dann einen physikalischen Bezug haben.

5.1.3 Versuchsaufbau

Für die Durchführung der Versuche wird der in Abb. 5.9 dargestellte Aufbau verwendet. Auf diesem Foto ist das DD-Spulensystem angeschlossen und die Energieübertragung erfolgt von rechts nach links. Der bereits beschriebene Umrichter befindet sich daher auf der rechten Seite. Daneben sind eine einstellbare Induktivität und modular aufgebaute Kapazitäten sichtbar, die als Kompensation eingesetzt werden. Die DD-Primärspule (siehe Kap. 3.5.3) liegt auf dem Boden. An dem dreiachsigen Positioniersystem [26] ist die entworfene DD-Sekundärspule montiert. Direkt über der Abschirmplatte, ebenfalls an dem beweglichen Arm des Positioniersystems, befinden sich die sekundärseitige Kompensation und der HF-Gleichrichter. An diesen ist die elektronische Last angeschlossen. Mit Ausnahme der Kompensationsinduktivität sind die Komponenten des HF-AC-Netzwerks mit möglichst kurzen Kabelstrecken verbunden, um den Koppelfaktor und den Wirkungsgrad zu maximieren. An der Kompensationsinduktivität sind lange Anschlussleitungen kein Nachteil, sofern die Leitungsinduktivität in der Abstimmung des Resonanzkreises berücksichtigt wird.

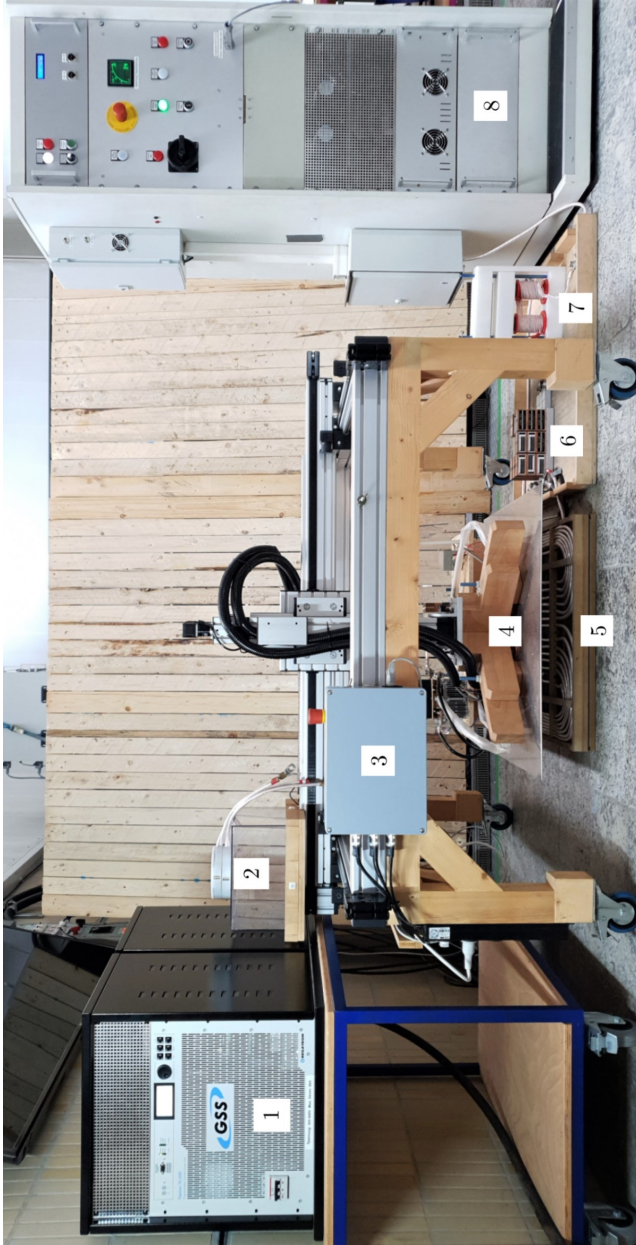
Der induktive Steckverbinder ist in Abb. 5.9 ebenfalls dargestellt, aber nicht mit den übrigen Komponenten verbunden. Bei Versuchen mit dieser Topologie ersetzt der induktive Steckverbinder die DD-Spulen. Das Positioniersystem entfällt und die übrigen Komponenten werden mit geringem Abstand zueinander angeordnet.

5.2 Versuchsdokumentation

5.2.1 Berechnung der Lastimpedanz

Als Ergänzung zu der simulativen Prüfung in Kap. 4.3.4 wird die Berechnung der äquivalenten AC-Impedanz der Last auch messtechnisch überprüft. Der Embedded-Controller berechnet im Betrieb aus den Zustandsdaten der elektronischen Last und des Umrichters Betrag und Phase der äquivalenten Impedanz Z_L . Er nutzt keine Messdaten des HF-AC-Netzwerks. Durch die zusätzliche Messung der realen Verläufe von Strom und Spannung am Gleichrichter und die Bestimmung der äquivalenten AC-Lastimpedanz mittels FFT kann der berechnete Wert geprüft werden. Abb. 5.10 stellt die ermittelten Impedanzen in Abhängigkeit der jeweiligen Batteriestromstärke gegenüber. Dabei bleibt die Spannung an der Batterie konstant bei 415 V.

In Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen aus Abb. 4.14 gibt die erweiterte Berechnung den Betrag der AC-Lastimpedanz sehr gut wieder. Relevante Abweichungen zwischen Messung und Berechnung treten nur bei dem induktiven Steckverbinder und sehr kleiner Batteriestromstärke auf. In diesem Bereich lükt der Gleichrichterstrom sehr deutlich und die vereinfachenden Annahmen der analytischen Beschreibung reichen für die korrekte Berechnung nicht mehr aus. Wie



- 1: Elektronische Last
- 2: Induktiver Steckverbinder (nicht angeschlossen)
- 3: Steuereinheit des Positioniersystems
- 4: DD-Sekundärspule, Abschirmung, Kompensation und Gleichrichter
- 5: DD-Primärspule
- 6: Kompensationskapazitäten
- 7: Umrichter zur Erzeugung einer HF-Rechteckspannung
- 8: Kompensationsinduktivität

Abbildung 5.9: Fotografie des Versuchsaufbaus bei Einsatz des DD-Spulensystems.

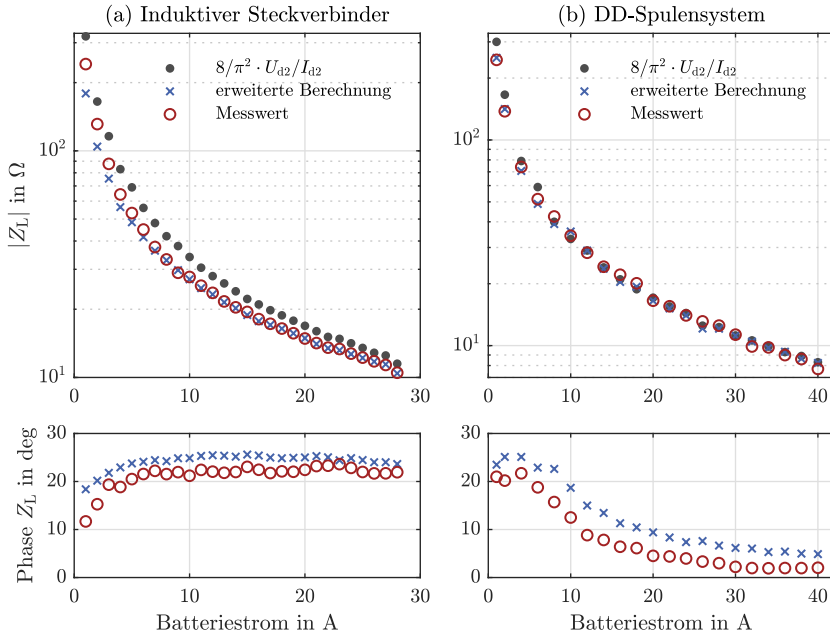


Abbildung 5.10: Vergleich der äquivalenten AC-Impedanzen der Last, bestimmt durch Messwerte der tatsächlichen Verläufe und durch Berechnung nach Kap. 4.3.

bei Abb. 4.14 beschrieben ist dies jedoch für die Berechnung des Schaltstroms unerheblich, da eine große Lastimpedanz für eine geringe Übertragungsleistung sorgt und somit den Stromfluss am Wechselrichter kaum beeinflusst. Die Berechnung nach (3.1) weicht im Mittel deutlich stärker von den Messwerten ab.

Die Messwerte bestätigen auch, dass die Berechnung der Phasenlage eine Verbesserung der Genauigkeit gegenüber der einfachen Berechnung eines AC-Lastwiderstands ermöglicht. Es fällt jedoch auf, dass es eine Abweichung von durchschnittlich 3° bei dem induktiven Steckverbinder und 4° bei dem DD-Spulensystem zwischen den berechneten und den gemessenen Werten gibt.

In der Berechnung wird die Umpolungsdauer der Dioden vernachlässigt, es wird also vereinfachend angenommen, dass die Dioden im Moment des Stromnulldurchgangs zwischen dem leitenden und dem sperrenden Zustand wechseln können. Reale Dioden besitzen jedoch parasitäre Kapazitäten (Sperrschichtkapazität und Diffusionskapazität [123]), die vor der Umpolung umgeladen werden müssen und den Nulldurchgang der Spannung dadurch verzögern. Da die Grundschwingung des Stromverlaufs grundsätzlich dem Spannungsverlauf naheilt, führt dieser zeitliche Versatz zu einer etwas kleineren Phasenlage der AC-Impedanz, als in der Berechnung angenommen. Für die beiden Topologien wurden unterschiedliche HF-

Gleichrichter mit unterschiedlichen Dioden eingesetzt, daher unterscheidet sich auch die Abweichung der Phasenlage. Da die parasitäre Kapazität bei größerer Stromstärke schneller umgeladen werden kann, wird die Abweichung bei größeren Werten des Batteriestroms immer kleiner.

5.2.2 Ladevorgang mit dem induktiven Steckverbinder

Die praktische Umsetzbarkeit der vorgestellten Auslegungs- und Betriebsstrategie soll anhand eines Batterieladevorgangs überprüft werden. Die elektronische Last wird bei Topologie 1 als Batterie mit einer Kapazität von 2 Ah^3 und dem Spannungsbereich 340 V bis 418 V angesteuert. Der Ladevorgang beginnt bei einem Ladestand von 10% , was 350 V Batteriespannung entspricht. Die Sollwertvorgabe des Batteriestroms ergibt sich gemäß (2.30) aus den Maximalwerten 28 A , $10,5 \text{ kW}$ und 418 V an der Batterie. Die aus dem Netz entnommene Wirkleistung ist, aufgrund der Verluste, entsprechend größer.

Die Steuerung des Ladesystems erfolgt vollständig automatisiert durch den Embedded-Controller. Die Aufzeichnung seiner gemessenen und vorgegebenen Größen ist in Abb. 5.11 dargestellt. Mit dem Beginn des Ladevorgangs wird der Schwenksteuerungswinkel angehoben. Der Schaltstrom $I_{\text{ON,A}}$ übersteigt sofort den Sollwert, sodass ZVS erreicht wird. Auch die Übertragung von Energie beginnt sofort, allerdings wird der Sollwert des Batteriestroms erst nach einigen Sekunden durch die Anhebung der Zwischenkreisspannung und der Frequenz erreicht. Die Anhebung der Frequenz sorgt auch dafür, dass der Schaltstrom an $-I_{\text{th}}$ angeglichen wird. Durch die Anhebung der Zwischenkreisspannung kann die Frequenz nah am Sollwert 88 kHz gehalten werden, der bei diesem System den höchsten Wirkungsgrad verspricht. Es ergibt sich ein nahezu stationärer Schwenksteuerungswinkel von etwa $0,91 \cdot \pi$, da die Anpassung der Zwischenkreisspannung die kontinuierliche Änderung der Batteriespannung ausgleicht. Durch die Einbindung der Zwischenkreisspannung in die Regelung können somit der Batteriestrom nachgeführt und der Schaltstrom und die Frequenz im optimalen Betriebspunkt gehalten werden. Um zu überprüfen, ob die Stromberechnung tatsächlich den ZVS-Zustand bestimmen kann, sind die Strom- und Spannungsverläufe des HF-AC-Netzwerks zu zwei spezifischen Zeitpunkten in Abb. 5.12 dargestellt. Zum Zeitpunkt $t = 80 \text{ s}$ wird ZVS erreicht und die Wechselrichterspannung schwingt nicht über. Der gemessene Strom zum Schaltzeitpunkt liegt mit -27 A etwas unter dem berechneten Wert $I_{\text{ON,A}} = -25 \text{ A}$. Für die Impedanzberechnung ist zudem relevant, dass die Annahme eines sinusförmigen Spannungsverlaufs an den Klemmen der Primärspule erfüllt ist. Der HF-Gleichrichter ist in diesem Betriebspunkt nicht im Lückbetrieb.

Während der Batteriestrom im CC-Betrieb abgeregelt wird (ab dem Zeitpunkt $t = 235 \text{ s}$ in Abb. 5.11), kann der ZVS-Zustand nicht gehalten werden. Der Leistungsregler reagiert mit einer deutlichen Absenkung des Schwenksteuerungswinkels zur Nachführung des Sollwerts, da das HF-AC-Netzwerk des induktiven Steck-

³Damit ist der Ladevorgang in ca. 4 Minuten abgeschlossen. In der Darstellung der Datenaufzeichnung ist der Start- und der Abschaltvorgang noch erkennbar.

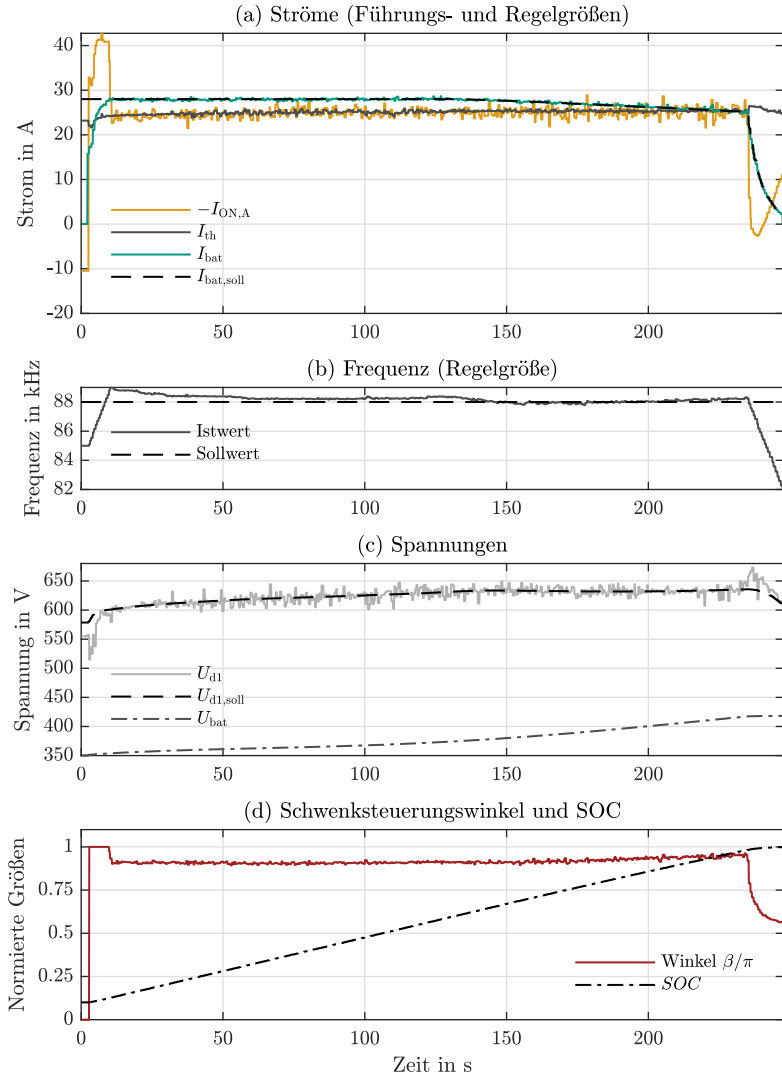


Abbildung 5.11: Messwertaufzeichnung der Kenngrößen des Ladevorgangs mit dem induktiven Steckverbinder. Die Schaltstromwerte $I_{ON,A}$ und $-I_{th}$ sind zur Verbesserung der Übersichtlichkeit mit umgekehrtem Vorzeichen dargestellt.

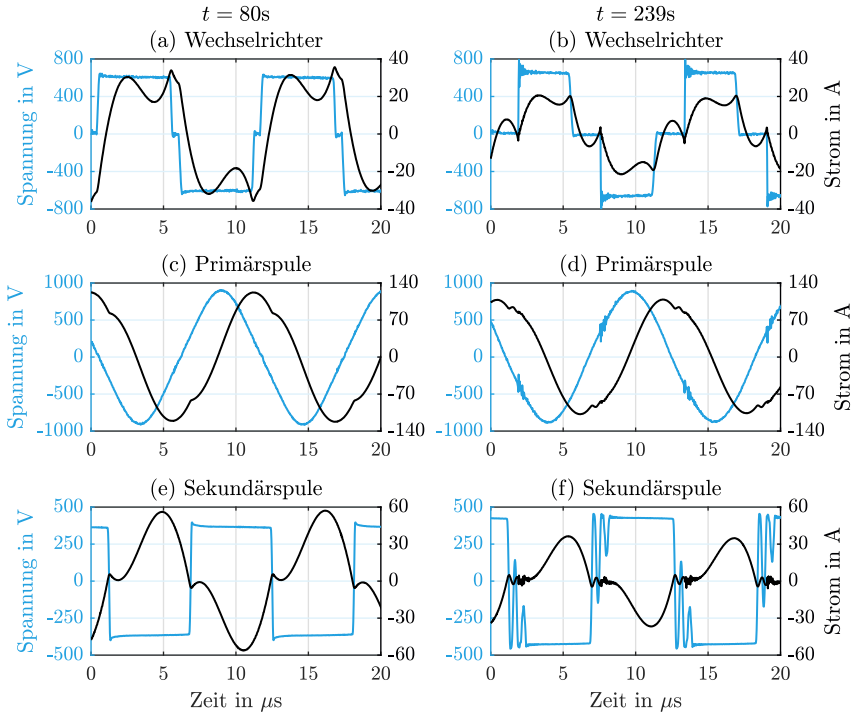


Abbildung 5.12: Aufzeichnung der Strom- und Spannungsverläufe innerhalb des HF-AC-Netzwerks des induktiven Steckverbinders zu zwei Zeitpunkten innerhalb des Ladevorgangs.

verbinders auch bei deutlich reduziertem Schwenksteuerungswinkel noch Energie an die Last überträgt. Bei der geringen Batteriekapazität von 2 Ah ist der Gradient des Schaltstroms so groß, dass der ZVS-Regler die Frequenz nicht schnell genug ändern kann. Somit könnte zur Einhaltung des ZVS-Zustands die Dynamik des Reglers erhöht werden. Bei einer realistischen Batteriekapazität eines BEV würde die Arbeitspunktänderung aber ohnehin deutlich langsamer ablaufen.

In Abb. 5.12 (b) ist der Spannungsverlauf des Wechselrichters zum Zeitpunkt $t = 239\text{s}$ dargestellt. Da kein ZVS vorliegt, schwingt die Spannung über. Der berechnete Schaltstrom liegt erneut nur leicht über dem gemessenen Wert. In diesem Arbeitspunkt lückt der Strom des HF-Gleichrichters. Verglichen mit der analytischen Betrachtung des zugehörigen Spannungsverlaufs in Abb. 4.10 ist die Spannung in Abb. 5.12 (f) von einer höherfrequenten Schwingung überlagert. Auf den in der Impedanzberechnung betrachteten Grundschwungsanteil hat dies jedoch keinen Einfluss.

5.2.3 Ladevorgang mit dem DD-Spulensystem

Auch das DD-Spulensystem wird in einem Batterieladevorgang getestet. Die Batterie wird dabei maximal mit 52 A, 20 kW und 418 V geladen. Das System könnte somit an einem 22 kW Netzanschluss betrieben werden. Die Batteriekapazität beträgt in dem aufgezeichneten Versuch 4 Ah.

In Abb. 5.13 ist die Messwertaufzeichnung des Ladeversuchs dargestellt. Mit der Anhebung des Schwenksteuerungswinkels wird zu Beginn des Ladevorgangs in Abb. 5.13 (a) ZVS erreicht. Auch die Zwischenkreisspannung wird angehoben, was zu dem Einsetzen eines Ladestromflusses an der Batterie führt. Die aus dem Zwischenkreis abfließende Energie sorgt dafür, dass die tatsächliche Zwischenkreisspannung dem Sollwert zunächst nicht folgen kann und dann leicht überschwingt. Auch der Ladestrom übersteigt kurzzeitig den Sollwert, wird anschließend aber durch den Schwenksteuerungswinkel angepasst.

Durch die geringe Dämpfung des HF-AC-Netzwerks schwingt der Ladestrom weiterhin um den Sollwert. Die Zwischenkreisspannung nimmt in dieser Konfiguration an der Regelung der Übertragungsleistung teil und sorgt nicht für die Regelung der Frequenz, da dies ein zusätzliches niederfrequente Schwingen der Regler zur Folge hätte⁴. Die Frequenz ist daher auf den Bereich 79 kHz bis 85 kHz begrenzt, wobei 85 kHz die Nennfrequenz ist. Ab etwa $t = 100\text{ s}$ wird in Abb. 5.13 (b) die Frequenzobergrenze erreicht. Anschließend liegt ZVS weiterhin vor und die Frequenz entspricht dem Nennwert, aber der Schaltstrom $I_{\text{ON,A}}$ ist betragsmäßig größer als notwendig.

Der ZVS-Zustand wird in Abb. 5.13 (a) nach dem Beginn und vor dem Ende des Ladevorgangs kurzzeitig verlassen, da der Schwenksteuerungswinkel jeweils mit hohem Gradienten reduziert wird. Der Schaltstrom bleibt jedoch im negativen Bereich. Da die ZVS-Berechnung auf dem Controller grundsätzlich mit einem Sicherheitsfaktor belegt ist, sind diese leichten Abweichungen vom Sollwert für die schaltenden MOSFETs unproblematisch.

Die Verläufe der Wechselrichterspannung in Abb. 5.14 (a) und (b) zeigen ZVS bei maximaler Übertragungsleistung und kurz vor der Abschaltung des Systems. Der berechnete Schaltstrom aus Abb. 5.13 (a) stimmt zu den beiden dargestellten Zeitpunkten gut mit den gemessenen Verläufen des Wechselrichterstroms überein. Topologie 2 erfordert nur eine leichte Absenkung des Schwenksteuerungswinkels um die Übertragungsleistung zu reduzieren. Dies begünstigt ZVS bei Teillast, da die Schaltzeitpunkte und der Anteil der dritten Harmonischen des Stroms nahezu unverändert bleiben, wenn die Übertragungsleistung reduziert wird. Der Grundschwingungsanteil des Wechselrichterstroms trägt zum Schaltstrom kaum bei, sofern das System bei Nennfrequenz arbeitet.

Der Stromverlauf der Primärspule in Abb. 5.14 (c) und (d) bleibt leistungsunabhängig näherungsweise sinusförmig, was die Annahme in Kap. 4.3.2 bestätigt. Abb. 5.14 (f) zeigt, dass in dieser Konfiguration auch bei 8 A Ladestrom noch kein Lückbetrieb vorliegt.

⁴In weiteren Versuchen mit Einbindung der Zwischenkreisspannung in die Regelung der Frequenz kam es bei dieser Konfiguration zu Schwingungen zwischen dem AC-Stromregler und dem Schwenksteuerungs-Stromregler.

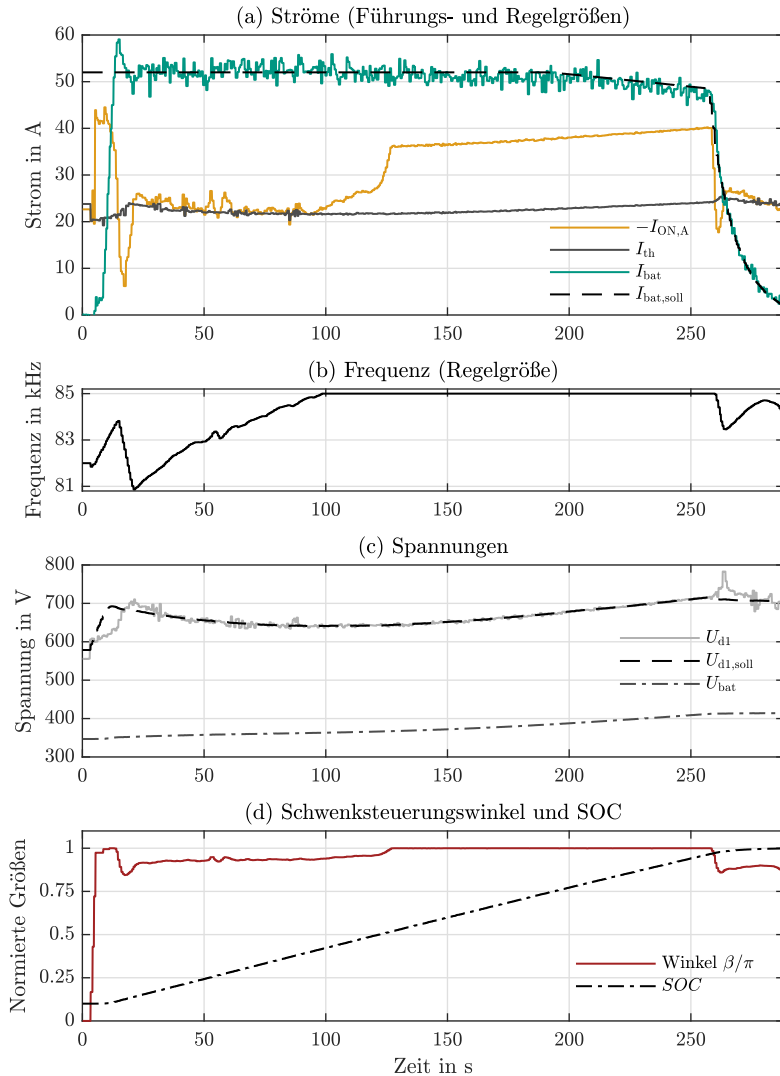


Abbildung 5.13: Messwertaufzeichnung der Kenngrößen des Ladevorgangs mit dem induktiven Steckverbinder. Die Schaltstromwerte $I_{ON,A}$ und $-I_{th}$ sind zur Verbesserung der Übersichtlichkeit mit umgekehrtem Vorzeichen dargestellt.

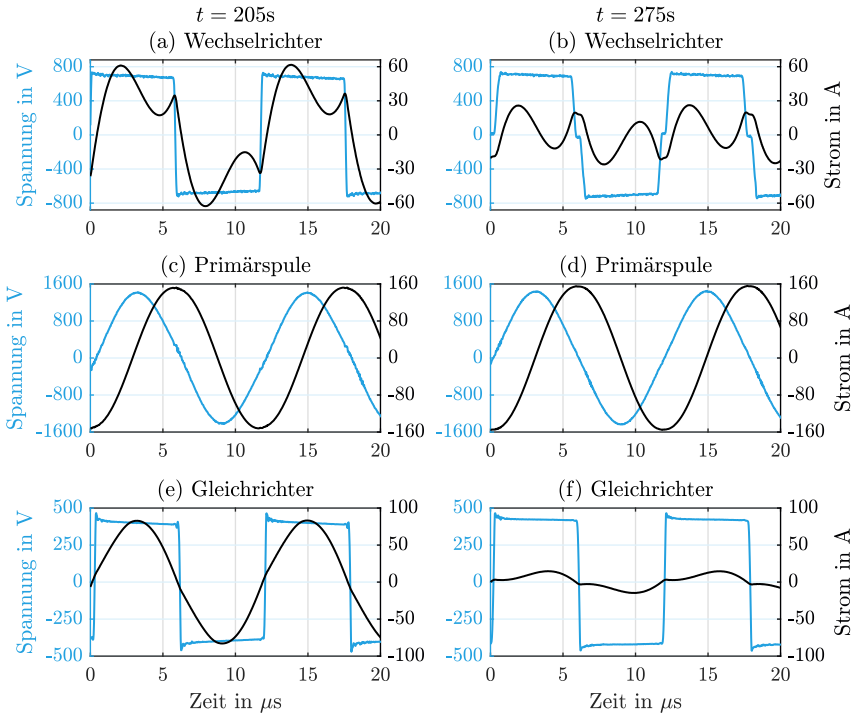


Abbildung 5.14: Aufzeichnung der Strom- und Spannungsverläufe innerhalb des HF-AC-Netzwerks des DD-Spulensystems.

5.2.4 Wirkungsgrad

Der mittlere Wirkungsgrad eines vollständigen Ladevorgangs (gemäß Abb. 5.11 und 5.13) der induktiven Ladesysteme vom netzseitigen Gleichrichter zur Batterie wurde ebenfalls bestimmt und ist in Tab. 5.1 aufgelistet. Eine zeitabhängige Darstellung des Wirkungsgrads wäre aufgrund der Schwankungen der Momentanleistung nicht hilfreich. Da sich die Verluste der Einzelkomponenten im einstelligen Prozentbereich bewegen, ist die Toleranz der Verlustleistungsmessung innerhalb des HF-AC-Netzwerks jedoch auch bei gemittelten Werten groß. Eine Wirkleistungsmessung direkt an den Spulen erbringt keine belastbaren Ergebnisse, da der Leistungsfaktor nahezu Null beträgt. Daher wird nur der Wirkungsgrad des gesamten HF-AC-Netzwerks angegeben. Auf der AC-Seite des Wechselrichters und des HF-Gleichrichters ist der Leistungsfaktor größer, aber dennoch muss die Messung bei hoher Frequenz und starker Beeinflussung durch Harmonische durchgeführt werden. Die Wirkungsgradangaben der Einzelkomponenten sind daher nur als Richtwerte zu verstehen. Die höchste Belastbarkeit besitzt die Angabe des Gesamtwirkungsgrads, da dieser mit der dreiphasigen Messung der Netzströme und

Tabelle 5.1: Mittlerer Wirkungsgrad der Komponenten bei den Ladevorgängen

Komponenten	Topologie 1: Induktiver Steckverbinder	Topologie 2: DD-Spulensystem
Gesamtsystem	93,18 %	89,75 %
Umrichter	99,3 %	99,3 %
HF-AC-Netzwerk	97,6 %	93,0 %
HF-Gleichrichter	96,1 %	97,2 %

-spannungen bei 50 Hz und der DC-Messung an der Batterie berechnet wird. Der Umrichter besitzt aufgrund des weichen Schaltens und durch die Überdimensionierung der Leistungselektronik einen sehr hohen Wirkungsgrad. Sowohl die eingesetzten MOSFETs als auch die IGBTs besitzen eine Stromtragfähigkeit von über 200 A. Zudem befindet sich die dreiphasige Spannungsmessung, wie in Abb. 5.6 angegeben, direkt vor den Drosseln. Die Verluste der Schutztechnik und des EMV-Filters werden also nicht erfasst. Die Verluste der Spulensysteme liegen im erwarteten Bereich. Der Wirkungsgrad der beiden Gleichrichter fällt eher gering aus⁵. Eine Überarbeitung der eingesetzten Gleichrichter wäre zur Optimierung der Effizienz somit sinnvoll.

5.3 Bewertung der Methoden und Konzepte

Mit dem Versuchsaufbau als Hilfsmittel konnte die Praxistauglichkeit der Methoden und Konzepte aus dieser Arbeit untersucht werden. Dieser Abschnitt enthält eine rückblickende Bewertung.

5.3.1 Iterativer Auslegungsprozess der Spulen

Das Spulendesign und die Parametrierung des Kompensationsnetzwerks konnten, als Ergebnisse des Auslegungsprozesses, im Versuchsaufbau problemlos umgesetzt werden. FEM-Simulationen der Induktivitäten und der magnetischen Kopplung von Spulen sind in ihrem Aufwand überschaubar. Obwohl die Abstraktion der Windungen und Abschirmungsbleche notwendig war, ist die Übereinstimmung mit den Messergebnissen gut. Somit können die Spulen rechnergestützt entworfen werden. Die analytische Betrachtung des HF-AC-Netzwerks bei Approximation durch die Grundschwingung erwies sich ebenfalls als hilfreiches Modell. Mit geringem Rechenaufwand liefert es zu jedem Durchlauf des Spulendesigns die Kompensationswerte und ermöglichte eine Plausibilitätsprüfung.

Da das Spulensystem insbesondere bei schwacher Kopplung den größten Teil der Verluste verursacht, ist es zudem essenziell, dass der Wirkungsgrad des wichtigs-

⁵Jedes Spulensystem besitzt einen eigenen HF-Gleichrichter.

ten Arbeitspunktes durch die Berechnung des Zusammenhangs aus Induktivität, Lastimpedanz und Koppelfaktor maximiert wird.

5.3.2 Berechnung des Wicklungswiderstands

Die Berechnung des Widerstands einer Spule mit Windungen aus HF-Litze konnte durch Messwerte überprüft werden. Die Übereinstimmung validiert die Berechnungsmethode, wobei die große Toleranz der Messgeräte in dieser Anwendung beachtet werden muss.

Die Berechnungsmethodik kann aber durchaus als aufwändig bezeichnet werden. Sie ist hilfreich, wenn eine rigorose Optimierung der Kosten und des Wirkungsgrads der Spulen gefordert ist und beugt der Überdimensionierung der Litze vor. In der Praxis richtet sich die Auswahl der HF-Litze für ein Spulensystem aber auch nach anderen Faktoren. Im hier beschriebenen Aufbau war die Verfügbarkeit das entscheidende Kriterium.

Es ist auch möglich, auf Widerstandsberechnungen vollständig zu verzichten und in einem fertigen Aufbau die Spulenwiderstände verschiedener Litzen zu messen, bis die gewünschten Parameter gefunden sind. Möglicherweise ist dies schneller umsetzbar als aufwändige Widerstandsberechnungen. Auf die Entwicklung eines Regelungskonzepts haben die Widerstände keinen Einfluss, lediglich der erzielbare Wirkungsgrad kann erst mit Kenntnis der Spulenwiderstände bestimmt werden.

5.3.3 ZVS-Regelung

Die funktionierende ZVS-Regelung war im Versuchsaufbau entscheidend, um nicht nur den Wirkungsgrad des Wechselrichters zu optimieren, sondern auch Störeinflüsse durch elektromagnetische Emission zu vermeiden. Bei der genutzten Zwischenkreisspannung von bis zu 800 V fielen in ersten Versuchen ohne funktionierende ZVS-Regelung immer wieder Bildschirme, ein Oszilloskop und der Embedded-Controller aus, da diese Geräte durch die elektromagnetische Beeinflussung aufgrund der steilen Spannungsflanken gestört wurden. Nach der vollständigen Implementierung der beschriebenen Regelung traten diese Probleme nicht mehr auf.

Berechnung des Schaltstroms

Das Konzept, den Strom zum Schaltzeitpunkt zu berechnen und nicht zu messen, wurde aus [111] übernommen. Die experimentelle Validierung erfolgte in den eigenen Versuchen dieser Arbeit jedoch mit deutlich höherer Übertragungsleistung von bis zu 20 kW und bei zwei unterschiedlichen Spulensystemen. Sofern die Komponenten des HF-AC-Netzwerks bekannt sind, liefert die Stromberechnung Daten, die in Experimenten dieser Arbeit um wenige Ampere von den Messwerten abweichen. Die Abweichung ist in der Praxis unproblematisch, da der Sollwert des Schaltstroms ohnehin mit einem Sicherheitsfaktor angegeben wird, sodass auch bei kleinen Abweichungen ZVS vorliegt. Die Berechnung ist einfach umsetzbar

und erspart die schaltungssynchronisierte Messung des Stroms durch den eingesetzten Controller. Allerdings begrenzt die Rechenkapazität des Controllers die Durchlaufzeit der ZVS-Regelschleife. In den Versuchen besaß die ZVS-Regelung eine an die Rechenzeit angepasste Durchlaufzeit von 100 ms⁶. Es wurde gezeigt, dass der ZVS-Zustand mit dieser Konfiguration nachgeführt werden kann, aber auf schnelle Änderungen des Arbeitspunkts zu langsam reagiert wird (siehe Abb. 5.11). Selbstverständlich würde eine kürzere Durchlaufzeit zu höherer Dynamik führen oder kleinere Frequenzschritte ermöglichen.

Die betrachteten Systeme sind für die Stromberechnung gut geeignet, da der induktive Steckverbinder keine Positionsabhängigkeit der Spulenparameter zulässt und das DD-Spulensystem auf eine hohe Versatztoleranz und einen unveränderlichen Spulenabstand ausgelegt ist. Ohne diese Voraussetzungen wäre die Stromberechnung voraussichtlich weniger genau.

Berechnung der Lastimpedanz

Insbesondere bei Lückbetrieb, der bei dem HF-Gleichrichter von Topologie 1 in dieser Arbeit vorliegt, ist die Berechnung eines äquivalenten AC-Widerstands aus der Spannung und dem Strom auf der DC-Seite des HF-Gleichrichters nur eine grobe Approximation. Um die Genauigkeit der Schaltstromberechnung zu erhöhen, wurde in dieser Arbeit ein Verfahren zur Berechnung der Lastimpedanz bei LCC-N und LCC-S Kompensation entwickelt. Es kann im Betrieb angewendet und auf einem Embedded-Controller implementiert werden. Die im Betrieb notwendigen Rechenoperationen sind dabei weit weniger komplex als die Herleitung (in Kap. 4.3), sodass sie in Echtzeit ausgeführt werden können. Es sei außerdem erwähnt, dass die Impedanzberechnung bei dem DD-Spulensystem unabhängig von dem möglicherweise unbekanntem Koppelfaktor der Spulen ist. Bei dem induktiven Steckverbinder wird zwar die Gegeninduktivität in der Berechnung genutzt, aufgrund der vorgegebenen Spulenposition wird diese jedoch ohnehin als bekannt vorausgesetzt.

Die Verifikation erfolgte zum Teil mit Messungen und zum Teil simulativ. Die Impedanzberechnung des neuen Verfahrens weicht dabei weit weniger von Mess- und Simulationsergebnissen ab, als die einfache Berechnung eines äquivalenten AC-Lastwiderstands. Vergleiche mit experimentellen Ergebnissen zeigten, dass die Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten der Gleichrichterioden das neue Verfahren weiter verbessern würde.

5.3.4 Regelung des Ladestroms

Die Regelung des Ladestroms ist gleichbedeutend mit einer Leistungsregelung des induktiven Ladesystems. Sie ist in erster Linie ein Hilfsmittel zur Umsetzung des vollständigen Ladevorgangs, der wiederum zur Darstellung einer realistischen,

⁶Dabei muss beachtet werden, dass der Echtzeitprozessor zeitgleich zahlreiche weitere Schleifen ausführt.

kontinuierlichen Arbeitspunktänderung genutzt wird. Die Funktionalität der Leistungsregelung, insbesondere auch unter Einbindung der variablen Zwischenkreisspannung des Umrichters, wurde in den Versuchen gezeigt.

5.3.5 Regelung der Zwischenkreisspannung zur Nachführung der Frequenz

Mit Schwierigkeiten war die Abstimmung der übergeordneten Regelung, die den Schwenksteuerungswinkel und die Frequenz beeinflusst, mit der untergeordneten Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung verbunden. In der Simulation des Ladevorgangs (Kap. 4.5) wurde die Zwischenkreisspannung als ideale Spannungsquelle abstrahiert, sodass die untergeordnete Regelung nicht implementiert werden musste. Um die Rechenzeit des Modells zu begrenzen ist dieser Schritt sinnvoll. Im Versuchsaufbau muss jedoch die Stromregelung des aktiven Gleichrichters darauf reagieren, dass sich mit der Änderung der Zwischenkreisspannung auch die Übertragungsleistung des Systems ändert. Es fließt bei höherer Spannung mehr Energie aus dem Zwischenkreis ab. Dies begünstigt zum einen das Überschwingen des Ladestroms (siehe Abb. 5.13), zum anderen kann es dazu führen, dass der Schwenksteuerungs-Stromregler und der AC-Stromregler gegeneinander schwingen. Diese Problematik verhinderte die Einbindung der Frequenznachführung in die Sollwertvorgabe der Zwischenkreisspannung⁷ bei Topologie 2. Als Auswirkung der fehlenden Frequenznachführung entsprechen die Frequenz und der Schaltstrom nicht zeitgleich ihrem jeweiligen Sollwert (siehe Abb. 5.13). Allerdings sorgt die Kompensationsauslegung von Topologie 2 ohnehin nahezu im gesamten nutzbaren Frequenzband dafür, dass Spannung und Strom am Wechselrichter in Phase sind (siehe Abb. 3.7). Damit wäre auch ein Konzept mit aktivem Wechselrichter, aber konstanter Zwischenkreisspannung ausreichend und verspricht bessere Stabilität.

Bei Topologie 1 konnte die Frequenznachführung dagegen umgesetzt werden (siehe Abb. 5.11). Dadurch entsprechen der der Schaltstrom und die Frequenz zeitgleich ihren jeweiligen Sollwerten für den höchstmöglichen Wirkungsgrad. Die Nachführung aller relevanter Vorgaben wurde umgesetzt und ein über alle Arbeitspunkte gemittelter Systemwirkungsgrad von 93,18 % erreicht.

5.3.6 Einschaltvorgang des Wechselrichters

Auch ohne die Nachbildung des aktiven Gleichrichters im Simulationsmodell konnte der Einschaltvorgang des Wechselrichters simulativ untersucht werden. Im Vergleich zu einer messtechnischen Untersuchung ist der direkte Zugang zu allen Zustandsgrößen dabei von großem Vorteil. Auf diese Weise wurde Problemen mit Überstrom am Wechselrichterausgang effektiv vorgebeugt.

⁷Die Erklärung dieses Konzepts findet sich in Kap. 4.4.

5.3.7 Spulentopologien und Systemaufbau

Mit beiden beschriebenen Demonstrator-Spulensystemen konnte ein nachgebildeter Batterieladevorgang durchgeführt werden. Die Ladedauer wurde dabei durch die Wahl der Batteriekapazität auf wenige Minuten reduziert.

Aufgrund des größeren Koppelfaktors besitzt Topologie 1 einen höheren Wirkungsgrad als Topologie 2. Der geringe Spulenabstand vereinfacht außerdem die Regelung und sorgt im Vergleich für eine kleinere magnetische Streuflussdichte in der Umgebung. Zudem ist der induktive Steckverbinder sehr kompakt, besitzt also einen hohen Quotienten aus Leistung und Bauraum. Im Betrieb sorgt der kompakte Aufbau jedoch für Probleme mit der Wärmeabfuhr, da die eng liegenden Windungen und der Kontakt der beiden Spulen konzeptbedingt wenig Wärmeabfuhr zulassen. Obwohl das DD-Spulensystem einen geringeren Wirkungsgrad besitzt, kann es bei 20 kW Übertragungsleistung dauerhaft betrieben werden. Der induktive Steckverbinder wird dagegen bei 10,5 kW Übertragungsleistung bereits über 100° C heiß. Ein so konzipiertes Spulensystem müsste im Dauerbetrieb stark gekühlt werden.

In Verbindung mit der Notwendigkeit eines beweglichen Arms für die Positionierung kann zudem das Gewicht des induktiven Steckverbinders problematisch sein. Zusätzlich zu dem Gewicht des Kupfers und des Ferrits der Primärspule müssten auch das Gewicht der Kondensatoren zur Kompensation und das Gewicht des Kühlsystems bewegt werden. Die Spulen von Topologie 2 sind zwar noch schwerer, aber besitzen keine beweglichen Teile.

Im Vergleich der automatisierten Ladetechnologien konkurriert ein induktiver Steckverbinder direkt mit einem automatisierten konduktiven Ladesystem (beispielsweise [12]). Der Systemaufbau (siehe Abb. 1.1) und der Wirkungsgrad unterscheiden sich nur geringfügig, insbesondere wenn bei dem getesteten System (Topologie 1) die Verluste des HF-Gleichrichters reduziert werden können. Jedoch ist zu erwarten, dass der induktive Steckverbinder durch den höheren Materialaufwand mit HF-Litze und Ferrit und durch das höhere Gewicht des beweglichen Steckers auch höhere Kosten aufweist als ein konduktives Ladesystem. Um wirtschaftlich konkurrenzfähig zu sein, müsste eine Spule des induktiven Steckverbinders noch kompakter und leichter sein als der entworfene Demonstrator, was jedoch im Widerspruch zu einem hohen Wirkungsgrad und guter Wärmeabfuhr steht. Der Vorteil des induktiven Steckverbinders, im Vergleich mit einem konduktiven Ladesystem, liegt im fehlenden Kontaktverschleiß und dem daraus resultierenden geringen Wartungsaufwand. Ob dies die höheren Kosten rechtfertigt, muss die Zukunft zeigen.

Ein induktives Ladesystem wie das DD-Spulensystem (Topologie 2) kann dagegen ohne bewegliche Komponenten realisiert werden. Die Unempfindlichkeit gegen Nässe und Verschleiß sind große Vorteile, zudem entfallen die Kosten für das Positionierungssystem. Damit ist der Aufbau mechanisch einfacher und robuster, aber elektrotechnisch komplexer als ein konduktives Ladesystem. In dieser Arbeit wurde gezeigt, dass es ohne aktive Komponenten auf der Sekundärseite und ohne Messwerterfassung im HF-AC-Netzwerk möglich ist, einen Ladevorgang auszuführen. Der gemessene Wirkungsgrad ist geringer als bei einem kondukti-

ven Ladesystem. Die Verlustmechanismen sind jedoch bekannt und können in der Auslegung berücksichtigt werden, sodass mit höherem Materialaufwand auch ein wettbewerbsfähiger Wirkungsgrad erreicht werden kann.

Es ist nicht zu erwarten, dass die Beschaffungskosten der Komponenten eines induktiven Ladesystems mit denen eines konduktiven Ladesystems konkurrieren können. Die induktive Energieübertragung besitzt ihren Vorteil bei geringen Wartungskosten, und kann diesen besonders bei langfristiger und intensiver Nutzung ausspielen. Zudem können zahlreiche kurze Ladevorgänge durch ein kontaktloses System sehr komfortabel umgesetzt werden. Daraus ergibt sich beispielsweise ein Anwendungsszenario zum Laden einer autonomen Fahrzeugflotte oder öffentlicher Verkehrsmittel. Sofern durch ein induktives Ladesystem mehr Betriebsstunden pro Tag realisiert werden können als durch ein konduktives System, werden die höheren Beschaffungskosten durch die bessere Ausnutzung der Investition gerechtfertigt. Dies muss im Einzelfall geprüft werden.

Der Wirkungsgrad muss dazu jedoch konkurrenzfähig sein. Ausschlaggebend dafür ist das Spulensystem, das mit Hilfe der Auslegungsvorschriften dann nicht hinsichtlich des Bauraums und der Kosten, sondern hinsichtlich des Wirkungsgrads optimiert werden muss. Der Systemaufbau mit wenigen aktiven Komponenten bietet sich zur Minimierung der Kosten und der Verluste gleichermaßen an.

Kapitel 6

Zusammenfassung

In der vorliegenden Dissertation wird der Entwicklungsprozess eines induktiven Ladesystems für Elektrofahrzeuge behandelt. Das Ziel eines einfachen und effizienten Systemaufbaus wird durch die Anwendung mathematischer Methoden verfolgt. In den Themenbereichen Widerstandsberechnung und Betriebszustandsermittlung führen diese zu neuartigen Berechnungsvorschriften. Die experimentelle Validierung der theoretischen Ansätze geschieht anhand zweier unterschiedlicher Topologien: Einem induktiven Steckverbinder mit Spulen, die auf Kontakt gebracht werden, und einem DD-Spulensystem, welches Energie über einen Luftspalt kontaktlos überträgt. Die zugehörige Leistungselektronik wird mit dem Ziel ausgelegt, möglichst wenige Komponenten zu erfordern und dennoch die notwendige Flexibilität für den variablen Arbeitspunkt eines Batterieladevorgangs zu bieten. Das entwickelte Regelungskonzept sorgt für verlustarmes Schalten des Wechselrichters.

Die folgenden mathematischen Methoden bilden den inhaltlichen Beitrag dieser Arbeit zur Entwicklung eines effizienten Übertragungssystems mit einfachem Systemaufbau:

- Die Auslegung des HF-AC-Netzwerks in Kap. 2 und 3 gibt anhand einer analytischen Vorgehensweise die Zielgrößen für ein effizientes Design der Spulen und des Kompensationsnetzwerks vor.
- Die Berechnung der Wirbelstromverluste in HF-Litze in Kap. 3 wird aufgrund ihrer hohen Bedeutung für den Wirkungsgrad eines Spulensystems detailliert behandelt. Genauigkeit in der Berechnung des frequenzabhängigen Widerstands von HF-Litze ermöglicht eine effiziente Auslegung. Dazu wird ein neues Verfahren für die Berechnung des Einflusses der leitfähigen Verbinder auf den Spulenwiderstand entwickelt und messtechnisch geprüft. Der Einfluss der Verbinder nimmt mit steigender Frequenz und steigendem Leiterquerschnitt der HF-Litze zu.
- Die Minimierung von Schaltverlusten des HF-Wechselrichters durch ZVS bei variierendem Arbeitspunkt wird in Kap. 4 behandelt. Um auf eine zeitlich

hochaufgelöste Messung des Schaltstroms verzichten zu können, wird dieser anhand einfacher DC-Messwerte berechnet. Die Genauigkeit dieses Verfahrens wird durch die neuartige, detaillierte Berechnung der äquivalenten AC-Impedanz der Last im Betrieb deutlich erhöht.

- Als relevantes Hilfsmittel in der Auslegung eines induktiven Ladesystems kommt die gleichungsbasierte Simulation des Kleinsignalverhaltens in Kap. 4 zum Einsatz.

Die behandelten Spulentopologien wurden konstruiert und als Demonstratoren gefertigt. Für die Verifikation des Gesamtkonzepts, insbesondere jedoch der Schaltstromberechnung im Betrieb, wurde ein Versuchsstand aufgebaut. Er enthält alle Komponenten der entworfenen Ladesysteme und überträgt elektrische Energie vom dreiphasigen Niederspannungsnetz an eine elektronische Last, welche die Hochvoltbatterie eines BEVs emuliert. Die zentrale Komponente ist dabei der eigenentwickelte Laborumrichter, der eine rechteckförmige Wechselspannung mit bis zu 1000 V Amplitude bei maximal 100 kHz ausgeben kann.

Die Betriebsstrategie und die Funktionalität der Demonstratoren wurden anhand eigener Versuche validiert. Die entworfene Steuerungssoftware kann einen Batterieladevorgang mit der Ladekurve einer Lithium-Ionen-Batterie eigenständig regeln und den ZVS-Zustand nachführen. Die entwickelten mathematischen Ansätze werden in der abschließenden Bewertung der durchgeführten Versuche als nützliche Hilfsmittel eingestuft. Sie können dazu beitragen, die Auslegung induktiver Ladesysteme effizienter zu gestalten und Komponenten einzusparen. Durch die experimentelle Validierung wurde gezeigt, dass die mathematischen Methoden auf die beiden untersuchten Spulentopologien angewendet werden können.

Weiterer Forschungsbedarf

Die Forschung an effizienten und kostengünstigen Spulensystemen muss weiter voranschreiten, um das induktive Laden in den Sektor der Elektromobilität zu integrieren. Insbesondere der Windungsaufbau und die magnetische Flussführung erfordern weitere neue Ansätze, um die Nachteile schwacher Kopplung zu überwinden.

Unter den behandelten mathematischen Ansätzen bietet das Konzept der Schaltstromberechnung viel Potential für weitere Forschung. Die Impedanzberechnung wurde in dieser Arbeit nur für LCC-S und LCC-N Kompensation hergeleitet, andere Kompensationsformen stehen noch aus. Der Einfluss fehlerhafter Informationen über die Parameter der Komponenten auf das Berechnungsergebnis muss weiter untersucht werden. In der Folge wäre es nützlich, Maßnahmen zu entwickeln, die einer fehlerhaften Berechnung entgegenwirken.

Die Regelung der leistungselektronischen Komponenten eines induktiven Ladesystems wird in dieser Arbeit nur als Hilfsmittel für den Betrieb bei variablem Arbeitspunkt behandelt. Die Untersuchung weiterer, spezialisierter Regelungskonzepte besitzt das Potential, den Systemwirkungsgrad ohne zusätzliche Materialkosten zu erhöhen.

Anhang A

Ergänzende Informationen

A.1 Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung

Die Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung als aktiver Gleichrichter wurde aus der Literatur übernommen [71, 113, 114]. In Abb. A.1 ist der Wirkungsplan dargestellt. Als Teil des eigenentwickelten Laborumrichters ist die

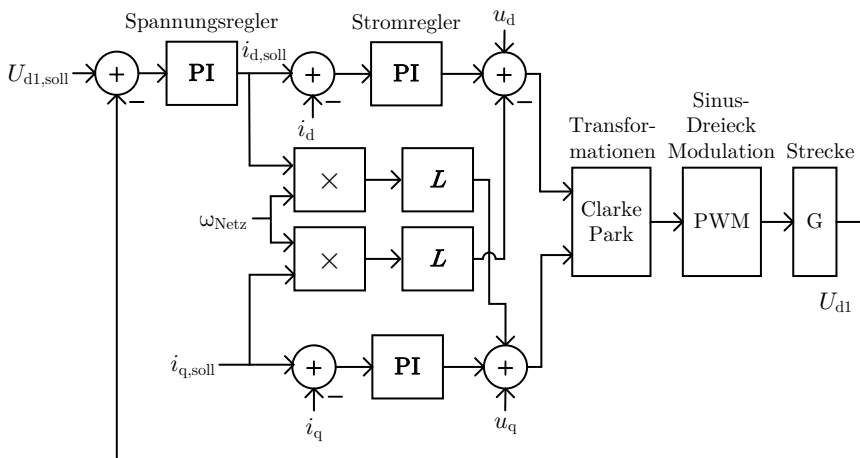


Abbildung A.1: Wirkungsplan der in dieser Arbeit eingesetzten Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung.

Regelung auf dem Echtzeitprozessor des Embedded Controllers implementiert, während die Transformationen und die Modulation auf dem FPGA ausgeführt werden (siehe 5.8). Die Sollwertvorgabe der Zwischenkreisspannung $U_{d1,soll}$ erfolgt durch eine übergeordnete Struktur. Ein PI-Regler führt die gemessene Zwischen-

kreisspannung U_{d1} nach.

Für die Stromregelung müssen die dq-Komponenten der Netzspannung und des Netzstroms bestimmt werden. Neben den Transformationsmatrizen erfordert dies die Umsetzung einer Phasenregelschleife zur Bestimmung der Netzkreisfrequenz ω_{Netz} . Die transformierten Stromkomponenten werden durch PI-Regler nachgeführt. Die Modulation wurde durch Sinus-Dreieck-Vergleich umgesetzt.

A.2 Simulative Untersuchung des Ladevorgangs

In Abb. A.2 sind die geregelten Parameter in absoluter Notation und weitere wichtigen Kenngrößen des Ladevorgangs in normierter Form dargestellt. Um das gesamte Spektrum der Arbeitspunkte bei steigendem SOC, im Bereich 10 % bis 100 %, zeitlich kompakt abzubilden, beträgt die Batteriekapazität nur 1 Ah. Der Ladevorgang dauert damit etwa 80 s. Die Regelung muss bei diesen Vorgaben schneller auf Arbeitspunktänderungen reagieren, als dies bei einer größeren Batteriekapazität der Fall wäre.

Der Winkel der Schwenksteuerung β wird zu Beginn des Ladevorgangs schnell angehoben, da der Sollwert des Batteriestroms deutlich vom Istwert abweicht. Auch mit maximalem Winkel ($\beta = \pi$) würde jedoch zunächst kein Strom fließen. Erst mit Anhebung der Zwischenkreisspannung U_{d1} wird die Gegenspannung der Batterie überwunden und der Ladestrom I_{bat} kann auf den Sollwert geregelt werden. Die Frequenz wird durch den ZVS-Regler angepasst und erreicht nach dem Startvorgang das optimale Schaltverhalten, bei dem der Schaltstrom $I_{\text{ON,A}}$ dem Sollwert $-I_{\text{th}}$ entspricht. Die Anhebung der Zwischenkreisspannung verhindert eine größere Abweichung von der Nennfrequenz 85 kHz. Die schrittweise Anpassung der Frequenz erzeugt Sprünge des Ladestroms, die jedoch durch den Winkel β ausgeregelt werden. Die Zwischenkreisspannung ist in Abb. A.2 (c) normiert auf die Amplitude der Leiter-Leiter-Spannung \hat{U}_L dargestellt.

Im Nennbetrieb muss die Zwischenkreisspannung stetig erhöht werden, um der steigenden Batteriespannung zu folgen. Ab dem Erreichen der Ladeschlussspannung $U_{\text{bat,max}}$ wird der Batteriestrom-Sollwert reduziert. Der Winkel β muss jedoch nur leicht verringert werden, um den Istwert des Ladestroms auf den Wert Null zu regeln. Die ZVS-Regelung senkt die Frequenz und die Zwischenkreisspannung ab und ermöglicht es so, den ZVS-Zustand zu halten, obwohl keine Energie mehr übertragen wird. Der Ladevorgang kann nun durch das Abschalten der Wechselrichtermodulation beendet werden, ohne den ZVS-Zustand bei aktiver Modulation zu verlassen.

A.3 Simulation der magnetischen Flussdichte in der Umgebung des induktiven Steckverbinders

Die Spulen eines induktiven Ladesystems befinden sich während des Ladevorgangs unter dem Fahrzeug. Da der magnetische Fluss nicht vollständig innerhalb des Kerns geführt wird, ist dabei auch die Umgebung von magnetischem Fluss

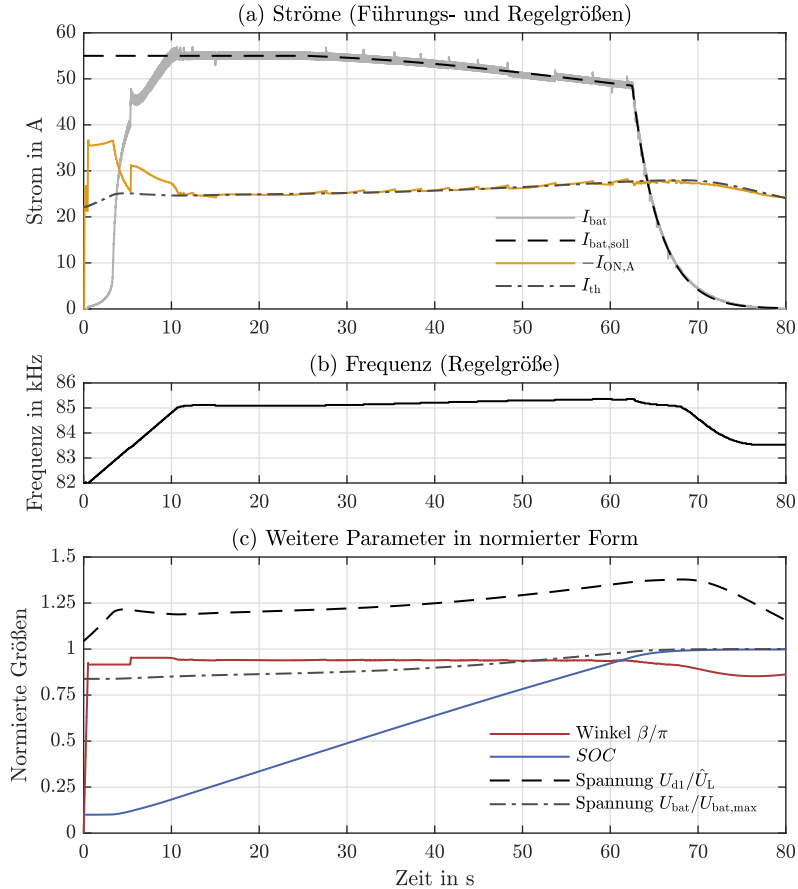


Abbildung A.2: Simulierter Verlauf der Kenngrößen eines induktiven Ladevorgangs mit Topologie 2.

durchsetzt. Ein Ziel des induktiven Steckverbinders ist es, den Bereich magnetischer Flussdichte oberhalb der Grenzwerte nach ICNIRP 1998 [42] von $6,25 \mu\text{T}$ und nach ICNIRP 2010 [43] von $27 \mu\text{T}$ möglichst klein zu halten.

Für die Simulation wird angenommen, dass eine leitfähige Platte im Unterboden des Fahrzeugs den Innenraum vollständig abschirmt. Seitlich und nach unten (negative z -Richtung) wird der magnetische Fluss durch das Medium Luft geführt und nicht explizit geschirmt. Abb. A.3 zeigt die jeweiligen Ausmaße der Bereiche, in denen die eingezeichneten Grenzwerte der magnetischen Flussdichte überschritten werden. Zur besseren Veranschaulichung werden sie ins Verhältnis mit typischen Maßen eines PKWs der Kompaktklasse gesetzt. Es wird deutlich,

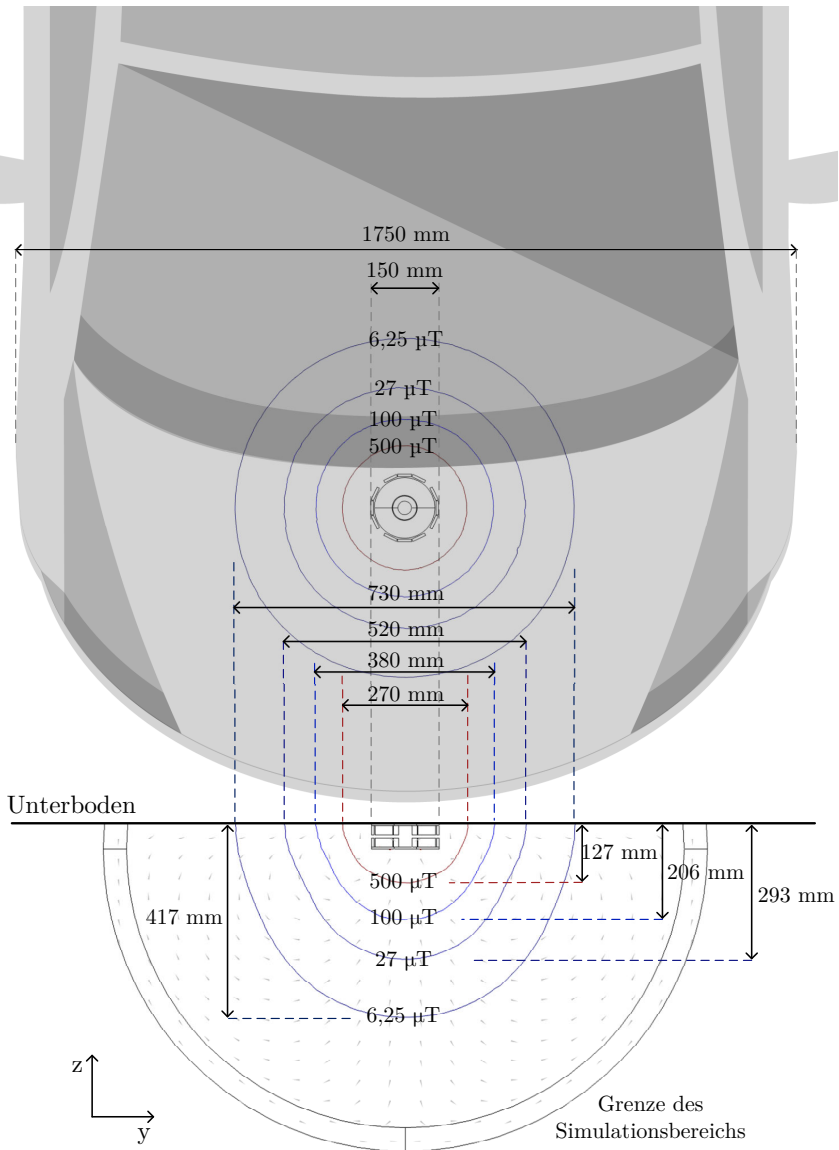


Abbildung A.3: Isolinen der magnetischen Flussdichte im Umgebungsbereich des Spulensystems unter einem Fahrzeug mit den Größenverhältnissen eines Kompakt-PKWs.

dass die ICNIRP-Grenzwerte nur unterhalb des Fahrzeugs, in einem weit von der Außenkante entfernten Bereich, überschritten werden. In vertikaler Richtung wird die erwartete Bodenfreiheit jedoch durch die Maße der eingezeichneten Bereiche deutlich überschritten. Lebewesen unter dem Fahrzeug und die elektrischen Komponenten des Ladesystems könnten beeinflusst werden.

A.4 Implementierung der Lastimpedanzberechnung

In Kap. 4.3 wird die Berechnung der äquivalenten Lastimpedanz hergeleitet, aber aus Gründen des Textflusses nicht vollständig ausgerechnet. Im folgenden wird das Ergebnis der Berechnung dargestellt. Diese Rechenoperationen werden in den Experimenten im Betrieb von dem Embedded Controller ausgeführt.

A.4.1 LCC-N Kompensation

Zuerst wird mit (4.21) die Lückbetriebsgrenze bestimmt. Der gemessene Strom im Gleichspannungszwischenkreis, I_{d2} , wird mit diesem Wert verglichen.

Kein Lückbetrieb

Es gilt $I_{d2} > I_{LGr}$ und $t_1 = T/2$. Die benötigten Hilfsgrößen sind in (4.24) und (4.17) gegeben. Nun können die Fourierkoeffizienten des Stromverlaufs (4.16) und der Spannung (4.22) mit (4.58) und (4.59) berechnet werden:

$$a_{i_{rec},1} = \frac{4L_1U_{d2} - M\hat{U}_1 \cos(\lambda)\pi}{\omega\pi(L_1L_2 - M^2)} \quad (A.1)$$

$$b_{i_{rec},1} = \frac{M\hat{U}_1(\pi \sin(\lambda) + 4 \cos(\lambda)) - L_1U_{d2} \cdot 2\pi}{\omega\pi(L_1L_2 - M^2)} \quad (A.2)$$

$$a_{u_{rec},1} = 0 \quad (A.3)$$

$$b_{u_{rec},1} = \frac{4U_{d2}}{\pi}. \quad (A.4)$$

Die Impedanz folgt mit dem Einsetzen dieser Ergebnisse in (4.60)-(4.62).

Lückbetrieb

Es gilt $I_{d2} < I_{LGr}$. Mit (4.35) kann t_1 und durch Umformen von (4.30) kann λ berechnet werden. Die Hilfsgröße I_{LGr} ist durch (4.21) ebenfalls bekannt. Die Fourierkoeffizienten des Stromes können nun durch Einsetzen des Stromverlaufs

(4.29) in (4.58) und (4.59) berechnet werden:

$$a_{i_{\text{rec},1}} = \frac{I_{\text{LGr}}}{4 \cdot f} \cdot [3 - \omega t_1 \cot(\lambda) + 2(\cot(\lambda) - \omega t_1) \sin(\omega t_1) - \cos(\omega t_1)(\cot(\lambda) \sin(\omega t_1) + 2) - \cos^2(\omega t_1)] \quad (\text{A.5})$$

$$b_{i_{\text{rec},1}} = \frac{I_{\text{LGr}}}{8 \cdot f} \cdot [\cot(\lambda) \cos(2\omega t_1) - 4(\cot(\lambda) - \omega t_1) \cos(\omega t_1) + 3 \cot(\lambda) + 2\omega t_1 - 4 \sin(\omega t_1) - \sin(2\omega t_1)]. \quad (\text{A.6})$$

Die Fourierkoeffizienten der Spannung bei Lückbetrieb folgen durch Einsetzen des Spannungsverlaufs (4.36) in (4.58) und (4.59):

$$a_{u_{\text{rec},1}} = \frac{2U_{\text{d2}} \sin(\omega t_1)}{\pi} - \frac{M\hat{U}_1 [\cos(\lambda) - 2\pi \sin(\lambda) - \cos(2\omega t_1 + \lambda) + 2\omega t_1 \sin(\lambda)]}{2\pi L_1} \quad (\text{A.7})$$

$$b_{u_{\text{rec},1}} = \frac{2U_{\text{d2}}}{\pi} (1 - \cos(\omega t_1)) - \frac{M\hat{U}_1 [\sin(\lambda) - 2\pi \cos(\lambda) - \sin(2\omega t_1 + \lambda) + 2\omega t_1 \cos(\lambda)]}{2\pi L_1}. \quad (\text{A.8})$$

Die Impedanz folgt mit dem Einsetzen der Koeffizienten in (4.60)-(4.62).

A.4.2 LCC-S Kompensation

Mit (4.46) und (4.47) werden die Hilfsvariable U_{C0} und der Lückbetriebsgrenzstrom I_{LGr} berechnet.

Kein Lückbetrieb

Sofern $I_{\text{d2}} > I_{\text{LGr}}$ gilt, können die Fourierkoeffizienten mit (4.58) und (4.59) direkt berechnet werden:

$$a_{i_{\text{rec},1}} = -\frac{I_{\text{d2}}}{2} - \frac{U_{\text{d2}} - U_{\text{C0}}}{\pi \omega L_2} \quad (\text{A.9})$$

$$b_{i_{\text{rec},1}} = \frac{\pi I_{\text{d2}}}{2} \quad (\text{A.10})$$

$$a_{u_{\text{rec},1}} = 0 \quad (\text{A.11})$$

$$b_{u_{\text{rec},1}} = \frac{4U_{\text{d2}}}{\pi}. \quad (\text{A.12})$$

Die Impedanz folgt mit dem Einsetzen dieser Ergebnisse in (4.60)-(4.62).

Lückbetrieb

Liegt aufgrund der Bedingung $I_{d2} < I_{LGr}$ Lückbetrieb vor, so muss zuerst die Hilfsvariable κ_h mit (4.52) berechnet werden. Die Funktion zur Berechnung des Stromnulldurchgangs t_1 ist nur gültig, sofern $\kappa_h \leq 60$ gilt. In diesem Fall folgt die benötigte Zeit t_1 aus (4.55) und der Ausdruck $\cot(\zeta)$ aus (4.51). Die Fourierkoeffizienten des Stroms können durch Einsetzen des Stromverlaufs (4.56) in (4.58) und (4.59) berechnet werden:

$$a_{i_{rec},1} = \frac{U_{d2} - U_{C0}}{8\pi\omega L_2} \cdot [5 - 2(\omega^2 t_1^2 + 1) - \sin(2\omega t_1) \cdot (\cot(\zeta) + 2\omega t_1) + \cos(2\omega t_1) \cdot (2\cot(\zeta)\omega t_1 - 3)] \quad (A.13)$$

$$b_{i_{rec},1} = \frac{U_{d2} - U_{C0}}{8\pi\omega L_2} \cdot [-2\omega t_1(\omega t_1 \cot(\zeta) - 2) + \sin(2\omega t_1)(2\omega t_1 \cot(\zeta) - 3) + \cos(2\omega t_1)(\cot(\zeta) + 2\omega t_1) - \cot(\zeta)]. \quad (A.14)$$

Die Fourierkoeffizienten der Spannung werden mit Hilfe von (4.57) und durch Einsetzen von (4.50) bestimmt:

$$a_{u_{rec},1} = (U_{d2} - U_{C0}) \left(1 + \frac{-2\omega t_1 + \cot(\zeta) \cos(2\omega t_1) - \sin(2\omega t_1) - \cot(\zeta)}{2\pi} \right) + \frac{(U_{d2} + U_{C0}) \cdot 2 \sin(\omega t_1)}{\pi} \quad (A.15)$$

$$b_{u_{rec},1} = \frac{-2U_{C0}[1 + \cos(\omega t_1)] + 2U_{d2}[\cos(\omega t_1) - 1]}{\pi} + \frac{(U_{d2} - U_{C0})[\cos(2\omega t_1) + \cot(\zeta)(\sin(2\omega t_1) + 2\pi - 2\omega t_1) - 1]}{2\pi}. \quad (A.16)$$

Falls $\kappa_h > 60$ gilt liegt der Arbeitspunkt zu dicht an der Lückbetriebsgrenze, um den Stromnulldurchgang t_1 zu berechnen. In diesem Fall kann das sehr kurze Lücken des Gleichrichterstroms vernachlässigt werden. Die Berechnung erfolgt mit den Fourierkoeffizienten (A.9)-(A.12).

Die Impedanz folgt mit dem Einsetzen der Koeffizienten in (4.60)-(4.62).

Nomenklatur

Attribute an Formelzeichen

X	Gleichgröße oder Effektivwert
\hat{X}	Amplitude
\underline{X}	Komplexe Größe
$\text{Im}(\underline{X})$	Imaginärteil von X
$\text{Re}(\underline{X})$	Realteil von X
\underline{X}^*	Komplexe Konjugation
$ X $	Absoluter Betrag
Δx	Abschnitt oder Änderung der Größe x
\vec{x}	Vektorielle Größe
$E(X)$	Erwartungswert der Zufallsvariable X
$\text{Var}(X)$	Varianz der Zufallsvariable X
$P(X)$	Wahrscheinlichkeit

Formelzeichen

α	Hilfskonstante zur Berechnung der Stromdichte zylinderförmiger Leiter
β	Phasendifferenz zwischen den Spannungen der beiden Halbbrücken eines Vollbrückenwechselrichters bei Schwenksteuerung
γ	Lastfaktor
$\gamma_{\eta_{\max}}$	Lastfaktor, bei dem das theoretische Maximum des Wirkungsgrads erreicht werden kann
δ	Skintiefe
ϵ	Permittivität
ζ	Phasenlage der in der Sekundärspule induzierten Spannung
η	Wirkungsgrad
Θ	Durchflutung
κ_h	Hilfsvariable
λ	Phasenlage der Spannung der Primärspule
μ	Permeabilität
μ_0	Permeabilität Vakuum
μ_r	Permeabilitätszahl
σ	Elektrische Leitfähigkeit

τ	Hilfsvariable
Φ	Magnetischer Fluss
Φ_σ	Streufluss
Φ_h	Hauptfluss
Φ_{mn}	Magnetischer Fluss durch Spule m , der von Spule n hervorgerufen wurde
ϕ_n	Phasenlage der n -ten Harmonischen der Wechselrichterausgangsspannung
ϕ_{mn}	Phasendifferenz der Ströme durch die Spulen n und m
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Eigenfrequenz eines Schwingkreises
ω_N	Kreisfrequenz des Nenn-Arbeitspunkts
A	Fläche
A	Magnetisches Vektorpotential
$a_{f,n}$	Fourierkoeffizienten
B	Magnetische Flussdichte
B_{sat}	Sättigungsflussdichte
$b_{f,n}$	Fourierkoeffizienten
c	Parasitäre Kapazität
C_2	Kompensationskapazität der Sekundärspule
C_{bat}	Batteriekapazität
C_{d2}	Glättungskapazität des Zwischenkreises der Sekundärseite
c_{OSS}	Parasitäre Ausgangskapazität eines MOSFETs
C_p	Parallelkapazität der Kompensationsschaltung
C_s	Serienkapazität der Kompensationsschaltung
D	Drain-Anschluss MOSFET
D	Verschiebungsstromdichte
d_0	Durchmesser einer Ader eines Litzleiters
d_0	Summand zur Erfüllung der Randbedingungen des Wechselrichterstromverlaufs
d_i	Durchmesser eines Bündels auf Bündelebene i
E	Elektrische Feldstärke
E	Hilfsgröße bei der Berechnung der Regelabweichung
f	Frequenz
f_N	Nennfrequenz
F_s	Skin-Effekt Faktor
F_V	Faktor zur Beschreibung der relativen Erhöhung des Widerstands von Litze durch Skin-Effekt der Verbinder
F_R	Verteilungsfunktion der Zufallsvariable R
f_R	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Zufallsvariable R
G	Gate-Anschluss MOSFET
H	Magnetische Feldstärke
i	Laufvariable, Nummerierung der Bündelebene
i_1	Strom durch die Primärspule
i_2	Strom durch die Sekundärspule

$I_{\text{bat,soll}}$	Sollwert des Ladestroms der Batterie
I_{bat}	Ladestrom der Batterie
I_{d2}	Gleichstrom auf der DC-Seite des HF-Wechselrichters
I_{db}	Akzeptable Abweichung des Schaltstroms vom Sollwert
I_{db}	Akzeptierte Abweichung vom Sollwert des ZVS-Reglers (Totband)
I_{LGr}	Stromstärke auf der DC-Seite des HF-Gleichrichters an dessen Lückbetriebsgrenze
$I_{\text{ON,A}}$	Momentanwert des Stroms zum Einschaltzeitpunkt eines MOS-FETs bei Schalthandlung A
I_{ON}	Momentanwert des Stroms zum Einschaltzeitpunkt eines MOS-FETs
$I_{\text{rec,1}}$	Grundschiebungseffektivwert des Stroms auf der AC-Seite des HF-Wechselrichters
i_{rec}	Momentanwert des Stroms auf der AC-Seite des HF-Wechselrichters
I_{th}	Grenzstromstärke, die zum Schaltzeitpunkt eines MOSFETs für Zero-Voltage-Switching benötigt wird
I_{ZVS}	Regelabweichung des Schaltstroms
I_1	Strom durch die Primärspule
I_2	Strom durch die Sekundärspule
$I_{\text{bat,max}}$	Maximaler Ladestrom der Batterie
I_{inv}	Ausgangsstrom des Wechselrichters
J_i	Besselfunktion erster Art der Ordnung i
j	Imaginäre Einheit
J	Stromdichte
k	Koppelfaktor
k	Laufvariable
K_{Σ}	Verhältnis des Kupferquerschnitts zum Gesamtquerschnitt eines Litzleiters
K_{I}	Regler Integralanteil
K_{P}	Regler Proportionalanteil
K_i	Packungsfaktor auf Bündelebene i
L_1	Induktivität der Primärspule
L_2	Induktivität der Sekundärspule
$L_{\eta\text{max}}$	Induktivität der Sekundärspule, bei der das theoretische Maximum des Wirkungsgrads erreicht werden kann
L_{d2}	Induktivität des Zwischenkreises der Sekundärseite
L_{s}	Serieninduktivität der Kompensationsschaltung
l_i	Länge der Adern oder Bündel auf Bündelebene i
M	Gegeninduktivität
N	Anzahl der Adern eines Litzleiters
n	Laufvariable
n_i	Anzahl der Adern oder Bündel auf Bündelebene i
p	Verlustleistungsdichte
$P_{\text{p,ext}}$	Durch externen Proximity-Effekt verursachte Leitungsverluste
$P_{\text{p,int}}$	Durch internen Proximity-Effekt verursachte Leitungsverluste

P_{prox}	Durch Proximity-Effekt verursachte Leitungsverluste
P_s	Durch Skin-Effekt verursachte Verlustleistung
p_i	Schlaglänge auf Bündelebene i
P_L	Wirkleistungsaufnahme der Last
$P_{\text{bat,max}}$	Maximale Ladeleistung der Batterie
Q	Elektrische Ladung
Q	Spulengüte
Q_1	Güte der Primärspule
Q_2	Güte der Sekundärspule
R	Zufallsvariable zur Beschreibung einer radialen Position
R_0	Innenwiderstand einer Batterie
r_0	Radius eines zylinderförmigen Leiters
R_1	Widerstand der Primärspule
R_2	Widerstand der Sekundärspule
$R_{\text{ac,A}}$	AC-Widerstand einer Ader eines Litzleiters
r_{bat}	Arbeitspunktabhängiger Klemmenwiderstand der HV-Batterie
$R_{\text{dc,A}}$	DC-Widerstand einer Ader eines Litzleiters
$R_{\text{dc,N}}$	DC-Widerstand eines Litzleiters
R_L	Äquivalenter Widerstand der Last, transformiert auf die AC-Seite des Gleichrichters
R_m	Reluktanz
S	Source-Anschluss MOSFET
s	Laplace Variable
S_C	Ladestand einer Batterie
S_n	Scheinleistung von Spule n
S_{mn}	Übertragungsscheinleistung von Spule n zu Spule m
T	Periodendauer
t	Zeit
t_1	Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs bei Lückbetrieb
t_A	Zeitpunkt der Schalthandlung A
t_{tot}	Totzeit zwischen den Schalthandlungen der MOSFETs einer Halbbrücke
t_k	Zeitpunkt mit dem Index k
T_n	Periodendauer der Harmonischen mit der Ordnung n
u_1	Spannung an den Klemmen der Primärspule
u_2	Spannung an den Klemmen der Sekundärspule
U_{ab}	Spannungsdifferenz zwischen den beiden Halbbrücken a und b
U_{C0}	Anfangswert der Spannung über der Kapazität C_2
U_{Cp}	Spannung über der Kapazität C_p
$U_{\text{d1,soll}}$	Sollwert der Zwischenkreisspannung auf der Primärseite
U_{d1}	Gleichspannung des Zwischenkreises auf Primärseite
U_{d2}	Gleichspannung des Zwischenkreises auf Sekundärseite
u_{ind}	Induzierte Spannung
$U_{\text{rec,1}}$	Grundschwingungseffektivwert der Spannung auf der AC-Seite des HF-Wechselrichters

u_{rec}	Eingangsspannung des HF-Gleichrichters
U_{SD}	Vorwärtsspannung einer Diode
U_1	Spannung an den Klemmen der Primärspule
U_2	Spannung an den Klemmen der Sekundärspule
$U_{bat,max}$	Maximale Klemmenspannung der Batterie
$U_{bat,min}$	Minimale Klemmenspannung der Batterie
U_{bat}	Klemmenspannung der Batterie
U_{inv}	Ausgangsspannung des Wechselrichters
x	Variable zur repräsentativen Darstellung mehrerer anderer Größen
Z_{CP}	Hilfsimpedanz
Z_{eq}	Summe der AC-Lastimpedanz und der Impedanz einer Kompensationskapazität auf der Sekundärseite
Z_{eq}	Äquivalente Impedanz eines elektrischen Netzwerks
Z_{inv}	Wechselrichterlastimpedanz
Z_L	Komplexe äquivalente Lastimpedanz, transformiert auf die AC-Seite des HF-Gleichrichters

Abkürzungen

AC	Wechselstrom
B2U	Ungesteuerter Brückengleichrichter
B6U	Ungesteuerte sechspulsige Brückenschaltung
BEV	Batterieelektrisches Fahrzeug
BMS	Battery Management System
CAD	Computer-Aided Design
CC	Ladefahren mit konstantem Strom
CCS	Combined Charging System
CLC	Filterschaltung mit zwei Parallelkapazitäten und einer seriellen Induktivität
CP	Ladefahren mit konstanter Leistung
CV	Ladefahren mit konstanter Spannung
DC	Gleichstrom
DD	DoubleD Spulenform
DDQ	DoubleD Spule mit zusätzlicher zirkularer Wicklung
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFT	Schnelle Fourier-Transformation
FOD	Fremdobjekterkennung
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GA	Ground Assembly
HF	Hochfrequenz
HV	Hochvolt
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode
ISO	Internationale Organisation für Normung

LCC	Kompensationsschaltung, bestehend aus einer Induktivität und zwei Kapazitäten
LOD	Lebendobjekterkennung
MDF	Mitteldichte Faserplatte
MnZn	Mangan-Zink Ferrit
MOSFET	...	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren
NI cRIO	Embedded-Controller mit Echtzeitprozessor und FPGA
OCV	Leerlaufspannung, engl. Open Circuit Voltage
PC	Einzelplatzrechner
PFC	Leistungsfaktorkorrekturfilter, engl. Power Factor Correction
PI	Proportional-Integral-Regler
PKW	Personenkraftwagen
PLL	Phasenregelschleife, engl. Phase-Locked Loop
PS	Phasenlage, engl. Phase-Shift
PWM	Pulsweitenmodulation
RMS	Quadratischer Mittelwert
SAE	Society of Automotive Engineers
SOC	Ladestand einer Batterie, engl. State Of Charge
SWM	Blocktaktung, engl. Square-Wave-Modulation
TE	Teilentladung
VA	Vehicle Assembly
ZCS	Zero-Current-Switching
ZVS	Zero-Voltage-Switching

Literaturverzeichnis

Zitierte Literatur

- [1] KRAFTFAHRT-BUNDESAMT: *Neuzulassungen von Kraftfahrzeugen mit alternativem Antrieb - Monatsergebnisse*. 24932 Flensburg, 2022 [Online, Zugriff am 25. Feb. 2022]. Fahrzeugzulassungen (FZ) Datenlizenz by-2-0. Verfügbar unter: www.kba.de/DE/Statistik/Fahrzeuge/Neuzulassungen/MonatlicheNeuzulassungen/monatl_neuzulassungen_node.html.
- [2] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY: *Global EV Outlook 2019*. Paris, 2019. Verfügbar unter: www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2019.
- [3] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY: *Global EV Outlook 2020*. Paris, 2020. Verfügbar unter: www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2020.
- [4] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY: *Global EV Outlook 2021*. Paris, 2021. Verfügbar unter: www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2021.
- [5] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE: *Bekanntmachung der Richtlinie zur Förderung des Absatzes von elektrisch betriebenen Fahrzeugen (Umweltbonus)*. 2020. Verfügbar unter: www.bundesanzeiger.de.
- [6] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE: *Änderung der Richtlinie zur Förderung des Absatzes von elektrisch betriebenen Fahrzeugen (Umweltbonus)*. 2021. Verfügbar unter: www.bundesanzeiger.de.
- [7] MOELLER, S.: *Nextnews #187: Zulassungszahlen im Januar*. Hrsg. von CYX MOBILE KG. Arnstadt, 2022 [Online, Zugriff am 5. März 2022]. Verfügbar unter: www.nextmove.de/blog/.
- [8] CLIMATE GROUP EV100: *Progress and Insights Report: The EV revolution is here*. 2021 [Online, Zugriff am 1. Dez. 2021]. Verfügbar unter: www.theclimategroup.org/ev100-annual-report-2021.
- [9] BOSSHARD, R.: *Multi-Objective Optimization of Inductive Power Transfer Systems for EV Charging*. 2015. Verfügbar unter DOI: 10.3929/ETHZ-A-010664107. Diss. ETH Zurich.
- [10] BARZDUKAS, A.: *Wireless v. wired charging for EVs: why the efficiency is comparable*. Hrsg. von WITRICITY NEWSROOM. 2022 [Online, Zugriff am 4. März 2022]. Verfügbar unter: www.witricity.com/newsroom/blogs/what-is-efficiency-how-do-you-measure-it-and-why-should-you-care.

- [11] INSTITUT FÜR AUTOMATION UND KOMMUNIKATION E.V. MAGDEBURG und KIEFERMEDIA GMBH: *JustPark - Begleitforschung zum kabellosen Laden von Elektrofahrzeugen: Chancen und Risiken beim kabellosen Laden von Elektrofahrzeugen, Technologiefolgenabschätzung für eine Schlüsseltechnologie in der Durchbruchphase der Elektromobilität: FuE-Programm Förderung von Forschung und Entwicklung im Bereich der Elektromobilität*. 2011 [Online, Zugriff am 4. März 2022]. Verfügbar unter: www.erneuerbar-mobil.de/projekte/justpark.
- [12] VOLTERIO GMBH: *Redefining Charging: Automatic Conductive Connection Device*. Graz, Austria, 2019 [Online, Zugriff am 4. März 2022]. Verfügbar unter: www.volterio.com.
- [13] EASELINK GMBH: *Matrix Charging*. Graz, Austria, 2022 [Online, Zugriff am 4. März 2022]. Verfügbar unter: www.easelink.com.
- [14] WITRICITY CORPORATION: *The Next Wireless Revolution: Electric Vehicle Wireless Charging: Power and Efficiency*. Watertown, MA 02472 USA, 2018 [Online, Zugriff am 4. März 2022]. Verfügbar unter: www.witricity.com/wp-content/uploads/2018/03/WIT_White_Paper_PE_20180321.pdf.
- [15] MATHIS, W. und REIBIGER, A.: *Küpfmüller Theoretische Elektrotechnik*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2017. ISBN 978-3-662-54836-3. Verfügbar unter DOI: 10.1007/978-3-662-54837-0.
- [16] HYBRID - EV COMMITTEE: *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology*. Warrendale, PA, United States: SAE International, 2020. Verfügbar unter DOI: 10.4271/J2954_202010.
- [17] GRAZIAN, F.; SHI, W.; DONG, J.; VAN DUJSEN, P.; SOEIRO, T. B. und BAUER, P.: Survey on Standards and Regulations for Wireless Charging of Electric Vehicles. In: *2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE)*. IEEE, 2019, S. 1–5. ISBN 978-8-8872-3743-6. Verfügbar unter DOI: 10.23919/EET A.2019.8804573.
- [18] IEC 61980-1:2020: *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 1: General requirements*. Berlin: VDE-Verlag GmbH, 2020.
- [19] IEC TS 61980-2:2019: *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 2: Specific requirements for communication between electric road vehicle (EV) and infrastructure*. Berlin: VDE-Verlag GmbH, 2019.
- [20] IEC TS 61980-3:2019: *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems - Part 3: Specific requirements for the magnetic field wireless power transfer systems*. Berlin: VDE-Verlag GmbH, 2019.
- [21] ISO 19363:2020-04: *Elektrisch angetriebene Straßenfahrzeuge - Kontaktlose Energieübertragung - Sicherheits- und Interoperabilitätsanforderungen*. Berlin: Beuth Verlag GmbH, 2020.

- [22] NATIONALE PLATTFORM ELEKTROMOBILITÄT: *Die Deutsche Normungs-Roadmap Elektromobilität 2020*. Hrsg. von GEMEINSAME GESCHÄFTSSTELLE ELEKTROMOBILITÄT DER BUNDESREGIERUNG. Berlin, 2017 [Online, Zugriff am 9. März 2022]. Verfügbar unter: www.din.de/de/forschung-und-innovation/themen/mobilitaet/normen-und-standards.
- [23] ARNOLD, R.: *Automatische Abstimmung der Sekundärseite eines dreiphasigen Systems zur berührungslosen induktiven Energieübertragung: Zugl.: Karlsruhe, KIT, Diss., 2015*. Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2015. Karlsruher Schriftenreihe Fahrzeugsystemtechnik. ISBN 9783731503552. Verfügbar unter: <https://books.google.de/books?id=fZYVCgAAQBAJ>.
- [24] SCHWAB, A. J.: *Begriffswelt der Feldtheorie*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2013. ISBN 978-3-642-34565-4. Verfügbar unter DOI: 10.1007/978-3-642-34566-1.
- [25] JOFFE, C.: *Modellbasierter Entwurf und Charakterisierung eines induktiven Ladesystems für Elektrofahrzeuge*. Erlangen: Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg (FAU), 2019.
- [26] KLAUS, B.: *Aspekte zur praxisnahen Auslegung induktiver Energieübertragungssysteme für Elektrofahrzeuge*. 2018. Verfügbar unter DOI: 10.5445/IR/1000084846. Diss. Karlsruher Institut für Technologie (KIT).
- [27] MAIER, D.; HEINRICH, J.; ZIMMER, M.; MAIER, M. und PARSPOUR, N.: Contribution to the system design of contactless energy transfer systems. In: *Proceedings, 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2016, S. 1008–1013. ISBN 978-1-5090-1798-0. Verfügbar unter DOI: 10.1109/EPEPMC.2016.7752132.
- [28] VAN SCHUYLENBERGH, K. und PUERS, R.: *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems*. Dordrecht: Springer Netherlands, 2009. Analog Circuits and Signal Processing. ISBN 9789048124121. Verfügbar unter DOI: 10.1007/978-90-481-2412-1.
- [29] STEIGERWALD, R. L.: A comparison of half-bridge resonant converter topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1988, Jg. 3, Nr. 2, S. 174–182. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/63.4347.
- [30] LI, S. und MI, C. C.: Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2015, Jg. 3, Nr. 1, S. 4–17. ISSN 2168-6777. Verfügbar unter DOI: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [31] TANG, X. und SULLIVAN, C. R.: Optimization of stranded-wire windings and comparison with litz wire on the basis of cost and loss. In: *Conference proceedings / PESC 04, 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, NJ: IEEE Service Center, 2004, S. 854–860. ISBN 0-7803-8399-0. Verfügbar unter DOI: 10.1109/PESC.2004.1355530.

- [32] TANG, X. und SULLIVAN, C. R.: Stranded wire with uninsulated strands as a low-cost alternative to litz wire. In: *Conference proceedings / PESC '03, 2003 IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, NJ: IEEE Service Center, 2003, S. 289–295. ISBN 0-7803-7754-0. Verfügbar unter DOI: 10.1109/PESC.2003.1218308.
- [33] SULLIVAN, C. R.: Aluminum Windings and Other Strategies for High-Frequency Magnetics Design in an Era of High Copper and Energy Costs. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008, Jg. 23, Nr. 4, S. 2044–2051. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2008.925434.
- [34] BU, Y.; ENDO, S. und MIZUNO, T.: Improvement in the Transmission Efficiency of EV Wireless Power Transfer System Using a Magnetoplated Aluminum Pipe. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2018, Jg. 54, Nr. 11, S. 1–5. ISSN 0018-9464. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TMAG.2018.2840109.
- [35] ENDO, S.; BU, Y. und MIZUNO, T.: Copper Loss Reduction in Wireless Power Transmission Coil Using Magnetic Path Control Technology. In: *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2018, S. 2587–2592. ISBN 978-89-86510-20-1. Verfügbar unter DOI: 10.23919/ICEMS.2018.8549439.
- [36] KNAISCH, K.; SPRINGMANN, M. und GRATZFELD, P.: Comparison of coil topologies for inductive power transfer under the influence of ferrite and aluminum. In: *2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2016, S. 1–9. ISBN 978-1-5090-2464-3. Verfügbar unter DOI: 10.1109/EVER.2016.7476339.
- [37] BUDHIA, M.; COVIC, G. A. und BOYS, J. T.: Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2011, Jg. 26, Nr. 11, S. 3096–3108. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2011.2143730.
- [38] COVIC, G. A.; KISSIN, M. L. G.; KACPRZAK, D.; CLAUSEN, N. und HAO, H.: A bipolar primary pad topology for EV stationary charging and highway power by inductive coupling. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2011)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2011, S. 1832–1838. ISBN 978-1-4577-0542-7. Verfügbar unter DOI: 10.1109/ECCE.2011.6064008.
- [39] NAGATSUKA, Y.; EHARA, N.; KANEKO, Y.; ABE, S. und YASUDA, T.: Compact contactless power transfer system for electric vehicles. In: *2010 International Power Electronics Conference*. Piscataway, NJ: IEEE, 2010, S. 807–813. ISBN 978-1-4244-5394-8. Verfügbar unter DOI: 10.1109/IPEC.2010.5543313.

- [40] SIMON, O.; MAHLEIN, J.; TURKI, F.; DORFLINGER, D. und HOPPE, A.: Field test results of interoperable electric vehicle wireless power transfer. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. IEEE, 2016, S. 1–10. ISBN 978-9-0758-1524-5. Verfügbar unter DOI: 10.1109/EPE.2016.7695694.
- [41] LAMMLE, T.; PARSPOUR, N. und FUCHS, C.: Investigation of the Influence of Split Ferrite Tiles in an Inductive Charging System with FEM-Simulation. In: *2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, 2019, S. 65–70. ISBN 978-1-5386-7514-4. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WoW45936.2019.9030606.
- [42] MATTHES, R. und BERNHARDT, J. H. (Hrsg.): *Guidelines on limiting exposure to non-ionizing radiation: A reference book based on the guidelines on limiting exposure to non-ionizing radiation and statements on special applications*. Oberschleißheim: International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, 1999. ICNIRP. ISBN 3980478963.
- [43] G. ZIEGELBERGER und P. VECCHIA: Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz): International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection. *Health physics*. 2010, Jg. 99, Nr. 6, S. 818–836. Verfügbar unter DOI: 10.1097/HP.0b013e3181f06c86.
- [44] DELGADO, A.; SALINAS, G.; RODRIGUEZ, J.; OLIVER, J. A. und COBOS, J. A.: Finite Element Modelling of Litz Wire Conductors and Compound Magnetic Materials based on Magnetic Nano-particles by means of Equivalent Homogeneous Materials for Wireless Power Transfer System. In: *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2018, S. 1–5. ISBN 978-1-5386-5541-2. Verfügbar unter DOI: 10.1109/COMPEL.2018.8460012.
- [45] SHOKROLLAHI, H. und JANGHORBAN, K.: Soft magnetic composite materials (SMCs). *Journal of Materials Processing Technology*. 2007, Jg. 189, Nr. 1-3, S. 1–12. ISSN 09240136. Verfügbar unter DOI: 10.1016/j.jmatprot.2007.02.034.
- [46] ANHALT, M. und WEIDENFELLER, B.: Magnetic properties of polymer bonded soft magnetic particles for various filler fractions. *Journal of Applied Physics*. 2007, Jg. 101, Nr. 2, S. 023907. ISSN 0021-8979. Verfügbar unter DOI: 10.1063/1.2424395.
- [47] EDELKRAUT, S.; MÄRZ, M. und RYSSEL, H.: Polymer bonded soft magnetic particles for planar inductive devices. In: *Proceedings / CIPS 2008, 5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*. Berlin: VDE-Verl., 2008, S. 1–8. ETG-Fachbericht. ISBN 978-3-8007-3089-6.
- [48] SARASA, M.: *Einsatz neuer weichmagnetischer Werkstoffe bei elektrischen Maschinen im Kraftfahrzeug*. München: Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2005. Verfügbar unter: urn:nbn:de:bvb:706-1714. Dissertation. Universität der Bundeswehr München.

- [49] PENDRY, J. B.; HOLDEN, A. J.; ROBBINS, D. J. und STEWART, W. J.: Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1999, Jg. 47, Nr. 11, S. 2075–2084. ISSN 00189480. Verfügbar unter DOI: 10.1109/22.798002.
- [50] LI, W.; ZHANG, Y.; YAO, C. und TANG, H.: Simulations on shifting medium and its application in wireless power transfer system to enhance magnetic coupling. *Journal of Applied Physics*. 2016, Jg. 119, Nr. 19, S. 194901. ISSN 0021-8979. Verfügbar unter DOI: 10.1063/1.4948948.
- [51] DONG, Y.; LI, W.; YANG, X.; YAO, C. und TANG, H.: Using shifting layer to shift and expand coils in a wireless power transfer system. In: *2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, 2017, S. 148–152. ISBN 978-1-5090-6258-4. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WoW.2017.7959383.
- [52] BESNOFF, J.; CHABALCO, M. und RICKETTS, D. S.: A Frequency-Selective Zero-Permeability Metamaterial Shield for Reduction of Near-Field Electromagnetic Energy. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2016, Jg. 15, S. 654–657. ISSN 1536-1225. Verfügbar unter DOI: 10.1109/LAWP.2015.2466172.
- [53] BOYVAT, M. und HAFNER, C. V.: MAGNETIC FIELD SHIELDING BY METAMATERIALS. *Progress In Electromagnetics Research*. 2013, Jg. 136, S. 647–664. Verfügbar unter DOI: 10.2528/PIER12121805.
- [54] WANG, B.; YERAZUNIS, W. und TEO, K. H.: Wireless Power Transfer: Metamaterials and Array of Coupled Resonators. *Proceedings of the IEEE*. 2013, Jg. 101, Nr. 6, S. 1359–1368. ISSN 0018-9219. Verfügbar unter DOI: 10.1109/JPROC.2013.2245611.
- [55] SMITH, D. R. und PENDRY, J. B.: Homogenization of metamaterials by field averaging (invited paper). *Journal of the Optical Society of America B*. 2006, Jg. 23, Nr. 3, S. 391. ISSN 0740-3224. Verfügbar unter DOI: 10.1364/JOSAB.23.000391.
- [56] SHAMONINA, E. und SOLYMAR, L.: Diamagnetic properties of metamaterials: a magnetostatic analogy. *The European Physical Journal B*. 2004, Jg. 41, Nr. 3, S. 307–312. ISSN 1434-6028. Verfügbar unter DOI: 10.1140/ejpb/e2004-00322-7.
- [57] KNAISCH, K.: *Untersuchung von Spulensystemen zur induktiven Energieübertragung von Elektrofahrzeugen: Dissertation*. Karlsruher Institut für Technologie, 2017. Karlsruher Schriftenreihe Fahrzeugsystemtechnik. ISBN 978-3-7315-0630-0. Verfügbar unter DOI: 10.5445/KSP/1000065246.
- [58] BUDHIA, M.; BOYS, J. T.; COVIC, G. A. und HUANG, C.-Y.: Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013, Jg. 60, Nr. 1, S. 318–328. ISSN 0278-0046. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TIE.2011.2179274.

- [59] COVIC, G. A. und BOYS, J. T.: Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2013, Jg. 1, Nr. 1, S. 28–41. ISSN 2168-6777. Verfügbar unter DOI: 10.1109/JESTPE.2013.2264473.
- [60] OMBACH, G.; KURSCHNER, D.; MATHAR, S. und CHLEBOSZ, W.: Optimum magnetic solution for interoperable system for stationary wireless EV charging. In: *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. IEEE, 2015, S. 1–8. ISBN 978-1-4673-6785-1. Verfügbar unter DOI: 10.1109/EVER.2015.7112996.
- [61] BOSSHARD, R.; MUHLETHALER, J.; KOLAR, J. W. und STEVANOVIC, I.: Optimized magnetic design for inductive power transfer coils. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2013, S. 1812–1819. ISBN 978-1-4673-4355-8. Verfügbar unter DOI: 10.1109/APEC.2013.6520541.
- [62] LAOUMER, R.; BRUNELLO, M.; FERRIEUX, J. P.; NORMAND, O. und BUCHHEIT, N.: A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling. In: *Proceedings of the IECON '97 - 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*. Piscataway, NJ: IEEE Service Center, 1997, S. 792–797. ISBN 0-7803-3932-0. Verfügbar unter DOI: 10.1109/IECON.1997.671998.
- [63] IPT TECHNOLOGY GMBH: *IPT Group taken over PRIMOVE E-mobility Wireless Charging technology portfolio*. Efringen-Kirchen, Germany, 2021 [Online, Zugriff am 4. März 2022]. Verfügbar unter: <https://ipt-technology.com/ipt-group-taken-over-primove-e-mobility-wireless-charging-technology-portfolio/>.
- [64] SEVERNS, R.; YEOW, E.; WOODY, G.; HALL, J. und HAYES, J.: An ultra-compact transformer for a 100 W to 120 kW inductive coupler for electric vehicle battery charging. In: *Conference proceedings 1996 / APEC '96, Eleventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 3 - 7, 1996, San Jose, CA*. Piscataway, NJ: IEEE, 1996, S. 32–38. ISBN 0-7803-3044-7. Verfügbar unter DOI: 10.1109/APEC.1996.500418.
- [65] PERNIA, A. M.; PRIETO, M. J.; VILLEGAS, P. J.; NUNO, F. und MARTINRAMOS, J. A.: LCLC resonant converter with PWM control. In: *2019 21st European Conference 03.09.2019 - 05.09.2019*. [o.D.], P.1–P.9. Verfügbar unter DOI: 10.23919/EPE.2019.8914744.
- [66] ZHENG, C.; CHEN, R. und LAI, J.-S.: Design considerations to reduce gap variation and misalignment effects for inductive power transfer system. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2014, S. 1384–1390. ISBN 978-1-4799-4032-5. Verfügbar unter DOI: 10.1109/IECON.2014.7048682.

- [67] BOSSHARD, R.; IRURETAGOYENA, U. und KOLAR, J. W.: Comprehensive Evaluation of Rectangular and Double-D Coil Geometry for 50 kW/85 kHz IPT System. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2016, Jg. 4, Nr. 4, S. 1406–1415. ISSN 2168-6777. Verfügbar unter DOI: 10.1109/JESTPE.2016.2600162.
- [68] PRIES, J.; GALIGEKERE, V. P. N.; ONAR, O. C. und SU, G.-J.: A 50-kW Three-Phase Wireless Power Transfer System Using Bipolar Windings and Series Resonant Networks for Rotating Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2020, Jg. 35, Nr. 5, S. 4500–4517. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2019.2942065.
- [69] KIM, S.; AMIRAPOUR, M.; DHARMAKEERTHI, T.; ZAHIRI BARSARI, V.; COVIC, G. A.; BICKERTON, S. und THRIMAWITHANA, D. J.: Thermal Evaluation of an Inductive Power Transfer Pad for Charging Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2021, S. 1. ISSN 0278-0046. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TIE.2021.3055186.
- [70] VEÖ; VSE; CSRES und VDN: *Technische Regeln zur Beurteilung von Netrückwirkungen*. 2. Ausgabe. VDE FNN Netztechnik/Netzbetrieb, 2007.
- [71] KRASSELT, P. F.: *Optimierte Netzverträglichkeit von Gleichstrom-Schnellladesystemen durch aktive Netzbeeinflussung: Dissertation*. Karlsruhe: Karlsruhe, 2016. ISBN 978-3-7315-0570-9. Verfügbar unter DOI: 10.5445/KSP/1000057948.
- [72] HU, A. P.: *Wireless/contactless power supply: Inductively coupled resonant converter solutions*. Saarbrücken: VDM Verlag Dr. Müller, 2009. ISBN 978-3639116731.
- [73] MAIER, M.; MAIER, D.; ZIMMER, M. und PARSPOUR, N.: A novel self oscillating power electronics for contactless energy transfer and frequency shift keying modulation. In: *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. IEEE, 2016, S. 67–72. ISBN 978-1-5090-2067-6. Verfügbar unter DOI: 10.1109/SPEEDAM.2016.7525952.
- [74] ASSAWAWORRARIT, S.; YU, X. und FAN, S.: Robust wireless power transfer using a nonlinear parity-time-symmetric circuit. *Nature*. 2017, Jg. 546, Nr. 7658, S. 387–390. Verfügbar unter DOI: 10.1038/nature22404.
- [75] CREE INC.: *CAS300M17BM2: All-Silicon Carbide Half-Bridge Module*. Datenblatt, Rev. B. Durham, NC 27703, 2018 [Online, Zugriff am 4. März 2022]. Verfügbar unter: <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/cas300m17bm2.pdf>.
- [76] LEE, J. H.; SON, W.-J.; ANN, S.; BYUN, J. und LEE, B. K.: Improved Pulse Density Modulation with a Distribution Algorithm for Semi-Bridgeless Rectifier of Inductive Power Transfer System in Electric Vehicles. In: *ICPE 2019-ECCE Asia 2019*. [o.D.], S. 1–6. Verfügbar unter DOI: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8797336.

- [77] LI, H.; CHEN, S.; FANG, J.; TANG, Y. und ROOIJ, M. A. de: A Low-Subharmonic, Full-Range, and Rapid Pulse Density Modulation Strategy for ZVS Full-Bridge Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2019, Jg. 34, Nr. 9, S. 8871–8881. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2018.2889116.
- [78] LI, H.; FANG, J.; CHEN, S.; WANG, K. und TANG, Y.: Pulse Density Modulation for Maximum Efficiency Point Tracking of Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2018, Jg. 33, Nr. 6, S. 5492–5501. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2017.2737883.
- [79] REISCH, M.: *Halbleiter-Bauelemente*. Zweite bearbeitete Auflage. Berlin Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2007. Springer-Lehrbuch. ISBN 978-3-540-73200-6. Verfügbar unter DOI: 10.1007/978-3-540-73200-6.
- [80] GRAZIAN, F.; VAN DUJSEN, P.; SOEIRO, T. B. und BAUER, P.: Advantages and Tuning of Zero Voltage Switching in a Wireless Power Transfer System. In: *2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, 2019, S. 367–372. ISBN 978-1-5386-7514-4. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WoW45936.2019.9030626.
- [81] MITCHELL, D. M.: *AC-DC converter having an improved power factor: U.S. Patent*. US4412277A. 1983.
- [82] HUBER, L.; JANG, Y. und JOVANOVIC, M. M.: Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008, Jg. 23, Nr. 3, S. 1381–1390. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2008.921107.
- [83] PANTIC, Z.; BAI, S. und LUKIC, S. M.: ZCS LCC-Compensated Resonant Inverter for Inductive-Power-Transfer Application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011, Jg. 58, Nr. 8, S. 3500–3510. ISSN 0278-0046. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TIE.2010.2081954.
- [84] KÜRSCHNER, D.; JUMAR, U. und LINDEMANN, A.: *Methodischer Entwurf toleranzbehafteter induktiver Energieübertragungssysteme: Zugl.: Magdeburg, Univ., Fak. für Elektrotechnik und Informationstechnik, Diss., 2009*. Aachen: Shaker, 2010. Berichte aus der Elektrotechnik. ISBN 9783832288976.
- [85] MAIER, D.; YE, W. und PARSPOUR, N.: Contactless Energy Transfer - Analytical Calculation of the Coil Systems' Efficiencies for Different Topologies. In: *2021 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, 2021, S. 1–5. ISBN 978-1-7281-9548-3. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WoW51332.2021.9462893.
- [86] NGUYEN, B. X.; SINGH, J.; ZHANG, X.; JIANG, W.; KOH, L. H. und WANG, P.: Design and Control for ZVS Constant Current and Constant Voltage Wireless Charging Systems. In: *2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE, 2018, S. 1–7. ISBN 978-1-5386-8257-9. Verfügbar unter DOI: 10.1109/SPEC.2018.8635891.

- [87] XIONG, M.; DAI, H.; LI, Q.; JIANG, Z.; LUO, Z. und WEI, X.: Design of the LCC-SP Topology with a Current Doubler for 11 kW Wireless Charging System of Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2021, S. 1. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TTE.2021.3074007.
- [88] GUIDI, G. und SUUL, J. A.: Minimizing Converter Requirements of Inductive Power Transfer Systems With Constant Voltage Load and Variable Coupling Conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2016, Jg. 63, Nr. 11, S. 6835–6844. ISSN 0278-0046. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TIE.2016.2582459.
- [89] NAHA, A.; HAN, S.; AGARWAL, S.; GUHA, A.; KHANDELWAL, A.; TAGADE, P.; HARIHARAN, K. S.; KOLAKE, S. M.; YOON, J. und OH, B.: An Incremental Voltage Difference Based Technique for Online State of Health Estimation of Li-ion Batteries. *Scientific reports*. 2020, Jg. 10, Nr. 1, S. 9526. Verfügbar unter DOI: 10.1038/s41598-020-66424-9.
- [90] OVEJAS, V. J. und CUADRAS, A.: Effects of cycling on lithium-ion battery hysteresis and overvoltage. *Scientific reports*. 2019, Jg. 9, Nr. 1, S. 14875. Verfügbar unter DOI: 10.1038/s41598-019-51474-5.
- [91] HAN, X.; FENG, X.; OUYANG, M.; LU, L.; LI, J.; ZHENG, Y. und LI, Z.: A Comparative Study of Charging Voltage Curve Analysis and State of Health Estimation of Lithium-ion Batteries in Electric Vehicle. *Automotive Innovation*. 2019, Jg. 2, Nr. 4, S. 263–275. ISSN 2096-4250. Verfügbar unter DOI: 10.1007/s42154-019-00080-2.
- [92] KORTHAUER, R. (Hrsg.): *Handbuch Lithium-Ionen-Batterien*. Berlin: Springer Vieweg, 2013. ISBN 978-3-642-30653-2.
- [93] MOHAMED, A. A. S.; MARIM, A. A. und MOHAMMED, O. A.: Magnetic Design Considerations of Bidirectional Inductive Wireless Power Transfer System for EV Applications. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2017, Jg. 53, Nr. 6, S. 1–5. ISSN 0018-9464. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TMAG.2017.2656819.
- [94] STIELAU, O. H. und COVIC, G. A.: Design of loosely coupled inductive power transfer systems. In: WONG, K. P. (Hrsg.). *Proceedings / PowerCon 2000, 2000 International Conference on Power System Technology*. Piscataway, NJ: IEEE Operations Centre, 2000, S. 85–90. ISBN 0-7803-6338-8. Verfügbar unter DOI: 10.1109/ICPST.2000.900036.
- [95] VILLA, J. L.; SALLÁN, J.; LLOMBART, A. und SANZ, J. F.: Design of a high frequency Inductively Coupled Power Transfer system for electric vehicle battery charge. *Applied Energy*. 2009, Jg. 86, Nr. 3, S. 355–363. ISSN 03062619. Verfügbar unter DOI: 10.1016/j.apenergy.2008.05.009.
- [96] WANG, C.-S.; COVIC, G. A. und STIELAU, O. H.: Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2004, Jg. 51, Nr. 1, S. 148–157. ISSN 0278-0046. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TIE.2003.822038.

- [97] VÄISÄNEN, V.; HILTUNEN, J.; NERG, J. und SILVENTOINEN, P.: *AC Resistance Calculation Methods and Practical Design Considerations When Using Litz Wire: 39th annual conference of the IEEE Industrial Electronics Societ ; 10 - 13 Nov. 2013, Vienna, Austria ; proceedings*. Piscataway, NJ: IEEE, 2013. ISBN 9781479902231. Verfügbar unter: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=6683943>.
- [98] FERREIRA, J. A.: Appropriate modelling of conductive losses in the design of magnetic components. In: *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*. IEEE, 1990, S. 780–785. Verfügbar unter DOI: 10.1109/PESC.1990.131268.
- [99] FERREIRA, J. A.: Analytical computation of AC resistance of round and rectangular litz wire windings. *IEE Proceedings B Electric Power Applications*. 1992, Jg. 139, Nr. 1, S. 21. ISSN 01437038. Verfügbar unter DOI: 10.1049/ip-b.1992.0003.
- [100] VON ROLL SCHWEIZ AG (Hrsg.): *Wicklungsdrähte und Litzen*. Breitenbach, Schweiz, 2012.
- [101] MÜHLETHALER, J.: *Modeling and multi-objective optimization of inductive power components*. 2012. Verfügbar unter DOI: 10.3929/ETHZ-A-00732810 4. Diss. ETH Zurich.
- [102] ROSSKOPF, A.; BÄR, E. und JOFFE, C.: Influence of Inner Skin- and Proximity Effects on Conduction in Litz Wires. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014, Jg. 29, Nr. 10, S. 5454–5461. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2013.2293847.
- [103] JONDRALE, F. und WIESLER, A.: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse: Grundlagen für Ingenieure und Naturwissenschaftler ; mit 45 Übungsaufgaben und Tabellen*. 2., durchges. und aktualisierte Aufl. Stuttgart: Teubner, 2002. Lehrbuch. ISBN 978-3-519-16263-6. Verfügbar unter DOI: 10.1007/978-3-663-01598-7.
- [104] ROSSMANITH, H.; DOEBROENTI, M.; ALBACH, M. und EXNER, D.: Measurement and Characterization of High Frequency Losses in Nonideal Litz Wires. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2011, Jg. 26, Nr. 11, S. 3386–3394. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2011.2143729.
- [105] ROSSKOPF, A.: *Calculation of frequency dependent power losses in inductive systems with litz wire conductors by a coupled numeric approach*. Erlangen, 2018. Verfügbar unter: urn:nbn:de:bvb:29-opus4-96689. Dissertation. Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg.
- [106] TOURKHANI, F. und VIAROUGE, P.: Accurate analytical model of winding losses in round Litz wire windings. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2001, Jg. 37, Nr. 1, S. 538–543. ISSN 0018-9464. Verfügbar unter DOI: 10.1109/20.914375.

- [107] MISAKIAN, M.: Equations for the Magnetic Field Produced by One or More Rectangular Loops of Wire in the Same Plane. *Journal of research of the National Institute of Standards and Technology*. 2000, Jg. 105, Nr. 4, S. 557–564. ISSN 1044-677X. Verfügbar unter DOI: 10.6028/jres.105.045.
- [108] LIU, Z.; WANG, L.; GUO, Y. und LI, S.: Primary-Side Linear Control for Constant Current/Voltage Charging of the Wireless Power Transfer System Based on the LCC-N Compensation Topology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2021, S. 1. ISSN 0278-0046. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TIE.2021.3114670.
- [109] WEI, Y. und WU, F.: Indirect Control Strategy of Secondary Current for LCC-Series Compensated Wireless Power Transfer System Based on Primary Current Closed-Loop Control. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2021, S. 1. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TTE.2021.3129508.
- [110] JIANG, Y.; WANG, L.; WANG, Y.; LIU, J.; LI, X. und NING, G.: Analysis, Design, and Implementation of Accurate ZVS Angle Control for EV Battery Charging in Wireless High-Power Transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2019, Jg. 66, Nr. 5, S. 4075–4085. ISSN 0278-0046. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TIE.2018.2795523.
- [111] HU, H.; CAI, T.; DUAN, S.; ZHANG, X.; NIU, J. und FENG, H.: An Optimal Variable Frequency Phase Shift Control Strategy for ZVS Operation Within Wide Power Range in IPT Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2020, Jg. 35, Nr. 5, S. 5517–5530. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TPEL.2019.2947092.
- [112] DENG, P.; ZHOU, B.; LI, S.; QING, X.; LIU, Z. und TANG, C.: Modeling and Analysis of EMI of Full-bridge Inverter for LCC-S Compensated WPT System. In: *2020 8th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*. 2020, S. 1–5. Verfügbar unter DOI: 10.1109/PESA50370.2020.9343992.
- [113] LUU, H. V.; PUNZET, A.; MULLER, V. und PHUNG, N. L.: Control of front-end converter with shunt active filter using adaptive gain. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE, 2005, 10 pp–P.10. ISBN 90-75815-09-3. Verfügbar unter DOI: 10.1109/EPE.2005.219216.
- [114] LICCARDO, F.; MARINO, P. und TRIGGIANESE, M.: Design criteria for a synchronous active front-end in high power applications. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006*. IEEE, 2006, S. 1252–1257. ISBN 1-4244-0193-3. Verfügbar unter DOI: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649960.

- [115] REUTER, M. und ZACHER, S.: *Regelungstechnik für Ingenieure: Analyse, Simulation und Entwurf von Regelkreisen*. 12., korrigierte und erweiterte Auflage. Wiesbaden: Vieweg +Teubner / GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, 2008. ISBN 978-3-8348-9504-2. Verfügbar unter DOI: 10.1007/978-3-8348-9504-2.
- [116] FANG, Y. und PONG, B. M. H.: Multiple Harmonics Analysis for Variable Frequency Asymmetrical Pulsewidth-Modulated Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2019, Jg. 66, Nr. 5, S. 4023–4030. ISSN 0278-0046. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TIE.2018.2850015.
- [117] FARAJIZADEH, F.; VILATHGAMUWA, D. M.; JAYATHURATHNAGE, P. und LEDWICH, G.: Estimation of the Transferred Power in LCC Compensated Wireless Power Transmitters with the use of PWM-Synchronized Sampling Technique. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2021, S. 1. Verfügbar unter DOI: 10.1109/TTE.2021.3098643.
- [118] STILLIG, J.; ENSSLE, A. und PARPOUR, N.: Modular Wireless Power Transfer System for the Supply of Mobile Industrial Production Equipment. In: *2021 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, 2021, S. 1–6. ISBN 978-1-7281-9548-3. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WoW51332.2021.9462864.
- [119] RIEKERK, C.; GRAZIAN, F.; SOEIRO, T. B.; DONG, J. und BAUER, P.: Study on Soft Start-Up and Shut-Down Methods for Wireless Power Transfer Systems for the Charging of Electric Vehicles. In: *2021 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, 2021, S. 1–6. ISBN 978-1-7281-9548-3. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WoW51332.2021.9462867.
- [120] ORTSEIFEN, A.: *Entwurf von modellbasierten Anti-Windup-Methoden für Systeme mit Stellbegrenzungen: Zugl.: Darmstadt, Techn. Univ., Diss., 2013*. Als Ms. gedr. Düsseldorf: VDI-Verl., 2013. Berichte aus dem Institut für Automatisierungstechnik und Mechatronik der TU Darmstadt. ISBN 978-3-18-522508-6.
- [121] SANDERS, S. R.; NOWOROLSKI, J. M.; LIU, X. Z. und VERGHESE, G. C.: Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991, Jg. 6, Nr. 2, S. 251–259. ISSN 0885-8993. Verfügbar unter DOI: 10.1109/63.76811.
- [122] KLAUS, B.; MULLER, B.; SACK, M. und LEIBFRIED, T.: Contactless Electric Vehicle Charging - Development of a High Power Resonance Converter: Special Features during Design Process for an Experimental Setup. In: *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2015, S. 1–6. ISBN 978-1-4673-7637-2. Verfügbar unter DOI: 10.1109/VPPC.2015.7352917.
- [123] ZACH, F.: *Leistungselektronik: Ein Handbuch*. Wien: Springer, 2010. ISBN 978-3-211-89213-8.

Eigene Veröffentlichungen

- [124] KLAUS, B.; BARTH, D.; SILLMANN, B. und LEIBFRIED, T.: Design and implementation of a transmission system for high-performance contactless electric vehicle charging. In: *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. IEEE, 2017, S. 39–44. ISBN 978-1-5090-3953-1. Verfügbar unter DOI: 10.1109/ITEC.2017.7993244.
- [125] KLAUS, B.; BARTH, D.; WOLL, D. und LEIBFRIED, T.: Development and construction of a measurement device for testing and safe operation of experimental wireless electric vehicle chargers. In: *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (IEEE PEDS 2017)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2017, S. 287–290. ISBN 978-1-5090-2364-6. Verfügbar unter DOI: 10.1109/PEDS.2017.8289134.
- [126] BARTH, D.; LEIBFRIED, T. und CORTESE, G.: Analytical calculation of the frequency-dependent litz wire resistance considering the wire connectors. In: *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*. IEEE, 2019, P.1–P.10. ISBN 978-9-0758-1531-3. Verfügbar unter DOI: 10.23919/EPE.2019.8915419.
- [127] BARTH, D.; CORTESE, G. und LEIBFRIED, T.: Evaluation of Soft Magnetic Composites for Inductive Wireless Power Transfer. In: *2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. IEEE, 2019, S. 7–10. ISBN 978-1-5386-7514-4. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WoW45936.2019.9030664.
- [128] BARTH, D.; CORTESE, G.; DARRAT, A. H.; CHENG, C.; WÖHR, E.; SURIYAH, M. R. und LEIBFRIED, T.: Interoperability Rating of Wireless Charging Equipment using a Decoupled Impedance Interface. In: *2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. IEEE, 2020, S. 1–6. ISBN 978-1-7281-8959-8. Verfügbar unter DOI: 10.1109/VPPC49601.2020.9330964.
- [129] BARTH, D.; KLAUS, B. und LEIBFRIED, T.: Litz wire design for wireless power transfer in electric vehicles. In: *2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, 2017, S. 1–4. ISBN 978-1-5090-4585-3. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WPT.2017.7953819.
- [130] BARTH, D.; SURIYAH, M. und LEIBFRIED, T.: Soft Start-up Current Control of an LCC-S Compensated Inductive Charging System. In: *2022 IEEE 7th International Energy Conference (ENERGYCON)*. IEEE, 2022, S. 1–6. Verfügbar unter DOI: 10.1109/ENERGYCON53164.2022.9830463.
- [131] KLAUS, B.; BARTH, D. und LEIBFRIED, T.: Pulse-test for wireless power transfer systems: A special feature for resonance frequency determination. In: *2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, 2017, S. 1–4. ISBN 978-1-5090-4585-3. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WPT.2017.7953882.

- [132] SANDER, R.; WENIG, S.; BARTH, D.; SURIYAH, M. und LEIBFRIED, T.: HVDC grid protection with integrated fault categorization for selective tripping. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. IEEE, 2016, S. 1–9. ISBN 978-9-0758-1524-5. Verfügbar unter DOI: 10.1109/EPE.2016.7695313.
- [133] SANDER, R.; BARTH, D.; SURIYAH, M. und LEIBFRIED, T.: Short circuit detection in HVDC grids. In: *2016 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*. IEEE, 2016, S. 1–5. ISBN 978-1-5090-0261-0. Verfügbar unter DOI: 10.1109/PECI.2016.7459254.
- [134] BARTH, D.; CHENG, C.; DARRAT, A. H.; FARAJIZADEH, F.; VILATHGAMUWA, D. M. und LEIBFRIED, T.: Resonance Behavior of Low Frequency Metamaterial Cells. In: *2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2020, S. 248–251. ISBN 978-1-7281-4238-8. Verfügbar unter DOI: 10.1109/WPTC48563.2020.9295577.
- [135] FARAJIZADEH, F.; BARTH, D.; VILATHGAMUWA, D. M.; LEIBFRIED, T. und MADAWALA, U. K.: Control of Power in Dynamic Wireless Power Transfer Systems With the use of PWM-Synchronized Sampling Technique. In: *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition - Asia, 2021 (ECCE Asia 2021)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2021, S. 148–152. ISBN 978-1-7281-6344-4. Verfügbar unter DOI: 10.1109/ECCE-Asia49820.2021.9479251.