

# **Untersuchung einer neuartigen Kommunikationsmethode für induktive Leistungsübertragungssysteme**

Der Technischen Fakultät  
der Friedrich-Alexander-Universität  
Erlangen-Nürnberg  
zur  
Erlangung des Doktorgrades

Doktor-Ingenieur

vorgelegt von

**Martin Trautmann**

aus Bayreuth

Als Dissertation genehmigt  
von der Technischen Fakultät  
der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der mündlichen Prüfung: 11. Dezember 2019

Vorsitzender des Promotionsorgans: Prof. Dr.-Ing. Andreas Paul Fröba

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Martin März  
Prof. Dr.-Ing. Peter Vary  
Prof. Dr.-Ing. Ingmar Kallfass

## Kurzfassung

Die Grundlagen für die induktive Leistungsübertragung (*Englisch: inductive power transfer, IPT*) sind bereits seit dem 19. Jahrhundert bekannt, diese war aber bis zum Ende des 20. Jahrhunderts technisch nicht umsetzbar. In den letzten Jahren rückte sie weltweit in den Mittelpunkt verschiedenster Forschungsbereiche sowie der breiten Bevölkerung, vor allem durch die Verbreitung von Elektroautos und das induktive Laden von Verbraucherelektronik. IPT-Systeme bieten die Möglichkeit, Verbraucher leicht bedienbar drahtlos zu versorgen. Bei den meisten Systemen ist für die Regelung eine zuverlässige Kommunikation zwischen den beiden mechanisch getrennten Systemseiten unerlässlich. Dafür gibt es allerdings nur wenige Lösungen und nur in vereinzelten Bereichen einen etablierten Standard. Daher ist die Untersuchung einer neuartigen Kommunikationsmethode Gegenstand dieser Abhandlung.

Nach einer Einführung der verschiedenen Anwendungsgebiete von IPT-Systemen, den verwendeten Kommunikationsmethoden sowie den Grundlagen wird der grundsätzliche Aufbau von IPT-Systemen analysiert, um einen Ansatz für einen Kanal zur simultanen Datenübertragung zu finden, der die bestehenden Leistungsspulen verwendet. Dabei zeigen sich die deutlichen Vorteile, die Datenübertragung in einen Frequenzbereich unter die Schaltfrequenz der Leistungsübertragung zu legen. Dieser Ansatz wird auch im Hinblick auf die unterschiedlichen IPT-Topologien untersucht, um einen gemeinsamen Entwicklungsansatz für Leistungs- und Kommunikationselektronik zu entwickeln. Basierend auf diesen Ergebnissen folgt ein Kapitel, das sich mit dem Entwurf und der Auslegung sowie der Implementierung anhand von Berechnungen und Simulationen beschäftigt.

Um die Realisierbarkeit der entworfenen Kommunikationsmethode zu zeigen, werden verschiedene IPT-Systeme mit Leistungsklassen zwischen 20 W und 3000 W aufgebaut und um die Kommunikationshardware erweitert. Mit diesen wird der jeweils resultierende Datenkanal charakterisiert und Daten werden übertragen. Bei dem in einem gesamtheitlichen Ansatz entwickelten System wurde dabei bei einer übertragenen Leistung von 20 W eine gleichzeitige störungsfreie Datenübertragung von 461 kbit/s erreicht. Diese stellt eine außerordentlich zuverlässige und robuste Datenverbindung für IPT-Anwendungen dar.

Die Arbeit schließt mit einer Diskussion ab, in der die Ergebnisse der Simulationen mit denen der Messungen verglichen werden, eine Untersuchung der gegenseitigen Beeinflussung stattfindet und die Demonstratoren mit dem aktuellen Stand der Technik verglichen werden.



# Abstract

The basics of inductive power transfer (IPT) have been known since the 19th century, but IPT itself was not feasible until the end of the 20th century. In recent years, it has become the focus of a wide range of research areas around the world, as well as of public society, due to the growing amount of electric vehicles and the inductive charging of consumer electronics. IPT systems offer the possibility to provide consumers with easily usable wireless energy. For most systems, a reliable communication for synchronisation of the two sides of the system is essential, but only few solutions do exist, and there are only occasional fields with an established standard. Therefore, the investigation of a novel communication method is the research object of this thesis.

After a short introduction of the different application fields of IPT systems, the communication methods used as well as the basics, the general structure of IPT systems is analysed to find an approach for a simultaneous data transmission channel which uses the existing power coils. The resulting method is to use a carrier frequency lower than the switching frequency of the inverter for the communication frequency. This method is researched considering the different IPT topologies to receive a holistic approach for designing the power and communication electronics. Based on these results, the design and dimensioning as well as the realisation by means of calculations and simulations are presented in the next chapters.

To show the feasibility of the communication method, different IPT systems with power levels from 20 W to 3000 W are built and the communication hardware is added. In these systems the resulting data channel is characterised and data is transmitted. The most recent system, built in a holistic approach, reaches a power transmission of 20 W with simultaneous interference free data transfer of 461 kbit/s. This data transfer provides a highly reliable and robust data link for IPT applications.

The thesis concludes with a discussion in which the results of the simulations are compared to the measurements, the mutual interferences are examined and the demonstrators are compared to the current state of the art.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Kurzfassung</b>	<b>III</b>
<b>Abstract</b>	<b>V</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Stand der Technik . . . . .	3
1.3 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit . . . . .	5
<b>2 Grundlagen</b>	<b>7</b>
2.1 Elektrischer Übertrager . . . . .	7
2.2 Induktive Leistungsübertragung . . . . .	10
2.2.1 Funktionsweise . . . . .	10
2.2.2 Kompensationstopologien . . . . .	10
2.2.3 Grundswingungsanalyse . . . . .	13
2.2.4 Normierung . . . . .	13
2.3 Filterentwurf . . . . .	16
2.3.1 Filtercharakteristik . . . . .	16
2.3.2 Selektionsverhalten . . . . .	18
2.3.3 Realisierung von Tief- und Hochpassfiltern . . . . .	19
2.3.4 Gruppenlaufzeit . . . . .	21
2.4 Operationsverstärkerschaltungen . . . . .	22
2.4.1 Der nichtinvertierende Verstärker . . . . .	22
2.4.2 Der invertierende Verstärker . . . . .	23
2.4.3 Der Differenzverstärker . . . . .	23
2.5 Induktivitäten . . . . .	24
2.6 Litzendraht . . . . .	25
2.7 Modulationsverfahren . . . . .	26
2.7.1 Binäre Phasenumtastung . . . . .	27
2.7.2 Quadratur-Amplituden-Modulation . . . . .	28
2.7.3 Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren . . . . .	28
2.8 Bewertungskriterien . . . . .	29
2.8.1 Signal-zu-Rausch-Verhältnis . . . . .	29
2.8.2 Empfangs-Konstellationsfehler . . . . .	29

<b>3</b>	<b>Systemauslegung</b>	<b>31</b>
3.1	Analyse . . . . .	31
3.2	Entwurf . . . . .	37
3.2.1	Frequenzweiche . . . . .	37
3.2.2	Sende-Empfangs-Umschalter . . . . .	39
3.2.3	Passives Filter . . . . .	40
3.2.4	Aktives Filter . . . . .	40
3.2.5	Verstärker . . . . .	41
3.3	Spezifikation der IPT-Systeme . . . . .	43
3.3.1	System 1: Ladestation . . . . .	43
3.3.2	System 2: Kugellager . . . . .	44
3.3.3	System 3: Universal-System . . . . .	45
3.4	Auslegung und Simulation . . . . .	50
3.4.1	Frequenzweiche . . . . .	50
3.4.2	Sende-Empfangs-Umschalter . . . . .	54
3.4.3	Passives Filter . . . . .	54
3.4.4	Aktives Filter . . . . .	57
3.4.5	Verstärker . . . . .	60
3.4.6	Gesamter Datenkanal . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Verifikation</b>	<b>69</b>
4.1	Messmethoden . . . . .	69
4.1.1	Messung der Sättigung . . . . .	69
4.1.2	Messung der Übertragungsfunktion . . . . .	70
4.2	Systemkomponenten . . . . .	73
4.2.1	Frequenzweiche . . . . .	73
4.2.2	Sende-Empfangs-Umschalter . . . . .	75
4.2.3	Passives Filter . . . . .	76
4.2.4	Aktives Filter . . . . .	78
4.2.5	Verstärker . . . . .	80
4.3	Gesamtsysteme . . . . .	82
4.3.1	System 1: Ladestation . . . . .	82
4.3.2	System 2: Kugellager . . . . .	89
4.3.3	System 3: Universal-System . . . . .	92
<b>5</b>	<b>Diskussion</b>	<b>97</b>
5.1	Vergleich der Messung mit der Simulation . . . . .	97
5.2	Vergleich der Ergebnisse mit dem Ziel der Arbeit . . . . .	100
5.3	Vergleich mit dem Stand der Technik . . . . .	102

<b>6 Zusammenfassung</b>	<b>105</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>107</b>
<b>Danksagung</b>	<b>117</b>
<b>Tabellen und Abbildungen</b>	<b>119</b>
<b>Eigene Veröffentlichungen</b>	<b>123</b>



# KAPITEL 1

## Einleitung

In diesem Kapitel soll zur Einführung zuerst kurz die Entwicklung der immer präsenter werdenden induktiven Leistungsübertragung (*Englisch: inductive power transfer*, IPT) sowie deren Anwendung und der Bedarf an einer simultanen Kommunikation vorgestellt werden. Der im Anschluss folgende Stand der Technik stellt die aktuell verwendeten Kommunikationsmethoden vor. Das Kapitel wird mit der Darstellung des Ziels sowie des Aufbaus der Arbeit abgeschlossen.

### 1.1 Motivation

IPT wurde erst durch die Entdeckungen von Nikola Tesla zum Ende des 19. Jahrhunderts ermöglicht [1]. Bis zum Ende des 20. Jahrhunderts war es jedoch technisch nicht sinnvoll umsetzbar, da eine signifikante Leistung mit der damaligen Technologie nicht günstig geregelt und übertragen werden konnte [1]. Im Jahr 1965 publizierten Schuder und Stephenson die Möglichkeit der Verwendung von IPT in biomedizinischen Implantaten [2]. Die Forschung auf diesem Gebiet ist noch heute ein wichtiges Thema aktueller Untersuchungen [3–6]. Dies ist vor allem auf die Eigenschaft zurück zu führen, dass Verbraucher kabellos mit Energie versorgt werden können. Die weiteren großen Vorteile von IPT, wie die Widerstandsfähigkeit gegen Verschmutzung, die Nutzbarkeit in rauer Umgebung, die einfache Bedienbarkeit sowie die geringe Störanfälligkeit führten zu einer hohen Verbreitung in verschiedensten Anwendungsgebieten [7].

In den späten 1970ern wurde das wissenschaftliche Interesse an IPT zum Laden von fahrenden Elektroautos auf speziellen Fahrspuren vor allem von Bolger et. al. geweckt [8–10]. Die Relevanz der Forschung im Bereich des drahtlosen Ladens und dynamischer Energieversorgung ist bis heute ungebrochen, wie unzählige Veröffentlichungen zeigen [11–17]. Die Technologie wurde auch auf Pedelecs [18] und mobile Transportfahrzeuge auf vorgegebenen Spuren in der Industrie [19] erweitert.

IPT wurde außerdem ein etablierter Standard für das Laden von geparkten Elektroautos [20–29], der das kabelgebundene Laden ablösen könnte. Dies könnte auch helfen, die nötige erforderliche Akzeptanz und Verbreitung von

Elektrofahrzeugen voranzutreiben, was unerlässlich wäre, um das 2009 beschlossene Ziel der deutschen Bundesregierung, dass bis 2020 eine Million Elektrofahrzeuge auf den Straßen fahren, noch umzusetzen [30]. Laut den Angaben des deutschen Kraftfahrt-Bundesamtes waren im Januar 2018 insgesamt nur 53.861 Elektroautos und 236.710 Hybridfahrzeuge zugelassen [31]. Da im Gegensatz zum Betanken herkömmlicher Fahrzeuge mit Verbrennungsmotor deutlich häufiger und länger aufgeladen werden muss, gewinnt der Ladevorgang hier erheblich an Bedeutung. Dieser Vorgang kann durch induktives Laden erheblich komfortabler, einfacher und sicherer gemacht werden.

Ein weiterer großer Anwendungsbereich der jüngsten Vergangenheit ist das induktive Aufladen von Verbraucherelektronik [32] mit verschiedenen Standards wie dem 2008 vom Wireless Power Consortium (WPC) gegründeten Qi Standard [33–36]. Das erste Smartphone mit induktivem Laden war das 2009 verfügbare Palm Pre und nutzte den Qi-Standard [37]. Danach geriet das Prinzip beinahe in Vergessenheit bis es *Nokia* 2012 in den damals neuesten Handys aufleben ließ [38]. Im April 2015 startete *Ikea* eine Kollektion, bestehend aus Tischen und Lampen, mit integriertem induktivem Laden auf Qi-Standard, um die bis dahin verhaltene Marktdurchdringung voran zu treiben [39]. Heutzutage ist in neu auf den Markt kommenden Mobiltelefonen induktives Laden ein fester Bestandteil. Zuletzt trat *Apple* im Februar 2017 dem WPC bei [40], um folglich in der im September 2017 erschienenen iPhone Generation auch die Ladetechnik Qi zu verwenden [41].

Auch in Industrieanwendungen können IPT-Systeme den großen Vorteil der Kabellosigkeit in rotierenden Anwendungen voll ausnutzen [42–44]. Speziell in Industrieanlagen mit Roboterarmgliedern ist die Bewegungsfreiheit durch den Wegfall der Kabel nicht mehr behindert. Bei rotierenden Systemen, in denen herkömmliche Kabelverbindungen nicht verwendet werden können, stellen Schleifringe die etablierte Lösung dar. Trotz der ausgereiften Technologie unterliegen diese einem nicht unerheblichen mechanischen Verschleiß. Zusätzlich kann dieser Kontaktverschleiß sowie Vibrationen zu einer Lichtbogenbildung führen. Darüber hinaus unterliegen Schleifringe einem sehr hohen Wartungsaufwand und verursachen damit hohe Kosten. [42–45]

Die Technologie wird außerdem in anderen Anwendungen wie z. B. als Energieversorgung für Unterhaltungssysteme in Flugzeugen [46], als kontaktloser Stecker [47], zur Versorgung von Kühlschrankschrankdisplays [48] oder Unterwasser Systemen [49, 50], in Magnetschwebbahnen [51], als Minenlösung [52], zur Bühnenbeleuchtung [53, 54] oder für Sicherheitskameras [55] verwendet.

Für die meisten Anwendungen ist dabei ein absolut zuverlässiger Datenkanal zwischen der Primär- und der Sekundärseite des IPT-Systems für einen

sicheren Betrieb unerlässlich, da für die Regelung und Steuerung der Leistungsübertragung Informationen von der Sekundärseite benötigt werden [7]. Bei diesen handelt es sich beispielsweise um die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom. Diese müssen dabei an die Kontrolleinheit der Primärseite übertragen werden wie es in [56] realisiert ist. Alternativ kann auch versucht werden, anhand von primärseitigen Messgrößen auf die nicht direkt messbaren sekundärseitigen Regelgrößen Rückschlüsse zu ziehen [7]. Dazu muss die regelungstechnische Modellierung allerdings sehr genau sein und sogar etwaige Abstands- und Bauteiltoleranzen müssen berücksichtigt werden, was mit einem erheblichen Aufwand verbunden ist [7]. Diese Methode wird beispielsweise in [26] verwendet.

Daneben wäre eine darüber hinausgehende Kommunikation für viele Anwendungen wünschenswert. In der Industrie etwa, um Daten von und zu Sensoren oder der Steuerung von Antrieben zu übertragen. Mit ausreichend hoher Datenrate wäre auch eine in der Verbraucherelektronik für den Konsumenten nutzbare Datenübertragung denkbar.

## 1.2 Stand der Technik

In diesem Kapitel werden bereits realisierte Kommunikationsmethoden vorgestellt. Außerdem wird ein Überblick über den aktuellen Stand der Technik gegeben. Da es einfacher und sicherer ist, die Parameter zu messen und zu übertragen, wird üblicherweise eine Kommunikation zwischen Primär- und Sekundärseite implementiert. Aufgrund der relativ schnellen und einfachen Implementierbarkeit, ist der übliche Weg, eine Funkverbindung zu verwenden [57]. Dabei verwendet [57] selbst Bluetooth. Oft wird, wie in [58] (ZigBee) oder [56], auch der IEEE 802.15.4 Funkstandard verwendet. Andere wie [55] verwenden hingegen WLAN. Die Nachteile einer Funkverbindung sind neben den teilweise hohen Kosten [59] und den hohen Übertragungsverzögerungen (bis zu mehreren Millisekunden [60]), Störungen durch das IPT-System und, vor allem in Gebieten mit hoher Dichte dieser Systeme, die Verträglichkeit mit anderen Systemen. Darüber hinaus arbeiten diese Systeme oft in einer Umgebung mit starken elektromagnetischen Störungen, in der eine Funkkommunikation nicht möglich ist, weswegen eine lokal begrenzte Datenverbindung innerhalb des Systems vorzuziehen wäre. Dies würde auch eine Aussage über die Koppelqualität liefern, zusätzliche Störsignale für die Umwelt vermeiden und die Sicherheit gegen unbefugten Zugriff erhöhen.

Einige publizierte Methoden verwenden die Signale der Leistungsübertragung zur Kommunikation. Beispielsweise nutzt der Qi-Standard Lastmodu-

lation zur Datenübertragung in mobilen Geräten [33, 34]. Dies wird auch in vielen biomedizinischen Implantaten verwendet [3, 5]. Diese Methode ermöglicht eine unidirektionale Kommunikation der Last mit dem Wechselrichter (WR) und erreicht niedrige Datenraten. Für eine Kommunikation in die entgegengesetzte Richtung wird ein zusätzliches Konzept benötigt. Dazu kann im WR die Schaltfrequenz mit Frequenzumtastung (*Englisch: frequency shift keying*, FSK) [43] oder die Spannung mit Amplitudenumtastung (*Englisch: Amplitude-Shift Keying*, ASK) [61] moduliert werden. Letztlich stellen diese Möglichkeiten allerdings einen erheblichen Eingriff in das IPT-System dar und können den Wirkungsgrad der Leistungsübertragung deutlich reduzieren. Zusätzlich ist eine Kommunikation nur möglich, wenn Leistung übertragen wird und sie wird durch die Schaltcharakteristik des IPT-Systems begrenzt.

Andere Ansätze fügen für die Kommunikation mit mehreren Trägerfrequenzen ein zusätzliches Spulenpaar hinzu, wie in [48, 62–64] vorgestellt. Diese Methoden beeinflussen die Leistungsübertragung zwar nicht, werden allerdings durch das starke Magnetfeld und durch die hohen Leistungssignale stark gestört, wodurch sich das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (*Englisch: Signal-to-noise ratio*, SNR) der Kommunikation reduziert. Um dies weitestmöglich zu verhindern, müssen die Spulen so ausgelegt werden, dass die magnetischen Felder sich nicht beeinflussen. Allerdings werden die Systeme dadurch sehr anfällig gegen Versatz in der Ausrichtung.

Vereinzelt wird, wie in [59], auch eine kapazitive Kopplung zur Kommunikation verwendet. Dabei werden die Daten moduliert und hochfrequent über ein elektrisches Feld, das aus den parasitären Kapazitäten der Koppelspulen und der Metallabschirmung erzeugt wird, übertragen. Diese Methode wird allerdings erheblich durch einen Versatz der Koppelspulen beeinflusst. Dabei erreicht das vorgestellte System in bester Ausrichtung nur ein maximales SNR von 10 dB, welches mit Versatz sehr stark absinkt.

Ein vielversprechender Ansatz ist das Überlagern des Leistungssignals mit einem modulierten Signal, wobei dessen Trägerfrequenz über der Schaltfrequenz liegt, wie in [43, 65–68] veröffentlicht. Diese Methode leidet allerdings unter dem hohen Leistungspegel der Oberschwingungen, da der WR des IPT-Systems ein Rechtecksignal, in dem hohe Frequenzen enthalten sind, erzeugt und die harten Schaltvorgänge starkes Rauschen verursachen. Dieser Effekt verstärkt sich, je höher die Leistung des Systems ist. [65] kommuniziert daher nur zwischen den Schaltvorgängen des WR, um die erwähnten Probleme zu minimieren. In den Veröffentlichungen [66–68] konnte durchgängig mit Datenraten zwischen 19 kbit/s und 20 kbit/s kommuniziert werden.

## 1.3 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

Da es neben Funklösungen für IPT-Systeme noch relativ wenige gute Kommunikationslösungen gibt, die teilweise sehr starke Eingriffe am System oder sogar an der Leistungselektronik vornehmen müssen, soll in dieser Arbeit eine neuartige Kommunikationsmethode erforscht werden. Diese soll auch einfach nachträglich in bestehende IPT-Systeme implementiert werden können und den bestehenden Leistungskanal (d. h. die Leistungsspulen) verwenden.

Damit dies gelingt, muss der Kanal für die beiden Funktionen in zwei Bereiche unterteilt und durch Filter eine Kanaltrennung zwischen dem Leistungs- und dem Datensignal realisiert werden. Dies würde in Kombination mit einer anderen Kommunikationsmethode auch die Möglichkeit redundanter Datenübertragung ermöglichen.

Ziel dieser Arbeit ist daher, einen physikalischen Datenkanal aufzubauen, dessen Hauptaugenmerk auf der Robustheit und Zuverlässigkeit liegen soll. Dabei sollen die Leistungsspulen als physikalischer Teil des Kanals verwendet werden. Zusätzlich darf nur eine hinreichend geringe gegenseitige Beeinflussung stattfinden. Dies gilt sowohl für den Einfluss der Datenübertragung auf die Leistungsübertragung als auch umgedreht. Das bedeutet, dass die Datenübertragung so störungsfrei sein muss, dass die hohe Leistung des IPT-Systems keinen merkbaren Einfluss mehr ausübt.

Im nächsten Kapitel werden zunächst die zum Verständnis der Arbeit benötigten Grundlagen sowohl aus der Leistungselektronik als auch aus der Nachrichtentechnik vorgestellt sowie Grundlagen zum analogen Schaltungsentwurf beschrieben. Kapitel 3 stellt anschließend den Hauptteil dar, der die systematischen Untersuchungen wie auch die vollständige Systemauslegung samt Simulationen beinhaltet. In Kapitel 4 werden die umgesetzten Systeme vorgestellt und messtechnisch verifiziert. Die Diskussion schließt sich in Kapitel 5 an und vergleicht die resultierenden Messergebnisse mit der Simulation, den gesetzten Zielen sowie vergleichbaren Systemen des Stands der Technik. Zum Abschluss wird in Kapitel 6 eine Zusammenfassung dieser Arbeit samt den erzielten Ergebnisse gegeben.



## KAPITEL 2

### Grundlagen

In diesem Kapitel werden die zum Verständnis der Arbeit wichtigen Grundlagen kurz erläutert und beschrieben.

#### 2.1 Elektrischer Übertrager

Die Grundlage eines IPT-Systems beruht auf der Überwindung der räumlichen Trennung zwischen Primär- und Sekundärseite mit Hilfe magnetischer Felder. Dazu dient ein sog. Übertrager. Dieser besteht aus mindestens zwei Wicklungen mit gegebenenfalls unterschiedlichen Windungszahlen, die magnetisch lose gekoppelt sind. Wird eine dieser Wicklungen von einem Wechselstrom durchflossen, erzeugt dieser einen magnetischen Fluss, der die Wicklung der zweiten Spule durchsetzt und in dieser eine Spannung induziert. Diese hat einen Stromfluss zur Folge, der gemäß der Lenz'schen Regel seiner Ursache entgegenwirkt. [69]

In Abbildung 2.1 ist das allgemeine Ersatzschaltbild eines verlustlosen Übertragers dargestellt. Um zum Ausdruck zu bringen, dass der Eingangskreis dabei keine leitende Verbindung zum Ausgangskreis besitzt, wird ein idealer Übertrager modelliert, der diese sog. galvanische Trennung beschreibt. Die Eingangsseite des Übertragers wird als Primärseite bezeichnet und ist in der Regel die Seite, von der aus die Energie übertragen wird. Die Ausgangsseite mit dem Lastwiderstand  $R_L$  wird als Sekundärseite bezeichnet. Das Ersatzschaltbild kann dabei durch die folgenden Parameter beschrieben werden: die primärseitige Selbstinduktivität  $L_1$ , die sekundärseitige Selbstinduktivität  $L_2$  sowie  $N_1$  als primärseitige und  $N_2$  als sekundärseitige Windungszahl. Aus diesen beiden Windungszahlen kann mit Gleichung (2.1) das Windungsverhältnis  $\ddot{u}$  bestimmt werden. Zur vollständigen Beschreibung des Ersatzschaltbildes fehlt noch die mit  $M$  bezeichnete Gegeninduktivität. [69]

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.1)$$

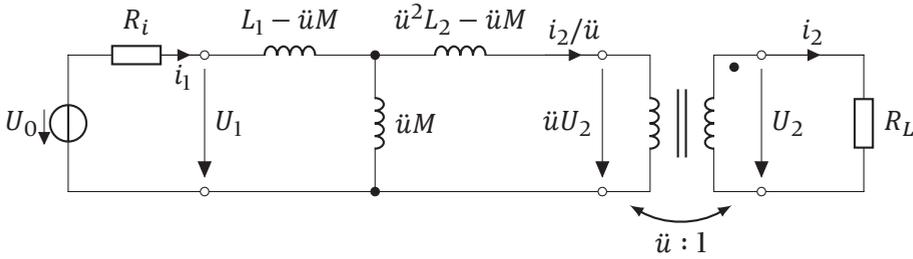


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild eines verlustlosen Übertragers nach [69].

Nach dem Induktionsgesetz können die Ströme und Spannungen in diesem System folgendermaßen beschrieben werden: [69]

$$U_0 = R_i i_1 + L_1 \frac{\partial i_1}{\partial t} - M \frac{\partial i_2}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$0 = R_L i_2 - M \frac{\partial i_1}{\partial t} + L_2 \frac{\partial i_2}{\partial t} \quad (2.3)$$

Diese Gleichungen können mit drei Induktivitäten vollständig beschrieben und vereinfacht werden. Dazu wird die Hauptinduktivität  $L_h$  sowie die primär- und sekundärseitige Streuinduktivität  $L_{1\sigma}$  und  $L_{2\sigma}$  eingeführt. Diese ergeben sich durch Koeffizientenvergleich zu den folgenden Gleichungen: [69]

$$L_h = \ddot{u}M \quad (2.4)$$

$$L_{1\sigma} = L_1 - \ddot{u}M \quad (2.5)$$

$$L_{2\sigma} = \ddot{u}^2 L_2 - \ddot{u}M \quad (2.6)$$

Die Gegeninduktivität lässt sich nach [69] mit den Teilkoppelfaktoren  $k_{12}$  und  $k_{21}$  in Gleichung (2.7) zusammenfassen.

$$M = k_{12} L_1 = k_{21} L_2 \quad (2.7)$$

Vereinfachend kann ein einzelner Koppelfaktor  $k$  definiert werden. [69]

$$k = \sqrt{k_{12} k_{21}} \stackrel{(2.7)}{=} \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.8)$$

Dabei charakterisiert  $k$  die Kopplung zwischen zwei Spulen und beschreibt, wie gut der magnetische Fluss der jeweiligen Spule die andere durchsetzt. Der Koppelfaktor kann dabei maximal den Wert 1 für den Fall eines ideal gekoppelten Übertragers annehmen, bei dem der Fluss beider Spulen vollständig miteinander verkettet ist. Bei räumlich getrennten Wicklungen, wie

es in der Regel auch bei IPT-Systemen der Fall ist, existieren stets Pfade, die nur mit einer einzigen Wicklung verkettet sind. Dies zeigt, dass der Abstand zwischen den beiden Spulen dort einen essenziellen Parameter darstellt, da er die Kopplung der an der Leistungsübertragung beteiligten Spulen stark beeinflusst. [7]

Da  $\ddot{u}$  in den beiden Gleichungen 2.2 und 2.3 nicht vorkommt, ist das System überbestimmt. Durch diesen Freiheitsgrad darf  $\ddot{u}$  frei gewählt werden. Eine Möglichkeit wäre, ein Übersetzungsverhältnis von 1 zu wählen, um so einen idealen Übertrager zu erhalten. Dieses sog. T-Ersatzschaltbild ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Der eingezeichnete ideale Übertrager hat dabei keinerlei schaltungstechnischen Einfluss mehr, sondern deutet lediglich die galvanische Trennung der Primär- und Sekundärseite an. [69]

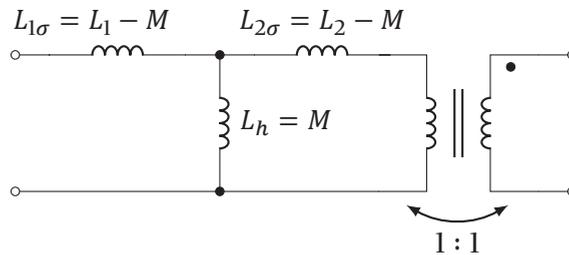
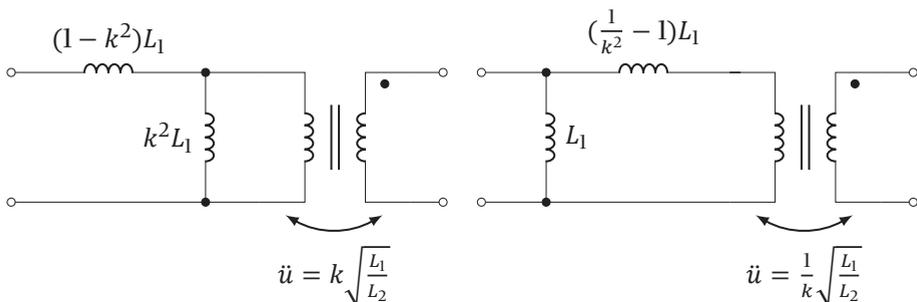


Abbildung 2.2: T-Ersatzschaltbild eines Übertragers nach [69].

Das Übersetzungsverhältnis kann auch so gewählt werden, dass eine der beiden Streuinduktivitäten wegfällt, wodurch sich ein sog.  $\Gamma$ -Ersatzschaltbild ergibt. Dies ist für die beiden Fälle in Abbildung 2.3 dargestellt.



(a) mit primärseitiger Streuinduktivität. (b) mit sekundärseitiger Streuinduktivität.

Abbildung 2.3:  $\Gamma$ -Ersatzschaltbilder eines Übertragers nach [69].

## 2.2 Induktive Leistungsübertragung

In diesem Kapitel werden kurz die Grundlagen eines IPT-Systems samt einsetzbarer Kompensationstopologien und die zur Auslegung verwendeten Methoden vorgestellt.

### 2.2.1 Funktionsweise

Der grundlegende Aufbau eines IPT-Systems ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

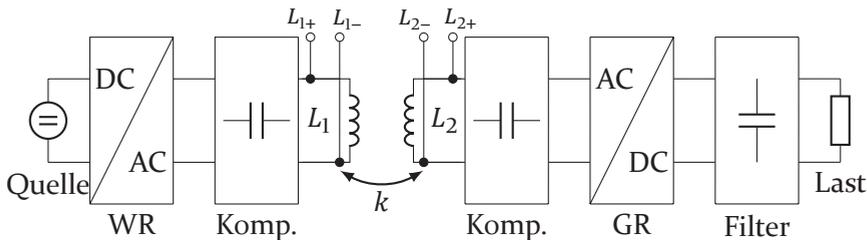


Abbildung 2.4: Schematische Darstellung eines IPT-Systems nach [70].

In dem dargestellten System wird die nötige DC-Spannung direkt aus einem Gleichspannungsnetz zur Verfügung gestellt. Der WR erzeugt daraus eine rechteckförmige Spannung, die den primären Resonanzkreis, bestehend aus einer Kompensation sowie der primären Übertragungsspule  $L_1$ , speist. Der resultierende, nahezu sinusförmige Strom erzeugt ein Magnetfeld, das in der sekundärseitigen Spule  $L_2$  eine Spannung induziert. Sie wird gleichgerichtet und mit einem Filter werden die verbleibenden Wechselanteile geglättet, bevor die Last gespeist wird. Dabei werden Filtertopologien mit Induktivität unmittelbar am Gleichrichter (GR) als „induktive Filter“ und ohne als „kapazitive Filter“ bezeichnet. [7]

### 2.2.2 Kompensationstopologien

Da die Funktion des Großteils der IPT-Systeme auf dem Prinzip eines schwingfähigen Systems beruht, wird dies erst durch Hinzufügen einer Kompensation erzeugt und dadurch der Betrieb als resonanter Konverter ermöglicht. Zusätzlich lässt sich damit die primärseitige Streuinduktivität kompensieren, wodurch sich die vom System aufgenommene Blindleistung stark reduzieren lässt. Im Idealfall verhält es sich dadurch wie ein rein Ohm'scher Verbraucher. [71]

Da das Verhalten des IPT-Systems stark von der Kopplung abhängig ist und sich die Lage der Spulen zueinander stark verändern kann, kann eine

geeignete Kompensation auch dazu beitragen, das Verhalten des Konverters erheblich zu verbessern [71]. Dabei stehen unterschiedliche Möglichkeiten zur Verfügung, die aus der Verschaltung mit einem oder mehreren reaktiven Bauelementen besteht. In Tabelle 2.1 sind die vier Basistopologien als schematischer Überblick zusammengefasst. Diese bestehen je Seite entweder aus einem Kondensator (seriell oder parallel geschaltet) oder aus einer Induktivität sowie zwei Kondensatoren (LCC). Die Bezeichnungen der jeweils gewählten Topologie werden zusammengefügt, wobei die erste Bezeichnung für die auf der Primär-, die zweite für die auf der Sekundärseite verwendete Topologie steht. Die Verwendung einer primärseitigen parallelen Kompensation (PS, PP) ist dabei allerdings nur dann sinnvoll, wenn eine Stromquelle verwendet wird. Besitzt er einen vorgeschalteten Gleichspannungszwischenkreis würde dieser bei jedem Umschalten über diese Kapazität kurzgeschlossen werden, weshalb in diesem Fall eine zusätzliche eingangsseitige Induktivität  $L_{in}$  verwendet und die Topologie zu LPS bzw. LPP erweitert werden sollte. [70, 118]

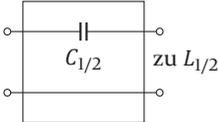
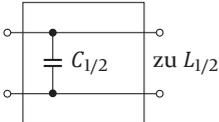
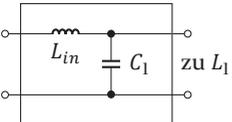
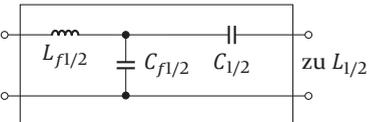
Topologie	Passives Netzwerk
S	
P	
LP	
LCC	

Tabelle 2.1: Schematischer Überblick der Kompensationstopologien [70].

Die Auslegung der jeweiligen Komponenten ist in [70] zusammengefasst. Sehr verbreitet ist dabei die beidseitige serielle Kompensation (SS). Da die

LCC-Kompensation zu aufwändig für die in dieser Arbeit betrachtete Anwendung ist und andere Topologien mehr als ausreichend sind, wird diese nicht weiter untersucht.

In Abbildung 2.5 ist das Schema aus Abbildung 2.4 als Ersatzschaltbild dargestellt. Dabei ist ein Vollbrücken (VB)-WR und ein Brückengleichrichter mit kapazitivem Ausgangsfilter verwendet. Das System ist beidseitig seriell kompensiert.

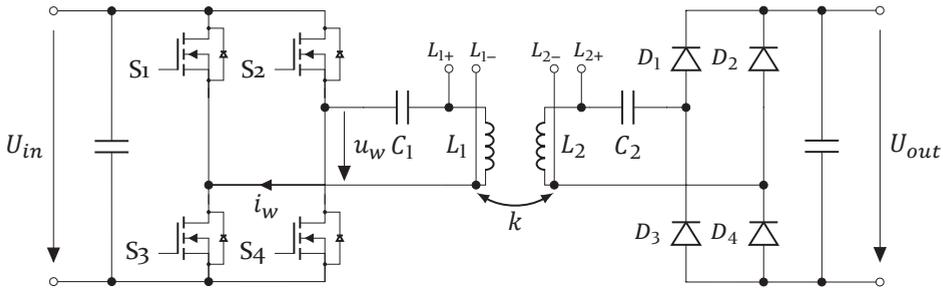


Abbildung 2.5: Ersatzschaltbild eines IPT-Systems nach [47].

Für die Dimensionierung der Kompensation wird immer zuerst eine charakteristische Frequenz  $f_0$  gewählt, auf die der Konverter abgestimmt wird. Diese muss nicht zwangsläufig der späteren Schaltfrequenz entsprechen. Für seriell und parallel kompensierte Systeme bestimmt sich  $f_0$  mit Gleichung (2.9) [7].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (2.9)$$

Der Wirkungsgrad des IPT-Systems hängt dabei stark von der Kopplung der beiden Leistungsspulen sowie dem Gütefaktor  $Q$  der Spulen ab. Der theoretisch maximal erreichbare Wirkungsgrad  $\eta_{max}$  lässt sich dabei für eine beidseitig serielle Kompensation mit Gleichung (2.10) bestimmen [72].

$$\eta_{max} = \frac{(kQ)^2}{(1 + \sqrt{1 + (kQ)^2})^2} \quad (2.10)$$

Die Güte lässt sich dabei nach Gleichung (2.11) aus den Güten  $Q_1$  und  $Q_2$  der einzelnen Spulen  $L_1$  und  $L_2$  bestimmen und hängt neben deren Induktivität noch von dem jeweiligen AC-Widerstand  $R_{iac}$  ab [73].

$$Q = \sqrt{Q_1Q_2} = \sqrt{\left(\frac{\omega L_1}{R_{1ac}}\right)\left(\frac{\omega L_2}{R_{2ac}}\right)} \quad (2.11)$$

### 2.2.3 Grundswingungsanalyse

Um die Auslegung und Analyse resonanter Konverter zu vereinfachen, wird häufig die Grundswingungsanalyse (*Englisch: First Harmonic Approximation*, FHA) verwendet, bei der bei allen auftretenden Strömen und Spannungen lediglich die Grundswingung betrachtet wird. Zusätzlich werden sowohl der GR als auch der Resonanzkreis als verlustfrei angenommen. [7, 74]

In [74] wurde dabei erstmalig vorgestellt, dass die Diodenbrücke mitsamt des Filters und der Ausgangslast als einfacher Ersatzwiderstand  $R_{Leq}$  angenommen werden kann. Dabei ergibt sich für ein kapazitives Ausgangsfilter Gleichung (2.12):

$$R_{Leq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2.12)$$

Eingangsseitig wird der WR durch eine Spannungsquelle mit einer Frequenz  $f_s$  und einer Amplitude  $U_i$  ersetzt. Dabei ist die Grundswingung eines Rechtecksignals für eine VB mit Gleichung (2.13) bestimmt. [7]

$$\hat{U}_i = \frac{4}{\pi} U_{in} \quad (2.13)$$

### 2.2.4 Normierung

Die Darstellung ist normiert, da die Parametervielfalt auf ein übersichtliches Maß reduziert wird und die normierten Größen einen direkten Vergleich zwischen den verschiedenen Topologien zulassen. Die Grundlage für die Normierung bilden  $L_2$ ,  $C_2$  und  $U_i$ . [7]

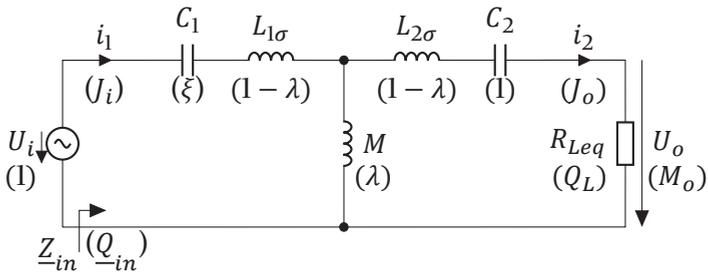
In Abbildung 2.6 ist beispielhaft die normierte Darstellung eines beidseitig seriell kompensierten IPT-Systems dargestellt. Für andere Topologien funktioniert das Verfahren identisch. Es wird dabei angenommen, dass der Übertrager symmetrisch aufgebaut ist ( $L_1 = L_2$ ). [118]

Die normierte Last  $Q_L$  ergibt sich dabei mit Gleichung (2.14):

$$Q_L = \frac{R_{Leq}}{Z_0} \quad (2.14)$$

$Z_0$  stellt hier die charakteristische Impedanz des Schwingkreises dar, der unabhängig von der Topologie nach [70] wie folgt definiert ist:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \quad (2.15)$$



**Abbildung 2.6:** Normierte Darstellung eines SS-kompensierten IPT-Systems (normierte Werte in Klammern) [18].

Für den Fall einer beidseitig seriellen Kompensation ergibt sich aus Gleichung (2.14) und Gleichung (2.15) damit für  $Q_L$  die folgende Formel:

$$Q_L = \frac{8}{\pi^2} R_L \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} \quad (2.16)$$

Die normierte Schaltfrequenz  $F$  lässt sich aus dem Verhältnis von Schaltfrequenz und charakteristischer Frequenz bilden. [7]

$$F = \frac{f_s}{f_0} \quad (2.17)$$

Alle weiteren normierten Werte sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

Tabelle 2.2: Normierung nach [7, 118].

Beschreibung	normiertes Symbol	Normierung
Normierungsinduktivität	$L_{norm}$	$L_2$
Normierungskapazität	$C_{norm}$	$C_2$
Normierungsspannung	$U_{norm}$	$U_i$
charakteristische Impedanz	$Z_0$	$\sqrt{\frac{L_{norm}}{C_{norm}}}$
Normierungsstrom	$I_{norm}$	$\frac{U_{norm}}{Z_0}$
normierte Schaltfrequenz	$F$	$\frac{f_s}{f_0}$
normierte Last	$Q_L$	$\frac{R_{Leq}}{Z_0}$
normierte Eingangsimpedanz	$Q_{in}$	$\frac{Z_{in}}{Z_0}$
normierte Eingangsspannung	$M_i$	$\frac{U_i}{U_{norm}} = 1$
normierte Ausgangsspannung	$M_o$	$\frac{U_o}{U_{norm}}$
Induktivitätsverhältnis	$\lambda$	$\frac{L_h}{L_2}$
Kapazitätsverhältnis	$\xi$	$\frac{C_1}{C_2}$
normierter Ausgangsstrom	$J_o$	$\frac{M_o}{Q_L}$
normierter Eingangsstrom	$J_i$	$\frac{I_i}{I_{norm}} = \frac{1}{Q_{in}}$

## 2.3 Filterentwurf

Das Filter ist in der Elektrotechnik ein Schaltkreis, der ein elektrisches Signal frequenzselektiv in der Amplitude und der Phasenlage verändert.

Beim Entwurf und der Anwendung von Filtern finden sich häufig einige Begriffe, die hier kurz eingeführt werden. Die Grenzfrequenz  $f_g$  beschreibt die Frequenz, bei der das Ausgangssignals im Übergangsbereich um 3 dB gegenüber dem Durchlassbereich abgesunken ist. Einige Filter besitzen sowohl eine untere als auch eine obere Grenzfrequenz. Die Ordnung eines Filters beschreibt die Steilheit oberhalb der Grenzfrequenz, d.h. im Übergang vom Durchlassbereich in den Sperrbereich. Die sog. Flankensteilheit steigt dabei um 20 dB/Dekade bzw. 6 dB/Oktave pro Ordnung. Die Ordnung eines Filters wird durch die Anzahl der Energiespeicher festgelegt. Um den Rahmen der Arbeit zu wahren, soll sich dieses Kapitel nur mit passiven und aktiven Filtern beschäftigen.

Passive Filter (oder auch LC-Filter) besitzen dabei die Vorteile, dass sie reziprok sind, für niedrige Ordnungen eine garantierte Stabilität liefern und keine Versorgungsspannung benötigen. Dies führt außerdem dazu, dass die Signalgröße aufgrund der fehlenden Spannungsgrenzen für den Filter nicht relevant ist, solange sie im Rahmen der Spannungsfestigkeit des Bauteils liegt. [75]

Aktive Filter hingegen benötigen keine Induktivitäten, was sie günstiger und kleiner machen kann. Zusätzlich wird dadurch die Anpassung und Auslegung erleichtert, da man nicht auf spezielle Bauteilgrößen angewiesen ist. [75]

### 2.3.1 Filtercharakteristik

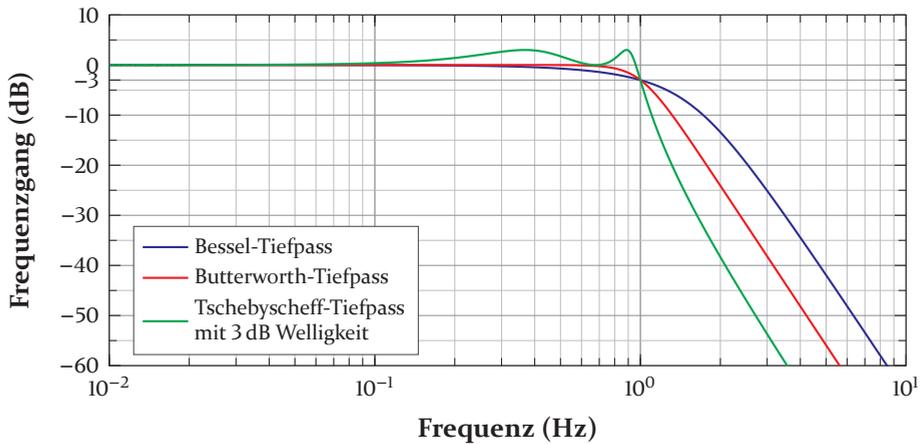
Die wichtigsten drei Filtercharakteristiken (mit optimierten Frequenzgängen) Butterworth-, Tschebycheff- und Bessel-Filter sind in diesem Kapitel kurz beschrieben. Ausführlichere Erklärungen sowie die entsprechenden Filterkoeffizienten können z. B. in [76] gefunden werden.

Bei Butterworth-Filtern ist der Amplitudenfrequenzgang möglichst lange flach und knickt erst kurz vor der Grenzfrequenz scharf ab. Die Sprungantwort schwingt dabei erheblich über, was mit steigender Ordnung zunimmt. [76]

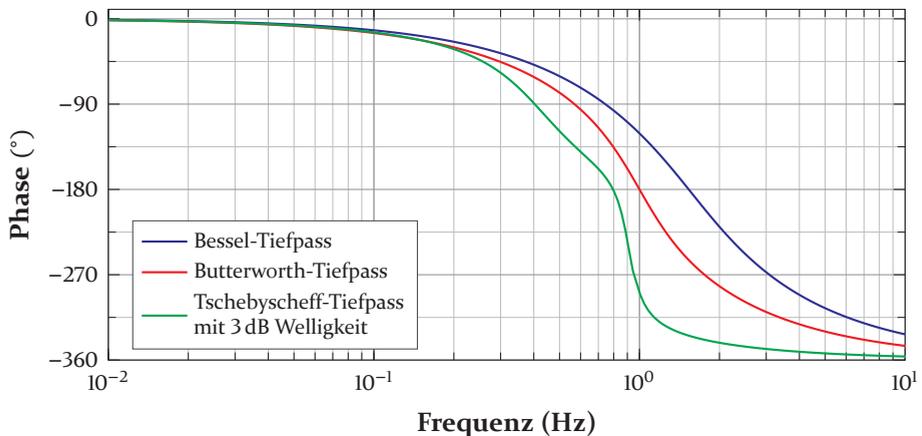
Tschebycheff-Filter besitzen eine Welligkeit konstanter Amplitude im Durchlassbereich, aber dafür oberhalb der Grenzfrequenz eine noch stärkere Flankensteilheit als Butterworth-Filter. Umso höher die zugelassene Welligkeit, desto steiler ist dieser Abfall. Das Überschwingen der Sprungantwort ist dafür aber noch stärker als bei Butterworth-Filtern. Es ergibt sich außerdem eine große Änderung der Gruppenlaufzeit. [76]

Bei Bessel-Filtern (gelegentlich auch Thomson-Filter genannt) knickt der Amplituden-Frequenzgang nicht so scharf ab wie bei den anderen Filtern. Dafür ergibt sich eine konstante Gruppenlaufzeit (entspricht linearer Phase) im Durchlassbereich. [76]

Um eine spezielle Filtercharakteristik zu erhalten, können die Koeffizienten in Tabellen nachgeschlagen werden. Zur Veranschaulichung sind der Frequenzgang sowie die Phasenverschiebung der vorgestellten Charakteristiken für ein Tiefpassfilter 4.-Ordnung in Abbildung 2.7 bei einer Grenzfrequenz von 1 Hz dargestellt.



(a) Amplitudengang.



(b) Phasengang.

Abbildung 2.7: Vergleich der vorgestellten Filtercharakteristiken 4.-Ordnung.

### 2.3.2 Selektionsverhalten

Bei den Standardfällen des Selektionsverhaltens eines Filters handelt es sich um:

**Tiefpassfilter** Dieses Filter lässt Signalanteile mit Frequenzen bis zu der ausgelegten Grenzfrequenz nahezu unverändert passieren und dämpft höhere Frequenzen. Dabei wird eine Phasen-Nacheilung hervorgerufen.

**Hochpassfilter** Dieses Filter lässt Signalanteile mit Frequenzen über der ausgelegten Grenzfrequenz nahezu unverändert passieren und dämpft niedrigere Frequenzen. Dabei wird eine Phasen-Voreilung bewirkt.

**Bandpassfilter** Dieses Filter besitzt zwei Grenzfrequenzen und lässt nur die Signalanteile mit Frequenzen, die dazwischen liegen, passieren. Niedrigere oder höhere Frequenzanteile werden abgeschwächt.

**Bandstopfilter** Dieses Filter stellt die Umkehr des Bandpassfilters dar. Es werden nur Signalanteile mit Frequenzen zwischen den beiden Grenzfrequenzen gedämpft.

Im weiteren Verlauf des Kapitels soll nur auf Tiefpass- und Hochpassfilter tiefer eingegangen werden, da nur diese in der Arbeit verwendet werden.

Die Übertragungsfunktion aller Tiefpassfilter lässt sich nach [76] in folgender Form darstellen:

$$G(s_n) = \frac{A_0}{\prod_{i=1} (1 + a_i s_n + b_i s_n^2)} \quad (2.18)$$

Die verwendete normierte komplexe Frequenzvariable  $s_n$  bestimmt sich dabei nach Gleichung (2.19) [76].

$$s_n = \frac{s}{2\pi f_g} \quad (2.19)$$

Die Übertragungsfunktion für Hochpassfilter lässt sich nach [76] über die sog. Tiefpass-Hochpass-Transformation mit Gleichung (2.20) erhalten.

$$G(s_n) = \frac{A_\infty}{\prod_{i=1} (1 + \frac{a_i}{s_n} + \frac{b_i}{s_n^2})} \quad (2.20)$$

### 2.3.3 Realisierung von Tief- und Hochpassfiltern

In diesem Kapitel soll auf die Realisierung von passiven und aktiven Tief- sowie Hochpassfiltern eingegangen werden. Dazu ist in Abbildung 2.8 die Schaltung für diese als passives Filter 1. Ordnung dargestellt. Diese besteht als einfachster Fall aus einem Widerstand und einem Kondensator.

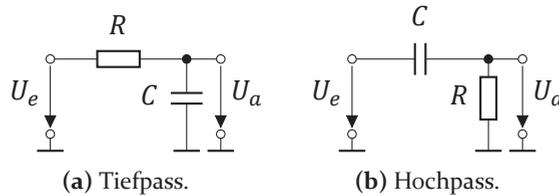


Abbildung 2.8: Passive Filter 1. Ordnung [76].

In Abbildung 2.9 sind die entsprechenden aktiven Filter 1. Ordnung dargestellt.

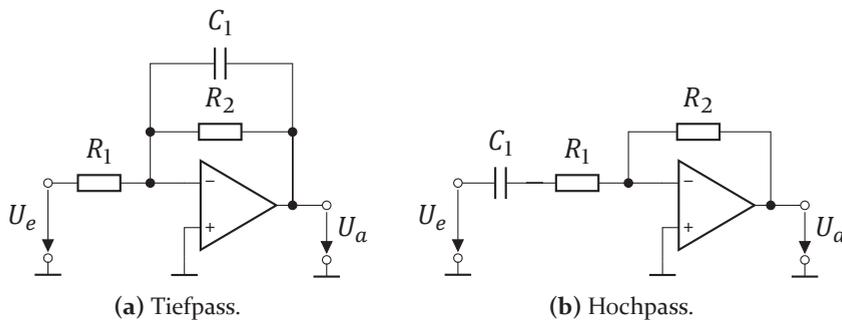


Abbildung 2.9: Aktive Filter 1. Ordnung [76].

In Abbildung 2.10 sind die entsprechenden Filter aus Abbildung 2.8 um eine Induktivität als weiteren Energiespeicher erweitert. Dadurch ergibt sich ein Filter 2. Ordnung.

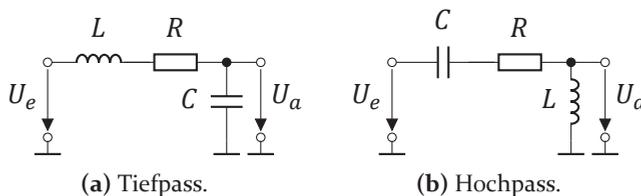


Abbildung 2.10: Passive Filter 2. Ordnung [76].

Für aktive Filter 2. Ordnung kann als Topologie ein Filter mit Mehrfachgegenkopplung oder in Einfachmitkopplung verwendet werden. Zweiterer wird, nach den Nachnamen der beiden Entwickler, Sallen-Key-Filter benannt [77]. Beide Strukturen sind in Abbildung 2.11 als aktives Tiefpassfilter gezeigt. [76]

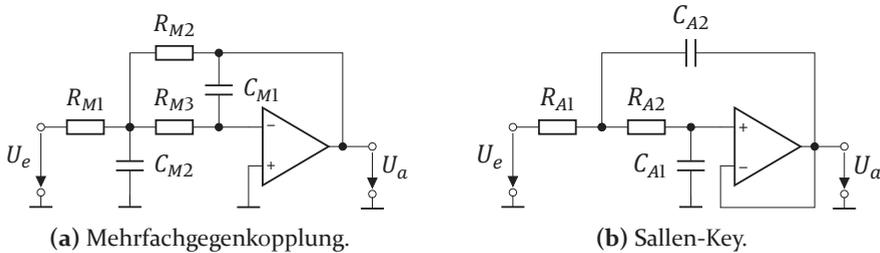


Abbildung 2.11: Aktive Tiefpassfilter 2. Ordnung [76]).

Nach [76] lässt sich die Übertragungsfunktion eines Filters 2. Ordnung mit Mehrfachgegenkopplung mit folgender Formel bestimmen:

$$G_{aF}(s) = \frac{\frac{R_{M1}}{R_{M2}}}{s^2 R_{M1} R_{M2} R_{M3} C_{M1} C_{M2} + s C_{M1} (R_{M2} + R_{M3} + \frac{R_{M2} R_{M3}}{R_{M1}}) + 1} \quad (2.21)$$

Die Übertragungsfunktion eines Sallen-Key-Filters 2. Ordnung für den Fall einer Verstärkung von 1 lässt sich mit folgender Formel bestimmen:

$$G_{aF}(s) = \frac{1}{s^2 R_{A1} R_{A2} C_{A1} C_{A2} + s C_{A1} (R_{A1} + R_{A2}) + 1} \quad (2.22)$$

Die entsprechenden Hochpassfilter erhält man durch Ersetzen der Widerstände durch Kondensatoren und umgekehrt. Auf diese soll hier allerdings nicht weiter eingegangen werden.

Für Filter höherer Ordnung werden die Schaltungen hintereinander geschaltet, allerdings würde dadurch eine andere Filtercharakteristik entstehen, weshalb die Koeffizienten neu ausgelegt werden müssen [76]. Bei aktiven Filtern nennt sich das Hintereinanderschalten Kaskadentechnik. Dabei werden meistens nur Stufen maximal 2. Ordnung verwendet, da nur dann der Vorteil der einfachen Dimensionierung sowie des separaten Parameterabgleichs vollständig ausgenutzt werden kann. Jede einzelne Stufe darf als Folge der Kombination mit anderen Stufen ihre Übertragungseigenschaften nicht verändern. Damit die jeweiligen Filter stabil sind, müssen alle Pole der Übertragungsfunktion einen negativen Realteil besitzen. [78]

### 2.3.4 Gruppenlaufzeit

Da in realen Übertragungssystemen die Datensignale eine Phasenverzerrung erfahren, wird zur Beschreibung dieser die Gruppenlaufzeit verwendet, die nach [79] wie folgt definiert ist:

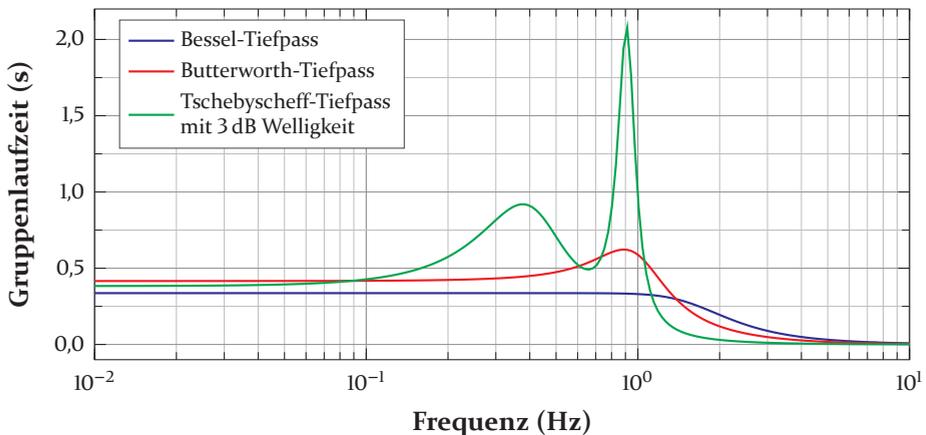
$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (2.23)$$

Dabei stellt  $\varphi$  die Phase dar, die nach der Kreisfrequenz  $\omega$  abgeleitet wird. Die Phase ist dabei das Argument der Übertragungsfunktion des zugehörigen Datenkanals:

$$\varphi(\omega) = \arg\{G(j\omega)\} \quad (2.24)$$

Bei linearphasigen Übertragungssystemen bewirkt die Übertragung eine konstante Verzögerung um die Zeit  $t_0$ . Dies ist unproblematisch und gewährleistet, dass das Signal formgetreu übertragen wird. In realen Systemen wird diese Eigenschaft in aller Regel nicht angetroffen, da diese keine endliche Impulsantwort besitzen. [79]

In Abbildung 2.12 ist die Gruppenlaufzeit für die in Kapitel 2.3.1 vorgestellten Filtercharakteristiken dargestellt. Dies verdeutlicht die dort beschriebene, erhebliche Schwankung bei einem Tschebyscheff-Filter, die leichte Schwankung bei Butterworth-Filtern sowie die konstante Gruppenlaufzeit bei Bessel-Filtern.



**Abbildung 2.12:** Vergleich der Gruppenlaufzeit der vorgestellten Filtercharakteristiken 4.-Ordnung.

## 2.4 Operationsverstärkerschaltungen

In diesem Kapitel werden die in der Arbeit verwendeten Operationsverstärker (OPV) Grundschaltungen kurz beschrieben.

### 2.4.1 Der nichtinvertierende Verstärker

Abbildung 2.13a zeigt die Grundschaltung eines nichtinvertierenden Verstärkers. Bei diesem lässt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  in Abhängigkeit von der Eingangsspannung  $U_e$  über das Widerstandsverhältnis bestimmen. Dieses ergibt den Verstärkungsfaktor  $V$ , der nach [76] in Gleichung (2.25) beschrieben ist. Die Spannungsverstärkung ist dabei größer oder gleich 1.

$$U_a = U_e \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) = U_e V \quad (2.25)$$

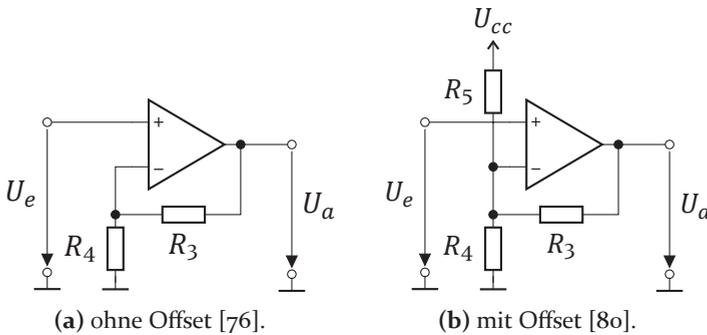


Abbildung 2.13: Ersatzschaltbild eines nichtinvertierenden Verstärkers.

Erweitert man diese Schaltung nach [80] um einen weiteren Widerstand, wie in Abbildung 2.13b dargestellt, stellt sich am Ausgang eine Offsetspannung  $U_o$  ein. Dadurch erweitert sich Gleichung (2.25) zu

$$U_a = U_e V + U_o (1 - V) \quad (2.26)$$

mit

$$U_o = U_{cc} \frac{R_4}{R_4 + R_5} \quad (2.27)$$

Dabei stellt  $U_{cc}$  eine der Versorgungsspannungen dar. Setzt man Gleichung (2.25) und (2.27) in Gleichung (2.26) ein, ergibt sich:

$$U_a = U_e V - U_{cc} \frac{R_3}{R_4 + R_5} \quad (2.28)$$

### 2.4.2 Der invertierende Verstärker

Abbildung 2.14 zeigt die Grundsaltung eines invertierenden Verstärkers nach [76] und lässt sich mit Gleichung (2.29) berechnen. Das verstärkte Signal wird bei dieser Schaltung invertiert ausgegeben. Die Verstärkung kann durch ein Widerstandsverhältnis kleiner 1 auch so gewählt werden, dass Signale abschwächt werden.

$$U_a = \left(-\frac{R_7}{R_6}\right)U_e = VU_e \quad (2.29)$$

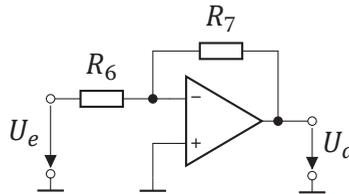


Abbildung 2.14: Ersatzschaltbild eines invertierenden Verstärkers [76].

### 2.4.3 Der Differenzverstärker

Abbildung 2.15 zeigt die Grundsaltung eines Differenzverstärkers.

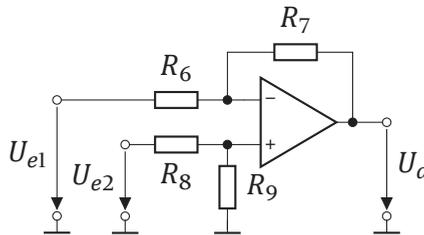


Abbildung 2.15: Ersatzschaltbild eines Differenzverstärkers [81].

Der negative Eingang verhält sich hier identisch wie der invertierende Verstärker in Gleichung (2.29). Dazu wird das Verhalten am positiven Eingang nach [81] addiert:

$$U_a = U_{e1} \left(-\frac{R_7}{R_6}\right) + U_{e2} \frac{R_9}{R_8 + R_9} \left(\frac{R_6 + R_7}{R_6}\right) = U_{e1}V + U_{e2} \frac{R_9}{R_8 + R_9} (1 - V) \quad (2.30)$$

Legt man an  $U_{e1}$  eine feste Spannung (z. B. Versorgungsspannung) an, arbeitet diese Schaltung als invertierender Verstärker mit Offset.

## 2.5 Induktivitäten

Da Induktivitäten eine große Bedeutung in dieser Arbeit haben, werden die damit im Zusammenhang stehenden Formeln hier betrachtet. Eine gewickelte Induktivität besitzt eine Selbstinduktivität  $L$ , die sich mit Gleichung (2.31) aus der Windungszahl  $N$ , der Permeabilität  $\mu$ , dem effektiven magnetischen Querschnitt  $A_e$  sowie der effektiven magnetischen Kernlänge  $l_e$  ergibt [82]. Die Permeabilität setzt sich dabei aus der Permeabilität von Vakuum  $\mu_0$  sowie der relativen Permeabilität des Kernmaterials  $\mu_r$  zusammen.

$$L = N^2 \mu \frac{A_e}{l_e} \quad (2.31)$$

Die kernabhängigen Werte können dabei auch zu einem magnetischen Widerstand  $R_m$  zusammengefasst werden: [82]

$$R_m = \frac{l_e}{\mu A_e} \quad (2.32)$$

In Datenblättern werden häufig alle Materialkonstanten sowie die Geometrie des Spulenkerns zu einer Induktivitätskonstante  $A_L$  zusammengefasst: [83]

$$L = N^2 A_L \quad (2.33)$$

Aus dem Vergleich dieser Formel mit Gleichung (2.31) und Gleichung (2.32) lässt sich ein Zusammenhang zwischen  $R_m$  und  $A_L$  herstellen:

$$A_L = \frac{1}{R_m} \quad (2.34)$$

Mit Gleichung (2.35) kann die Energie  $E$ , die eine Induktivität speichern kann, bestimmt werden [82].

$$E = \frac{1}{2} I^2 L \quad (2.35)$$

Der verkettete Fluss  $\Psi$  bestimmt sich in Gleichung (2.36) entweder aus der Induktivität und dem Strom oder aus der Windungszahl  $N$ , der magnetischen Flussdichte  $B$  und dem effektiven magnetischen Querschnitt  $A_e$  [82].

$$\Psi = LI = NBA_e \quad (2.36)$$

Diese kann dabei nach dem Strom umgestellt werden:

$$I \stackrel{(2.36)}{=} \frac{NBA_e}{L} \quad (2.37)$$

Aus Gleichung (2.31) bis (2.37) lässt sich Gleichung (2.38) und mit dieser die Energie bestimmen, die gespeichert werden kann. Für  $l_e$  kann dabei die Kernlänge des Ferrits oder insbesondere die Länge des Luftspalts eingesetzt werden, da dieser die Speicherfähigkeit erheblich erhöht.

$$E = \frac{1}{2} B^2 \frac{A_e^2}{A_L} = \frac{1}{2} B^2 \frac{A_e l_e}{\mu} \quad (2.38)$$

## 2.6 Litzendraht

Litzendraht bietet für hochfrequente Anwendungen deutliche Vorteile gegenüber einem Festdraht. Zwar sind die Gleichstromwiderstände beider Leiter bei gleichem Gesamtquerschnitt identisch, allerdings zeigen sich mit steigender Frequenz, aufgrund der Unterteilung in einzelne, kleinere und voneinander isolierte Drähte, bei der Litze deutliche Vorteile wegen der niedriger ausfallenden Widerstandserhöhung. Dies ist auf den Skin-Effekt zurückzuführen. [84]

Dieser Effekt erhält seinen Namen daher, dass es in einem von höherfrequentem Wechselstrom durchflossenen Leiter zu einer Verdrängung des Stroms nach außen kommt und die Stromdichte im Leiterinneren abnimmt. Im Extremfall fließt der Strom nur noch auf der Außenhaut des Leiters. Ein wichtiger Parameter zur Beschreibung dieses Effekts ist die Eindringtiefe  $\delta$ , die in Gleichung (2.39) in Abhängigkeit von der elektrischen Leitfähigkeit  $\kappa$  beschrieben ist. [7]

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \kappa \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \kappa \mu}} \quad (2.39)$$

Zur Auswahl des Einzeldrahtdurchmessers der Litze gibt Tabelle 2.3 eine nach [85] in Praxisfällen bewährte Zuordnung zu Frequenzbereichen an.

Um die möglichen Windungszahlen in einem Wickelfenster bestimmen zu können, wird der Außendurchmesser  $D_a$  eines Litzendrahtes benötigt. Dieser kann mit Gleichung (2.40) berechnet werden.

$$D_a = p \sqrt{n} d_a + d_u \quad (2.40)$$

Dabei beschreibt  $n$  die Zahl der einzelnen Drähte und  $d_a$  das Nennmaß für den Außendurchmesser des einzelnen Drahtes inklusive Lackschicht. Dieser kann für den jeweiligen Nenndurchmesser der unter [86] bereitgestellten Tabelle entnommen werden. Der Packungsfaktor  $p$  kann Tabelle 2.4 entnommen werden. Bei Verwendung eines umspinnenen Litzendrahtes

**Tabelle 2.3:** Zuordnung von Einzeldrahtdurchmessern zu Frequenzbereichen [85].

Frequenzbereich [kHz]		Nenn Durchmesser Einzeldraht [mm]	
von	bis	von	bis
0,06	1	0,400	0,254
1	10	0,254	0,200
10	20	0,200	0,127
20	50	0,127	0,102
50	100	0,102	0,079
100	200	0,079	0,063
200	350	0,063	0,050
350	850	0,050	0,040
850	1400	0,040	0,030
1400	3000	0,030	0,020

wird noch ein Wert  $d_u$  als Außendurchmesser-Anhebung beaufschlagt. Dieser kann überschlagsweise mit 0,040 mm Zunahme auf den Durchmesser je Umspinnungslage angenommen werden. [85]

**Tabelle 2.4:** Packungsfaktor bei Litzendrähten [85].

Zahl der Drähte	Packungsfaktor
3 bis 12	1,25
16	1,26
20	1,27
25 bis 400	1,28

## 2.7 Modulationsverfahren

In diesem Unterkapitel sollen kurz die Grundlagen beschrieben werden, wie ein Nutzsignal auf ein geeignetes Sendesignal moduliert wird. Dafür werden Modulationsverfahren benötigt. Bei diesen wird in der Regel die Phase und die Amplitude moduliert, um höhere Datenraten zu erreichen [76]. Das modulierte Trägersignal  $s_T(t)$  wird dabei neben der Trägerkreisfrequenz  $\omega_T$  aus der allgemeinen Amplitudenmodulation  $a(t)$  und der allgemeinen Phasen-

modulation  $\varphi(t)$  gebildet, auf die hier nicht weiter eingegangen werden soll, die aber nach [76] wie folgt beschrieben werden:

$$s_T(t) = a(t) \cos[\omega_T t + \varphi(t)] = a(t) \cos \varphi(t) \cos \omega_T t - a(t) \sin \varphi(t) \sin \omega_T t \quad (2.41)$$

Mit den Quadraturkomponenten

$$i(t) = a(t) \cos \varphi(t) \quad \text{und} \quad q(t) = a(t) \sin \varphi(t), \quad (2.42)$$

wobei  $i(t)$  das Inphase-Signal und  $q(t)$  das Quadratur-Signal darstellt, ergibt sich die üblichere Form:

$$s_T(t) = i(t) \cos \omega_T t - q(t) \sin \omega_T t \quad (2.43)$$

Das zugehörige Modulationsverfahren wird Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) genannt. [76]

### 2.7.1 Binäre Phasenumtastung

Das einfachste Verfahren mit Phasenumtastung (*Englisch: Phase-Shift Keying, PSK*) (stellt die digitale Form der Phasenmodulation dar), ist die Binäre Phasenumtastung (*Englisch: Binary Phase-Shift Keying, BPSK*). Dabei wird die Phase des Trägersignals zwischen zwei Zuständen umgeschaltet. Dieses Umschalten nennt sich Umtasten. Das Konstellationsdiagramm ist in Abbildung 2.16 dargestellt. Dieses Verfahren besitzt eine sehr hohe Störfestigkeit, da es nur zwei Symbole besitzt, die einen maximalen Abstand zueinander aufweisen. [87]

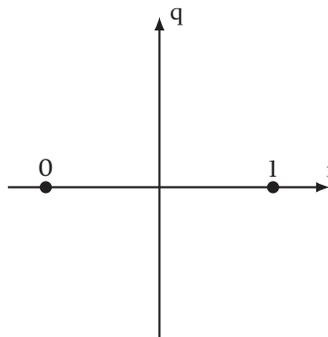


Abbildung 2.16: Konstellationsdiagramm für BPSK nach [76].

### 2.7.2 Quadratur-Amplituden-Modulation

QAM stellt eine Kombination aus PSK und ASK dar. Die Summe aus Phasen- und Amplitudensprüngen gibt eine Anzahl  $n$  verschiedener Zeigerzustände an. Nach diesen bezeichnet man diese Art der Tastung als  $n$ -QAM. Das beispielhafte Konstellationsdiagramm für 16-QAM ist in Abbildung 2.17 dargestellt. [88]

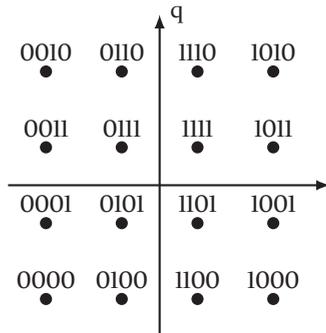


Abbildung 2.17: Konstellationsdiagramm für 16-QAM nach [76].

### 2.7.3 Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren

Eine höherwertige Modulation stellt das Orthogonale Frequenzmultiplexverfahren (*Englisch: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM*) dar. Dabei wird der Datenstrom durch Multiplexen in eine Anzahl  $N$  parallel laufender Teildatenströme mit niedrigerer Datenrate aufgeteilt. Der Abstand der hierdurch entstehenden Unterträger wird dabei so gewählt, dass diese sich nicht gegenseitig beeinflussen. Die Unterträger werden mit herkömmlichen Modulationsverfahren (z. B. QAM) moduliert. Dieses Verfahren ist besonders robust gegen kurzzeitige impulsförmige Störungen. [87, 88]

Die OFDM-Symboldauer  $T_{sym}$  bei OFDM lässt sich aus der Symboldauer  $T_d$  und der Anzahl der Subträger  $N_C$  bestimmen [89].

$$T_{sym} = N_C T_d \quad (2.44)$$

Dabei ist die Symboldauer der Kehrwert der Bandbreite  $B$ .

$$T_d = \frac{1}{B} \quad (2.45)$$

## 2.8 Bewertungskriterien

In diesem Kapitel werden die zur Bewertung der Kommunikationsmethoden, in Kombination mit dem in dieser Arbeit ausgelegten Kommunikationskanal, notwendigen Kriterien vorgestellt.

### 2.8.1 Signal-zu-Rausch-Verhältnis

Das sog. Signal-zu-Rausch-Verhältnis (*Englisch: Signal-to-noise ratio, SNR*) gibt nach [76] das Verhältnis zwischen der Leistung des übertragenen Nutzsymbols und der des Rauschsignals an. Damit ist es ein Maß für die Reinheit und wird üblicherweise in Dezibel angegeben. Je größer das Verhältnis ist, desto störungsfreier und rauschärmer ist das Signal. Zur Verdeutlichung ist die Definition in Gleichung (2.46) dargestellt.

$$SNR = \frac{\text{Nutzsymbolleistung}}{\text{Rauschleistung}} \quad (2.46)$$

### 2.8.2 Empfangs-Konstellationsfehler

Zusätzlich existiert als Gütezahl zur Beurteilung der Qualität von modulierten Kommunikationssignalen der sog. Empfangs-Konstellationsfehler (*Englisch: error vector magnitude, EVM*). Dieser drückt den Unterschied zwischen dem erwarteten, demodulierten und dem tatsächlich empfangenen Symbol aus. Dabei gibt der EVM Auskunft über den Amplituden- und den Phasenfehler im Signal. [90]



# KAPITEL 3

## Systemauslegung

Da die Kommunikation über das bestehende Spulenpaar der Leistungsübertragung stattfinden soll, muss in einem ersten Schritt das System analysiert werden. Im Unterkapitel Entwurf wird anschließend systematisch untersucht, welche Teilkomponenten mit welchen technischen Anforderungen benötigt werden. Nachdem im Anschluss die jeweiligen IPT-Systeme spezifiziert sind, werden die Teilkomponenten der Kommunikationshardware systemspezifisch ausgelegt und simulativ betrachtet.

### 3.1 Analyse

Da als Kanal die Leistungsspulen ( $L_1$  und  $L_2$ ) des bereits bestehenden IPT-Systems mitgenutzt werden sollen, wie in Abbildung 3.1 zu sehen ist, muss ein Frequenzband für die Datenübertragung gefunden werden, in dem das Kommunikations- vom Leistungssignal getrennt werden kann.

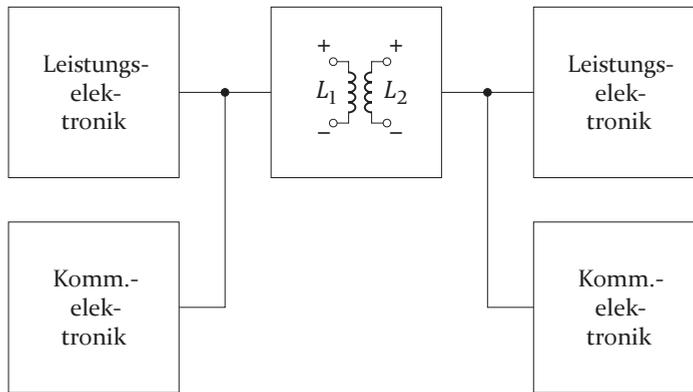


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung des Gesamtsystems [91].

Der übliche Ansatz legt nahe, die Datenübertragung in ein Frequenzband deutlich über das Leistungssignal zu legen, wie es auch bei der Powerline Communication (PLC) verwendet wird. Das Leistungssignal besteht allerdings aufgrund der Signalform neben der Grundschwingung aus erheblichen hochenergetischen Oberwellen. Dies ist in Abbildung 3.2 für ein 3 kW System, das

bei 150 kHz betrieben wird, gezeigt. Die Messung wurde dabei an der primären Leistungsübertragungsspule und damit im primärseitigen Resonanzkreis durchgeführt. Um hochfrequent kommunizieren zu können, müsste das Signal zwischen die Oberwellen gesetzt werden. Durch den resultierenden, sehr geringen Abstand zu den zu filternden Frequenzanteilen würden extrem steilflankige Filter benötigt werden, um die benötigte Filterwirkung zu erhalten.

Dies würde in der Regel mit aktiven Filtern realisiert werden, die allerdings aufgrund der sehr hohen Spannungen zerstört werden würden. Mit passiven Filtern wäre es aber kaum möglich, ein so steilflankiges Filter in adäquater Größe zu realisieren, dass dieser Belastung standhalten könnte. In noch höheren Frequenzbereichen, in denen die Oberwellen klein genug wären, ist die Dämpfung durch das Tief- bzw. Bandpassverhalten des IPT-Systems schon so stark, dass eine Übertragung zu stark gedämpft wäre.

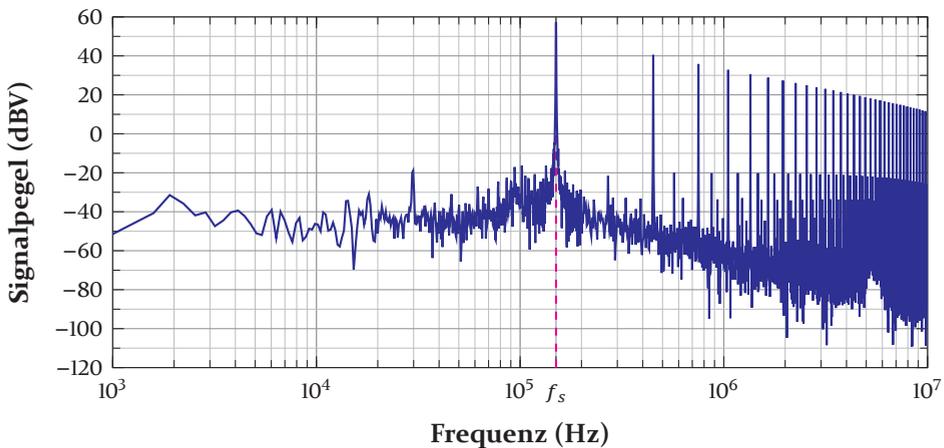


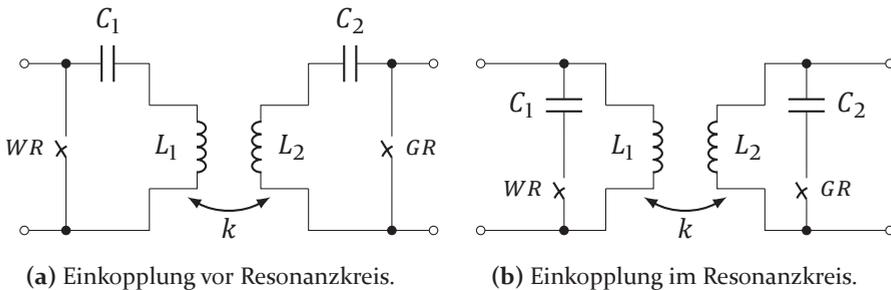
Abbildung 3.2: Spektrum des IPT Leistungssignals im Resonanzkreis der Primärseite [92].

Aufgrund dieser Betrachtungen erscheint es logisch, den Frequenzbereich des Datensignals weit genug unter die Schaltfrequenz des Wechselrichters zu legen und dadurch das Leistungssignal deutlich leichter herausfiltern zu können.

Als nächster Schritt muss betrachtet werden, bei welcher Kompensationsstopologie und an welcher Stelle des IPT-Systems die Datenübertragung eingekoppelt werden soll.

Bei doppelseitiger serieller Kompensation gibt es dabei die Möglichkeit, das Datensignal vor oder im Resonanzkreis ein- bzw. auszukoppeln. Vor bezeichnet dabei auf der Primärseite die Position direkt nach dem WR bzw. auf der

Sekundärseite direkt vor dem GR. Bei einer Einspeisung im Resonanzkreis würde das Signal zwischen dem jeweiligen Kompensations-Kondensator und der Übertragungsspule, d. h. direkt parallel zu den Leistungsübertragungsspulen, eingekoppelt werden. In Abbildung 3.3 sind die Möglichkeiten für den gemeinsamen Teil des Kanals aus Sicht des Datensignals zur Veranschaulichung vereinfacht dargestellt.



**Abbildung 3.3:** Gemeinsam genutzter Kanal bei SS-Kompensation.

Neben der ungünstigen Tatsache, dass sich das System mit in Reihe geschalteten Kondensatoren wie ein Bandpass verhält (bei direktem Anschluss an die Übertragungsspulen wie ein Tiefpass), verändert sich der Kanal in beiden Fällen durch die Leistungselektronik. Wird die Leistungsübertragung genutzt, schaltet der WR und als Folge auch der GR durch. Wie in Abbildung 3.3a zu sehen ist, würde dadurch die Kommunikation kurzgeschlossen und hätte als Last nur noch den durchgeschalteten WR bzw. GR. Diese Laständerung könnte eine Datenübertragung nahezu verhindern und würde die Kanaleigenschaften komplett verändern. Da vor allem auch während der Leistungsübertragung kommuniziert werden muss, kommt diese Option daher nicht in Frage.

Bei Einspeisung nach Abbildung 3.3b zeigt der Kanal ebenso unterschiedliches Verhalten. Ohne Leistungsübertragung besteht er aus dem Übertrager und es entsteht ein sehr linearer Kanal, der bei hohen Frequenzen aufgrund von parasitären Effekten Resonanzen aufweisen kann. Diese sind allerdings sehr systemspezifisch und können daher hier nicht allgemein betrachtet werden, was aber auch nicht nötig ist, da die Kommunikation auf tiefen Frequenzen stattfindet. Bei Nutzung des IPT-Systems wird auf der Primär- und Sekundärseite der jeweilige Kompensations-Kondensator parallel geschaltet, wie in Abbildung 3.3b dargestellt. Für niedrige Frequenz verändert sich der Kanal nicht, da die Kondensatoren hochohmig sind. Allerdings entstehen zusätzliche Resonanzfrequenzen, die eine Kanaländerung hervorrufen können.

Für den Fall mit symmetrischen Spulen ( $L = L_1 = L_2$ ), und daraus resultierend symmetrischer Kompensation ( $C = C_1 = C_2$ ), lassen sich diese bei eingeschalteter Leistungselektronik sehr einfach berechnen. Der aus Abbildung 3.3b resultierende Eingangswiderstand bestimmt sich wie folgt:

$$Z_{in} = \frac{sL(s^2LC(1 - k^2) + 1)}{s^4L^2C^2(1 - k^2) + 2s^2LC + 1} \quad (3.1)$$

Da in diesem Fall parallel zu den Spulen der Leistungsübertragung eingespeist werden soll, muss, um das Verhalten der Leistungselektronik nicht zu verändern, ein hohes induktives Verhalten erzeugt werden. Zur Vereinfachung kann dadurch von einem Stromquellenverhalten ausgegangen werden, weshalb der Kehrwert aus Gleichung (3.1) gleich 0 gesetzt werden muss.

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{in}} &= 0 \\ s^4L^2C^2(1 - k^2) + 2s^2LC + 1 &= 0 \\ \omega^4L^2C^2(1 - k^2) - 2\omega^2LC + 1 &= 0 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Die Lösungen für diese Gleichung ergeben sich zu:

$$\omega_{1/2} = \frac{1}{\sqrt{LC(1 \pm k)}} \quad (3.3)$$

Da die Datenübertragung niederfrequent stattfindet, spielt auch nur die nähere Frequenz eine Rolle. Es wird daher nur der positive Fall betrachtet und es ergibt sich für die Resonanz-Störfrequenz  $f_z$  die folgende Formel:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(1 + k)}} \stackrel{(2.9)}{=} \frac{f_0}{\sqrt{1 + k}} \quad (3.4)$$

Diese liegt unterhalb der charakteristischen Frequenz und ist umso höher, je kleiner der Koppelfaktor ist. Diese Störfrequenz verhindert allerdings keine Datenübertragung, weshalb für diese Kompensationstopologie eine Einspeisung direkt an den Leistungsspulen gewählt wird. Um bei eingeschalteter Leistungselektronik den Kanal nicht zu verändern, sollte diese Frequenz weit außerhalb des gewünschten Kommunikationsbandes liegen. Soll das System hauptsächlich gleichzeitig mit der Leistungsübertragung betrieben werden, kann die Frequenz beim Systemdesign auch so ausgelegt werden, dass eine Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereiches für die Datenübertragung erreicht wird.

In Abbildung 3.4 ist die Einkopplung für eine doppelseitig parallele Kompensation (PP) dargestellt. Wie bereits in Abbildung 3.3a dargestellt, würde die Kommunikation durch die Leistungsübertragung kurzgeschlossen werden. Dies zeigt, dass keine Kompensation, die lediglich einen parallelen Kondensator besitzt (PP, PS, SP), für diese Kommunikationsmethode geeignet ist.

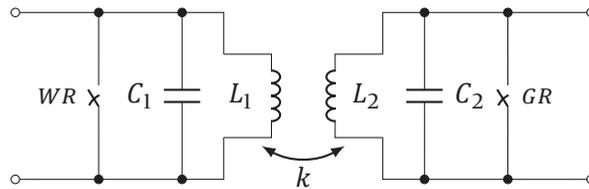


Abbildung 3.4: Gemeinsam genutzter Kanal bei PP-Kompensation.

Die LPS Kompensation ist hingegen um eine Induktivität  $L_{in}$  erweitert, wodurch sich die Möglichkeit ergibt, nicht direkt am WR bzw. GR einzukoppeln. Dies ist in Abbildung 3.5 dargestellt. Anders als bei der doppelseitig seriellen Kompensation wird sich hier der Kanal allerdings auch unter den resultierenden Störfrequenzen verändern, da es sich bei der primärseitig verändernden Komponente, aus Sicht der Datenübertragung, um eine parallel geschaltete Induktivität handelt. Diese wird nach [70] gleich  $L_1$  gesetzt, wodurch sich der Eingangswiderstand deutlich ändert.

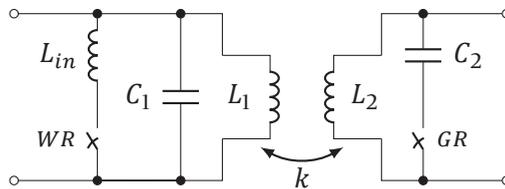


Abbildung 3.5: Gemeinsam genutzter Kanal bei LPS-Kompensation.

Ohne Leistungsübertragung ergibt sich, wieder mit symmetrischen Spulen und damit nach [70] gleich großen Kompensationskondensatoren, ein Eingangswiderstand nach Gleichung (3.5).

$$Z_{in} = \frac{sL}{s^2LC + 1} \quad (3.5)$$

Aus dieser Gleichung kann, nach dem gleichen Vorgehen wie bei der SS Kompensation, eine Störfrequenz gleich der charakteristischen Frequenz bestimmt werden, wie Gleichung (3.6) zeigt.

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \stackrel{(2.9)}{=} f_0 \quad (3.6)$$

Um die Resonanzfrequenzen mit Leistungsübertragung zu bestimmen, wird der Eingangswiderstand aus Gleichung (3.1) um  $L_{in} = L$  erweitert, womit sich Gleichung (3.7) ergibt.

$$Z_{in} = \frac{sL(s^2LC(1-k^2) + 1)}{s^4L^2C^2(1-k^2) + s^2LC(3-k^2) + 2} \quad (3.7)$$

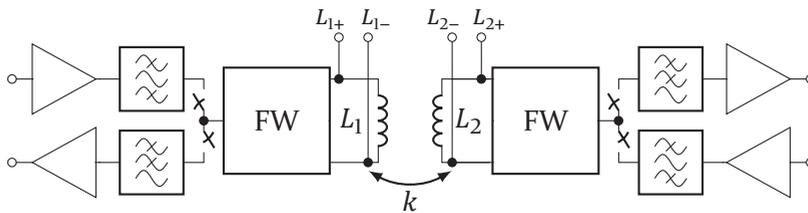
Durch das Nullsetzen des Kehrwerts ergibt sich damit die folgende Lösung:

$$\omega_{1/2} = \frac{(3-k^2) \pm (1+k^2)}{2LC(1-k)} \quad (3.8)$$

Die niederfrequenter Störfrequenz ergibt sich hier für den negativen Fall. Diese ist, wie bereits in Gleichung (3.6) bestimmt, ebenfalls gleich der charakteristischen Frequenz  $f_0$ .

## 3.2 Entwurf

In diesem Abschnitt soll systematisch betrachtet werden, welche einzelnen Teilblöcke für den Datenkanal des Kommunikationssystem benötigt werden und wie diese aufgebaut sein müssen. Diese sind in Abbildung 3.6 dargestellt.



**Abbildung 3.6:** Schematische Darstellung der Elektronik des Kommunikationssystems [91].

Der Aufbau des Kommunikationssystems ist dabei auf beiden Seiten identisch und besteht jeweils aus:

- einer Frequenzweiche (FW),
- einem Sende-Empfangs-Umschalter,
- einem passiven Filter
- einem Sendeverstärker,
- einem aktiven Filter,
- einem Empfangsverstärker.

Die jeweilige Begründung für die Notwendigkeit sowie die Beschreibung ist in den folgenden jeweiligen Unterkapiteln zu finden.

### 3.2.1 Frequenzweiche

Die erste und wichtigste Baugruppe des Kommunikationssystems stellt die Frequenzweiche (FW) dar. Sie dient zur ersten Trennung des Daten- vom Leistungsteil sowie zur Ein- bzw. Auskopplung des Kommunikationssignals.

Die FW ist ein leicht modifizierter Tiefpassfilter 2. Ordnung, der nötig ist, da sich die Spannung des Leistungssignals weit über dem für kommerzielle Bauteile ausgelegten Bereich bewegt.

Die Spannung am Ausgang des WR, und somit am Eingang des primärseitigen Resonanzkreises, besitzt bei Verwendung einer VB eine Spitzenspannung

in Höhe der Eingangsspannung. Aufgrund des resonanten Verhaltens des IPT-Systems ist die Spannung an den Leistungsspulen, an denen auch die FW kontaktiert wird, deutlich höher. Dieser Effekt ist umso stärker, je niedriger der Koppelfaktor ist. Dieser hat eine hohe Blindleistung zur Folge, die zu einem hohen Strom führt, der eine hohe Spannung an den reaktiven Elementen verursacht.

Das Ersatzschaltbild der FW ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Sie ist auf der Primär- und Sekundärseite identisch aufgebaut und wird direkt parallel an die Koppelspulen des IPT-Systems angeschlossen. Sie besteht aus zwei Hochspannungsinduktivitäten  $L_W$  in Reihe mit einer Parallelschaltung. Diese besteht aus einem Kondensator  $C_W$  und einem Übertrager  $L_T$ . Der Übertrager sorgt für eine benötigte galvanische Trennung der Kommunikationselektronik und ein definiertes Massepotential. Auf der Sekundärseite des Übertragers wird ein Widerstand  $R_T$  als Lastanpassung dazu geschaltet. Mit diesem kann die Anpassung und Dämpfung der Frequenzweiche eingestellt werden.

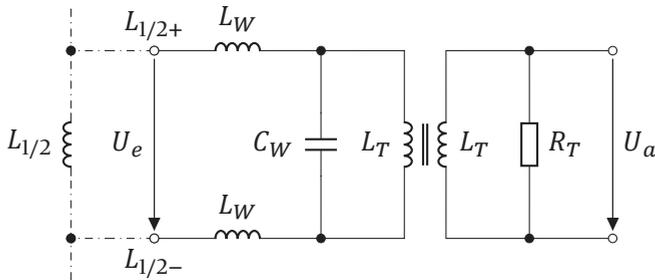


Abbildung 3.7: Ersatzschaltbild der Frequenzweiche [92].

Die Übertragungsfunktion  $G_{FWe}$  der FW mit idealen Bauteilen in Empfangsrichtung lässt sich aus dem Ersatzschaltbild herleiten und zeigt ein PT2-Verhalten [93] wie in Gleichung (3.9) dargestellt.

$$G_{FWe} = \frac{U_a}{U_e} = \frac{V_{FW}}{s^2 \frac{1}{\omega_{FW}^2} + s \frac{2D_{FW}}{\omega_{FW}} + 1} \quad (3.9)$$

Die Verstärkung  $V_{FW}$  bestimmt sich mit

$$V_{FW} = \frac{L_T}{2L_W + L_T} \quad (3.10)$$

und die Dämpfung  $D_{FW}$  mit

$$D_{FW} = \frac{1}{2R_T} \cdot \sqrt{\frac{2L_W L_T}{C_W(2L_W + L_T)}} \quad (3.11)$$

Die Resonanzfrequenz  $f_{FW}$  kann mit Gleichung (3.12) aus der Resonanzkreisfrequenz  $\omega_{FW}$  berechnet werden.

$$f_{FW} = \frac{\omega_{FW}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2L_W + L_T}{2L_W L_T C_W}} \quad (3.12)$$

Entscheidend für eine sichere und fehlerfreie Funktion ist dabei, dass der Übertrager über eine sehr niedrige Koppelkapazität verfügt. Eine hohe Koppelkapazität würde dazu führen, dass die Funktion des Übertragers erheblich abgeschwächt bzw. sogar außer Kraft gesetzt wird, da höherfrequente Signale kapazitiv auf die Sekundärseite des Übertragers überkoppeln können. Dadurch würde eine leitende Verbindung zu Masse entstehen und den differentiellen Resonanzkreis verziehen. Zusätzlich würden die Elemente der FW unsymmetrisch belastet werden, was zu einer Zerstörung führen könnte.

Da die Frequenzweiche in beide Richtungen betrieben wird, ist in Gleichung (3.13) die Übertragungsfunktion in Senderichtung bestimmt.

$$G_{FWs} = \frac{U_e}{U_a} = \frac{L_{1/2}}{L_{1/2} + 2L_W} \quad (3.13)$$

Die zentralen Elemente der Frequenzweiche sind die Induktivitäten  $L_W$ . Diese müssen die hohe Spannung des Resonanzkreises sowie die daraus resultierenden Ströme führen ohne dadurch zu sättigen. Dabei muss der Induktivitätswert so hoch wie nötig gewählt werden, um den Strom ausreichend zu begrenzen. Dadurch wird allerdings auch das Datensignal gedämpft (vgl. Gleichung (3.13)), weshalb ein Kompromiss zwischen diesen beiden Anforderungen gefunden werden muss.

### 3.2.2 Sende-Empfangs-Umschalter

Da aufgrund der niedrigen Kommunikationsfrequenz die Bandbreite sehr begrenzt und eine bidirektionale Kommunikation nicht unbedingt nötig ist, soll abwechselnd auf derselben Frequenz kommuniziert werden. Dies bedeutet, dass ein Umschalter für Senden und Empfangen benötigt wird.

Aufgrund der nicht typischen Anwendung schränken die Anforderungen die Auswahl erheblich ein. Da das Datensignal bis zur Höhe der Versorgungsspannung von  $\pm 5V$  um Null symmetrisch ist, muss der Umschalter diese Spannung auch uneingeschränkt durchlassen. Zusätzlich muss er für den durch das Datensignal resultierenden Strom im höheren zweistelligen Milliampere-Bereich ausgelegt sein. Dabei sollte der Durchlasswiderstand so niedrig wie möglich sein, um keine unnötigen Verluste zu erzeugen.

### 3.2.3 Passives Filter

Da die Frequenzweiche nur eine erste grobe Filterung des Leistungssignals vornimmt, sollte im Sendepfad noch ein Filter eingebaut werden, um den Ausgang des Operationsverstärkers vor Schäden zu bewahren. Aufgrund der benötigten Bidirektionalität der Struktur muss dieses passiv ausgeführt werden.

In Abbildung 3.8 ist dazu das Ersatzschaltbild des Filters dargestellt. Es ist als eine Kombination aus einem Tiefpass 4. Ordnung sowie einem Hochpass, der mit den nachfolgenden induktiv wirkenden Schaltungsteilen 2. Ordnung besitzt, aufgebaut.

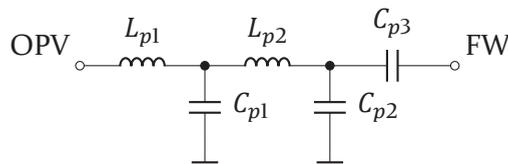


Abbildung 3.8: Ersatzschaltbild des passiven Sendefilters.

### 3.2.4 Aktives Filter

Um das empfangene Datensignal für die digitale Verarbeitung im Mikrocontroller nutzbar zu machen, muss das Signal vorher weiter vom leistungsstarken IPT-Signal gefiltert werden. Um diese hohe Filterwirkung zu erhalten und da es sich hier um ein unidirektionales Signal handelt, eignet sich eine aktive Filterung sehr gut. Dabei erhält man im Sperrbereich pro Ordnung eine Dämpfung von 20 dB pro Dekade.

Die hohe Filterwirkung wird erreicht, indem nach Bedarf mehrere Filter 2. Ordnung, wie in Kapitel 2.3.3 beschrieben, in Kaskadentechnik verschaltet werden. Das Sallen-Key-Filter bietet dabei für die hier benötigte Anwendung mehrere Vorteile. Zum einen ist der Aufbau nur in Sallen-Key-Struktur nicht-invertierend, zum anderen werden, da ein separater Verstärker verwendet werden soll, bei einer Verstärkung von 1 nur 4 (statt 5) passive Bauteile benötigt und die Rauschverstärkung ist mit einem Faktor von 1 (statt 2) deutlich kleiner. Nachteilig ist, dass die Filterdämpfung bei dieser Struktur in hohen Frequenzbereichen wieder etwas ansteigt. Dies geschieht dadurch, dass das endliche Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (*Englisch: gain bandwidth product, GBWP*) das nicht ideale Verhalten des OPVs zunehmend negativ beeinflusst und damit der direkte Pfad über  $C_{A2}$  an Einfluss auf das Übertragungsverhalten gewinnt. [94]

Da in diesem System für das aktive Filter keine Verstärkung benötigt wird, bietet die Sallen-Key-Struktur deutliche Vorteile und wird deshalb gewählt. Bei der Auswahl des OPVs muss allerdings auf ein ausreichend hohes GBWP geachtet werden. Zusätzlich muss er unity-gain-stable sein, d. h. dass er bei einer Verstärkung von 1 nicht ins Schwingen gerät.

### 3.2.5 Verstärker

Für das gesamte System wird in beiden Pfaden je ein Verstärker benötigt. Im Sendepfad dient dieser dazu, das Datensignal aus dem Digital-Analog-Umsetzer (DAU) zu verstärken, da dieser nur geringe Ausgangsströme liefern kann. Zusätzlich ist das generierte Signal offsetbehaftet, da der DAU nur positive Spannungswerte liefern kann. Dieser Offset muss durch den Verstärker durch einen negativen Offset in ein möglichst mittelwertfreies Signal gewandelt werden. Eine Gleichspannung würde nur Verluste erzeugen und der Transformator kann keine Gleichspannung übertragen, wodurch nur dessen Sättigung erhöht werden würde. Eine Restgleichspannung kann zusätzlich durch das verwendete passive Filter abgefangen werden. Um dieses treiben zu können, sollte für diesen Verstärker ein Leistungsoperationsverstärker verwendet werden. Zusätzlich muss auch dieser unity-gain-stable sein, da hier geringe Verstärkungsfaktoren zum Einsatz kommen.

Im Sendepfad wurde als Schaltung ein Differenzverstärker bzw. ein invertierender Verstärker mit Offset nach Abbildung 2.15 verbaut. Dieser bietet den Vorteil, dass dieser bei Bedarf sehr einfach zu einem Tiefpassfilter 1. Ordnung erweitert werden kann, indem ein Kondensator parallel zum Widerstand im Rückkoppelpfad geschaltet wird (vgl. Abbildung 2.9a). Dieser könnte bei Bedarf genutzt werden, um das Sendesignal vom Mikrocontroller ( $\mu\text{C}$ ) zu filtern. Zusätzlich wären mit dieser Schaltung auch kleine Verstärkungen einfach realisierbar. Die Invertierung bietet zudem keinen Nachteil, da es sich um ein symmetrisches Signal handelt.

Im Empfangspfad dient ein Verstärker dazu, das Datensignal so zu verstärken, dass der nachfolgende Analog-Digital-Umsetzer (ADU) möglichst über den gesamten Quantisierungsbereich angesteuert wird. Da dem Signal zusätzlich ein Offset hinzugefügt werden muss, da nur positive Signale quantisiert werden können, und um die Vorteile des Sallen-Key-Filters nicht zu verlieren, ist dieser separat ausgeführt und nicht in das aktive Filter integriert. Dies vereinfacht außerdem die Anpassung in Versuchen, da die Verstärkung separat und einfach einstellbar ist. Bei der Auswahl des OPVs muss vor allem auch sichergestellt werden, dass das GBWP ausreichend hoch ist.

Als Schaltung wurde für den Empfangspfad ein nichtinvertierender Verstärker mit Offset gewählt, wie in Kapitel 2.4.1 vorgestellt. In Abbildung 3.9 ist dies zur leichteren Nachvollziehbarkeit nochmals dargestellt. Dieser bietet neben der geringeren Bauteilanzahl den Vorteil, dass sich Gleichung (2.28), wenn hohe Verstärkungen verwendet werden, vereinfacht und der Offset unabhängig von der Verstärkung ist. Durch diese ergibt sich  $R_3 \gg R_4$  und damit, da der Offset deutlich kleiner als die Versorgungsspannung ist,  $R_5 \gg R_4$ . Dadurch erhält man folgende vereinfachte Formel:

$$U_a = U_e V - U_{cc} \left( \frac{R_3}{R_4 + R_5} \right) \approx U_e V - U_{cc} \left( \frac{R_3}{R_5} \right) \quad (3.14)$$

Ändert man nun die Verstärkung nur mit  $R_4$  und hält  $R_3$  unverändert, ist die Offsetspannung am Ausgang unabhängig von der Verstärkung, weshalb für den Empfangsverstärker diese Schaltung gewählt wurde.

Diese Schaltung könnte in anderen Systemen den Nachteil mit sich bringen, dass für einen positiven Offset eine negative Versorgungsspannung benötigt wird, die in der Schaltung aber eh zur Verfügung stehen muss.

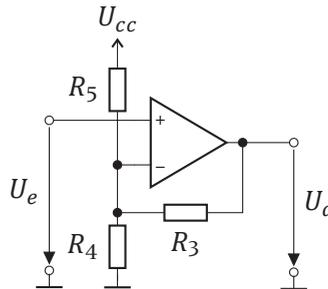


Abbildung 3.9: Ersatzschaltbild des Empfangsverstärkers [80].

### 3.3 Spezifikation der IPT-Systeme

Da die Kommunikation für verschiedene Systeme ausgelegt wurde, die sich teilweise erheblich unterscheiden, werden diese sowie ihre Unterschiede hier vorgestellt. Alle Systeme besitzen dabei primär- und sekundärseitig eine serielle Kompensation.

#### 3.3.1 System 1: Ladestation

Bei dem ersten vorgestellten System handelt es sich um eine, vom Fraunhofer-Institut für Integrierte Systeme und Bauelementetechnologie (IISB) entwickelte Ladestation für Elektroautos. In einer Kooperation im Rahmen des Energiecampus Nürnberg (EnCN) sollte dabei vom Lehrstuhl für Technische Elektronik (LTE) eine Kommunikationsschnittstelle entwickelt werden.

Bei diesem System ist die Primärspule senkrecht in einer Säule eingebracht und die Sekundärseite befindet sich im Nummernschild des Fahrzeuges, wie in Abbildung 3.10 gezeigt. Dadurch ergibt sich (für Ladestationen von Elektroautos) ein sehr kleiner Luftspalt von 1 cm. Je nachdem wie gut die Spulen positioniert sind, variiert dabei der Koppelfaktor zwischen 0,4 und 0,6. Das System wird mit einer Gleichspannung von 400 V betrieben und kann eine Ausgangsleistung von bis zu 3 kW liefern. Dabei wird es mit einer Schaltfrequenz von 150 kHz betrieben [28].

Die Leistungsübertragungsspulen haben für einen Abstand von 1 cm einen Koppelfaktor von 0,5 eine Induktivität von 88  $\mu\text{H}$  auf der Primär- und 97  $\mu\text{H}$  auf der Sekundärseite. Für die Kompensation werden Kondensatoren mit einer Kapazität von 22 nF verwendet.

Ausführlichere Informationen über das System sind in [28] zu finden, wobei es dort mit überlappend angeordneten Spulen beschrieben ist.



Abbildung 3.10: Foto des Ladestationssystems mit integriertem IPT-System [95].

Bei der Kommunikation für dieses System handelt es sich um das erste System seiner Art. Besonders die sehr hohe Leistung und Spannung bei gleichzeitig begrenztem Bauraum stellt das Systemdesign der FW vor eine Herausforderung.

Die Kommunikation soll bei einer Frequenz von 8 kHz mit BPSK als Modulationsverfahren stattfinden. Diese Parameter wurden in der Dissertation von Benedikt Sanftl im Rahmen der Arbeitsgruppe als optimal identifiziert. Das gewählte Verfahren hat den Vorteil, dass es sehr tolerant gegen Störeinflüsse ist und nur eine geringe Bandbreite von 2 kHz benötigt. Da es sich um eine schmalbandige Phasenmodulation handelt, spielt die Gruppenlaufzeit hier auch keine Rolle.

### 3.3.2 System 2: Kugellager

Das zweite System ist ein auf ein Kugellager montiertes IPT-System für rotierende Anwendungen, das zusammen mit dem Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen (IIS) und IISB im Rahmen der gemeinsamen Initiative Leistungszentrum Elektroniksysteme (LZE) entwickelt wurde. Dabei bleibt die Primärseite fest stehen und die Sekundärseite ist mit der Welle verbunden und rotiert. Als Kugellager ist ein im Maschinenbau verbreitetes Kugellager (Typ 6304) mit einem Außendurchmesser von 52 mm gewählt worden. Das mechanische System wird in [44] ausführlicher beschrieben und ist in Abbildung 3.11 dargestellt.



Abbildung 3.11: Foto des Kugellagers mit integriertem IPT-System [96].

Das Testsystem wird mit einer Gleichspannung von 24 V versorgt, die an eine VB angelegt wird. Damit soll bei einer Schaltfrequenz von 180 kHz eine Ausgangsleistung von 20 W geliefert werden. Der Koppelfaktor dieses Systems ist aufgrund des geringen Luftspalts von 1 mm mit 0,91 sehr hoch.

Die Induktivität von  $L_1$  bzw.  $L_2$  beträgt dabei  $18.9 \mu\text{H}$  bzw.  $19.9 \mu\text{H}$ . Die Kapazität der Kompensations-Kondensatoren beträgt  $22,0 \text{ nF}$ .

Wie bei der Ladestation soll die Kommunikation hier ebenfalls mit BPSK bei  $8 \text{ kHz}$  stattfinden. Bei diesem System werden zwar deutlich kleinere Leistungen übertragen, allerdings ist der sekundärseitige Bauraum sehr begrenzt, da die komplette Elektronik auf einer runden Aufsteckplatine für die Welle in den Abmessungen des Kugellagers Platz finden muss.

#### 3.3.3 System 3: Universal-System

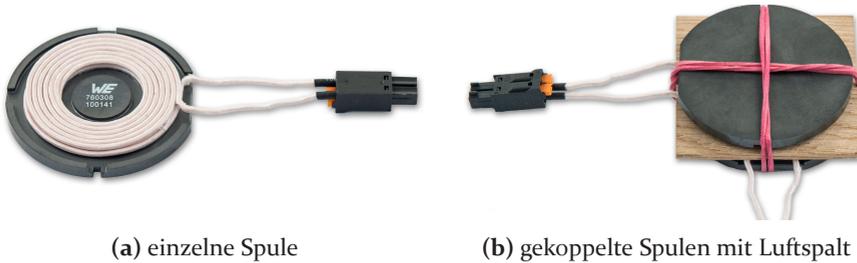
In einem dritten System sollen alle gewonnenen Erfahrungen eingesetzt werden, um ein kombiniertes induktives Leistungs- und Datenübertragungssystem auszulegen und aufzubauen, bei dem die gegenseitigen Beeinflussungen bereits in der Auslegung berücksichtigt werden.

#### Spezifikation

Die Spezifikationen für das IPT-System sind, dass eine Ausgangsleistung von ca.  $20 \text{ W}$  bei einer Ausgangsspannung von ca.  $24 \text{ V}$  übertragen werden kann. Der Ausgang soll eine konstante Spannung bereitstellen. Als Übertragungsspulen werden zwei Sendespulen von *Würth Elektronik* verwendet. Das Datenblatt ist unter [97] zu finden. Der runde Ferritkern hat einen Außendurchmesser von  $48 \text{ mm}$  und eine Höhe von  $6 \text{ mm}$ . Die Spulen haben einen Durchmesser von  $43 \text{ mm}$  und sind zweilagig ausgeführt. Sie besitzen eine Induktivität von  $10 \mu\text{H}$  und sind bis zu einem Bemessungsstrom von  $8 \text{ A}$  geeignet. Da zwei gekoppelte Spulen in einem realen System verbaut einen gewissen Abstand besitzen würden, wurde auch hier ein Luftspalt von  $2,5 \text{ mm}$  eingebracht. Dieser wurde mit einer zugeschnittenen Holzplatte realisiert. Aus diesem resultiert, ohne Versatz, für  $L_1 = L_2 = 14.0 \mu\text{H}$  und für  $L_{1\sigma} = L_{2\sigma} = 3,2 \mu\text{H}$ . Aus diesen Werten kann  $M$  zu  $10,8 \mu\text{H}$  sowie ein  $k$  von  $0,77$  bestimmt werden. Eine dieser Spulen ist in Abbildung 3.12a und die beiden gekoppelten samt Luftspalt in Abbildung 3.12b dargestellt.

Der induktive Datenlink sollte die Frequenzbänder CENELEC A und B der PLC Norm abdecken [98]. Diese sind von  $9 \text{ kHz}$  bis  $95 \text{ kHz}$  (A) sowie von  $95 \text{ kHz}$  bis  $125 \text{ kHz}$  (B) definiert (werden aber nur von  $35 \text{ kHz}$  bis  $91 \text{ kHz}$  bzw. von  $98 \text{ kHz}$  bis  $122 \text{ kHz}$  verwendet). In diesem gesamten Band soll die Dämpfung möglichst konstant sein und die Differenz zwischen Minimum und Maximum im Idealfall nur um  $\approx 3 \text{ dB}$  abweichen.

Für dieses System soll die Kommunikation im Bereich von  $10 \text{ kHz}$  bis  $120 \text{ kHz}$  möglich sein. Da OFDM aufgrund des Mehrträgerverfahrens sehr to-



**Abbildung 3.12:** Foto der Würth Elektronik Spulen.

lerant gegen Störeinflüsse ist, soll dieses als Modulationsverfahren verwendet werden. Mit Gleichung (2.44) lässt sich die minimale Symboldauer für diesen Frequenzbereich mit 64 Subträgern berechnen:

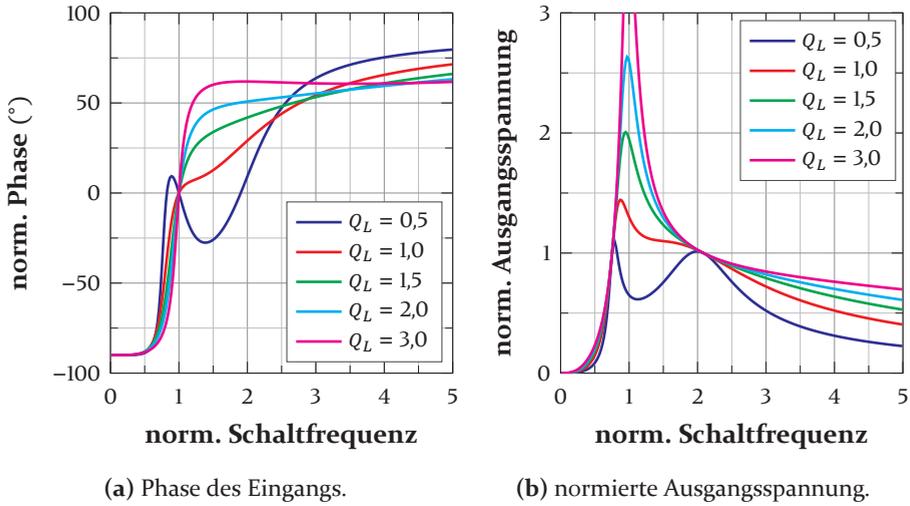
$$T_{sym} = \frac{N_C}{B} = \frac{64}{110 \text{ kHz}} = 582 \mu\text{s}.$$

Die Gruppenlaufzeitschwankung soll dabei maximal 10 % der Symboldauer betragen, was bei voller Bandbreite  $58 \mu\text{s}$  beträgt.

### Auswahl eines IPT-Systems

Als Kompensationstopologie soll eine beidseitig serielle Kompensation verwendet werden. Dies bietet den Vorteil, dass die Ausgangsspannung bei Betrieb im Konstantspannungsarbeitspunkt bei Verwendung einer VB der Eingangsspannung entspricht [70]. So kann die spezifizierte Ausgangsspannung mit relativ niedrigen Eingangsspannungen ohne aufwändiges Nachregeln erreicht werden. Zusätzlich bleibt die Amplitude der Ausgangsspannung im Konstantspannungsarbeitspunkt unabhängig von der Kopplung konstant und kann somit bei Versatz der Spulen einfach nachgeregelt werden, was auch die hohe Verbreitung dieser Topologie erklärt [70]. Zusätzlich bietet diese die meisten Vorteile für die Kommunikation, wie in Kapitel 3.1 beschrieben.

Mit der FHA kann aus dem Koppelfaktor die Phase zwischen normierter Eingangsspannung und -strom sowie die normierte Ausgangsspannung bestimmt werden. Diese sind für verschiedene normierte Lasten  $Q_L$  (nach Gleichung (2.14)) in Abbildung 3.13 dargestellt. Bei einer normierten Schaltfrequenz  $F$  von etwa 2 befindet sich in Abbildung 3.13b ein Punkt konstanter Ausgangsspannung, der unabhängig von der Last ist. Außerdem wird ein induktives Verhalten (Phase  $> 0$ ) erreicht, das spannungsloses Einschalten (*Englisch: Zero Voltage Switching, ZVS*) ermöglicht.

Abbildung 3.13: Ergebnisse der FHA für  $k = 0,77$  [91].

### Auswahl der Schaltfrequenz

Die Schaltfrequenz  $f_s$  des Systems wird auf 500 kHz festgelegt. Da die Ausgangsspannung durch Verluste im realen System etwas niedriger zu erwarten ist als mit der FHA bestimmt und zusätzlich dadurch die Störfrequenz höher liegt, soll die normierte Schaltfrequenz etwas kleiner gewählt werden. Mit einem Wert von  $F = 1,86$  ergibt sich für  $C_1$  und  $C_2$  ein Wert von 25 nF, was mit Gleichung (2.9) zu einer Frequenz  $f_0$  von 269 kHz führt. Dies bietet einen guten Kompromiss für die Leistungs- und Datenübertragung. Durch diese gewählten Werte ergibt sich mit Gleichung (3.4) für  $f_z$  eine Frequenz von 202 kHz. Diese liegt weit genug außerhalb des Kommunikationsbandes, so dass sich dieses durch das Zuschalten des IPT-Systems kaum verändert.

Geht man nach Abbildung 3.13b von einer normierten Ausgangsspannung von 1 aus, entspricht die Ausgangsspannung der Eingangsspannung. Daher lässt sich der benötigte Lastwiderstand  $R_L$  wie folgt bestimmen:

$$R_L = \frac{U_o^2}{P_o} = \frac{(24 \text{ V})^2}{20 \text{ W}} = 28,8 \Omega \quad (3.15)$$

Als nächster gerundeter Wert wird daher ein  $30 \Omega$  Widerstand verwendet. Damit ergibt sich mit Gleichung (2.16) für  $Q_L$  ein minimaler Wert von 1,03.

$$Q_L = \frac{8}{\pi^2} 30 \Omega \sqrt{\frac{25 \text{ nF}}{14 \mu\text{H}}} = 1,03 \quad (3.16)$$

Mit diesem ist nach Abbildung 3.13a das induktive Verhalten bis zu einer Schaltfrequenz, die der charakteristischen Frequenz entspricht, sichergestellt (vgl. Abbildung 3.13a). Deutlich kleinere Werte, bei denen es nicht mehr erreicht werden würde, überschreiten die vorher getroffene Leistungspezifikation und müssen daher über Sicherungen ausgeschlossen werden.

### Simulation

Das IPT-System ist zur Verifikation in der Simulationsumgebung LTSPICE modelliert. In Abbildung 3.14 ist der gemessene Umschaltvorgang des WR im Detail dargestellt. Die gezeigten Signale sind die Gate-Source-Spannung des ersten und des zweiten Low-Side-MOSFET  $U_{GS,LS1}$  und  $U_{GS,LS2}$  zur Veranschaulichung des Schaltzustands der Transistoren und damit der beiden Halbbrücken. Zusätzlich ist der Ausgangsstrom  $i_W$  und die Ausgangsspannung  $u_W$  des WR gezeigt (vgl. Abbildung 2.5). An dieser lässt sich die ausgelegte Schaltfrequenz von 500 kHz erkennen. Der Strom ist zu Beginn des Schaltvorganges negativ, was zeigt, dass das erforderliche induktive Verhalten sichergestellt ist. Der Nulldurchgang des Stroms findet zeitgleich mit der Ansteuerung des MOSFETs statt, wodurch ein minimal möglicher Phasenwinkel für ZVS realisiert werden kann. [91]

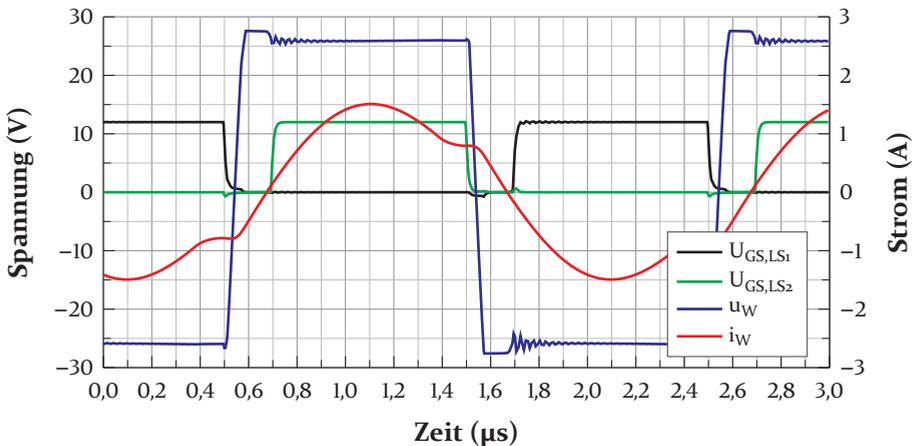


Abbildung 3.14: Simulation des WR-Umschaltvorgangs [91].

Für eine Eingangsspannung von 26 V und eine -leistung von 22,5 W kann am Ausgang eine Spannung von 24,7V und eine resultierende Leistung von 20,4 W erreicht werden. Dies entspricht einem Wirkungsgrad von 90,4% ohne die Steuerelektronik, die in der Simulation nicht modelliert ist. Die

normierte Ausgangsspannung der Simulation hat, wie erwartet, einen etwas niedrigeren Wert von 0,95. Die simulierten Werte sind in Abbildung 3.15 dargestellt. [91]

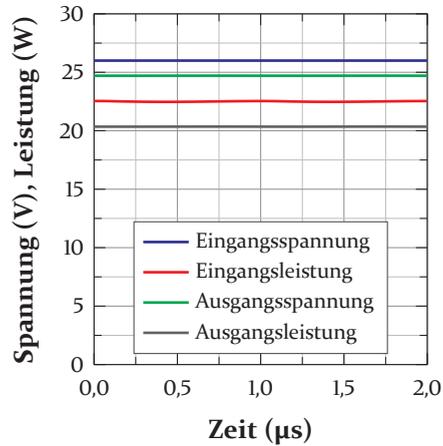


Abbildung 3.15: Simulation der Ein-/Ausgangsspannung und -leistung [91].

## 3.4 Auslegung und Simulation

In diesem Kapitel werden die in Kapitel 3.2 vorgestellten Systemkomponenten ausgelegt, berechnet und simuliert. Die Berechnungen wurden dabei mit MATLAB und die Simulationen mit LTSPICE erstellt.

### 3.4.1 Frequenzweiche

Vor der Simulation müssen die Bauteilwerte der FW für die verschiedenen Systeme bestimmt werden. Als erstes sollen dazu die Werte für die Induktivitäten  $L_W$  bestimmt werden. Diese dienen zum Reduzieren der Spannung auf ein Niveau, bei dem die Signale weiter verarbeitet werden können, sowie zur Strombegrenzung. Am kritischsten stellt sich dabei aufgrund der hohen Leistung und des niedrigen Koppelfaktors die Primärseite des Ladestations-systems dar, weshalb zuerst auf die Auslegung dieses Systems eingegangen werden soll.

Dazu wurde  $L_W$  in Simulationen so bestimmt, dass sie unter schlechten Bedingungen von einem Strom durchflossen wird, der keine Beschädigung des Systems verursacht. Für die Abschätzung konnten alle Bauteile der FW außer  $L_W$  außen vor gelassen werden, da diese bei der Frequenz der Leistungselektronik dominierend wirken. Dabei ergab sich, bei einer primärseitig gewählten Induktivität von je 2,0 mH, ein Strom von 235 mA.

Als Richtwert für die Stromtragfähigkeit wurde eine kommerzielle Hochspannungsinduktivität mit einer Induktivität von 2,2 mH der Firma *Würth Elektronik* verwendet [99]. Diese besitzt einen Nennstrom von 320 mA. Kleinere Induktivitäten können entsprechend höhere Ströme führen.

Da die sekundärseitige Strombelastung deutlich geringer ist, wurden die Induktivitäten dort kleiner ausgelegt, um eine niedrigere Dämpfung des Signals (bzw. höheres  $V_{FW}$ ) zu erhalten und sich damit ein zur Primärseite vergleichbarer Strom einstellt. Dies ergab bei 1,3 mH einen Strom von 218 mA.

Im Anschluss wurde die Induktivität des Übertragers  $L_T$  ausgelegt. Diese sollte möglichst groß gewählt werden, da dadurch  $V_{FW}$  höher ausfällt, sowie die Sendespannung des Datensignals einen kleineren Strom im Übertrager hervorruft. Zusätzlich kann dadurch  $C_W$  nach Gleichung (3.12) kleiner ausgelegt werden.

In einem letzten Schritt wurde  $R_T$  so ausgelegt, dass sich die gewünschte Dämpfung nach Gleichung (3.11) ergibt. Bei der 8-kHz-Übertragung soll dabei ein resonantes Verhalten erreicht werden. Ideal wäre der aperiodische Schwingfall ( $D_{FW} = 0$ ), in dem sich eine dauerhafte Schwingung mit gleichbleibender Amplitude ausbildet. Da durch Bauteiltoleranzen die Gefahr eines

instabilen Schwingfalls ( $-1 < D_{FW} < 0$ ) besteht, soll die Dämpfung so ausgelegt werden, dass ihr Verhalten sich nahe am aperiodischen, aber sicher im stabilen Schwingfall ( $0 < D_{FW} < 1$ ) befindet. Dadurch entsteht eine gedämpfte Schwingung, die abklingt. [93]

Da es sich bei der Datenübertragung in System 2 um eine schnelle Adaption von System 1 handelt, wurde die Induktivität des Übertragers aus System 1 beibehalten und der Rest angepasst.  $L_W$  wurde deutlich kleiner auf  $680 \mu\text{H}$  gewählt, womit in der Simulation primär- als auch sekundärseitig ein Strom von nur  $16 \text{ mA}$  durch diese Induktivitäten hervorgerufen wird. Im Anschluss wurde  $C_W$  mit Gleichung (3.12) zu  $660 \text{ nF}$  bestimmt, damit sich eine Resonanzfrequenz  $8 \text{ kHz}$  ergibt. Da das resultierende  $V_{FW}$  mit  $0,44$  in diesem System nicht ganz so gering ist wie bei der Ladestation, wurde ein etwas größerer Dämpfungsfaktor von  $0,15$  gewählt, womit sich für  $R_T$  ein Wert von  $100 \Omega$  ergibt. Dieser befindet sich damit immer noch nahe am grenzstabilen Schwingfall, aber besitzt noch etwas mehr Sicherheitsabstand und eine nicht ganz so starke Resonanzüberhöhung.

Bei System 3 ergibt sich durch das erheblich breitere Frequenzband eine Herangehensweise bei der Auslegung der FW, die sich von den vorherigen deutlich unterscheidet, da der Durchlassbereich so breit wie nötig und so konstant wie möglich sein soll. Bei der Schaltfrequenz des Systems von  $500 \text{ kHz}$  soll eine Dämpfung von ca.  $20 \text{ dB}$  auf das Leistungssignal wirken, damit selbst eine Spannung in Höhe der doppelten Betriebsspannung im primärseitigen Resonanzkreis auf unter  $5 \text{ V}$  gedämpft werden würde. Bei der Grundform handelt es sich um einen Tiefpass 2. Ordnung, der eine Filtersteilheit von  $12 \text{ dB/Oktave}$  besitzt. Bei zwei Oktaven läge die Dämpfung mit  $24 \text{ dB}$  bereits über den geforderten  $20 \text{ dB}$ , was eine Resonanzfrequenz von  $125 \text{ kHz}$  bedeuten würde. Aufgrund von Bauteiltoleranzen wurde für  $L_W$  eine Induktivität von  $0,22 \text{ mH}$  und für  $C_W$  ein Kondensator mit  $3,3 \text{ nF}$  gewählt, was zu einer Resonanzfrequenz von

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_W C_W}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,22 \text{ mH} \cdot 3,3 \text{ nF}}} = 130 \text{ kHz}$$

führt.

Um einen möglichst konstanten Verlauf der Übertragungsfunktion ohne Überschinger zu erreichen, soll  $D_{FW}$  möglichst nahe an  $1$  herankommen, um den aperiodischer Grenzfall als Verhalten aufzuweisen. Dies bedeutet, dass gerade kein Überschinger stattfindet und die Schwingung innerhalb der kürzest möglichen Zeit die Ruhelage erreicht [93]. Dabei wurde  $R_T$  zu  $150 \Omega$  und  $L_T$  zu  $0,62 \text{ mH}$  gewählt, womit sich nach Gleichung (3.11) eine Dämpfung von  $0,93$  ergibt.

Die in der FW der jeweiligen Systeme verbauten Werte sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst und die in Kapitel 3.2.1 definierten Koeffizienten in Tabelle 3.2 gezeigt.

**Tabelle 3.1:** Bauteilwerte für die Frequenzweiche.

		$L_W$ [mH]	$L_T$ [mH]	$C_W$ [nF]	$R_T$ [ $\Omega$ ]
1. Ladestation	(Prim.)	2,0		440	200
	(Sek.)	1,3	1,05	550	
2. Kugellager		0,68	1,05	660	100
3. Universal		0,22	0,62	3,30	150

**Tabelle 3.2:** Kennwerte der Frequenzweiche.

		$V_{FW}$ [ ]	$D_{FW}$ [ ]	$f_{FW}$ [kHz]
1. Ladestation	(Prim.)	0,21	0,11	8,3
	(Sek.)	0,29	0,09	7,8
2. Kugellager		0,44	0,15	8,0
3. Universal		0,59	0,93	173

In Abbildung 3.16 sind die Übertragungsfunktion und die Gruppenlaufzeit der FW für das Ladestation- und Kugellagersystem dargestellt. Die Indizes beschreiben dabei, um welches System es sich handelt. In Signalrichtung der Kommunikation wird das Signal als Vorwärtstransmission definiert.

Für System 1 ist jeweils ein Plot für Primär- und Sekundärseite gezeigt, da dort unterschiedliche Bauteilwerte verwendet werden. Die Kurven haben, wie zu erwarten, einen sehr ähnlichen Verlauf und unterscheiden sich vor allem in der Einfügedämpfung. Diese hängt bei den verwendeten Systemen nur von  $L_W$  ab, da der Übertrager gleiche Kennwerte besitzt (vgl. Gleichung (3.10)). Bei der Frequenz der Datenübertragung besitzen die Kurvenverläufe aufgrund der Resonanz nur eine sehr geringe Dämpfung bzw. für das Kugellagersystem sogar eine Verstärkung. Die Dämpfung des Datenübertragungsbereichs liegt für die Primärseite der Ladestation zwischen  $-4,4$  dB und  $-6,2$  dB. Für die Sekundärseite liegt sie zwischen  $-1,2$  dB und  $-4,8$  dB. Für das Kugellager werden Werte zwischen  $2,3$  dB und  $-0,4$  dB erreicht. Damit liegt die Schwankung bei  $1,8$  dB bzw.  $3,6$  dB sowie  $2,7$  dB. Die Schaltfrequenz wird bei der Ladestation um  $57,7$  dB bzw.  $54,3$  dB gedämpft und beim Kugellagersystem um  $61,5$  dB.

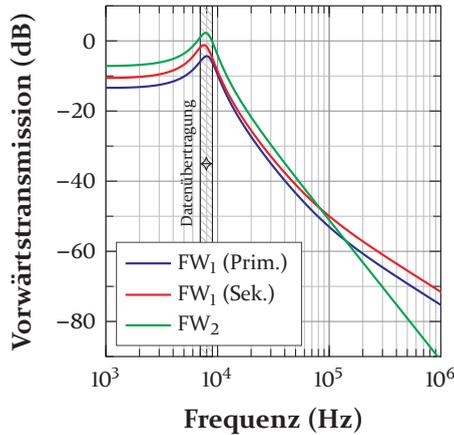
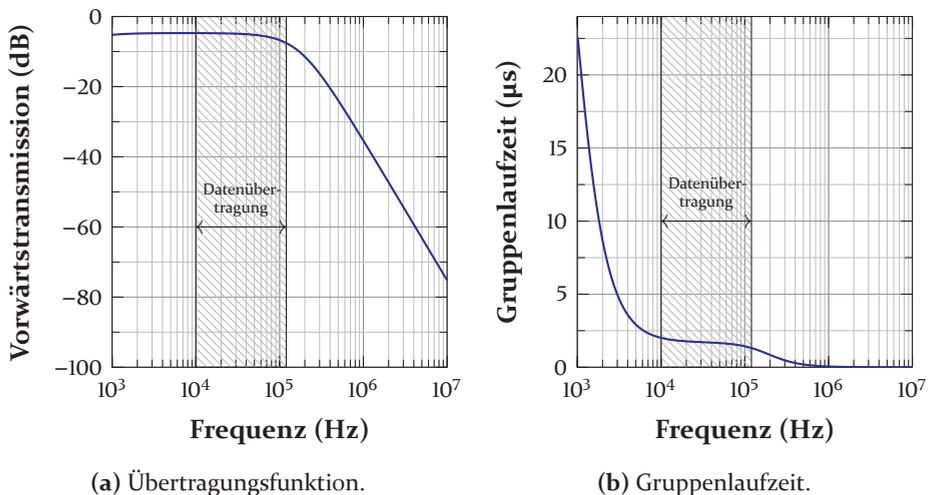


Abbildung 3.16: Simulation der Frequenzweiche für System 1 und 2.

Für das 3. System ist die Übertragungsfunktion und Gruppenlaufzeit in Abbildung 3.17 dargestellt. Im Übertragungsband beträgt die Dämpfung dabei bei 10 kHz 4,9 dB und fällt bei 120 kHz auf 7,7 dB. Damit ist das Frequenzband der Datenübertragung nahezu konstant, da die Schwankung in der Simulation nur 2,8 dB beträgt. Die Schaltfrequenz von 500 kHz wird zusätzlich um knapp 23 dB gedämpft. Die Gruppenlaufzeit der Frequenzweiche ist im gewünschten Frequenzband mit einer Schwankung von 1,6  $\mu$ s auch sehr konstant. Absolut beträgt sie nur 2,9  $\mu$ s bei 10 kHz und 1,3  $\mu$ s bei 120 kHz.



(a) Übertragungsfunktion.

(b) Gruppenlaufzeit.

Abbildung 3.17: Simulation der Frequenzweiche für System 3.

### 3.4.2 Sende-Empfangs-Umschalter

Für den Sende-Empfangs-Umschalter soll ein Wechselschalter der Firma *Texas Instruments (TI)* (TS12A12511 [100]) verwendet werden. Dieser zeichnet sich dadurch aus, dass aufgrund der Dual-Versorgung auch Signale mit negativen Anteilen passieren können. Zusätzlich können Spannungen bis 0,5 V über der positiven bzw. unter der negativen Versorgungsspannung ausgegeben werden. Dabei kann der Ausgang einen Dauerstrom bis zu  $\pm 50$  mA und einen Spitzenstrom bis zu  $\pm 100$  mA ausgeben. Der Durchlasswiderstand beträgt typischerweise  $5 \Omega$  und ist damit verhältnismäßig gering. Der digitale Kontrollanschluss kann mit 3,3 V bis 5 V angesteuert werden, wodurch ein  $\mu\text{C}$  zum Umschalten verwendet werden kann. Die Bandbreite des Schalters beträgt 93 MHz.

Da für den Schalter kein Simulationsmodell zur Verfügung steht und da dieser aufgrund seiner Spezifikationen keinen großen Einfluss haben sollte, ist er in der Simulation im Sendefall als serieller  $5 \Omega$  Widerstand im passiven Filter berücksichtigt. Im Empfangspfad ist er vernachlässigt, da der Widerstand in Reihe mit mehreren Kiloohm geschaltet ist.

### 3.4.3 Passives Filter

In Tabelle 3.3 sind die Werte für die verschiedenen passiven Filter der jeweiligen Systeme nach Abbildung 3.8 zusammengefasst. Diese wurden simulativ ermittelt, da das jeweilige System die Last des Filters darstellt und stark frequenzabhängig ist.

**Tabelle 3.3:** Werte für das passive Filter.

	$L_{p1}$ [ $\mu\text{H}$ ]	$L_{p2}$ [ $\mu\text{H}$ ]	$C_{p1}$ [nF]	$C_{p2}$ [nF]	$C_{p3}$ [ $\mu\text{F}$ ]
1. Ladestation	330	680	150	100	0,15
2. Kugellager	330	680	150	100	0,15
3. Universal	220	220	3,30	3,30	2,20

Mit diesen Werten wurde die Übertragungsfunktion für System 1 und 2 in Vorwärtsrichtung (Senderichtung) simuliert. Die Kurven sind in Abbildung 3.18 dargestellt. Wichtig für diese Systeme ist dabei, dass im Bereich der Datenübertragung eine möglichst geringe Dämpfung erreicht wird. Durch das resonante Verhalten ergibt sich für die Primärseite der Ladestation eine Verstärkung zwischen 2,5 dB und 4,1 dB und für die Sekundärseite zwischen 1,5 dB und 3,6 dB. Für das Kugellager liegen die Werte zwischen 0,3 dB und 0,9 dB

und somit relativ nahe zusammen. Dadurch liegt die Schwankung im Bereich der Datenübertragung bei 1,6 dB bzw. 2,1 dB sowie 0,6 dB. Zusätzlich stellt sich für alle Kurven eine, bereits stark gedämpfte, Resonanz bei etwa 28 kHz ein, die für die Funktion der Schaltung aber nicht von Bedeutung ist.

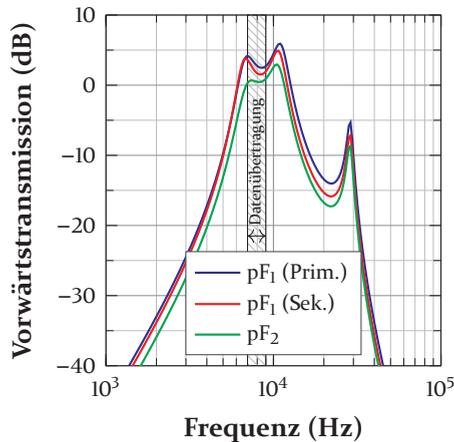
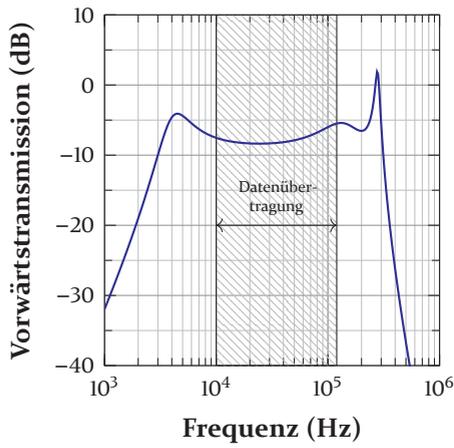


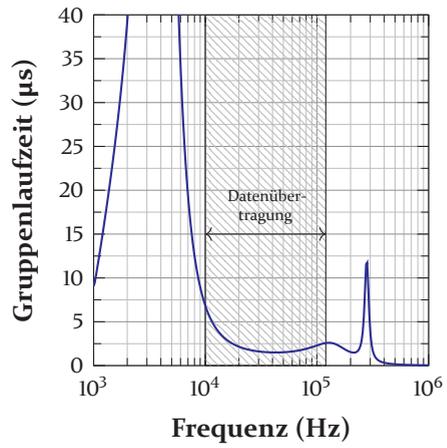
Abbildung 3.18: Simulation des passiven Filters für System 1 und 2 in Senderichtung.

Für System 3 ist das Übertragungsverhalten und die Gruppenlaufzeit in Abbildung 3.19 dargestellt. Ersteres beginnt für 10 kHz bei  $-7,5$  dB und endet bei 120 kHz bei  $-5,5$  dB. Dazwischen ergibt sich ein tiefster Wert von  $-8,4$  dB, womit sich eine maximale Schwankung von sehr guten 2,9 dB ergibt. Die Gruppenlaufzeit schwankt dabei zwischen  $6,8 \mu\text{s}$  und einem Minimum von  $1,5 \mu\text{s}$ . Der maximale Zeitunterschied liegt damit bei  $5,3 \mu\text{s}$ .

In Abbildung 3.20 ist das passive Filter in Rückwärtsrichtung simuliert. Dabei sollte eine möglichst hohe Dämpfung für die Schaltfrequenz erreicht werden. Da sich der passive Filter für System 1 und 2 bei Betrachtung in diese Richtung nicht unterscheidet, sind diese Kurven zu einer zusammengefasst und mit  $pF_{1/2}$  benannt. Diese zeigt eine Dämpfung von  $-84$  dB für eine Schaltfrequenz von 150 kHz bzw.  $-88$  dB bei 180 kHz. Für das breitbandige System 3 ergibt sich eine Dämpfung von ca.  $-51$  dB bei 500 kHz.



(a) Übertragungsfunktion vorwärts.



(b) Gruppenlaufzeit vorwärts.

Abbildung 3.19: Simulation des passiven Filters für System 3.

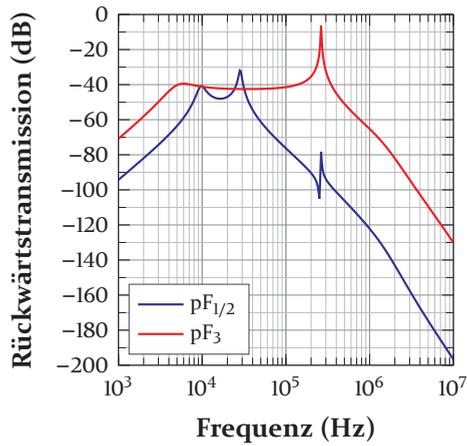


Abbildung 3.20: Simulation des passiven Filters rückwärts.

### 3.4.4 Aktives Filter

Für sämtliche aktive Filter wird ein rauscharmer Verstärker (*Englisch: low noise amplifier, LNA*) der Firma TI (OPAx227, [101]) verwendet. Dieser OPV ist ein-, zwei- oder vierstufig verfügbar und wird entsprechend verbaut. Neben einem hohen GBWP von 8 MHz ist er, wie gefordert, unity-gain-stable. Außerdem zeichnet er sich durch ein geringes Rauschen von  $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  aus.

Für eine Übertragung bei 8 kHz soll ein aktives Tiefpassfilter 4. Ordnung verwendet werden, damit bei diesen hohen Leistungen 80 dB pro Dekade erreicht werden können. Diese ist ausreichend, da das Leistungssignal eine Dekade über der Grenzfrequenz liegt. Dazu werden zwei der in Kapitel 2.3.3 vorgestellten Sallen-Key-Filter hintereinander geschaltet, wie in Abbildung 3.21 dargestellt ist.

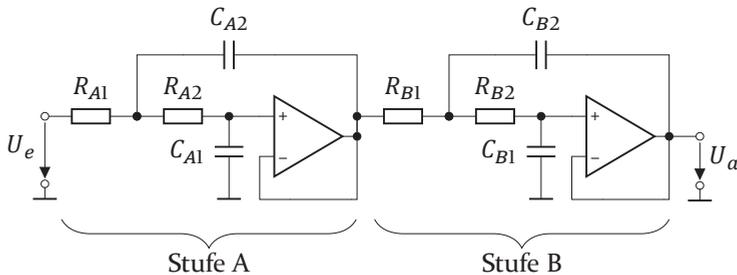


Abbildung 3.21: Aktives Tiefpassfilter 4. Ordnung nach [102].

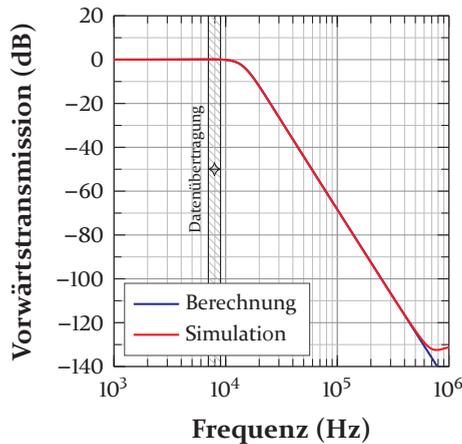
Wegen seines maximal flachen Amplitudengang im Durchlassbereich und der starken Dämpfung im Frequenzbereich der Leistungselektronik wurde ein Butterworth Filter gewählt. Die Grenzfrequenz wurde auf 13 kHz gesetzt, damit der Bereich der Datenübertragung noch keine Dämpfung erfährt. Die ausgelegte Dämpfung bei 150 kHz beträgt dabei  $-85 \text{ dB}$ . Bei Butterworth Filtern gibt es zwar einen starken Anstieg der Gruppenlaufzeit um die Grenzfrequenz, allerdings kann diese hier vernachlässigt werden, da es sich um ein schmalbandiges Kommunikationssystem handelt, das phasenmoduliert wird.

Die Bauteilwerte für das aktive Tiefpassfilter sind in Tabelle 3.4 zu finden und wurden mit Hilfe des *WEBENCH® Filter Designers* der Firma TI ausgelegt [102]. Dabei steht  $n$  für die jeweilige Filterstufe. Die Übertragungsfunktion des Filters ist in Abbildung 3.22 dargestellt. Neben den mit Gleichung (2.22) in MATLAB bestimmten idealen Kurven ist auch das Ergebnis der Simulation mit realen Modellen in LTSPICE gezeigt. Dabei zeigt sich, dass diese sehr gut übereinstimmen. Die Grenzfrequenz liegt aufgrund der Bauteilwerte bei 14,3 kHz und die Dämpfung bei 150 kHz bei 82 dB bzw. für 180 kHz bei 89 dB.

Die Simulation erreicht ab ca. 600 kHz seine Grenze von etwa 130 dB. Dies ist auf das nicht ideale Verhalten und die Pfade über  $C_{n2}$  zurückzuführen.

**Tabelle 3.4:** Bauteilwerte aktives Tiefpassfilter 4. Ordnung.

Stufe $n$	$R_{n1}$	$R_{n2}$	$C_{n1}$	$C_{n2}$
A	9,53 k $\Omega$	13,0 k $\Omega$	910 pF	1,20 nF
B	3,32 $\Omega$	6,04 k $\Omega$	910 pF	6,80 nF



**Abbildung 3.22:** Simulation des aktiven Filters 4. Ordnung.

Für die deutlich höhere Kommunikationsfrequenz von bis zu 125 kHz soll ein aktives Tiefpassfilter 8. Ordnung verwendet werden, da der Abstand zur Schaltfrequenz von 500 kHz deutlich kleiner ist und so eine ähnliche Filterwirkung erreicht werden kann. Dazu werden vier Sallen-Key-Filter in Reihe geschaltet, was in Abbildung 3.23 dargestellt ist.

Da einerseits, aufgrund des geringen Frequenzabstandes, die Grenzfrequenz idealerweise möglichst nahe an den 125 kHz liegen muss, wäre wieder ein Butterworth Filter gut geeignet. Dem steht entgegen, dass bei diesem breitbandigen Filter die Gruppenlaufzeit nicht so stark schwanken darf, da höherwertige Modulationsverfahren zum Einsatz kommen. Dies würde mit einem Bessel-Filter erreicht werden, der im Durchlassbereich eine konstante Gruppenlaufzeit besitzt. Daher wurde als Kompromiss ein Butterworth Bessel 0,81 Filter verwendet und die Grenzfrequenz auf 150 kHz gelegt.

Das Filter wurden mit Hilfe des *Analog Filter Wizards* der Firma *Analog Devices* ausgelegt [103]. Als Optimierungskriterium wurde geringes Rauschen

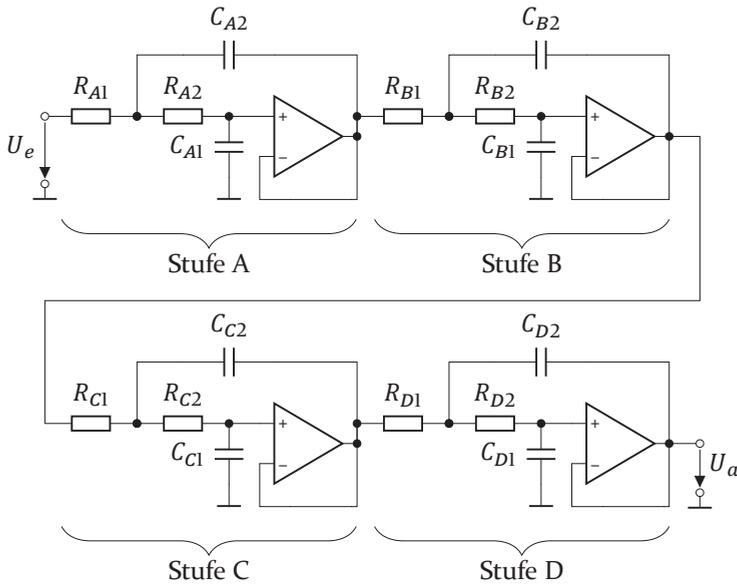


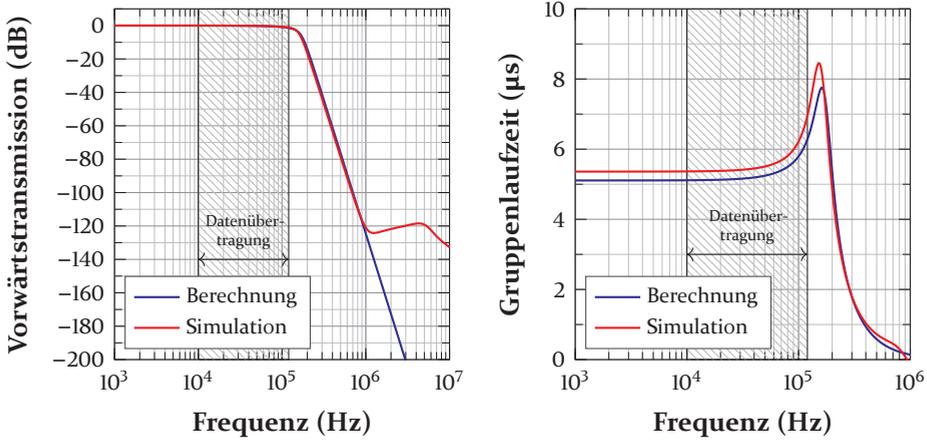
Abbildung 3.23: Aktives Tiefpassfilter 8. Ordnung nach [103].

ausgewählt. Die resultierenden Bauteilwerte sind in Tabelle 3.5 gezeigt. Aus diesen wurden die Übertragungsfunktion und Gruppenlaufzeit berechnet und simuliert. Durch die Bauteilwahl liegt die resultierende Grenzfrequenz bei ca. 148 kHz. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.24 dargestellt.

Tabelle 3.5: Bauteilwerte aktives Tiefpassfilter 8. Ordnung.

Stufe $n$	$R_{n1}$	$R_{n2}$	$C_{n1}$	$C_{n2}$
A	3,92 k $\Omega$	3,92 k $\Omega$	56,0 pF	1,00 nF
B	887 $\Omega$	10,2 k $\Omega$	100 pF	1,00 nF
C	590 $\Omega$	15,8 k $\Omega$	100 pF	1,00 nF
D	511 $\Omega$	18,7 k $\Omega$	100 pF	1,00 nF

Es zeigt sich abermals eine sehr gute Übereinstimmung. Bei 500 kHz stellt sich dabei eine Dämpfung von 79 dB ein. Ab ca. 900 kHz fällt die Simulation allerdings nicht weiter ab sondern bleibt bei etwa 120 dB. Die Gruppenlaufzeit der Simulation liegt etwas über der Berechnung. Sie beträgt dabei 5,1  $\mu$ s bzw. 5,4  $\mu$ s und steigt bei 125 kHz auf 6,4  $\mu$ s bzw. 7,2  $\mu$ s, wodurch sich eine Schwankung von 1,3 bzw. 1,8  $\mu$ s ergibt.



(a) Übertragungsfunktion.

(b) Gruppenlaufzeit.

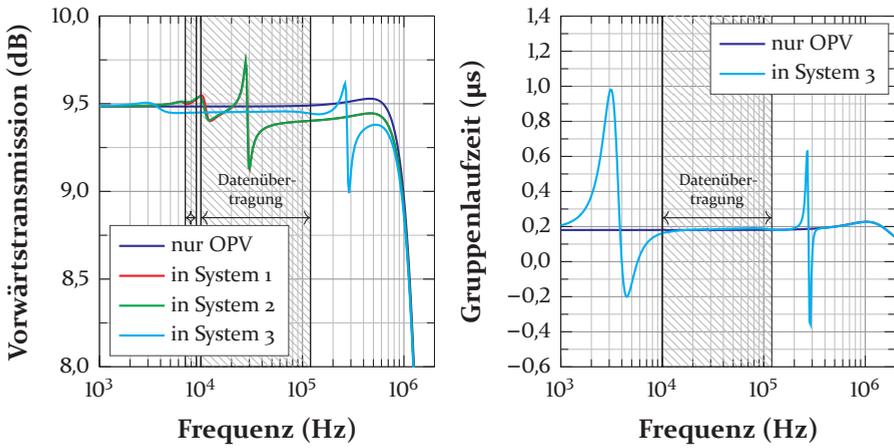
Abbildung 3.24: Simulation des aktiven Filters 8. Ordnung.

### 3.4.5 Verstärker

Im Sendepfad wird ein Leistungs-LNA der Firma TI (OPA551 [104]) verwendet. Dieser besitzt ein geringes Rauschen von  $14 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , einen hohen Ausgangsstrom von 200 mA, ein GBWP von 3 MHz und ist unity-gain-stable.

In Abbildung 3.25 ist die Übertragungsfunktion und die Gruppenlaufzeit für den Sendeverstärker unbelastet und mit den jeweiligen passiven Filtern für eine Verstärkung von 9,5 dB dargestellt. Dabei zeigt sich, dass das Übertragungsverhalten durch die Belastung nur geringfügig von der unbelasteten OPV-Kurve durch Resonanzen des passiven Filters abweicht. Diese Spitzen sind allerdings sehr klein und liegen außerhalb des jeweils gewählten Datenbandes. Bei System 1 und 2 beträgt die maximale Schwankung 0,37 dB. Für System 3 ist das gesamte Band der Datenübertragung sehr konstant und zeigt erst außerhalb Schwankungen. Die Gruppenlaufzeit im unbelasteten Fall ist mit 180 ns vernachlässigbar. Für System 3 deckt sie sich im gesamten Kommunikationsband mit dem Verlauf des unbelasteten OPV.

Im Empfangspfad wird ein LNA aus der gleichen Serie wie der OPA227, der im aktiven Filter genutzt wird, verwendet. Dabei handelt es sich um einen OPA228 [101]. Dieser bietet eine deutlich höhere Bandbreite von 33 MHz, ist dafür aber nicht unity-gain-stable. Dies ist unkritisch, da deutlich höhere Verstärkungen als 1 im selben Frequenzbereich benötigt werden. Das Rauschen beträgt bei diesem OPV ebenfalls nur  $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

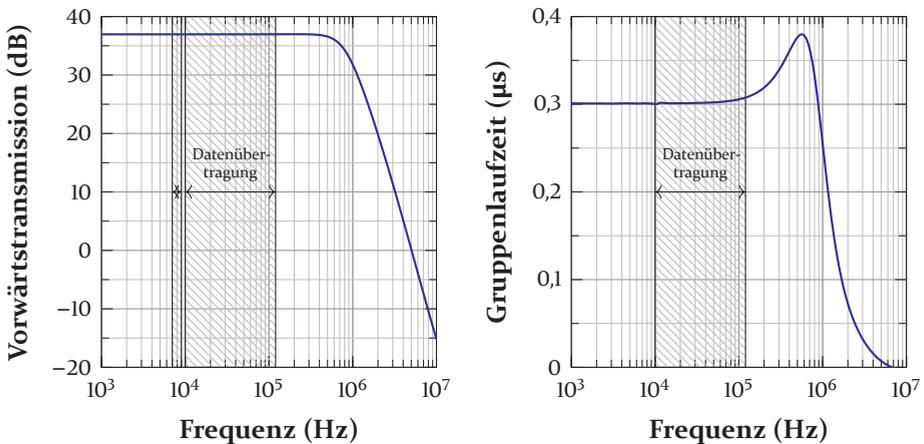


(a) Übertragungsfunktion.

(b) Gruppenlaufzeit.

Abbildung 3.25: Simulation des Sendeverstärkers.

In Abbildung 3.26 sind die Übertragungsfunktion für eine Verstärkung von 37 dB und die Gruppenlaufzeit dargestellt. Die Verstärkung zeigt dabei bis 400 kHz keinerlei Veränderung und ist bei ca. 830 kHz um 3 dB abgefallen, was deutlich über allen Kommunikationsfrequenzen liegt und eine höhere Verstärkung ermöglichen würde. Auch die Gruppenlaufzeit ist im Kommunikationsbereich von System 3 mit 0,3 µs gering und zeigt gegen Ende des Kommunikationsbereichs einen vernachlässigbaren Anstieg.



(a) Übertragungsfunktion.

(b) Gruppenlaufzeit.

Abbildung 3.26: Simulation des Empfangsverstärkers.

### 3.4.6 Gesamter Datenkanal

In einem letzten Simulationsschritt wurden die vorgestellten einzelnen Systemkomponenten zu einem Gesamtsimulationsmodell zusammengefasst. Die für die IPT-Systeme verwendeten Werte sind in Tabelle 3.6 zusammengefasst.

Tabelle 3.6: Werte für das IPT-System.

	$k$ [-]	$f_s$ [kHz]	$L_1$ [ $\mu$ H]	$L_2$ [ $\mu$ H]	$C_1$ [nF]	$C_2$ [nF]
1. Ladestation	0,50	150	88,0	97,0	22,0	22,0
2. Kugellager	0,91	180	18,9	19,9	165	165
3. Universal	0,77	500	14,0	14,0	25,0	25,0

Daraus kann mit Gleichung (3.4) aus Kapitel 3.1 die Störfrequenz  $f_z$  für System 1 zu 91 kHz, für System 2 zu 64 kHz und für System 3 zu 202 kHz bestimmt werden. Für die Ladestation und das Kugellager liegt diese Frequenz weit vom Kommunikationsband (7 kHz bis 9 kHz) entfernt. Bei einer Eigenentwicklung könnte, wie für System 3 in Kapitel 3.3.3, die Störfrequenz, unter Berücksichtigung der Anforderungen der Leistungselektronik, auf die gewünschte Frequenz ausgelegt werden. Für die jeweiligen Systeme soll zunächst der vom Kommunikations- gemeinsam mit dem Leistungssignal genutzte Teil des Kanals simuliert werden, da dieser noch nicht einzeln betrachtet wurde. Dazu wurde eine Spannung  $U_e$  nach dem Übertrager  $L_T$  der primärseitigen FW eingespeist und die Ausgangsspannung  $U_a$  sekundärseitig gemessen. Dies ist in Abbildung 3.27 zur Verdeutlichung dargestellt.

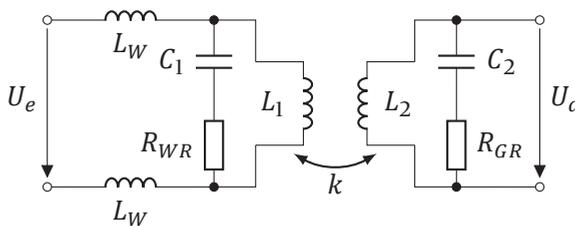


Abbildung 3.27: Ersatzschaltbild des Simulationsaufbaus für den geteilten Kanal.

Als Vereinfachung wurde der WR sowie der GR durch einen Widerstand ersetzt. Für die Simulation ohne IPT werden für diese ein Wert von  $1\text{G}\Omega$  und für den Fall mit IPT  $5\Omega$  eingesetzt. Im Anschluss wurde der gesamte Datenkanal nach Abbildung 3.6 simuliert, wobei in den primärseitigen Sendeverstärker eingespeist wurde und am Ausgang des sekundärseitigen Empfangsverstärkers gemessen wurde.

Da es für das Ladestationssystem einen Unterschied der Topologie zwischen Primär- und Sekundärseite gibt, aber gezeigt wurde, dass sich das Verhalten der einzelnen Komponenten nur geringfügig unterscheidet, wird aufgrund der Übersichtlichkeit nur das Verhalten des Kanals von Primär- zu Sekundärseite betrachtet. Dies stellt aufgrund der Dämpfung und der Leistungsübertragung die schlechteren Bedingungen nach. Dies ist der Fall, da auf der Primärseite die Leistungsübertragung eingespeist wird, wodurch deutlich höhere Spannungen im Resonanzkreis entstehen. Zusätzlich wurden deswegen die Induktivitäten  $L_W$  der primärseitigen FW deutlich höher ausgelegt, wodurch die Dämpfung des Datensignals deutlich stärker ist.

In Abbildung 3.28 ist der geteilte Kanal für System 1 dargestellt. Dabei zeigt sich in der Simulation, dass der Kanal ohne IPT im betrachteten Bereich einen nahezu konstanten Verlauf mit der Dämpfung von  $\frac{M}{L_{1/2} + 2L_W}$  (durch die FW in Senderichtung und den Übertrager) besitzt. Wird die Leistungsübertragung dazu geschaltet verändert sich der Kanal deutlich. Neben dem Frequenzband, in dem die Datenübertragung stattfindet, ist die berechnete Störfrequenz von 91 kHz eingezeichnet und bestätigt damit die Berechnung. Da die Datenkommunikation bei diesem System aber spektral weit entfernt ist, verändert sich das Übertragungsverhalten durch das IPT-System nicht.

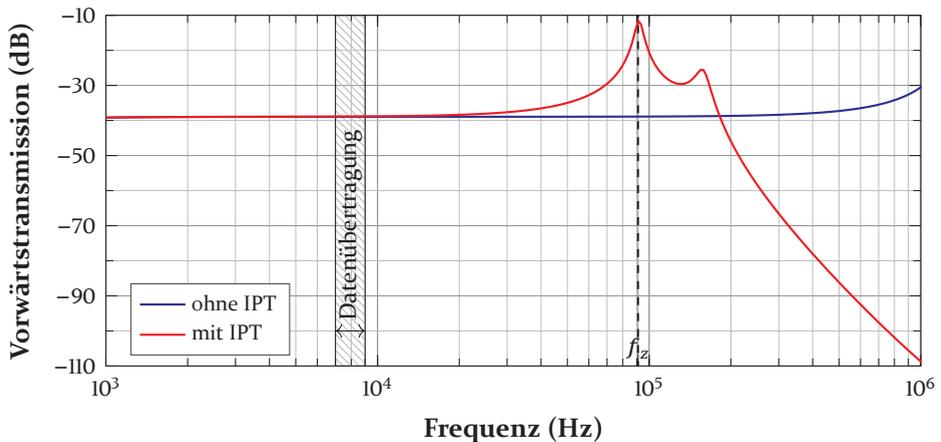


Abbildung 3.28: Simulation des geteilten Kanals zwischen den FW für System 1.

In Abbildung 3.29 ist das Ergebnis der Simulation des gesamten Datenkanals für System 1 dargestellt. Die Störfrequenz ist aufgrund der starken Dämpfung nicht erkennbar. Das Datensignal befindet sich im Maximum der Kurve und erfährt dadurch die kleinste Dämpfung zwischen  $-1,0$  dB und  $-5,9$  dB

(mit Leistungsübertragung liegen alle Werte um 0,1 dB höher). Die Schwankung beträgt daher 4,9 dB. Die Resonanzfrequenz liegt bei ca. 7,5 kHz.

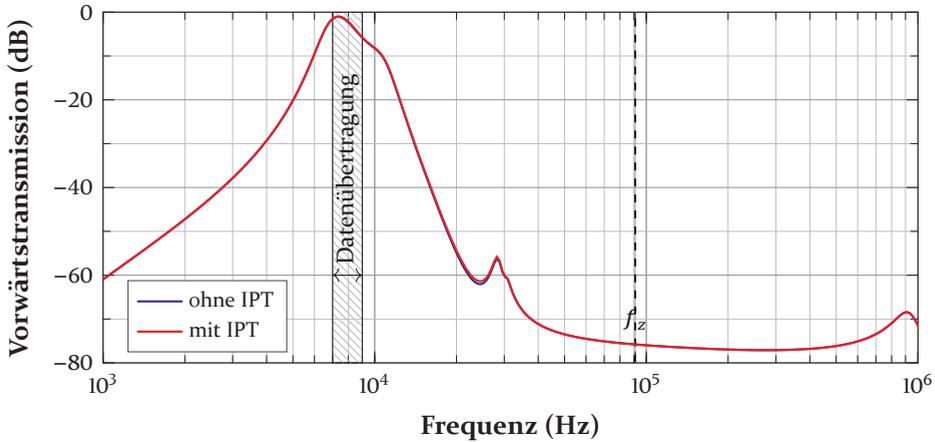


Abbildung 3.29: Simulation des gesamten Datenkanals für System 1.

In Abbildung 3.30 ist der Pegelplan für die Simulation von System 1 gezeigt. Darin ist die in der Gesamtsimulation hervorgerufene Dämpfung/Verstärkung durch die jeweiligen Systemkomponenten dargestellt. Durch den Fehlerbalken wird ausgedrückt, zwischen welchen Werten die Dämpfung im Frequenzbereich der Kommunikation liegt.

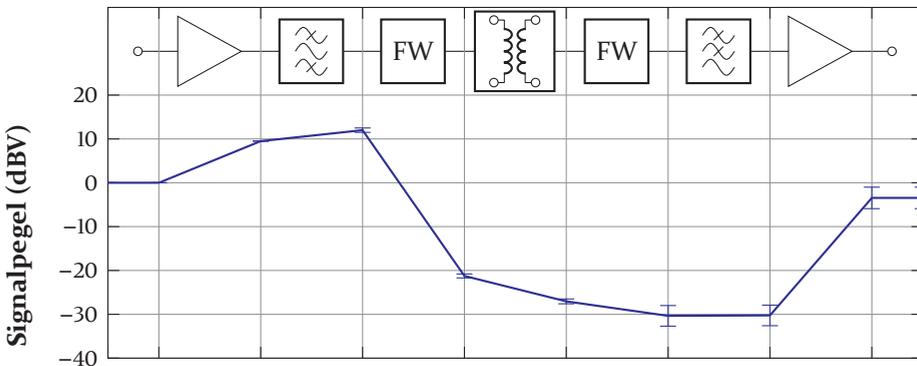


Abbildung 3.30: Pegelplan für System 1.

Für System 2 wurden die gleichen Simulationen durchgeführt und in Abbildung 3.31 und 3.32 dargestellt. Der geteilte Kanal zeigt gleiches Verhalten wie für System 1. Die Störfrequenz liegt durch den deutlich höheren Koppelfaktor

mit 64 kHz deutlich niedriger, allerdings immer noch weit genug von der Frequenz der Datenübertragung entfernt, sodass sich kein Einfluss ergibt.

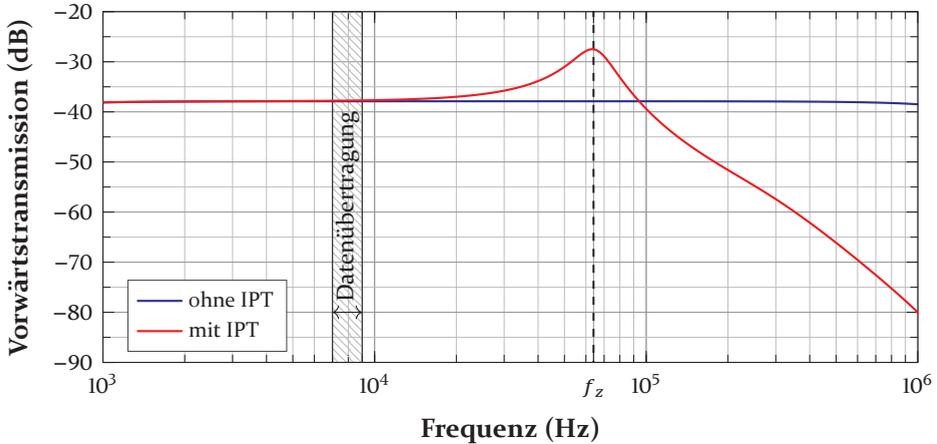


Abbildung 3.31: Simulation des geteilten Kanals zwischen den FW für System 2.

Beim gesamten Datenkanal zeigt sich ebenfalls ein gleiches Verhalten wie für System 1, da die Systeme auch nahezu identisch aufgebaut sind. Die Vorwärtstransmission zwischen 7 kHz und 9 kHz liegt mit einer Schwankung von 2,4 dB zwischen 1,1 dB und -1,3 dB. Mit Leistungsübertragung ergibt sich die gleiche Schwankung, aber die absoluten Werte liegen um 0,2 dB höher. Die Resonanzfrequenz liegt bei 7,8 kHz.

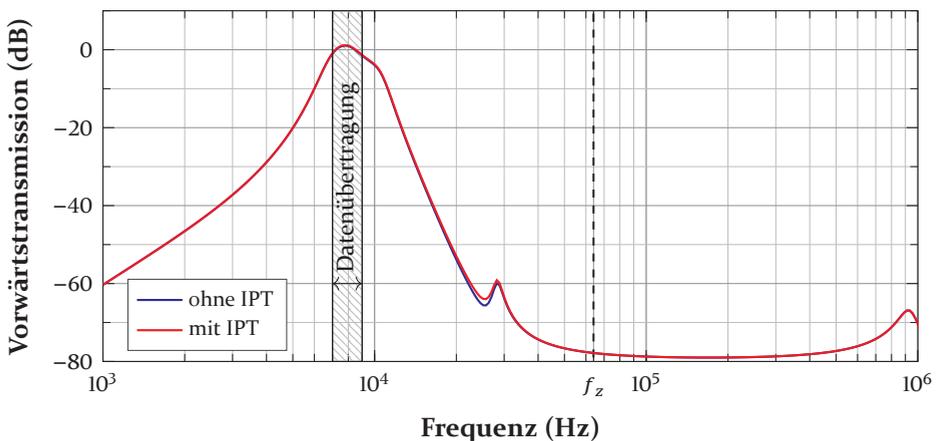


Abbildung 3.32: Simulation des gesamten Datenkanals für System 2.

Abbildung 3.33 zeigt den Pegelplan für die Simulation von Systems 2. Gut erkennbar ist hier der deutlich höhere Koppelfaktor, wodurch im Bereich der Übertragungsspulen kaum eine Dämpfung erkennbar ist.

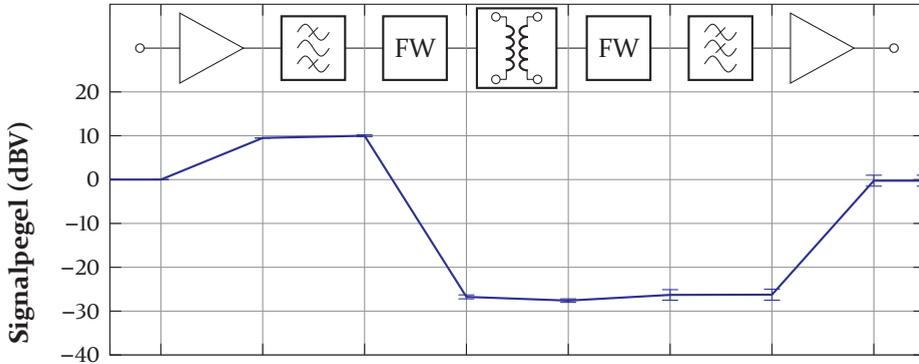


Abbildung 3.33: Pegelplan für System 2.

Die Simulation des geteilten Kanals für System 3 ist in Abbildung 3.34 dargestellt.

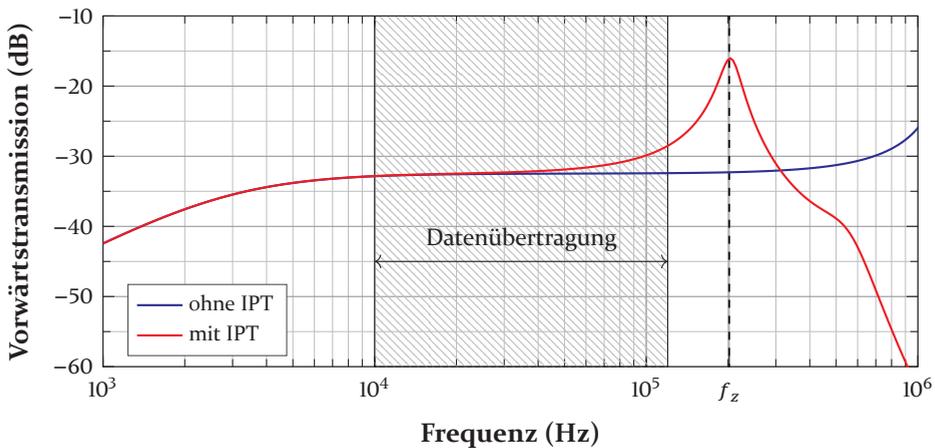
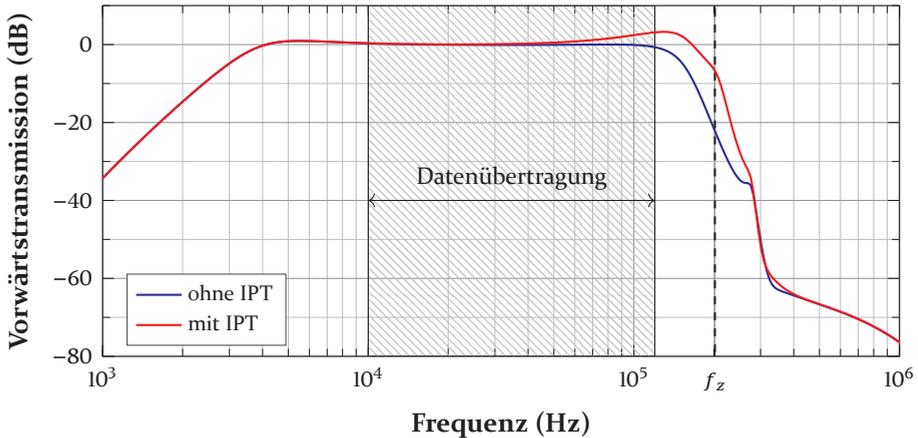


Abbildung 3.34: Simulation des geteilten Kanals zwischen den FW für System 3.

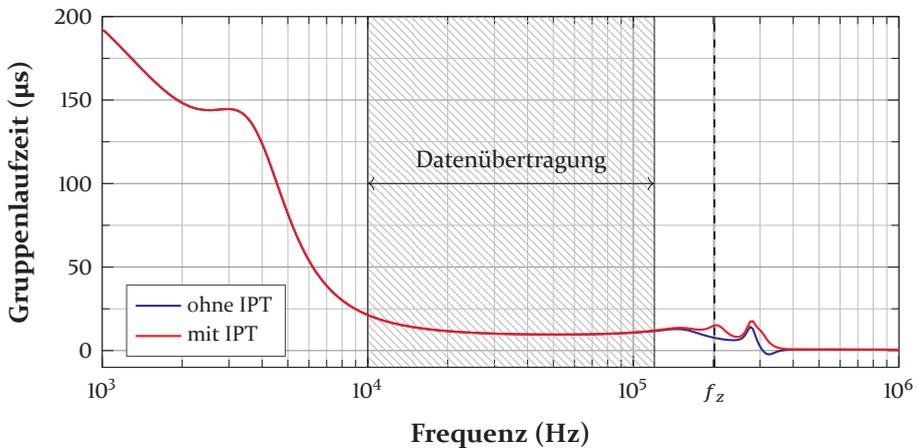
Neben dem geplanten Datenübertragungsband von 10 kHz bis 120 kHz ist die in Kapitel 3.3.3 für eingeschaltete Leistungsübertragung ausgelegte Störfrequenz von 202 kHz eingezeichnet. Diese, sowie der Großteil des resultierenden Anstiegs, liegt außerhalb des Nutzbandes. Dennoch verursacht die Resonanz, verglichen mit ausgeschaltetem IPT-System, ab ca. 30 kHz einen

Anstieg der Übertragungsfunktion. Bei einer Frequenz von 120 kHz beträgt dieser bereits 4 dB.

In Abbildung 3.35 ist die Vorwärtstransmission sowie die Gruppenlaufzeit für den gesamten Kanal dargestellt. Ohne eingeschaltetes IPT-System zeigt der Kanal einen sehr geradlinigen Verlauf. Die Schwankung beträgt dabei nur 0,8 dB und liegt zwischen  $-7,9$  dB und  $-8,7$  dB, wodurch ein sehr konstanter Kanal zur Verfügung gestellt wird.



(a) Übertragungsfunktion.



(b) Gruppenlaufzeit.

Abbildung 3.35: Simulation des gesamten Datenkanals für System 3.

Die in Abbildung 3.34 gezeigte Kanalveränderung durch das Einschalten der Leistungselektronik ist bei der Kurve mit IPT noch deutlich zu sehen. Die Resonanzfrequenz ist allerdings nur noch dadurch auszumachen, dass der Verlauf nach einem kurzen Anstieg aufgrund der Filterwirkung stark abfällt. Allerdings ist dieser Anstieg, der sich im Durchlassbereich des geplanten Kommunikationsband befindet, zu Abbildung 3.34 kaum verändert. Dieser bewirkt auch im gesamten Kanal einen Anstieg von 3,7 dB bei 120 kHz. Damit beträgt die Schwankung über den kompletten Frequenzbereich der Datenübertragung 3,3 dB. Dieser Wert ist immer noch vertretbar und, da es sich um eine vereinfachte Simulation handelt, muss für eine abschließende Bewertung die Messung betrachtet werden.

Die maximale Gruppenlaufzeitschwankung im Frequenzband der Datenübertragung ist für beide Fälle nahezu gleich groß und beträgt 11,7  $\mu\text{s}$  ohne bzw. 11,6  $\mu\text{s}$  mit IPT-System. Dies liegt deutlich unter der in Kapitel 3.3.3 definierten maximal zulässigen Schwankung von 58  $\mu\text{s}$ .

Wenn nur bei aktiver Leistungsübertragung kommuniziert werden soll, könnte die Grenzfrequenz der Filter angepasst werden, um nicht nur einen geradlinigen Verlauf zu erhalten, sondern mit einer geschickten Auslegung der Störfrequenz das nutzbare Frequenzband der Datenübertragung zu erweitern.

Abschließend ist in Abbildung 3.36 der Pegelplan für die Simulation von System 3 gezeigt. Dieser unterscheidet sich zu den anderen Systemen vor allem durch das nicht resonante Verhalten, das am deutlichsten am passiven Filter und teilweise an der FW erkennbar ist. Zusätzlich ist die durch die Fehlerbalken angezeigte Schwankung, trotz des erheblich breiteren Frequenzbandes, sehr klein.

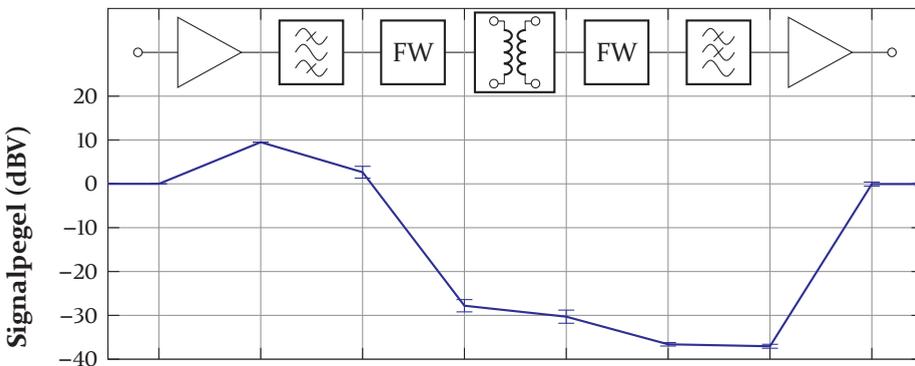


Abbildung 3.36: Pegelplan für System 3.

# KAPITEL 4

## Verifikation

In diesem Kapitel werden zu Beginn die Messmethoden vorgestellt, mit denen dann die zuvor beschriebenen Systemkomponenten zunächst einzeln gemessen werden. Im Anschluss werden die jeweiligen, zusammengebauten Systeme vorgestellt und ebenfalls gemessen.

### 4.1 Messmethoden

Dieses Kapitel beschreibt die verwendeten Messmethoden samt Messgeräten, die zu den später folgenden Messergebnissen geführt haben.

#### 4.1.1 Messung der Sättigung

Um die Sättigung der selbst gewickelten Induktivitäten näherungsweise zu bestimmen, wurde ein Testaufbau aufgebaut. Bei diesem wird an eine Reihenschaltung aus einem  $10\ \Omega$  Leistungswiderstand zur Strombegrenzung, einer Referenzinduktivität sowie dem zu testenden Prüfling (*Englisch: device under test*, DUT) ein Leistungs-Funktionsgenerator TOE 7741 [105] der Firma *TOELLNER Electronic* angeschlossen. Dieser kann Signale mit Frequenzen bis 100 kHz ausgeben und besitzt eine maximale Ausgangsleistung von 63 W. Als Referenzinduktivität dienen zwei parallel geschaltete 680  $\mu\text{H}$  Leistungsinduktivitäten der Firma *Coilcraft* (RFB1010-681L [106]). Diese haben jeweils einen Sättigungsstrom<sup>1</sup> von 0,75 A. Durch die Parallelschaltung verdoppelt sich dieser Wert. Der Messaufbau ist zur Verdeutlichung in Abbildung 4.1 gezeigt.

Am Funktionsgenerator wird eine 100 kHz Wechselspannung angelegt. Zusätzlich wird diese mit einer Gleichspannung überlagert, mit der ein Strom eingestellt wird. Dieser wird mit einem Digitalmultimeter der Firma *Gossen Metrawatt* (METRAHIT X-TRA [107]) gemessen. Die resultierende Gesamtspannung über beide Induktivitäten sowie die Spannung am DUT werden mit einem Oszilloskop der Firma *Rohde & Schwarz* (*R & S*) (HMO-3054 [108]) aufgezeichnet. Das Verhältnis der Spannung am DUT zur Spannungsdifferenz wird mit der Induktivität der Referenz multipliziert. Diese kann mit Hilfe

---

<sup>1</sup>Strom bei dem die Induktivität typischerweise 90 % vom Nennwert beträgt.

eines LCR-Meters der Firma *Keysight Technologies* (*Keysight*) (U1733C [109]) bei 100 kHz bestimmt werden.

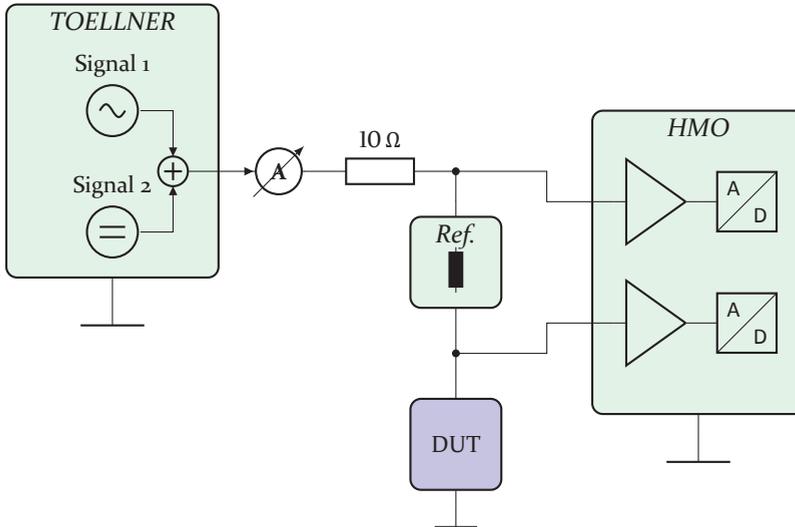
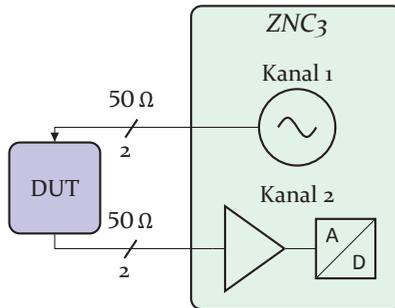


Abbildung 4.1: Messaufbau für die Sättigungsmessung von Induktivitäten.

### 4.1.2 Messung der Übertragungsfunktion

Um die Übertragungsfunktion eines Systems zu messen, ist ein Netzwerkanalysator (NWA) das bevorzugte und akkurateste Messmittel. Dieser kann allerdings nur verwendet werden, wenn das System auf  $50\ \Omega$  angepasst ist, der Messbereich übereinstimmt und die Ausgangsleistung innerhalb der Spezifikation des NWA liegt. Da in diesen Systemen (für diese Geräte) sehr niedrige Frequenzen zum Einsatz kommen, eignet sich am ehesten der ZNC<sub>3</sub> der Firma *R & S* [110]. Dieser kann von Frequenzen von 9 kHz bis 3 GHz verwendet werden, was für die meisten Messungen immer noch zu hoch ist. In Abbildung 4.2 ist der Messaufbau mit dem NWA und einem DUT gezeigt.

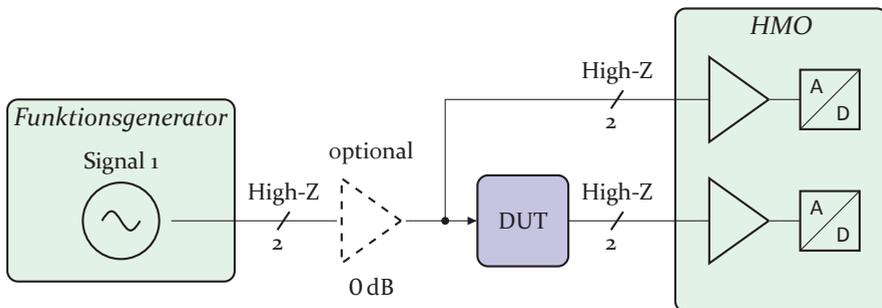
Ein Großteil der Systemkomponenten können aufgrund der erwähnten Voraussetzungen nicht mit dem NWA gemessen werden. Um die Systeme trotzdem messen zu können, werden Sinusschwingungen mit einem Funktionsgenerator der Firma *Keysight* (33622A [111]) erzeugt und auf das zu messende DUT gegeben. Dabei wird die Frequenz der Sinussignale im gewünschten Bereich erhöht. Der Funktionsgenerator kann dabei Signale bis 120 MHz erzeugen.



**Abbildung 4.2:** Messaufbau für die Charakterisierung mit Netzwerkanalysator.

Das resultierende Eingangs- sowie Ausgangssignal der Messschaltung wird mit einem Oszilloskop der Firma R & S (HMO-3054 [108]) aufgezeichnet. Die Signalansteuerung sowie Messung und Auswertung werden durch ein automatisiertes Skript in MATLAB gesteuert. Dabei werden die Effektivwerte des Ausgangssignals und Eingangssignals ins Verhältnis gesetzt.

Für passive Schaltungsteile reicht die maximale Ausgangsleistung des Funktionsgenerators von 250 mW nicht aus, weshalb zum Treiben zusätzlich noch eine optionale Verstärkerstufe nötig ist. Dazu wird der in den Systemen als Sendeverstärker verwendete OPA551 genutzt. Dieser ist mit zwei 1-kOhm-Widerständen als invertierender Verstärker aufgebaut und besitzt daher eine Verstärkung von 0 dB. Der Messaufbau ist zur Verdeutlichung in Abbildung 4.3 dargestellt.



**Abbildung 4.3:** Messaufbau für die Charakterisierung mit Quelle und Oszilloskop.

Um die Messmethode zu verifizieren, wurde eine Vergleichsmessung mit dem NWA sowie dem Oszilloskop durchgeführt. Dazu wurde der optionale Sendeverstärker auf 50  $\Omega$  angepasst und gemessen. Die resultierenden Übertragungsfunktionen sind in Abbildung 4.4 dargestellt.

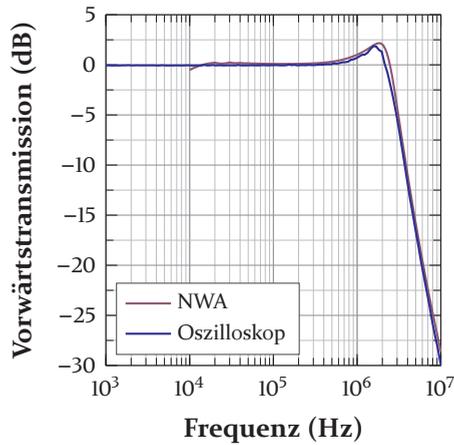


Abbildung 4.4: Messung des Sendeverstärkers für Messzwecke.

Die beiden Kurven stimmen dabei sehr gut überein. Aufgrund der genannten unteren Grenzfrequenz beginnt die Messung mit dem NWA allerdings erst bei 10 kHz. Dies zeigt, dass die Messung mit dieser Methode belastbare Ergebnisse liefert.

Zusätzlich zeigt sich, dass das Sendesignal mit diesem OPV verstärkt werden kann. Allerdings muss beachtet werden, dass bei ca. 2 MHz ein Überschwinger von ca. 2,2 dB besteht. Solange die Ausgangsspannung aber unterhalb der Versorgungsspannung bleibt, sollte dies kein Problem darstellen. Allerdings fällt ab 2 MHz die Verstärkung drastisch ab, was auf das GBWP zurückzuführen ist. Dies hat zur Folge, dass die Messdynamik in diesem Bereich deutlich niedriger ist.

Diese Methode erreicht aufgrund von Messrauschen und Umwelteinflüssen allerdings in keiner Weise die gleiche Messdynamik eines NWA, weshalb dieser zu bevorzugen ist. Auch ist nicht die gleiche Frequenz-Selektivität gegeben.

## 4.2 Systemkomponenten

In diesem Kapitel werden die in Kapitel 3.4 simulierten Systemkomponenten aufgebaut und messtechnisch erfasst.

### 4.2.1 Frequenzweiche

In Abbildung 4.5 ist die mit dem Oszilloskop gemessene Vorwärtstransmission für System 1 und 2 gezeigt. Zusätzlich musste dabei der optionale Verstärker verwendet werden. Dabei liegt die Spitze der Resonanzen der verschiedenen FW aufgrund der Bauteiltoleranzen zwischen 7 kHz und 8 kHz, was sehr gut mit der Auslegung übereinstimmt. Die Dämpfung des Datenübertragungsbereichs liegt für die Primärseite der Ladestation zwischen  $-5,3$  dB und  $-8,0$  dB. Für die Sekundärseite liegt sie zwischen  $-1,9$  dB und  $-4,5$  dB. Beim Kugellagersystem liegt sie zwischen  $1,7$  dB und  $-1,1$  dB. Damit ergibt sich für alle Systeme eine Schwankung zwischen  $2,6$  dB und  $2,8$  dB. Alle Systeme sind etwas stärker gedämpft als in der Simulation, was auf die realen Bauteile zurückzuführen ist. Bei der Schwankung zeigt sich dabei zusätzlich ein homogeneres Bild. Bei den jeweiligen Schaltfrequenzen der IPT Systeme konnte für die Ladestation primärseitig eine Dämpfung von  $55,9$  dB bzw. sekundärseitig  $54,5$  dB gemessen werden. Diese Werte stimmen sehr gut mit der Simulation überein, die nur um  $1,8$  dB bzw.  $0,2$  dB darunter liegen.

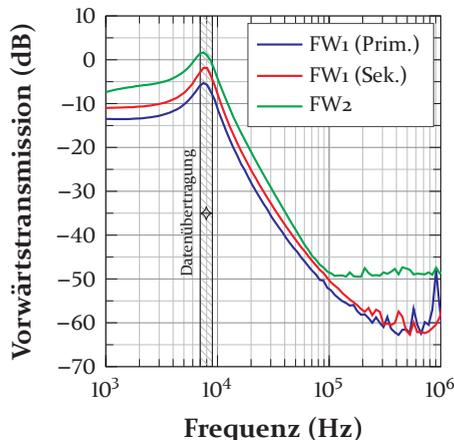
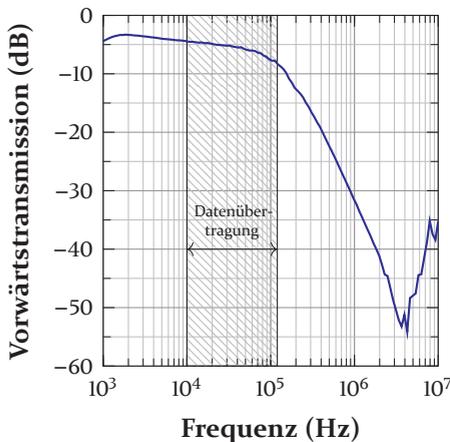


Abbildung 4.5: Messung der Frequenzweiche für System 1 und 2.

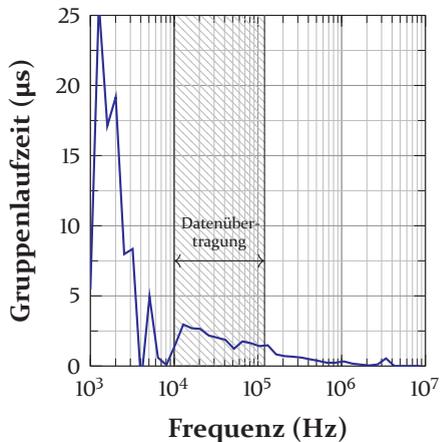
Beim Kugellagersystem wurde ein Wert von knapp  $49$  dB gemessen, welcher um  $12,5$  dB unter dem der Simulation liegt. Allerdings sieht man deutlich, dass

dieser Wert schon stark im Messrauschen liegt. Aus dem Kurvenverlauf kann daher davon ausgegangen werden, dass der reale Wert nochmals niedriger liegt. Dies tritt bei dieser Messung früher ein, da aufgrund des höheren Spitzenwerts mit einer niedrigeren Eingangsspannung gemessen werden musste. Zusammenfassend kann aber gesagt werden, dass diese Werte eine sehr gute Dämpfung darstellen, und sich der Kurvenverlauf gut mit der Simulation deckt.

Für System 3 ist die Vorwärtstransmission sowie die Gruppenlaufzeit, da diese nur für dieses System relevant ist, in Abbildung 4.6 dargestellt. Bei der Schaltfrequenz von 500 kHz ergibt sich eine Dämpfung von 22,5 dB, was sehr gut mit den 23 dB der Simulation und der definierten Vorgabe übereinstimmt. Im Kommunikationsband beträgt die Dämpfung bei 10 kHz 4,5 dB und fällt kontinuierlich auf 8,3 dB für 120 kHz. Dies bedeutet, dass sich eine Schwankung von 3,8 dB im gesamten Frequenzband einstellt. Damit liegt es etwas über den 2,8 dB der Simulation, stellt aber trotz der Breite ein sehr konstantes Band dar. Dies zeigt sich auch bei der Gruppenlaufzeit in Abbildung 4.6b. Diese beträgt 3  $\mu\text{s}$  bei 12,8 kHz und 1,4  $\mu\text{s}$  bei 120 kHz. Dies bedeutet, dass die FW nur eine Schwankung von etwas über 1,6  $\mu\text{s}$  hervorruft. Diesen Wert ergab auch die Simulation, wobei die absoluten Werte um 0,1  $\mu\text{s}$  niedriger lagen.



(a) Übertragungsfunktion.



(b) Gruppenlaufzeit.

Abbildung 4.6: Messung der Frequenzweiche für System 3.

### 4.2.2 Sende-Empfangs-Umschalter

In Abbildung 4.7 ist die gemessene Durchlasskurve des Sende-Empfangs-Umschalters dargestellt. Dabei wurde dieser separat aufgebaut und für Messzwecke mit einem  $50\ \Omega$  Widerstand abgeschlossen. Die Messung wurde mit dem Oszilloskop aufgenommen, wobei der optionale Verstärker mit verwendet wurde.

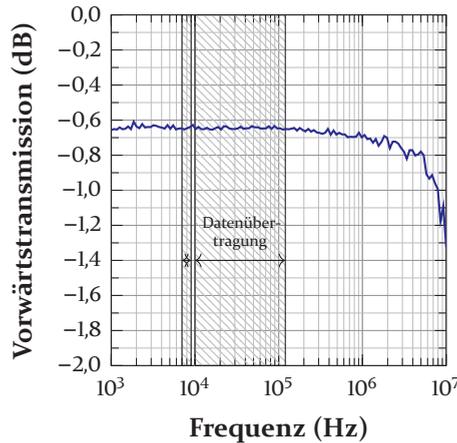


Abbildung 4.7: Messung des durchgeschalteten Sende-Empfangs-Umschalters.

Über den gesamten gemessenen Frequenzbereich liegt die Dämpfung zwischen 0,6 dB und 1,3 dB. Ab ca. 200 kHz beginnt die Dämpfung dabei leicht abzufallen und ab ca. 4 MHz fällt sie sehr stark ab. Hier ist es aber auf die ab ca. 2 MHz stark abnehmende Verstärkung des Verstärkers zurückzuführen, da dadurch die Messgenauigkeit leidet. Die gemittelte Dämpfung für Frequenzen bis 120 kHz beträgt dabei 0,64 dB. Mit dem  $50\ \Omega$  Abschlusswiderstand ergibt sich dadurch ein Gesamtwiderstand von  $53,8\ \Omega$ . Der Durchlasswiderstand für den Sende-Empfangs-Umschalter beträgt damit  $3,8\ \Omega$  und liegt also etwas unter der Datenblattangabe von typischerweise  $5\ \Omega$ .

### 4.2.3 Passives Filter

In Abbildung 4.8 ist die gemessene Übertragungsfunktion für die passiven Filter aus System 1 (jeweils für Primär- und Sekundärseite) sowie System 2 dargestellt. Als Messmethode wurde das Oszilloskop samt zusätzlichem Verstärker verwendet. Alle Kurven weisen einen gleichen Verlauf auf. Die Resonanzfrequenz liegt dabei für alle Systeme leicht über 9 kHz. Der gewünschte Frequenzbereich von 7 kHz bis 9 kHz liegt aber bei allen Kurven noch außerhalb des starken Abfalls und erfährt eine Schwankung in der Dämpfung von rund 1.2 dB. Damit liegen sie für System 1 unter den Werten der Simulation und für System 2 etwas höher.

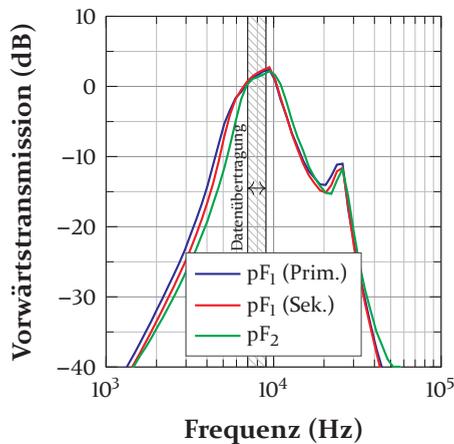
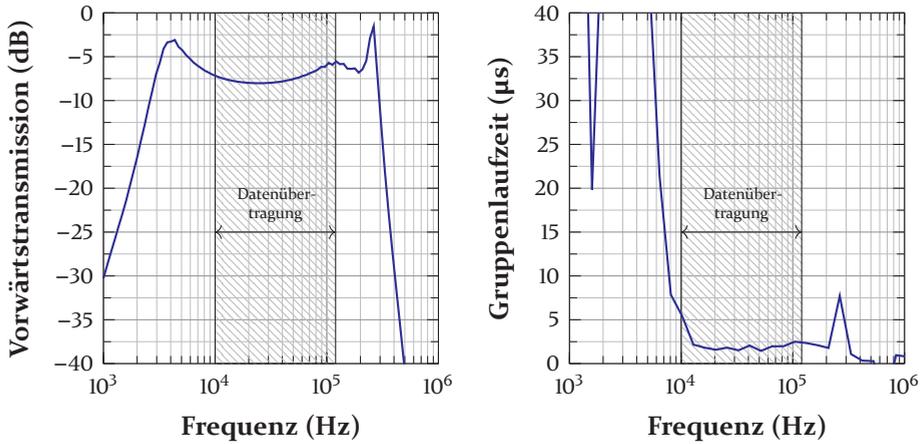


Abbildung 4.8: Messung des passiven Filters für System 1 und 2 in Senderichtung.

Für System 3 ist die gleiche Messung in Abbildung 4.9a dargestellt. Im Bereich der Kommunikation besitzt die Kurve bei 24 kHz mit  $-8,0$  dB ihren tiefsten Wert und steigt bei 120 kHz mit ca.  $-5,5$  dB auf den höchsten Wert. Damit ergibt sich eine Schwankung von nur 2,5 dB, die nochmals unter den 2,9 dB der Simulation liegt. Die dazugehörige Gruppenlaufzeit ist in Abbildung 4.9b dargestellt. Diese besitzt anfangs einen relativ hohen Wert, der aber noch vor dem Kommunikationsbereich stark abfällt und bei 10 kHz bereits nur noch  $5,4 \mu\text{s}$  besitzt. Ab ca. 16 kHz bis 200 kHz bewegt sie sich zwischen Werten von  $2,5 \mu\text{s}$  und  $1,4 \mu\text{s}$ . Damit ergibt sich für den Kommunikationsbereich durch den passiven Filter nur eine Schwankung von maximal  $4,0 \mu\text{s}$ . Diese Werte liegen damit unter denen der Simulation, bei der sich eine Schwankung von  $5,3 \mu\text{s}$  ergab.



(a) Übertragungsfunktion vorwärts.

(b) Gruppenlaufzeit vorwärts.

Abbildung 4.9: Messung des passiven Filters für System 3.

Messtechnisch kann das passive Filter in Rückwärtsrichtung nicht direkt charakterisiert werden, da dieses als Last einen OPV besitzt. Dieser würde mit eingeschalteter Versorgungsspannung der Messung entgegenwirken und unversorgt ein anderes Verhalten zeigen. Allerdings zeigt die Simulation, dass sich ein nahezu identischer, jedoch wesentlich schwächer gedämpfter, Verlauf ergibt, wenn der OPV durch einen Kurzschluss ersetzt wird und am vorherigen Knoten gemessen wird. Zur Verdeutlichung ist der Messpunkt in Anlehnung an Abbildung 3.8 in Abbildung 4.10 dargestellt.

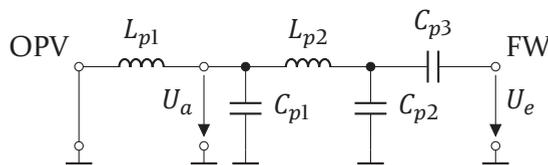


Abbildung 4.10: Ersatzschaltbild des passiven Sendefilters zur Messung der rückwärtigen Übertragungsfunktion.

Die sich daraus ergebende Rückwärtstransmission ist jeweils simuliert und gemessen für System 1 und 2 in Abbildung 4.11a und für System 3 in Abbildung 4.11b dargestellt. Verglichen mit Abbildung 3.20 zeigt sich dabei für System 1 und 2 ein um 40 dB und für System 3 ein um 37 dB schwächer gedämpftes Signal. Die Messung zeigt dabei je nach System bis ca. 200 kHz bzw. 2 MHz einen nahezu deckungsgleichen Verlauf zur Simulation, bei dem lediglich die Resonanzspitzen etwas stärker gedämpft sind. Für höhere Fre-

quenzen zeigt sich ein schwächerer Abfall bzw. sogar ein Anstieg, welcher neben der niedrigen Dämpfung auf frequenzabhängige und parasitäre Effekte zurückzuführen ist, die jedoch außerhalb des relevanten Bereichs liegen. In der Messung (Simulation) ergibt sich dadurch bei 150 kHz eine Dämpfung von 41,8 dB (43,6 dB), bei 180 kHz von 44,9 dB (47,0 dB) und bei 500 kHz von 14,3 dB (14,9 dB). Spätestens mit den zusätzlichen 37 dB bzw. 40 dB zeigen diese Werte, dass der OPV ausreichend vor den durch die Leistungsübertragung hervorgerufenen restlichen Störspannungen geschützt ist.

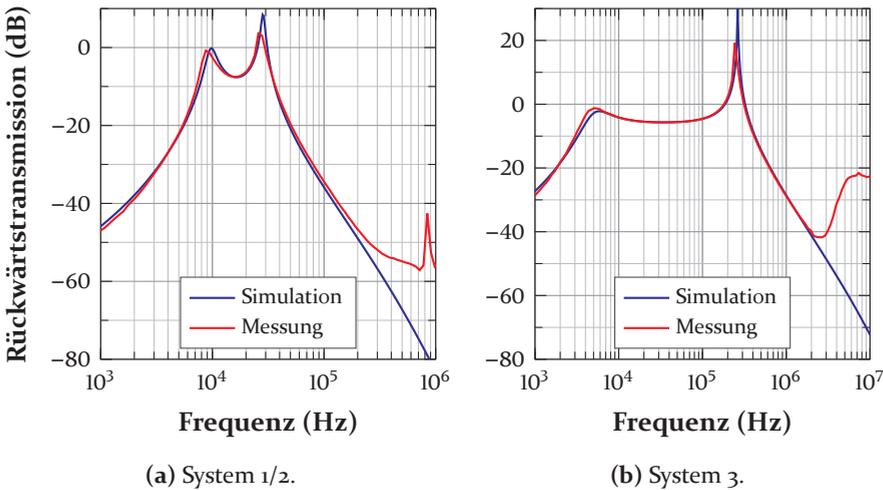


Abbildung 4.11: Simulation und Messung des passiven Filters rückwärts am vorherigen Knoten.

#### 4.2.4 Aktives Filter

In Abbildung 4.12 ist die gemessene Übertragungsfunktion für das Filter 4. Ordnung gezeigt. Diese konnte sowohl mit dem NWA als auch mit dem HMO aufgenommen werden. Der Verlauf der beiden Messungen ist bis ca. 60 kHz nahezu deckungsgleich. Für höhere Frequenzen beträgt die Dämpfung mehr als 50 dB, wodurch sich das Rauschen bei der Oszilloskopmessung deutlich bemerkbar macht. Die Grenzfrequenz liegt bei ca. 15,1 kHz für die NWA Messung bzw. bei ca. 14,2 kHz für die Messung mit dem Oszilloskop und stimmt damit sehr gut mit den 14,3 kHz der Simulation überein. Für eine Schaltfrequenz von 150 kHz wird dadurch eine Dämpfung von 77 dB mit dem NWA und von ca. 54 dB mit dem Oszilloskop erreicht. Bei 180 kHz ergibt sich für das Oszilloskop keine Veränderung und der vom NWA gemessene Wert

liegt mit 79 dB nochmals etwas niedriger. Damit zeigt sich, dass die Simulation etwas schärfer abfällt und dadurch eine um 5 dB bzw. 10 dB stärkere Dämpfung aufweist, aber trotzdem sehr gut mit der Messung übereinstimmt. Ab ca. 200 kHz erreicht das Filter seine Grenze und fällt nicht mehr weiter ab bzw. steigt sogar leicht an.

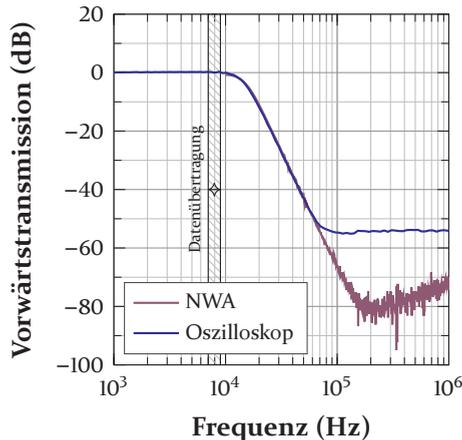
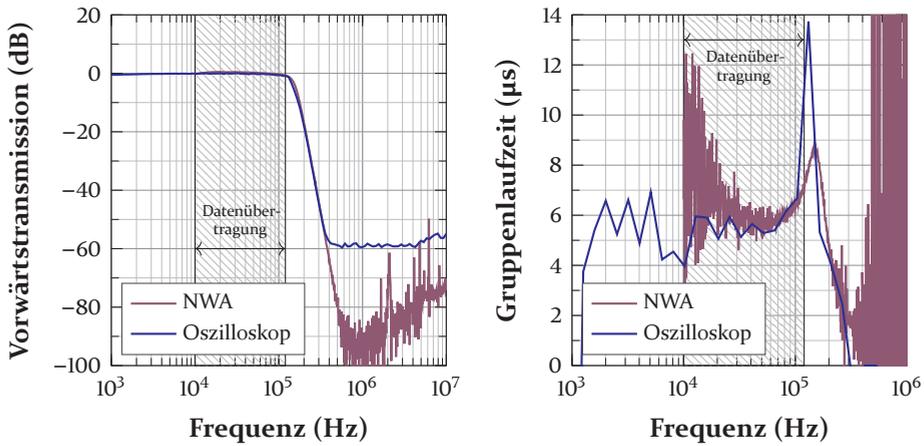


Abbildung 4.12: Messung des aktiven Filters 4. Ordnung.

In Abbildung 4.13a ist die Übertragungsfunktion für das in System 3 verwendete aktive Filter 8. Ordnung gezeigt. Die beiden Messungen zeigen bis ca. 350 kHz eine sehr gute Übereinstimmung. Für höhere Frequenzen zeigt sich wieder das gleiche Verhalten und die Dämpfung für die Oszilloskop-Messung liegt etwas über 60 dB. Die NWA-Messung fällt noch bis etwa 1 MHz weiter ab und beginnt, wie bereits in der vorherigen Messung und Simulation, leicht anzusteigen. Die ermittelte Grenzfrequenz liegt bei ca. 150 kHz für die NWA Messung bzw. bei ca. 140 kHz für die Messung mit dem Oszilloskop. Sie stimmt damit gut mit den ca. 148 kHz der Simulation überein. Für die Dämpfung bei der Schaltfrequenz von 500 kHz ergibt sich ein Wert von 79 dB bzw. 59 dB, wobei die NWA Messung den gleichen Wert wie die Simulation liefert. Im Kommunikationsband ergibt sich durch diese Grenzfrequenz eine Schwankung der Verstärkung von ca. 1,2 dB bzw. 1,0 dB. Die Gruppenlaufzeit ist in Abbildung 4.13b dargestellt. Die Schwankung beträgt dabei im Kommunikationsband ca. 3,0  $\mu$ s bzw. 6,0  $\mu$ s und liegt damit etwas über den 1,8  $\mu$ s der Simulation.



(a) Übertragungsfunktion.

(b) Gruppenlaufzeit.

Abbildung 4.13: Messung des aktiven Filters 8. Ordnung.

#### 4.2.5 Verstärker

Abbildung 4.14 zeigt die Messung des Sendeverstärkers für eine Verstärkung von 9,5 dB und Abbildung 4.15 den Empfangsverstärker für eine Verstärkung von 37 dB. Alle Messungen konnten nur mit dem Oszilloskop gemessen werden, da entweder der Ausgang nicht an  $50 \Omega$  angepasst werden konnte oder die Verstärkung viel zu hohe Ausgangsleistungen liefert. Da die Gruppenlaufzeit vernachlässigbar gering ist (vgl. Kapitel 3.4.5) und eine messtechnische Bestimmung damit sehr erschwert ist, wurde auf die Erfassung verzichtet.

Der Sendeverstärker wurde unbelastet sowie in den jeweiligen Systemen verbaut gemessen. Dabei zeigt sich, unabhängig von der Last, eine deutliche Überhöhung der Verstärkung um 1,7 dB im unbelasteten Zustand bzw. um 2,1 dB im belasteten Zustand. Dieses Verhalten konnte mit dem Simulationsmodell nicht gezeigt werden, ist aber nach [76] auf die sich mit steigender Frequenz einstellende Mitkopplung zurückzuführen. Diese entsteht, da sich eine Phasenverzögerung zwischen der Ausgangs- und der Eingangsspannung ergibt und der Verstärker dadurch überschwingt. Durch die unterschiedliche Belastung durch das passive Filter verschiebt sich auch die Frequenz samt Anstieg und Abfall, bei der die Überhöhung auftritt. Diesem Verhalten könnte durch eine Frequenzgang-Korrektur entgegen gewirkt werden, wodurch sich allerdings andere Nachteile wie eine reduzierte Bandbreite, Schleifenverstärkung und erhöhte Slew-Rate ergeben würden [76]. Da die Verstärkung in allen

Fällen innerhalb des jeweiligen Kommunikationsbandes bis 100 kHz konstant und bei System 3 bei 120 kHz um 0,1 dB erhöht ist, ist eine Kompensation nicht notwendig.

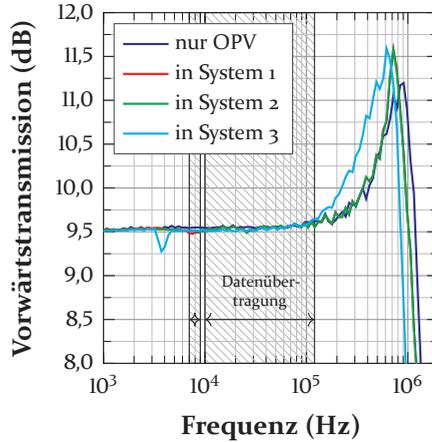


Abbildung 4.14: Messung des Sendeverstärkers.

Beim Empfangsverstärker ist die Verstärkung von 37 dB sehr konstant und zeigt erst bei 590 kHz einen Abfall um 3 dB, was deutlich über allen Kommunikationsfrequenzen liegt. Dieser liegt aber dennoch deutlich unter den 830 kHz der Simulation, was auf das zur Verfügung gestellte Simulationsmodell zurückzuführen ist.

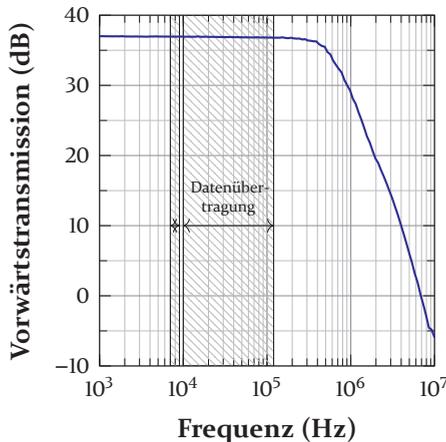


Abbildung 4.15: Messung des Empfangsverstärkers.

## 4.3 Gesamtsysteme

In diesem Kapitel werden die jeweiligen Hardwareaufbauten der Gesamtsysteme gezeigt und gemessen.

### 4.3.1 System 1: Ladestation

In Abbildung 4.17 ist die gesamte in der Ladestation verbaute Elektronik zu sehen. Diese besteht auf Primär- und Sekundärseite jeweils aus einer Koppelspule sowie einer Leistungselektronikplatine, in die die Kommunikationsplatine integriert wurde. Eine solche ist in Abbildung 4.17 als Detailansicht dargestellt und teilt sich in einen Hochspannungs- (rechts) und einen Niederspannungsteil (links) auf. Im Hochspannungsteil wurden die Kupferflächen komplett ausgespart, um die Möglichkeit eines Überschlagens zu verhindern. Die Spulen  $L_W$  sind dabei nach unten ausgeführt, um den Bauraum zu verkleinern. Sekundärseitig werden diese mit dem Kühlkörper verbunden, während primärseitig eine aktive Kühlung verbaut ist. Der Niederspannungsteil beinhaltet die komplette Analog- sowie die Kommunikationselektronik. Ein 4-poliger Stecker ermöglicht dabei die Spannungsversorgung als auch die Kommunikation mit dem restlichen System der Ladestation.



**Abbildung 4.16:** Gesamtansicht der Ladestation Schaltungen [112].

Da sich kommerzielle Induktivitäten, aufgrund des vorgegebenen Kernmaterials und der Verwendung von massivem Kupferdraht, im Betrieb zu stark erwärmen würden, werden die Spulen der Frequenzweiche selbst gewickelt. Als Kernmaterial soll N87 verwendet werden, das einen empfohlenen Frequenzbereich von 25 bis 500 kHz besitzt und damit für die Schaltfrequenz



**Abbildung 4.17:** Detailansicht der Platine mit der Kommunikationselektronik.

und die Oberwellen sehr gut geeignet ist [113]. Für die Kerngeometrie soll eine RM Struktur verwendet werden. Da ein RM 8 Kern viel zu groß ist, wurde aufgrund des begrenzten Bauraums ein RM 6 Kern der Firma *Epcos AG* gewählt [83]. Mit den Datenblattangaben und der Sättigungsmagnetisierung  $B_s$  kann dieser Kern bei einer Temperatur von  $100^\circ\text{C}$  nach Gleichung (2.38) eine Energie von

$$E = \frac{1}{2} B_{s,100^\circ\text{C}}^2 \frac{A_e^2}{A_L} = \frac{1}{2} \cdot (390\text{ mT})^2 \cdot \frac{(36,6\text{ mm}^2)^2}{2400\text{ nH}} = 42,4\text{ }\mu\text{J}$$

speichern. Daraus ergibt sich mit Gleichung (2.35) für eine 2 mH Induktivität ein maximaler Strom von 206 mA.

Da in der Simulation bereits ein Strom von 235 mA (vgl. Kapitel 3.4.1) fließt und es sich bei diesem Wert um den Strom handelt, bei dem die Induktivität bereits sehr stark abgesunken ist, ist dieser Wert deutlich zu niedrig. Da der größte Teil der Energie im Luftspalt einer Induktivität gespeichert wird, kann die Stromtragfähigkeit durch das Einbringen eines solchen deutlich erhöht werden. Um diesen zu berechnen, kann jeweils ein magnetischer Widerstand für den Kern ( $R_{mc}$ ) und den Luftspalt ( $R_{mg}$ ) mit Gleichung (2.32) gebildet werden.

$$R_{mc} = \frac{l_e}{\mu_0 \mu_i A_e} \quad R_{mg} = \frac{s}{\mu_0 A_e} \quad (4.1)$$

Dabei stellt  $s$  die Länge des Luftspalts dar. Bildet man mit Gleichung (2.34) eine Reihenschaltung aus den beiden Widerständen, ergibt sich für  $A_L$  die folgende Formel:

$$A_L = \frac{1}{R_m} = \frac{1}{R_{mc} + R_{mg}} \stackrel{(4.1)}{=} \frac{1}{\frac{l_e}{\mu_0 \mu_i A_e} + \frac{s}{\mu_0 A_e}} = \frac{\mu_0 A_e}{\frac{l_e}{\mu_i} + s} \quad (4.2)$$

Stellt man Gleichung (4.2) nun nach  $s$  um, erhält man:

$$s = \mu_0 \frac{A_e}{A_L} - \frac{l_e}{\mu_i} \quad (4.3)$$

Um den Luftspalt einzubringen, werden alle Flächen einer Kernhälfte mit Kaptonband beklebt. Dieses hat eine Dicke von  $60 \mu\text{m}$  [114]. Der standardmäßige Luftspalt lässt sich mit Gleichung (4.3) und dem angegebenen  $A_L$  von  $2400 \text{ nH}$  zu  $6 \mu\text{m}$  bestimmen. Mit Kaptonband sollte sich ein Luftspalt von  $126 \mu\text{m}$  ( $2 \cdot 60 \mu\text{m} + 6 \mu\text{m}$ ) ergeben, was nach Gleichung (4.2) zu

$$A_L = \frac{\mu_0 A_e}{\frac{l_e}{\mu_i} + s} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{N}}{\text{A}^2} \cdot 36,6 \text{ mm}^2}{\frac{28,6 \text{ mm}}{2200} + 0,126 \text{ mm}} = 330 \text{ nH}$$

führt. Die unbeklebte und die beklebte Kernhälfte ist in Abbildung 4.18 dargestellt.



Abbildung 4.18: Verwendete Kernhälften.

Mit so präparierten Kernen wurden Spulen gewickelt und deren Induktivität gemessen. Dabei ergab sich ein resultierendes  $A_L$  von durchschnittlich  $320 \text{ nH}$ . Mit Gleichung (4.3) bedeutet das, dass der Luftspalt  $131 \mu\text{m}$  beträgt und um  $5 \mu\text{m}$  von dem zuvor bestimmten Wert abweicht. Daher werden nach Gleichung (2.31) für die primärseitige  $2 \text{ mH}$  Induktivität  $79,5$  und für die sekundärseitige  $1,3 \text{ mH}$  Induktivität  $64$  Windungen benötigt. Da sich Anfang und Ende der Wicklung auf verschiedenen Seiten des Kerns befinden, muss es sich bei der letzten Windung konstruktionsbedingt immer um eine halbe handeln, weshalb sich sekundärseitig mit  $64,5$  Windungen eine Induktivität von ca  $1,33 \text{ mH}$  ergibt.

In Tabelle 4.1 ist die theoretisch speicherbare Energie nach Gleichung (2.38) und der daraus resultierende Maximalstrom für eine Induktivität mit 2 mH nach Gleichung (2.35) ohne und mit einem Luftspalt von 131  $\mu\text{m}$  angegeben.  $B_s$  beträgt laut Datenblatt 490 mT bei 25° C.

**Tabelle 4.1:** Berechnung des Maximalstroms einer 2 mH Induktivität [92].

	ohne Luftspalt		mit Luftspalt	
$T$ (° C)	25	100	25	100
$E$ ( $\mu\text{J}$ )	67.0	42.4	502.5	318.4
$I$ (mA)	259	206	708	564

Neben speziellen Kernen soll, anstelle eines Kupferdrahts, Litzendraht verwendet werden. Der Querschnitt der Einzeladern lässt sich nach Tabelle 2.3 auf einen Durchmesser von 0,079 bis 0,063 mm festlegen.

Eine 15 x 0,071 mm Litze mit einer Umspinnungslage besitzt nach Gleichung (2.40) einen maximalen Außendurchmesser von

$$D_a = p\sqrt{n}d_{a,max} + d_u = 1,26 \cdot \sqrt{15} \cdot 0,084 \text{ mm} + 0,040 \text{ mm} = 0,450 \text{ mm}.$$

Mit dem RM 6 Spulenkörper ergibt sich aus dem Datenblatt [83] für den Fall mit schlechtesten Toleranzen ein Wickelfenster von 6,2 mm x 2,475 mm, was eine Fläche von 14,88 mm<sup>2</sup> ergibt. Da es nicht möglich ist, diesen Platz restlos zu füllen, soll als realistische Abschätzung ein rechteckiger Leiter angenommen werden, der die Fläche vollständig ausfüllt. Damit könnten 75 Windungen realisiert werden. Dies ist ausreichend für die sekundärseitigen 64 Windungen, aber zu wenig für die primärseitig benötigten 79 Windungen, weshalb dort eine 10 x 0,071 mm Litze verwendet werden muss.



**Abbildung 4.19:** Gewickelte RM6-Spule mit Coilformer.

Bei den so gefertigten Spulen wurde die Sättigung mit der in Kapitel 4.1.1 beschriebenen Messmethode gemessen. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.20 dargestellt.

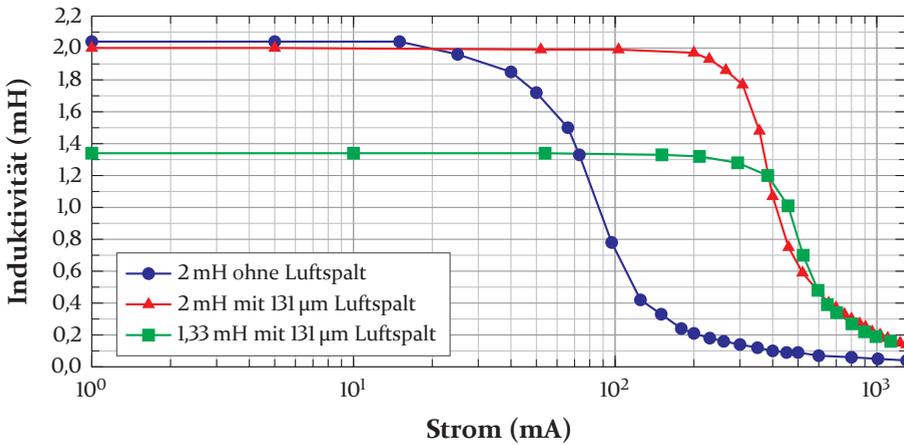


Abbildung 4.20: Messung der Induktivität von  $L_W$  mit RM6 Kern in Abhängigkeit vom Strom.

Dabei zeigt sich, dass die Induktivität der 2-mH-Spule ohne Luftspalt bei einem Strom von ca. 45 mA um 10 % und bei ca. 60 mA um 20 % sinkt. Durch den 131-µm-Luftspalt erhöht sich der Strom, bei dem der gleiche Effekt auftritt, auf ca. 300 mA bzw. 350 mA. Bei den sekundärseitigen 1,33-mH-Induktivitäten erhöht er sich auf ca. 380 mA bzw. 460 mA. Diese Werte liegen stark unter den in Tabelle 4.1 berechneten Werten, da die Spule bei diesen Werten bereits stark gesättigt ist. Die 2-mH-Spule ohne Luftspalt besitzt, verglichen mit dem Wert bei 25° C, nur noch 8 % ihres Nennwerts, mit Luftspalt sind es 18 %. Bei der 1,33-mH-Spule liegt der berechnete Wert bei 864 mA, was ebenfalls einem gemessenen Induktionswerts von 18 % entspricht.

Bei einer Leistungsübertragung von 3 kW zeigt eine Messung, dass primärseitig ein effektiver Strom von 181 mA und sekundärseitig von 210 mA fließt. Dies sichert einen ausreichenden Abstand zu den gemessenen Werten und gewährleistet die Funktion auch im Falle eines Fehlers.

Da das Gesamtsystem nur bei IISB eingebaut verfügbar ist, konnte der gesamte Datenkanal für System 1 nicht separat gemessen werden. Um doch eine Messung zur Verifikation zu haben, wurden die Platinen mit einer frühen Version der Übertragungsspulen getestet, die in Abbildung 4.21 dargestellt sind, und die Vorwärtstransmission mit diesen gemessen. Diese besitzen allerdings statt der Induktivität von 88 µH auf der Primär- und 97 µH auf der Sekundärseite nur 55,8 µH bzw. 55,0 µH. Um die deutlich niedrigere Induktivität etwas auszugleichen, wurde ein etwas höherer Koppelfaktor von 0,6 statt 0,5 gewählt. Dadurch ergibt sich für die Gegeninduktivität nach Gleichung (2.7) ein 28 % niedrigerer Wert von 33,2 µH statt 46,2 µH. Dies hat eine

zusätzliche Dämpfung des Datensignals von ca. 2,8 dB zur Folge. Durch diese veränderten Parameter ergibt sich ein geringfügig anderer Kurvenverlauf, der in Abbildung 4.22 dargestellt ist. Aufgrund der fehlenden Leistungselektronik kann hier die Kurve nicht mit eingeschaltetem IPT-System gemessen werden. In der Simulation (vgl. Abbildung 3.29) wurde aber gezeigt, dass sich die beiden Kurven kaum unterscheiden. Die Messung wurde mit dem Oszilloskop aufgezeichnet.



Abbildung 4.21: Übertragungsspulen für die Ersatzmessung in System 1.

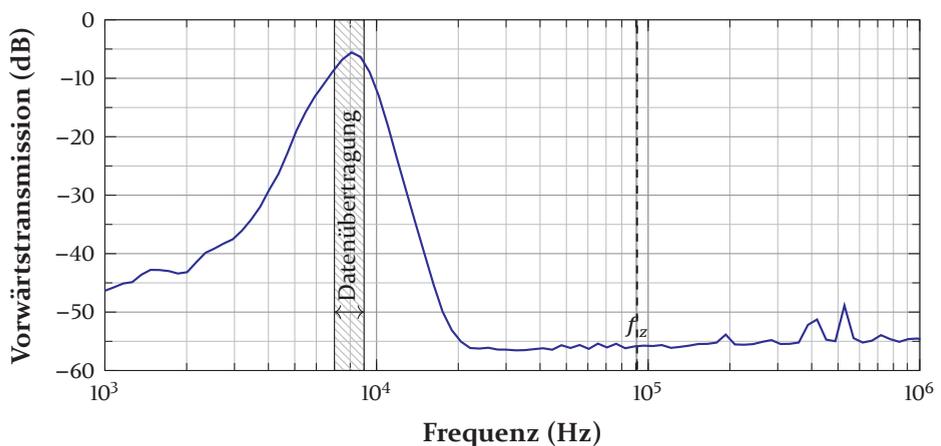
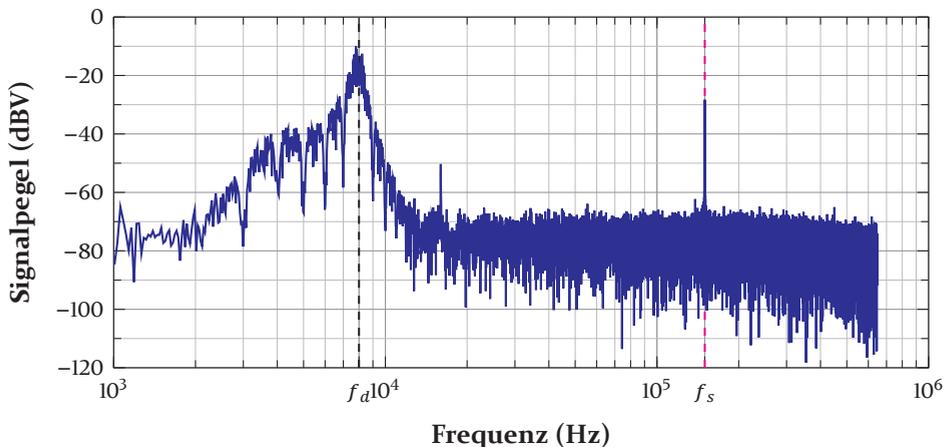


Abbildung 4.22: Messung des gesamten Datenkanals für System 1.

Es zeigt sich, dass die Resonanz des Systems genau bei 8 kHz liegt. Die Dämpfung beträgt am Resonanzpunkt  $-5,6$  dB. Im Bereich der Datenübertragung werden Werte zwischen  $-8,5$  dB und  $-5,6$  dB angenommen. Das bedeutet, dass die Schwankung mit  $2,9$  dB innerhalb der festgelegten Spezifikationen liegt.

Im IISB-System wurde ein empfangenes Datensignal bei gleichzeitiger Leistungsübertragung von  $3$  kW aufgezeichnet und eine Frequenzauswertung mit Hilfe der schnellen Fourier-Transformation (*Englisch: fast Fourier transformation, FFT*) vorgenommen. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.23 dargestellt. Dabei zeigt sich deutlich die Frequenz  $f_d$  der Datenübertragung bei  $8$  kHz sowie die stark gedämpfte Leistungsübertragung bei der Schaltfrequenz  $f_s$  von  $150$  kHz, die  $-28,3$  dB beträgt.



**Abbildung 4.23:** FFT des Empfangssignals für System 1 bei simultaner Leistungsübertragung.

Durch den vorgestellten Kanal mitsamt allen Filtern wird dabei ein SNR von  $36,4$  dB ohne und  $35,3$  dB mit gleichzeitiger  $3$  kW Leistungsübertragung erreicht. Zum Test der Datenübertragung wurde ein BPSK modulierte Signal übertragen, womit eine Datenrate von  $1$  kbit/s erreicht wurde [47]. Diese konnte sowohl mit als auch ohne gleichzeitige Leistungsübertragung erreicht werden. Dabei wurde ein EVM von  $6,63\%$  gemessen [115]. Dies macht die Kommunikation extrem tolerant gegen Störungen und es sind, insbesondere in Anbetracht der Dimension des Leistungssignals, exzellente Werte.

### 4.3.2 System 2: Kugellager

In Abbildung 4.24 ist ein drehfähiger Demonstrator des Kugellagersystems dargestellt. Dabei wurde die Entwicklung aller drei Projektpartner eingebunden und aus den übertragenen 20 W zu Demonstrationszwecken LEDs gespeist, deren Farbe über die im Rahmen dieser Arbeit vom LTE entwickelte Datenschnittstelle angepasst werden kann. Da die sekundärseitige Platine auf der Welle mitrotieren muss, ist sie rund ausgeführt und ist auf dem Bild die näher an den LEDs befindliche. In Abbildung 4.25 ist die Vorder- und Rückseite der sekundärseitigen Platine im Detail gezeigt. Bei der primärseitigen wurde eine angepasste Version der Ladestations-Platine verwendet.

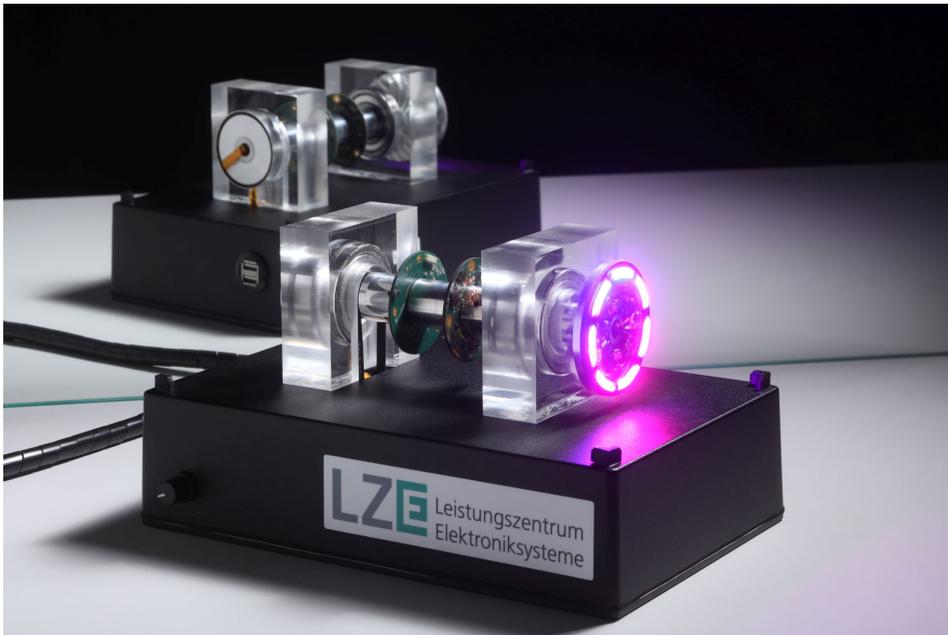


Abbildung 4.24: Gesamtansicht des rotierenden Kugellagersystems.

Abbildung 4.26 zeigt die Messung des gesamten Datenkanals für System 2 ohne und mit gleichzeitiger Leistungsübertragung. Zur Messung wurde die Messmethode mit Oszilloskop verwendet. Dabei zeigt sich bis zu einer Frequenz von ca. 13 kHz ein nahezu identischer Verlauf der beiden Messungen. Die geringste Dämpfung wird mit 0,6 bzw. 0,8 dB bei 8 kHz erreicht, womit der Punkt genau in der Mitte des Frequenzbands der Datenübertragung liegt. Die Schwankung des Kommunikationsbandes liegt für beide Fälle bei 2,1 dB und damit innerhalb der spezifizierten Toleranz. Ab Frequenzen über 170 kHz



Abbildung 4.25: Wellenplatte (Sekundärseite) mit der Kommunikationselektronik.

ist das gemessene Signal so gering, dass nur das Rauschen gemessen wird. Die Werte liegen in beiden Fällen unter  $-45$  dB im Fall ohne und unter  $-40$  dB im Fall mit IPT. Der Unterschied ist auf ein erhöhtes Rauschen aufgrund der verbleibenden Anteile des Leistungssignals zurückzuführen.

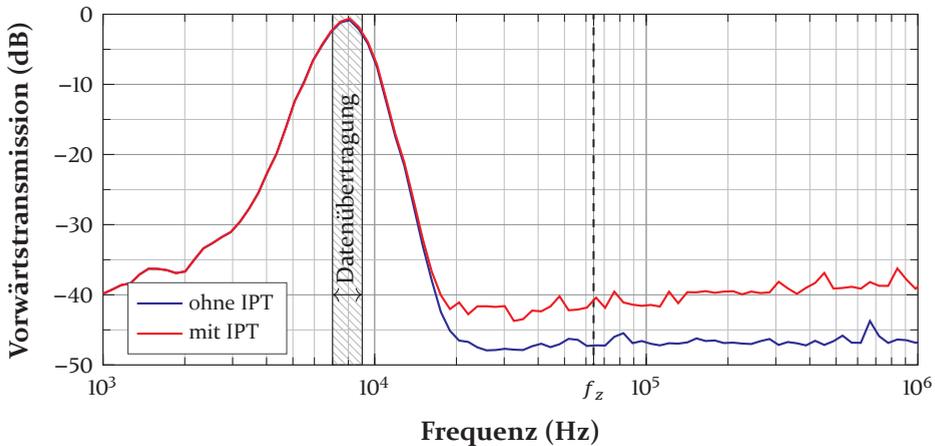


Abbildung 4.26: Messung des gesamten Datenkanals für System 2.

In Abbildung 4.27 ist die FFT des Empfangssignals für System 2 bei gleichzeitiger Leistungsübertragung dargestellt. Dabei kann das gesendete Datensignal bei einer Mittelfrequenz von 8 kHz und seinen 2 kHz Bandbreite deutlich

gesehen werden. Der Einfluss des Leistungssignals zeigt sich bei der Schaltfrequenz von 180 kHz, die allerdings stark gedämpft ist und nur  $-55$  dB beträgt.

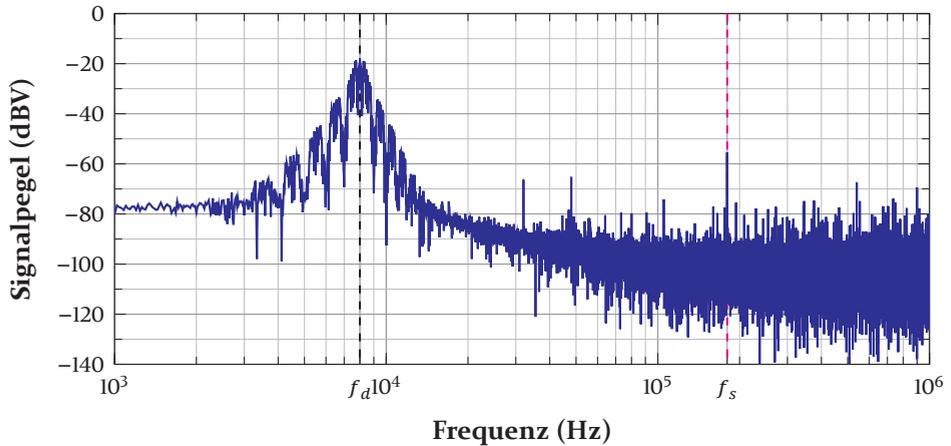


Abbildung 4.27: FFT des Empfangssignals für System 2 bei simultaner Leistungsübertragung.

Bei der Ermittlung des SNR ergab sich ohne IPT ein Wert von  $38,3$  dB. Durch eine gleichzeitige Leistungsübertragung von  $20$  W reduziert sich dieser Wert kaum auf  $37,3$  dB. Die Datenübertragung wurde, wie schon im Ladestationsystem, ebenfalls durch ein BPSK modulierte Signal getestet, womit eine Datenrate von  $1$  kbit/s mit einem EVM von  $2,23\%$  erreicht wurde [116]. Diese Werte zeigen, dass nahezu keine Störungen durch das IPT-System im Datenkanal hervorgerufen werden und dies eine sehr robuste und störungsfreie Kommunikation ermöglicht.

### 4.3.3 System 3: Universal-System

Um bei der Auslegung sowie den Untersuchungen maximale Freiheitsgrade zu ermöglichen, wurde in [119] ein Universal-IPT-System gebaut. Dieses wurde nach den in Kapitel 3.3.3 beschriebenen Auslegungen angepasst und um eine Kommunikation erweitert.

In Abbildung 4.28 ist das angepasste IPT-System dargestellt und alle relevanten Systemkomponenten beschriftet. Die Leistungsübertragung besteht dabei aus der Primärseite (mit dem WR, der Kompensation und dem primärseitigen  $\mu\text{C}$ ), den Übertragungsspulen, der Sekundärseite (mit der Kompensation und dem sekundärseitigen  $\mu\text{C}$ ) sowie einer Last (bestehend aus Ausgangsfilter, Lastwiderständen und Stromsensor). Die Elektronik für die Datenübertragung besteht dabei aus einer primär- und sekundärseitig identisch aufgebauten Kommunikationsplatine.

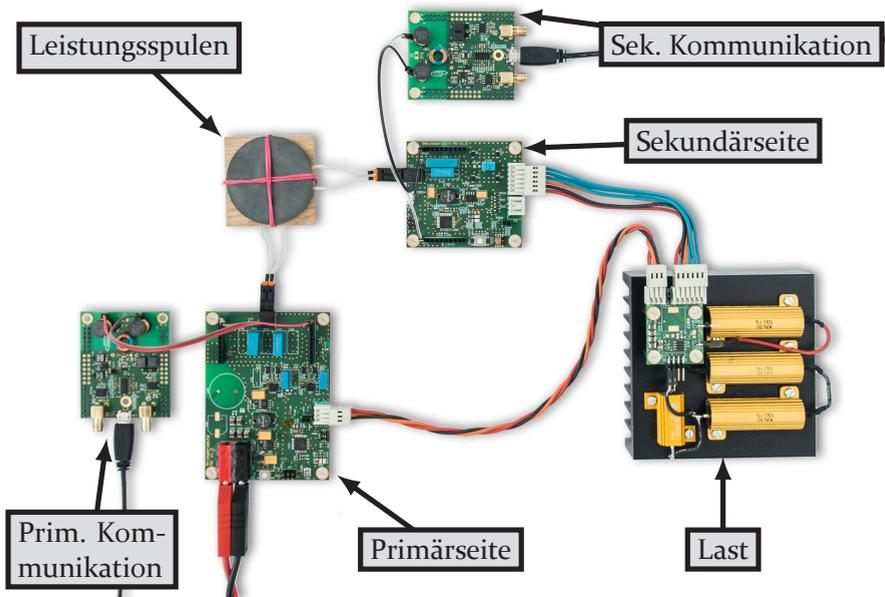


Abbildung 4.28: Gesamtaufbau des IPT-Systems 3 mit angeschlossener Kommunikation.

## Leistungsübertragung

In Abbildung 4.29 ist der gemessene Umschaltvorgang des WR im Detail dargestellt. Dies zeigt, dass das Signal des WR mit einer Frequenz von 500 kHz wie gewünscht erzeugt wird. Die Messung stimmt sehr gut mit der Simulation in Abbildung 3.14 überein und zeigt lediglich ein etwas induktiveres Verhalten.

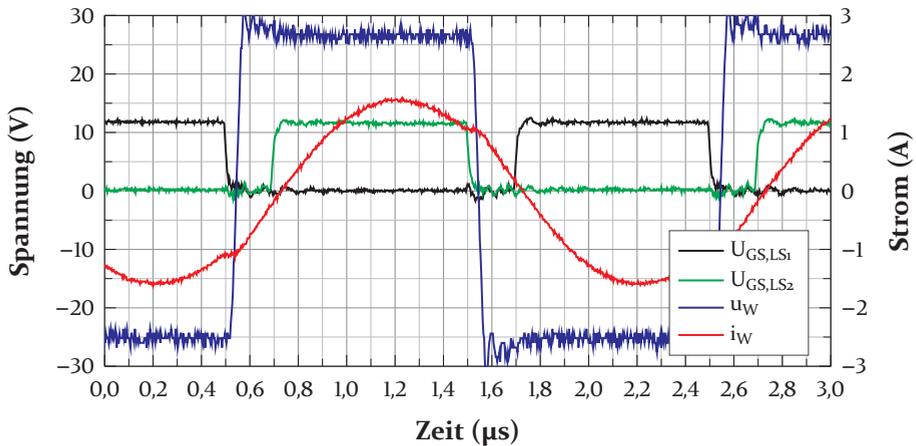


Abbildung 4.29: Messung des WR-Umschaltvorgangs [91].

Für eine Eingangsspannung von 26 V stellt sich eine Ausgangsspannung von 24,5 V ein. Die Eingangsleistung von 23,4 W führt zu einer Ausgangsleistung von 20,1 W und damit einem Wirkungsgrad von 86,0 % inklusive der Steuerelektronik. Die Messwerte sind in Abbildung 4.30 dargestellt. [91]

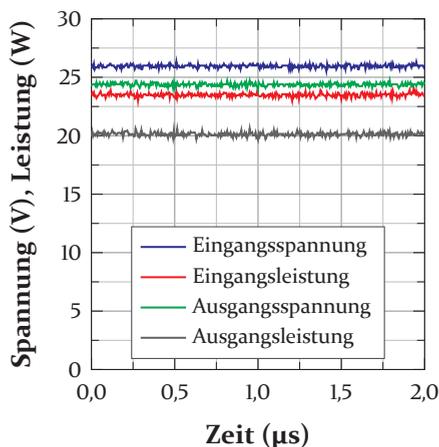


Abbildung 4.30: Messung der Ein-/Ausgangsspannung und -leistung [91].

## Kommunikation

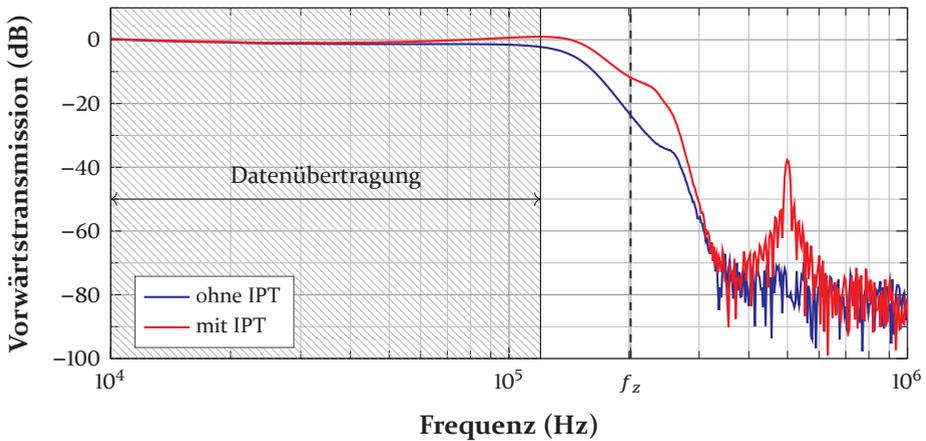
Abbildung 4.31 zeigt eine der Kommunikationsplatinen in Detailansicht. Da an die Induktivitäten der FW keine besonderen Anforderungen gestellt werden, wurden zwei 220- $\mu$ H-Spulen der Firma Würth Elektronik verwendet [117]. Der Analogteil kann über den USB-Anschluss versorgt werden. Das Datensignal kann über die SMA-Stecker ein- und ausgekoppelt werden. Über einen Pin kann der Sende-Empfangs-Umschalter durch Anlegen eines High- oder Low-Pegels auf Senden oder Empfangen gestellt werden. Alternativ kann dieser über Widerstände fest auf Senden/Empfangen gesetzt werden. Alle Signale sowie die Versorgung können auch durch die Pins auf der Unterseite erfolgen, die so ausgelegt sind, dass die Platine auch als Aufsteckplatine für eine  $\mu$ C-Platine verwendet werden kann.



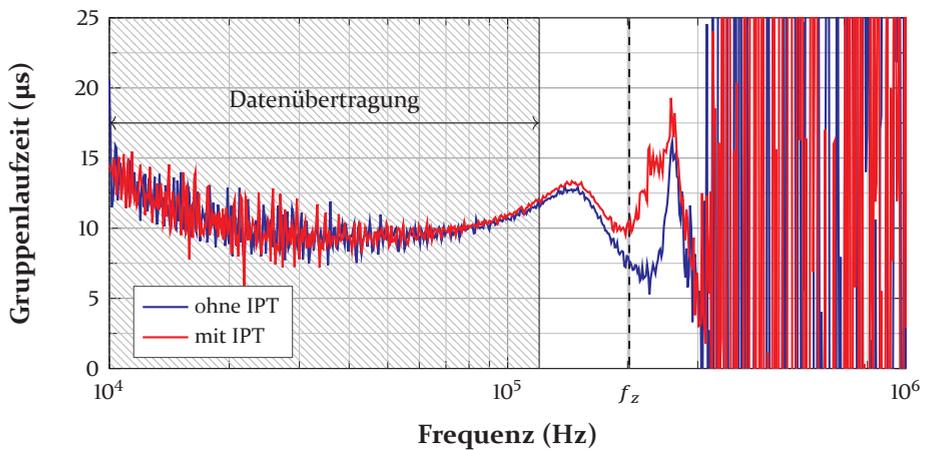
Abbildung 4.31: Foto einer Kommunikationsplatine.

In Abbildung 4.32 sind die Messergebnisse des gesamten Datenkanals für dieses System dargestellt. Diese konnten mit dem NWA aufgenommen werden, da Ein- und Ausgang bei diesem Aufbau an 50  $\Omega$  anpassbar sind und der relevante Messbereich über 9 kHz liegt, womit er vom NWA erfasst werden kann.

Die Dämpfung nimmt dabei ohne IPT Werte zwischen 0,3 dB bei 10 kHz und  $-2,3$  dB bei 120 kHz an. Für den Fall mit IPT liegt die anfängliche Dämpfung für 10 kHz bei 0,2 dB, fällt bei 36 kHz auf den Tiefwert von  $-0,7$  dB und steigt bei 120 kHz auf 0,9 dB an. Damit liegt die Schwankung ohne IPT bei geringen 2,6 dB und mit sogar nur bei 1,6 dB. Beide Schwankungen liegen daher unter der spezifizierten 3 dB Schwankung.



(a) Übertragungsfunktion.

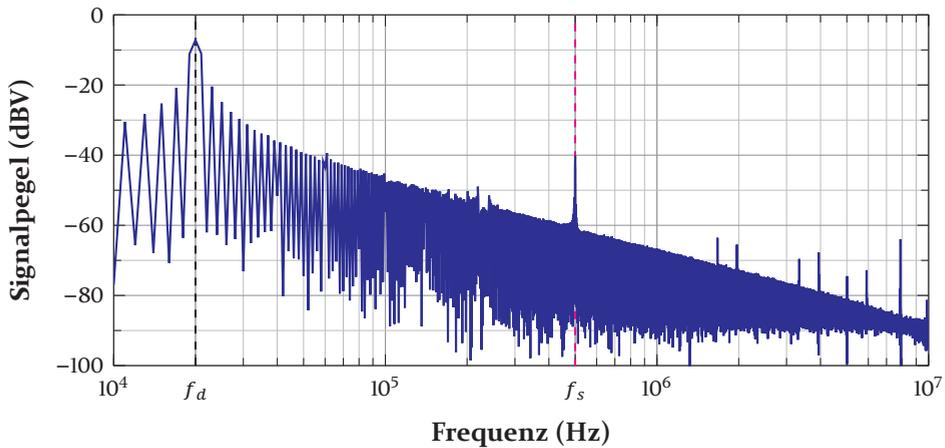


(b) Gruppenlaufzeit.

Abbildung 4.32: Messung des gesamten Datenkanals für System 3.

Die Gruppenlaufzeit zeigt für beide Fälle einen nahezu identischen Verlauf und liegt zwischen ca. 14 und 9  $\mu\text{s}$ . Damit beträgt die Schwankung nur ca. 5  $\mu\text{s}$ . Dies liegt deutlich unter der in Kapitel 3.3.3 definierten maximal zulässigen Schwankung von 58  $\mu\text{s}$ .

In Abbildung 4.33 ist die FFT des Empfangssignals für System 3 bei gleichzeitiger Leistungsübertragung dargestellt. Dabei wurde als Ersatz für ein Datensignal ein 20 kHz-Sinussignal verwendet. Bei 500 kHz sieht man den Einfluss des Leistungssignals deutlich. Dieses ist durch die Filterstrukturen sehr stark gedämpft und beträgt nur -40 dB.



**Abbildung 4.33:** FFT des Empfangssignals für System 3 bei simultaner Leistungsübertragung.

In diesem System wurden verschiedene Modulationsarten innerhalb der Forschungsgruppe auf ihre Performance getestet und in [91] veröffentlicht. Dabei wurde eine Trägerfrequenz von 70 kHz mit einer effektiven Bandbreite von 96 kHz verwendet. [91]

Entsprechend dieser Ergebnisse wurde 256-QAM mit Kanalkodierung als fehlerfreier Übertragungsmodus identifiziert, bei dem Übertragungsraten von 384 kbit/s erreicht wurden. Außerdem konnten keine Paketverluste gemessen werden und es wurde ein EVM von 1,91 % ohne bzw. 1,73 % mit gleichzeitiger Leistungsübertragung erreicht. [91]

Da ohne Kanalkodierung nur geringfügig, und auch nur ohne Leistungsübertragung, Bitfehler auftreten, kann die Datenrate maximiert und weiter auf 461 kbit/s erhöht werden. Dieses Verhalten ist auf das geringfügig konstantere Übertragungsband durch die Leistungsübertragung zurückzuführen, wie in Abbildung 4.32a dargestellt und beschrieben. Durch Ausnutzung der kompletten möglichen Bandbreite könnten diese Werte auch noch weiter gesteigert werden. [91]

Bei Messungen des SNR am Empfänger wurde ohne IPT ein sehr guter Wert von 32,4 dB gemessen. Durch gleichzeitige Leistungsübertragung von 20 W verringert sich dieser Wert nur marginal auf 30,6 dB, was eine sehr robuste und störungsfreie Kommunikation ermöglicht. [91]

# KAPITEL 5

## Diskussion

Die bisher dargestellten Messergebnisse sollen nun mit der Simulation, der Problemstellung und anderen veröffentlichten Systemen verglichen werden.

### 5.1 Vergleich der Messung mit der Simulation

In Abbildung 5.1 sind die simulierten Kurven und die gemessene Kurve für das Ladestationssystem aus den vorherigen Kapiteln zusammengefasst. Der allgemeine Verlauf der Kurven deckt sich gut. Die ausgelegte Resonanzfrequenz wird in der Messung sehr gut bei genau 8 kHz bestätigt, während die der Simulation um 0,5 kHz nach links verschoben ist. Die Dämpfung ist am jeweiligen Resonanzpunkt dabei mit 5,6 dB um 4,6 dB geringer als in der Simulation. Dies ist neben den anderen Spulen auf die realen Bauteile zurückzuführen. Die Schwankung ist in der Messung mit 2,9 dB auch um 2 dB geringer als in der Simulation. Für niedrigere und höhere Frequenzen zeigt sich ein sehr ähnlicher Verlauf. Ab ca. 200 kHz macht sich das Messrauschen für Dämpfungen unter 55 dB bemerkbar. Ähnliches gilt für Frequenzen unter 3 kHz.

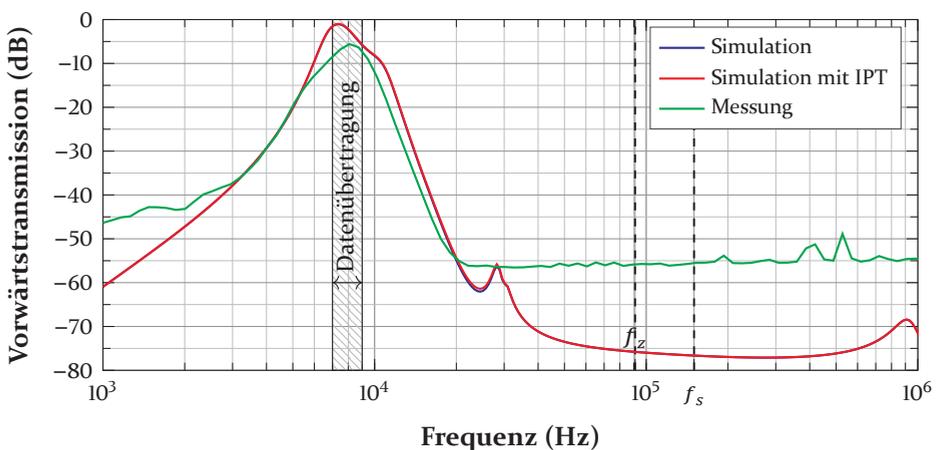


Abbildung 5.1: Vergleich zwischen Simulation und Messung des Datenkanals für System 1.

Abbildung 5.2 zeigt die zusammengefassten Kurven für das Kugellagersystem. Sowohl in der Simulation als auch in der Messung sind die Kurven mit und ohne IPT-System für niedrige Frequenzen nahezu deckungsgleich. Bei der Messung zeigt sich über ca. 175 kHz allerdings eine Abweichung sowohl von der Simulation als auch zwischen den beiden Messkurven. Diese ist auf das Messrauschen zurückzuführen, das durch die eingeschaltete Leistungsübertragung nochmals stärker wird. Im Bereich der Datenübertragung stimmen Messung und Simulation sehr gut überein. Durch Bauteiltoleranzen gibt es geringe Abweichungen in der Dämpfung und der Kurvenform. Die Messung zeigt eine etwas stärkere Dämpfung, liegt aber symmetrischer im Band der Datenübertragung. Die Schwankung beträgt in der Messung nur 2,1 dB im Vergleich zu den 2,4 dB der Simulation, wobei die absoluten Werte um 0,5 dB unter der Simulation liegen.

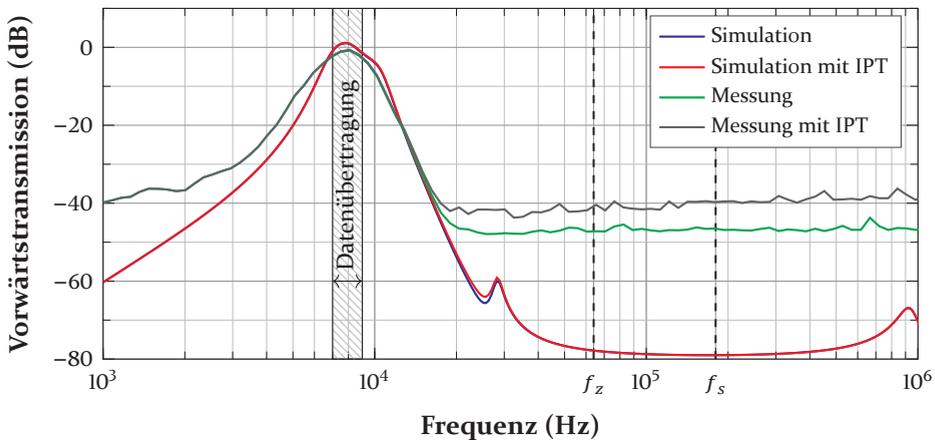
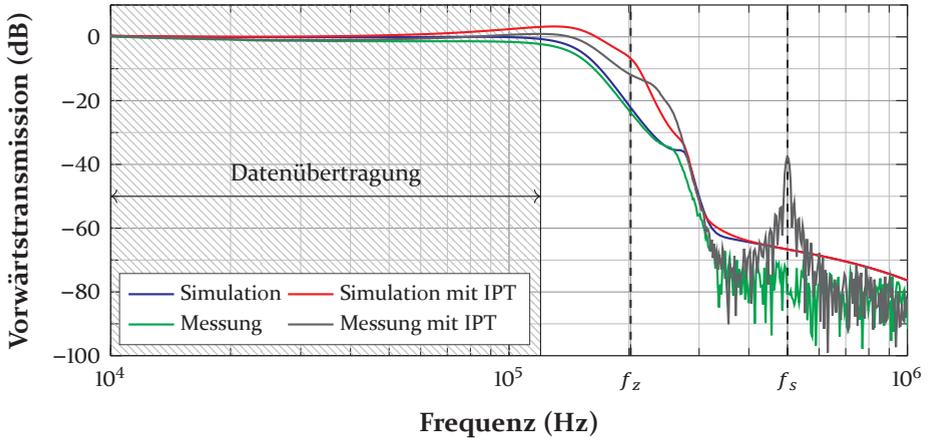


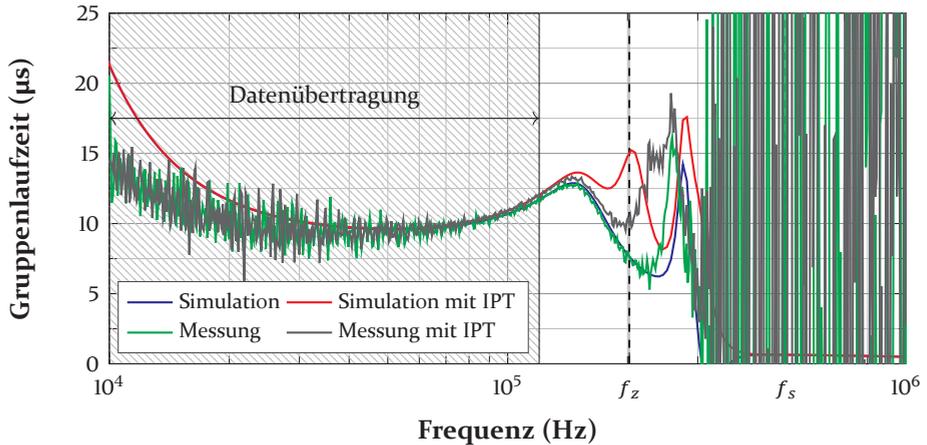
Abbildung 5.2: Vergleich zwischen Simulation und Messung des Datenkanals für System 2.

In Abbildung 5.3a ist die Vorwärtstransmission der Simulation und Messung für System 3 zusammengefasst. Ohne gleichzeitige Leistungsübertragung haben die Kurven einen fast gleichen Verlauf, wobei im Bereich der Datenübertragung bei der Messung eine leicht höhere Dämpfung von maximal 1,5 dB auftritt und die Kurve etwas früher die Grenzfrequenz erreicht. Die Schwankung des Signals im Bereich der Datenübertragung beträgt bei der Simulation nur 0,8 dB und bei der Messung durch das frühere Abknicken nur 2,6 dB. Zusätzlich nimmt die Messung ab ca. 300 kHz deutlich niedrigere Dämpfungswerte an. Mit eingeschaltetem IPT-System zeigt sich ein ähnliches Verhalten, wobei in der Messung der Einfluss der Störfrequenz weniger störend bemerkbar ist. Dies resultiert in einer Schwankung der Dämpfung von

nur 1,6 dB verglichen mit der Simulation von 3,3 dB. Bei der Schaltfrequenz von 500 kHz ist das verbleibende, stark gedämpfte, Leistungssignal sichtbar. In der Messung wird damit die gesetzte Grenze einer maximalen Schwankung von 3 dB in beiden Fällen erreicht.



(a) Übertragungsfunktion.



(b) Gruppenlaufzeit.

Abbildung 5.3: Vergleich zwischen Simulation und Messung des Datenkanals für System 3.

In Abbildung 5.3b ist die dazugehörige Gruppenlaufzeit dargestellt. Dabei zeigt sich zwischen den jeweils beiden Mess- bzw. Simulationskurven bis ca. 150 kHz ein nahezu identischer Verlauf. Die Simulation zeigt anfänglich etwas höhere Werte, bevor die Kurven sich an die Messung annähern. Dies ist auf eine stark gedämpfte Resonanz bei etwa 5 kHz zurückzuführen. Diese

ist in der Simulation stärker ausgeprägt als in der Messung, kann allerdings nicht aufgezeichnet werden, da sie außerhalb des Messbereichs des NWA's liegt. Durch diese Resonanz zeigt sich eine schärfere Phasenänderung, die eine höhere Gruppenlaufzeit zur Folge hat. Die Schwankung liegt deshalb mit ca.  $11,7 \mu\text{s}$  deutlich über der der Messung mit ca.  $5 \mu\text{s}$ . Jedoch liegen beide Werte weit unter der in Kapitel 3.3.3 definierten maximal zulässigen Schwankung von  $58 \mu\text{s}$ .

### 5.2 Vergleich der Ergebnisse mit dem Ziel der Arbeit

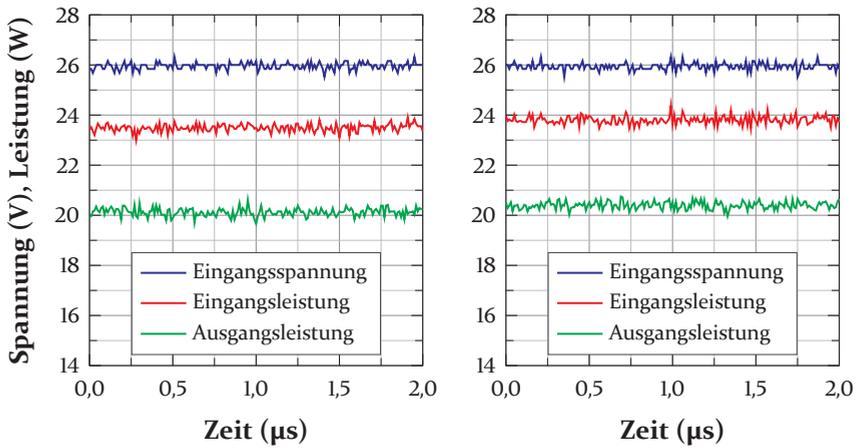
Für den Vergleich mit der Problemstellung aus Kapitel 1.3 wird vor allem System 3 herangezogen, da dieses das höchst entwickelte System darstellt. Zusätzlich besteht nur bei diesem System, aufgrund der Eigenentwicklung, uneingeschränkter Zugriff auf das Gesamtsystem und der Einfluss der Datenübertragung auf die Leistungsübertragung wäre, aufgrund der Pegelhöhe, in den Systemen mit niedriger Ausgangsleistung am stärksten.

Die Anforderung, dass das Kommunikationssystem die vorhandenen Leistungsspulen verwendet, wurde erfüllt. Ein weiteres Ziel war es, dass die Leistungsübertragung nicht durch die Kommunikation oder deren Hardware gestört werden darf. Das zusätzlich in das Gesamtsystem eingebrachte Sendesignal ist bereits nach der FW der Sendeseite für System 3 um 28 dB gedämpft, wie im Pegelplan in Abbildung 3.36 gezeigt ist. Für System 2 unterscheidet sich der Wert mit 27 dB nicht stark. Für System 1 liegt die Dämpfung mit 21 dB etwas niedriger, allerdings besitzt das Leistungssignal dort auch deutlich höhere Pegel. Diese Werte sind damit so gering, dass sie keinen Einfluss auf das resultierende Leistungssignal haben.

Dass auch die Kommunikationshardware keinen störenden Einfluss hat, soll mit Abbildung 5.4 bewiesen werden. Die Ausgangs- und Eingangsleistung sowie die Eingangsspannung für das reine IPT-System ist in Abbildung 5.4a und mit angeschlossener und kommunizierender Kommunikationshardware in Abbildung 5.4b dargestellt. Die Eingangsspannung wird dabei für beide Fälle beibehalten.

Um die Vergleichbarkeit zu gewährleisten, ist die Kommunikationselektronik separat versorgt und nicht im Wirkungsgrad beinhaltet. Die Graphen zeigen eine leichte Erhöhung der gemessenen Ein- und Ausgangsleistung. Die Signalform bleibt dabei unverändert. Der Wirkungsgrad bleibt mit 86,0% im Fall der reinen Leistungsübertragung im Vergleich zu 86,1% für das Gesamtsystem konstant. Der etwa um 4% niedrigere Wirkungsgrad (entspricht 0,8 W) des realen Systems, verglichen mit der Simulation, entsteht durch

## 5.2 Vergleich der Ergebnisse mit dem Ziel der Arbeit



(a) nur Leistungsübertragung.

(b) Gesamtsystem.

Abbildung 5.4: Messung der Leistungsübertragung mit und ohne Kommunikation [91].

die Versorgung und Ansteuerung der Leistungselektronik. Die gemessenen sowie simulierten Messwerte mit und ohne angeschlossene Kommunikationshardware sind in Tabelle 5.1 als Zahlenwerte aufgelistet. Die geringfügig höheren Werte sind auf das resultierende leicht weniger induktive Verhalten des Systems zurückzuführen. Die Induktivitäten der FW sind zwar deutlich höher als die der Koppelpulen, allerdings bewirkt diese Parallelschaltung trotzdem eine geringfügige Änderung, die eine leicht erhöhte Spannung zur Folge hat.

Tabelle 5.1: Vergleich der Leistungsübertragung mit und ohne angeschlossene Kommunikationshardware [91].

	$U_{in}$	$P_{in}$	$U_{out}$	$P_{out}$	$\eta$
<b>Sim. nur IPT</b>	26,0 V	22,5 W	24,7 V	20,4 W	90,4 %
<b>Sim. Gesamtsystem</b>	26,0 V	23,0 W	24,9 V	20,7 W	90,2 %
<b>Mess. nur IPT</b>	25,9 V	23,4 W	24,4 V	20,1 W	86,0 %
<b>Mess. Gesamtsystem</b>	25,9 V	23,7 W	24,7 V	20,4 W	86,1 %

Die Robustheit der Datenübertragung war die schwierigste der Anforderungen. Diese teilt sich in zwei Teile auf: Zum einen soll eine möglichst geringe Störung durch das IPT-System hervorgerufen werden und zum anderen ein möglichst guter Kanal für das Datensignal zur Verfügung gestellt werden.

Dass dies erfolgreich erfüllt wurde, zeigen neben den Vorwärtstransmissionskurven die jeweiligen SNR-Werte. Diese liegen für alle Systeme, unabhängig ob mit oder ohne gleichzeitiger Leistungsübertragung, über 30 dB und verschlechtern sich durch die Leistungsübertragung nur geringfügig.

Die Störungsunempfindlichkeit ist auch in Kapitel 4.3.3 belegt. Der EVM mit und ohne aktivem IPT-System weicht nicht stark vom Idealwert ab. Zuverlässige Übertragungsraten von 461 kbit/s sind daher problemlos möglich. Dies zeigt, dass die Datenübertragung sehr tolerant gegen Störungen ist.

### 5.3 Vergleich mit dem Stand der Technik

Zum Vergleich mit dem Stand der Technik sind in Tabelle 5.2 andere relevante Kommunikationsmethoden in IPT-Systemen aufgelistet. Diese verwenden allerdings alle, wie in der Einleitung beschrieben, unterschiedliche Technologien und setzen (abgesehen von Lastmodulation) auf Trägerfrequenzen über der Schaltfrequenz. Dabei sind die Systeme nach ihrer Kommunikationsmethode unterteilt. Die erste Gruppe nimmt dabei Eingriffe in die Leistungselektronik vor und kann dabei nur unidirektional kommunizieren. Zusätzlich funktioniert eine Kommunikation nur, während die Leistungsübertragung aktiv ist und teilweise selbst dann nur in bestimmten Phasen. Der zweite Teil beinhaltet das System mit der kapazitiven Kopplung. Der dritte Abschnitt benötigt ein zusätzliches Paar Kommunikationsspulen. Die vierte Gruppe Systeme überträgt bei Frequenzen oberhalb der Schaltfrequenz über die Leistungsspulen. Die letzte Gruppe beinhaltet die in dieser Arbeit vorgestellten Systeme, die als einzige unter der Schaltfrequenz des IPT-Systems kommunizieren und damit ein Alleinstellungsmerkmal besitzen.

Bei allen Systemen sind jeweils die relevanten Systemparameter der Leistungsübertragung und Kommunikation, soweit angegeben, aufgelistet. Dabei wird, was die Frequenz und Leistung betrifft, ein sehr weites Feld abgedeckt. Die Kommunikationsparameter unterscheiden sich deutlich, aber es ist kein deutlicher Trend für eine Standard-Technologie zu erkennen.

Bei der übertragenen Leistung liegt das Ladestationssystem mit 3000 W deutlich über allen anderen Systemen. Nachgewiesen wurde dabei eine Datenrate von 1 kbit/s. Dieser Wert stellt lediglich einen ersten Demonstrationsversuch mit sehr geringer Bandbreite dar, der mit dem jetzt erweiterten Kenntnisstand deutlich erhöht werden könnte, was System 3 beweist. Mit einer Leistung von 1000 W wäre [63] am ehesten vergleichbar, gibt allerdings keine Datenrate an. [67] liefert mit 500 W und 20 kbit/s das vergleichbarste System.

Da es sich bei System 3 um die Weiterentwicklung von System 2 handelt, wird die Betrachtung hier auf System 3 beschränkt. Dabei zeigt sich, dass die Datenrate alle anderen Systeme übertrifft. Lediglich [64] erreicht mit 411 kbit/s vergleichbare Ergebnisse, wobei allerdings ein zusätzliches Datenspulenpaar benötigt wird, welches das System mechanisch wie auch elektrisch deutlich stör anfälliger macht. Die kapazitive Kopplung in [59] erreicht mit 230 kbit/s erheblich niedrigere Datenraten, die, verglichen mit den anderen Systemen, allerdings noch recht hoch liegt. Es besitzt mit einem maximalen SNR von 10 dB keine sehr hohe Störfestigkeit und diese sinkt für schlechtere Kopplung sogar nochmals erheblich ab. Bei Verwendung der Leistungsspulen als Kommunikationskanal erreicht einzig [65] mit 100 kbit/s höhere Datenraten, wobei dabei beachtet werden muss, dass weder angegeben wird, bei welcher Leistung die Kommunikation stattfindet, noch ob kontinuierlich kommuniziert werden kann und zusätzlich die Datenrate nur schwach bewiesen ist. Bei allen anderen Technologien mit kontinuierlicher Kommunikation werden höchstens Datenraten zwischen 19 kbit/s und 20 kbit/s erreicht, die deutlich unter den erreichten störungsfreien 461 kbit/s von System 3 liegen.

Zusätzlich werden zu keinem anderen System Ergebnisse zur Störungsanfälligkeit wie EVM gegeben, die bei der Bewertung helfen würden. Somit definiert die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte Lösung den Stand der Technik im Bereich der simultanen Leistungs- und Datenübertragung in IPT-Systemen neu.

**Tabelle 5.2:** Vergleich mit dem Stand der Technik.

Ref.	Komm. Technologie	Leistung	Schaltfreq.	Trägerfreq.	Bidirektionale Komm.	Kontinuierliche Komm.	Datenrate
[33]	Lastmod.	5 W	110 - 205 kHz	2 kHz	-	-	2 kbit/s
[43]	Mod. der WR Freq.	n. a.	50 kHz	10 - 11 MHz	-	-	100 kbit/s
[61]	Mod. der WR Spg.	5 W	6.78 MHz	-	-	-	n. a.
[59]	Kapazitiv	40 W	40 kHz	10 MHz	+	+	230 kbit/s
[62]	Zusätzliche Spule	10 W	150 kHz	4 MHz	+	+	19.2 kbit/s
[48]	Zusätzliche Spule	5 W	50 kHz	n. a.	+	+	0.25 kbit/s
[63]	Zusätzliche Spule	1000 W	100 kHz	1 MHz	+	+	n. a.
[64]	Zusätzliche Spule	20 W	180 kHz	13.56 MHz	+	+	411 kbit/s
[65]	Hochfreq. Komm.	n. a.	50 kHz	n. a.	+	-	100 kbit/s
[66]	Hochfreq. Komm.	n. a.	10 - 40 kHz	450 kHz	+	+	19.2 kbit/s
[67]	Hochfreq. Komm.	500 W	22.4 kHz	1.67 MHz	+	+	20 kbit/s
[68]	Hochfreq. Komm.	250 W	39 - 47 kHz	15 MHz	+	+	19.2 kbit/s
Sys. 1	Niederfreq. Komm.	3000 W	150 kHz	8 kHz	+	+	1 kbit/s
Sys. 2	Niederfreq. Komm.	20 W	180 kHz	8 kHz	+	+	1 kbit/s
Sys. 3	Niederfreq. Komm.	20 W	500 kHz	70 kHz	+	+	461 kbit/s

# KAPITEL 6

## Zusammenfassung

In der vorliegenden Dissertation wurde eine neuartige Kommunikationsmethode für IPT-Systeme entwickelt. Diese kann nachträglich, ohne Veränderung oder Beeinflussung der Leistungselektronik, in ein solches System integriert werden, da als Übertragungskanal die Leistungsspulen verwendet werden. Dabei wird der bisherige Stand der Technik sowohl in der erreichten Datenrate als auch der Robustheit weit übertroffen. Zusätzlich wird ein bisher einzigartiger ganzheitlicher Ansatz für die Systemauslegung vorgestellt, durch den die gegenseitige Beeinflussung minimiert sowie die erreichte Datenrate maximiert werden kann.

Nach einer kurzen Einführung in die geschichtliche Entstehung von IPT-Systemen mit den vielfältigen Anwendungsfeldern wurde der aktuelle Stand der Technik bei Kommunikationsmethoden vorgestellt. Der Hauptteil beschäftigte sich zuerst mit der Festlegung eines Frequenzbereichs und Auswahl eines Kontaktierungspunktes für die Datenübertragung. Dabei wurde festgestellt, dass es deutliche Vorteile bringt, anders als der naheliegende und verbreitete Ansatz, das Frequenzband für die Datenübertragung deutlich unter die Schaltfrequenz der Leistungsübertragung zu legen, um so das Leistungssignal leichter herausfiltern zu können.

Mit theoretischer Herleitung und simulativer Verifikation wurde gezeigt, dass das mögliche Frequenzband für die Datenübertragung in bestehenden IPT-Systemen bestimmt werden kann bzw. dies ein zusätzliches Auslegungskriterium für die Leistungsübertragung sein kann. Die daraus entwickelte Kommunikationselektronik wurde nach einer systematischen Untersuchung und der Spezifikation der IPT-Systeme detailliert ausgelegt und simuliert. Im Anschluss wurde für die drei spezifizierten IPT-Systeme jeweils eine Kommunikationselektronik zur Verifikation der Simulation aufgebaut und sowohl die vorher simulierten Systemkomponenten als auch die Gesamtsysteme gemessen. In der folgenden Diskussion wurde im Vergleich zwischen Messung und Simulation eine sehr gute Übereinstimmung festgestellt und die Ergebnisse mit dem Ziel der Arbeit sowie dem Stand der Technik verglichen.

Das Ladestationssystem übertrifft dabei mit einer Kommunikation in der Größenordnung der übertragenen Leistung bezüglich der erreichten Qualität und Quantität der simultanen Energie- und Datenübertragung jedes andere

IPT-System. Bei einer Leistung von 3000 W konnten Daten mit 1 kbit/s und einem SNR von 35,3 dB übertragen werden, wobei dieser Wert lediglich einen ersten Versuch darstellt, der mit dem jetzt erreichten Kenntnisstand deutlich erhöht werden könnte, was das gesamtheitlich entwickelte Universal-System beweist.

Dieses im gesamtheitlichen Ansatz ausgelegte System kann bei einer Schaltfrequenz von 500 kHz eine Leistung von 20 W bei einem Wirkungsgrad von 86,0% übertragen. In dieses System wurde ein Datenkommunikationssystem integriert, das die Verwendung des Frequenzbandes unterhalb von 125 kHz erlaubt, was zusätzlich auch die Spezifikation des CENELEC A und B Bandes der PLC Norm abdecken würde. Zur Demonstration der Kommunikation wurden Daten unter Verwendung von OFDM (mit 256-QAM) bei einer Trägerfrequenz von 70 kHz mit einer effektiven Bandbreite von 96 kHz übertragen. Für diesen Übertragungsmodus wurde eine Datenrate von störungsfreien 461 kbit/s mit einem SNR von 30,6 dB und einem EVM von 1,73% erreicht. Durch eine höhere Bandbreite, die in dem System zur Verfügung stünde, wären dabei sogar noch höhere Datenraten erreichbar.

Die Leistungsparameter dieser Systeme bieten daher eine sehr stabile und störungstolerante Kommunikation. Dabei beeinflusst auch das Kommunikationssystem die Energieübertragung nicht.

Insgesamt betrachtet weist die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Kommunikationsmethode ein hohes Potential für industrielle und kommerzielle Anwendungen auf. Neben den vorgestellten Demonstratoren in sehr unterschiedlichen Anwendungsgebieten zeigen dies auch die vielen Publikationen auf internationalen Kongressen sowie das hohe Interesse von Herstellern aus dem industriellen Bereich. Dies begründet sich darauf, dass bereits die ersten entwickelten Systeme eine sehr stabile und störungstolerante Kommunikation ermöglicht, ohne dabei Veränderungen oder Eingriffe am IPT-System vorzunehmen. Diese Eigenschaften, gepaart mit der für diesen Bereich sehr hohen Datenrate im zuletzt entwickelten System, machen diese Kommunikationsmethode zu einer zukunftssträchtigen Technologie.

## Literaturverzeichnis

- [1] G. A. Covic und J. T. Boys, „Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications“, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Bd. 1 (1), S. 28–41, März 2013. DOI: 10.1109/JESTPE.2013.2264473.
- [2] J. C. Schuder und H. E. Stephenson, „Energy Transport to a Coil Which Circumscribes a Ferrite Core and Is Implanted Within the Body“, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Bd. BME-12 (3 and 4), S. 154–163, Juli 1965. DOI: 10.1109/TBME.1965.4502372.
- [3] P. R. Troyk und M. A. K. Schwan, „Closed-loop class E transcutaneous power and data link for MicroImplants“, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Bd. 39 (6), S. 589–599, Juni 1992. DOI: 10.1109/10.141197.
- [4] P. Si, A. P. Hu, S. Malpas und D. Budgett, „A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices“, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, Bd. 2 (1), S. 22–29, März 2008. DOI: 10.1109/TBCAS.2008.918284.
- [5] G. Yilmaz, O. Atasooy und C. Dehollain, „Wireless Energy and Data Transfer for In-Vivo Epileptic Focus Localization“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 13 (11), S. 4172–4179, Nov. 2013. DOI: 10.1109/JSEN.2013.2264669.
- [6] D. Ahn und S. Hong, „Wireless Power Transmission With Self-Regulated Output Voltage for Biomedical Implant“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 61 (5), S. 2225–2235, Mai 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2273472.
- [7] A. Bucher, „Resonante Konverter höherer Ordnung für die kontaktlose induktive Energieübertragung“, Diss., Juni 2014.
- [8] J. G. Bolger, F. A. Kirsten und L. S. Ng, „Inductive power coupling for an electric highway system“, in *28th IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 28, März 1978, S. 137–144. DOI: 10.1109/VTC.1978.1622522.
- [9] J. G. Bolger, L. S. Ng, D. B. Turner und R. I. Wallace, „Testing a prototype inductive power coupling for an electric highway system“, in *29th IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 29, März 1979, S. 48–56. DOI: 10.1109/VTC.1979.1622664.
- [10] C. E. Zell und J. G. Bolger, „Development of an engineering prototype of a roadway powered electric transit vehicle system: A public/private sector program“, in *32nd IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 32, Mai 1982, S. 435–438. DOI: 10.1109/VTC.1982.1623054.
- [11] M. Eghtesadi, „Inductive power transfer to an electric vehicle-analytical model“, in *40th IEEE Conference on Vehicular Technology*, Mai 1990, S. 100–104. DOI: 10.1109/VETEC.1990.110303.

- [12] J. G. Bolger, „Urban electric transportation systems: the role of magnetic power transfer“, in *WESCON/94. Idea/Microelectronics. Conference Record*, Sep. 1994, S. 41–45. DOI: 10.1109/WESCON.1994.403598.
- [13] S. Lee, J. Huh, C. Park, N. S. Choi, G. H. Cho und C. T. Rim, „On-Line Electric Vehicle using inductive power transfer system“, in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2010, S. 1598–1601. DOI: 10.1109/ECCE.2010.5618092.
- [14] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho und C. T. Rim, „Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 26 (12), S. 3666–3679, Dez. 2011. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2160972.
- [15] J. M. Miller, O. C. Onar, C. White, S. Campbell, C. Coomer, L. Seiber, R. Sepe und A. Steyerl, „Demonstrating Dynamic Wireless Charging of an Electric Vehicle: The Benefit of Electrochemical Capacitor Smoothing“, *IEEE Power Electronics Magazine*, Bd. 1 (1), S. 12–24, März 2014. DOI: 10.1109/MPPEL.2014.2300978.
- [16] F. Turki, V. Staudt und A. Steimel, „Dynamic wireless EV charging fed from railway grid: Magnetic topology comparison“, in *2015 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles*, März 2015, S. 1–8. DOI: 10.1109/ESARS.2015.7101508.
- [17] Z. Chen, W. Jing, X. Huang, L. Tan, C. Chen und W. Wang, „A Promoted Design for Primary Coil in Roadway-Powered System“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 51 (11), S. 1–4, Nov. 2015. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2440481.
- [18] L. A. L. Cardoso, M. C. Martinez, A. A. N. Melendez und J. L. Afonso, „Dynamic inductive power transfer lane design for e-bikes“, in *2016 IEEE 19th International Conference on Intelligent Transportation Systems*, Nov. 2016, S. 2307–2312. DOI: 10.1109/ITSC.2016.7795928.
- [19] G. A. Covic, J. T. Boys, A. M. W. Tam und J. C. H. Peng, „Self tuning pick-ups for inductive power transfer“, in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Juni 2008, S. 3489–3494. DOI: 10.1109/PESC.2008.4592495.
- [20] R. Laouamer, M. Brunello, J. P. Ferrieux, O. Normand und N. Buchheit, „A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling“, in *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on*, Bd. 2, Nov. 1997, 792–797 vol.2. DOI: 10.1109/IECON.1997.671998.
- [21] C.-S. Wang, O. H. Stielau und G. A. Covic, „Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 52 (5), S. 1308–1314, Okt. 2005. DOI: 10.1109/TIE.2005.855672.
- [22] M. G. Egan, D. L. O’Sullivan, J. G. Hayes, M. J. Willers und C. P. Henze, „Power-Factor-Corrected Single-Stage Inductive Charger for Electric Vehicle Batteries“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 54 (2), S. 1217–1226, Apr. 2007. DOI: 10.1109/TIE.2007.892996.

- [23] G. A. Covic, J. T. Boys, M. L. G. Kissin und H. G. Lu, „A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 54 (6), S. 3370–3378, Dez. 2007. DOI: 10.1109/TIE.2007.904025.
- [24] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart und J. F. Sanz, „Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 56 (6), S. 2140–2149, Juni 2009. DOI: 10.1109/TIE.2009.2015359.
- [25] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, P. Israelsen und J. Muhs, „A review on inductive charging for electric vehicles“, in *2011 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, Mai 2011, S. 143–147. DOI: 10.1109/IEMDC.2011.5994820.
- [26] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala und M. Neath, „A Synchronization Technique for Bidirectional IPT Systems“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 60 (1), S. 301–309, Jan. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2011.2174536.
- [27] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic und C. Y. Huang, „Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 60 (1), S. 318–328, Jan. 2013. DOI: 10.1109/TIE.2011.2179274.
- [28] C. Joffe, S. Ditze und A. Roskopf, „A novel positioning tolerant inductive power transfer system“, in *2013 3rd International Electric Drives Production Conference*, Okt. 2013, S. 1–7. DOI: 10.1109/EDPC.2013.6689747.
- [29] W. Li, H. Zhao, J. Deng, S. Li und C. C. Mi, „Comparison Study on SS and Double-Sided LCC Compensation Topologies for EV/PHEV Wireless Chargers“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 65 (6), S. 4429–4439, Juni 2016. DOI: 10.1109/TVT.2015.2479938.
- [30] „Nationaler Entwicklungsplan Elektromobilität der Bundesregierung“, Die Bundesregierung, Aug. 2009.
- [31] Kraftfahrt-Bundesamt, „Personenkraftwagen am 1. Januar 2018 nach ausgewählten Merkmalen“, Jan. 2017, Adresse: [https://www.kba.de/DE/Statistik/Fahrzeuge/Bestand/Ueberblick/2018\\_b\\_barometer.html](https://www.kba.de/DE/Statistik/Fahrzeuge/Bestand/Ueberblick/2018_b_barometer.html) (besucht am 01.06.2018).
- [32] S. Y. R. Hui und W. W. C. Ho, „A new generation of universal contactless Battery Charging platform for portable Consumer Electronic equipment“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 20 (3), S. 620–627, Mai 2005. DOI: 10.1109/TPEL.2005.846550.
- [33] D. Wageningen und T. Staring, „The Qi wireless power standard“, in *Int. Power Electronics and Motion Control Conference*, Sep. 2010, S15-25–S15-32. DOI: 10.1109/EPEPMC.2010.5606673.
- [34] B. Johns, „An introduction to the Wireless Power Consortium standard and TI’s compliant solutions“, *Analog Applications Journal*, Bd. 1Q 2011, 2011.

- [35] W. X. Zhong, X. Liu und S. Y. R. Hui, „A Novel Single-Layer Winding Array and Receiver Coil Structure for Contactless Battery Charging Systems With Free-Positioning and Localized Charging Features“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 58 (9), S. 4136–4144, Sep. 2011. DOI: 10.1109/TIE.2010.2098379.
- [36] S. Y. Hui, „Planar Wireless Charging Technology for Portable Electronic Products and Qi“, *Proceedings of the IEEE*, Bd. 101 (6), S. 1290–1301, Juni 2013. DOI: 10.1109/JPROC.2013.2246531.
- [37] ComputerBase, „Test: Smartphone - Palm Pre“, Okt. 2009, Adresse: <http://www.computerbild.de/artikel/cb-Tests-Handy-Smartphone-Palm-Pre-4738686.html> (besucht am 01. 12. 2017).
- [38] WIRED UK, „Qi Wireless Charging: What Is It And How Does It Work In Nokia's Lumia 920?“, Sep. 2012, Adresse: <https://www.wired.co.uk/article/what-is-qi-wireless-charging> (besucht am 01. 12. 2017).
- [39] ComputerBase, „Qi bei Ikea: Tische und Lampen mit kabelloser Ladefunktion“, März 2015, Adresse: <https://www.computerbase.de/2015-03/tische-und-lampen-von-ikea-mit-qi-ladefunktion/> (besucht am 01. 12. 2017).
- [40] Heise online, „Drahtlose Ladetechnik Qi: Apple tritt Wireless Power Consortium bei“, Feb. 2017, Adresse: <https://www.heise.de/mac-and-i/meldung/Drahtlose-Ladetechnik-Qi-Apple-tritt-Wireless-Power-Consortium-bei-3623750.html> (besucht am 01. 12. 2017).
- [41] ComputerBase, „Apple: iPhone 8 kommt mit A11 Bionic und 4K60-Kamera“, Sep. 2017, Adresse: <https://www.computerbase.de/2017-09/apple-iphone-8-plus/> (besucht am 01. 12. 2017).
- [42] A. Esser und H. C. Skudelny, „A new approach to power supplies for robots“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 27 (5), S. 872–875, Sep. 1991. DOI: 10.1109/28.90341.
- [43] A. Kawamura, K. Ishioka und J. Hirai, „Wireless transmission of power and information through one high frequency resonant ac link inverter for robot manipulator applications“, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 32, Mai 1996, S. 503–508. DOI: 10.1109/28.502160.
- [44] S. Ditze, A. Endruschat, T. Schriefer, A. Roskopf und T. Heckel, „Inductive power transfer system with a rotary transformer for contactless energy transfer on rotating applications“, in *2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Mai 2016, S. 1622–1625. DOI: 10.1109/ISCAS.2016.7538876.
- [45] C. Holzapfel, „Wear and electrical properties of slip rings“, in *26th International Conference on Electrical Contacts*, Mai 2012, S. 86–90.
- [46] A. W. Kelley und W. R. Owens, „Connectorless power supply for an aircraft-passenger entertainment system“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 4 (3), S. 348–354, Juli 1989. DOI: 10.1109/63.39124.

- [47] M. Trautmann, C. Joffe, F. Pflaum, B. Sanftl, R. Weigel, T. Heckel und A. Koelpin, „Implementation of Simultaneous Energy and Data Transfer in a Contactless Connector“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), Jan. 2016, S. 101–104. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444333.
- [48] U. K. Madawala, J. Stichbury und S. Walker, „Contactless power transfer with two-way communication“, in *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, Bd. 3, Nov. 2004, S. 3071–3075. DOI: 10.1109/IECON.2004.1432302.
- [49] B. J. Heeres, D. W. Novotny, D. M. Divan und R. D. Lorenz, „Contactless underwater power delivery“, in *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE*, Juni 1994, 418–423 vol.1. DOI: 10.1109/PESC.1994.349700.
- [50] T. Kojiya, F. Sato, H. Matsuki und T. Sato, „Construction of non-contacting power feeding system to underwater vehicle utilizing electro magnetic induction“, in *Europe Oceans 2005*, Bd. 1, Juni 2005, 709–712 Vol. 1. DOI: 10.1109/OCEANSE.2005.1511801.
- [51] B.-M. Song, R. Kratz und S. Gurol, „Contactless inductive power pickup system for Maglev applications“, in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting*, Bd. 3, Okt. 2002, 1586–1591 vol.3. DOI: 10.1109/IAS.2002.1043746.
- [52] J. Junlin, L. Weigang und W. Haiqun, „Contactless power delivery system for the underground flat transit of mining“, in *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003.*, Bd. 1, Nov. 2003, 282–284 vol.1.
- [53] H. H. Wu, J. T. Boys und G. A. Covic, „An AC Processing Pickup for IPT Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 25 (5), S. 1275–1284, Mai 2010. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2037002.
- [54] D. Robertson, A. Chu, A. Sabitov und G. A. Covic, „High power IPT stage lighting controller“, in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Juni 2011, S. 1974–1979. DOI: 10.1109/ISIE.2011.5984461.
- [55] H. H. Wu, M. Z. Feng, J. T. Boys und G. A. Covic, „A Wireless Multi-drop IPT Security Camera System“, in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Mai 2009, S. 70–75. DOI: 10.1109/ICIEA.2009.5138172.
- [56] V. J. Brusamarello, Y. B. Blauth, R. Azambuja, I. Muller und F. R. Sousa, „Power Transfer with an Inductive Link and Wireless Tuning“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Bd. 62 (5), S. 924–931, Mai 2013. DOI: 10.1109/TIM.2013.2245041.
- [57] E. N. Baikova, S. S. Valtchev, R. Melicio und V. F. Pires, „Wireless power transfer impact on data channel“, in *2016 International Symposium on Power*

- Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Juni 2016, S. 582–587. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2016.7526006.
- [58] S. Asheer, A. Al-Marawani, T. Khattab und A. Massoud, „Inductive Power Transfer with Wireless Communication System for Electric Vehicles“, in *2013 7th IEEE GCC Conference and Exhibition*, Nov. 2013, S. 517–522. DOI: 10.1109/IEEEGCC.2013.6705833.
- [59] X. Li, C. Tang, X. Dai, P. Deng und Y. Su, „An Inductive and Capacitive Combined Parallel Transmission of Power and Data for Wireless Power Transfer Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. PP (99), Juli 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2725990.
- [60] M. Uddin und T. Nadeem, „RF-Beep: A light ranging scheme for smart devices“, in *2013 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications*, März 2013, S. 114–122. DOI: 10.1109/PERCOM.2013.6526721.
- [61] Y. H. Son und B. J. Jang, „Simultaneous data and power transmission in resonant wireless power system“, in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Nov. 2013, S. 1003–1005. DOI: 10.1109/APMC.2013.6695004.
- [62] T. Bieler, M. Perrottet, V. Nguyen und Y. Perriard, „Contactless power and information transmission“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 38 (5), S. 1266–1272, Sep. 2002. DOI: 10.1109/TIA.2002.803017.
- [63] C. Rathge und D. Kuerschner, „High efficient inductive energy and data transmission system with special coil geometry“, in *Power Electronics and Applications*, Sep. 2009, S. 1–8.
- [64] J. Ziller, T. Draeger und T. Heckel, „Inductive high data rate transmission for bearing systems“, in *2016 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Jan. 2016, S. 97–100. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444332.
- [65] J. Hirai, T. Kim und A. Kawamura, „Study on intelligent battery charging using inductive transmission of power and information“, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 15, März 2000, S. 335–345. DOI: 10.1109/63.838106.
- [66] E. L. Boheemen, J. T. Boys und G. A. Covic, „Dual-tuning IPT Systems for Low Bandwidth Communications“, in *2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Mai 2007, S. 586–591. DOI: 10.1109/ICIEA.2007.4318475.
- [67] J. Wu, C. Zhao, Z. Lin, J. Du, Y. Hu und X. He, „Wireless Power and Data Transfer via a Common Inductive Link Using Frequency Division Multiplexing“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 62 (12), S. 7810–7820, Dez. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2453934.
- [68] Y. Sun, P. X. Yan, Z. H. Wang und Y. Y. Luan, „The Parallel Transmission of Power and Data With the Shared Channel for an Inductive Power Transfer System“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31 (8), S. 5495–5502, Aug. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2497739.

- [69] M. Albach, „Grundlagen der Elektrotechnik 1: Erfahrungssätze, Bauelemente, Gleichstromschaltungen“, 3. Auflage. Pearson Studium, 2011.
- [70] M. Trautmann, M. Ohlendorf, B. Sanftl, R. Weigel und A. Koelpin, „Dimensioning and Comparison of Common Compensation Topologies for IPT Systems“, in *2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems* (Baltimore, MD, USA), Sep. 2017, S. 1–4. DOI: 10.1109/ISCAS.2017.8050511.
- [71] A. P. Hu, „Wireless/Contactless Power Supply, Inductively coupled resonant converter solutions“. VDM Verlag Dr. Müller, 2009.
- [72] K. Schuylenbergh und R. Puers, „Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems“. Springer, 2009.
- [73] K. Woronowicz und A. Safaee, „A practical approach to inductive power transfer systems for transportation applications using boucherot bridge method“, in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo*, Juni 2014, S. 1–6. DOI: 10.1109/ITEC.2014.6861772.
- [74] R. L. Steigerwald, „A comparison of half-bridge resonant converter topologies“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 3 (2), S. 174–182, Apr. 1988. DOI: 10.1109/63.4347.
- [75] A. B. Williams und F. J. Taylor, „Electronic filter design handbook“, 3rd edition. McGraw-Hill, 1995.
- [76] U. Tietze und C. Schenk, „Halbleiter - Schaltungstechnik“, 12. Auflage. Berlin Heidelberg: Springer, 2002.
- [77] R. P. Sallen und E. L. Key, „A practical method of designing RC active filters“, *IRE Transactions on Circuit Theory*, Bd. 2 (1), S. 74–85, März 1955. DOI: 10.1109/TCT.1955.6500159.
- [78] L. Wangenheim, „Aktive Filter und Oszillatoren: Entwurf und Schaltungstechnik mit integrierten Bausteinen“. Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [79] K.-D. Kammeyer, „Nachrichtenübertragung“. Vieweg+Teubner Verlag, 2004.
- [80] mikrocontroller.net, „Operationsverstärker-Grundsaltungen“, Adresse: <https://www.mikrocontroller.net/articles/Operationsverst%C3%A4rker-Grundsaltungen> (besucht am 04. 10. 2017).
- [81] B. Carter und R. Mancini, „Op Amps for Everyone“. Elsevier Ltd, Oxford, 2009.
- [82] K. Küpfmüller, W. Mathis und A. Reibiger, „Theoretische Elektrotechnik - Eine Einführung“, 19. Auflage. Berlin Heidelberg: Springer Vieweg, 2013.
- [83] Epcos AG, „Ferrites and accessories - RM 6, RM 6 LP Cores and accessories“, Mai 2017, Adresse: [https://en.tdk.eu/inf/80/db/fer/rm\\_6.pdf](https://en.tdk.eu/inf/80/db/fer/rm_6.pdf) (besucht am 04. 10. 2017).
- [84] M. Albach, M. Döbrönti, H. Roßmanith, D. Exner und A. Stadler, „Optimale Wicklung = optimaler Wirkungsgrad“, *Elektronik Power*, Weka Verlag, S. 38–46, Apr. 2010.

- [85] Elektrisola Dr. Gerd Schildbach GmbH & Co. KG, „HF-Litze: Technische Grundlagen und Berechnung“, Adresse: <http://www.elektrisola.com/de/hf-litze/produkte/begriffe-grundlagen/technische-grundlagen-und-berechnung.html> (besucht am 04. 10. 2017).
- [86] Elektrisola Dr. Gerd Schildbach GmbH & Co. KG, „Technische Daten für Lackdrähte, angelehnt an IEC 60317“, Adresse: [http://www.elektrisola.com/fileadmin/webdata/german/downloads/ELEKTRISOLA\\_EnCuWire\\_IEC\\_Datasheet\\_deu.pdf](http://www.elektrisola.com/fileadmin/webdata/german/downloads/ELEKTRISOLA_EnCuWire_IEC_Datasheet_deu.pdf) (besucht am 04. 10. 2017).
- [87] R. Mäusl und J. Göbel, „Analoge und digitale Modulationsverfahren - Basisband und Trägermodulation“. Hüthig Verlag Heidelberg, 2002.
- [88] E. Stadler, „Modulationsverfahren - Analoge und digitale Modulation in der elektrischen Nachrichtentechnik“, 8. Auflage. Vogel Buchverlag, 2000.
- [89] K. Fazel und S. Kaiser, „Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems“. Wiley, 2003.
- [90] M. D. McKinley, K. A. Remley, M. Myslinski, J. S. Kenney, D. Schreurs und B. Nauwelaers, „EVM Calculation for Broadband Modulated Signals“, S. 45–52, Dez. 2004.
- [91] M. Trautmann, B. Sanftl, R. Weigel und A. Koelpin, „Simultaneous Inductive Power and Data Transmission System for Smart Applications“, *IEEE Circuits and Systems Magazine*, Bd. 19 (3), S. 23–33, Aug. 2019. DOI: 10.1109/MCAS.2019.2924508.
- [92] M. Trautmann, B. Sanftl, R. Weigel und A. Koelpin, „Frequency Separation Stage Design for a Reliable Data Link in an IPT System for Electric Vehicles“, in *IEEE Southern Power Electronics Conference* (Auckland, New Zealand), Bd. 2, IEEE PES, Dez. 2016. DOI: 10.1109/SPEC.2016.7846000.
- [93] H. Lutz und W. Wendt, „Taschenbuch der Regelungstechnik: mit MATLAB und Simulink“, 9. Aufl. Verlag Harri Deutsch, 2012.
- [94] M. Duff, „Filtering 101: Sallen-Key vs. Multiple Feedback“, Analog Devices, Juni 2014, Adresse: <http://www.analog.com/en/education/education-library/videos/3637489704001.html> (besucht am 04. 10. 2017).
- [95] „Inductive Charging System“, Datenblatt, Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen IISB, Okt. 2015.
- [96] „Wireless power and data transfer in systems with fast-moving parts“, Datenblatt, Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen IISB, Okt. 2015.
- [97] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, „WE-WPCC Wireless Power Charging Transmitter Coil 760308100141“, Apr. 2017, Adresse: <http://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/760308100141.pdf> (besucht am 04. 10. 2017).
- [98] „Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148.5 kHz - Part 1: General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances“, Norm, DIN EN 50065-1:2012-01, Jan. 2012.

- [99] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, „WE-TI HV Radial Leaded Wire Wound Inductor (High Voltage) 768772222“, Nov. 2016, Adresse: <http://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/768772222.pdf> (besucht am 04. 10. 2017).
- [100] Texas Instruments Incorporated, „TS12A12511 5-Ω Single-Channel SPDT Analog Switch With Negative Signaling Capability“, Jan. 2015, Adresse: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ts12a12511.pdf> (besucht am 04. 10. 2017).
- [101] Texas Instruments Incorporated, „OPAx22x High Precision, Low Noise Operational Amplifiers“, Juni 2015, Adresse: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa4227.pdf> (besucht am 04. 10. 2017).
- [102] Texas Instruments Incorporated, „WEBENCH Filter Designer“, Adresse: <http://www.ti.com/design-tools/signal-chain-design/webench-filters.html> (besucht am 04. 10. 2017).
- [103] Analog Devices, „Analog Filter Wizard“, Adresse: <http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/> (besucht am 04. 10. 2017).
- [104] Texas Instruments Incorporated, „OPA55x High-Voltage, High-Current Operational Amplifiers“, Jan. 2016, Adresse: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa551.pdf> (besucht am 04. 10. 2017).
- [105] TOELLNER Electronic Instrumente GmbH, „Leistungs-Funktionsgenerator mit eingebautem Fremdspannungsschutz TOE 7741 – 63 W“, Okt. 2010, Adresse: [http://www.toellner.de/html/img/pool/DE\\_7741.PDF](http://www.toellner.de/html/img/pool/DE_7741.PDF) (besucht am 04. 10. 2017).
- [106] Coilcraft Inc. „Power Inductors – RFB Series“, Sep. 2013, Adresse: <http://www.coilcraft.com/pdfs/rfb.pdf> (besucht am 04. 10. 2017).
- [107] GMC-I Messtechnik GmbH, „METRAHIT X-TRA OUTDOOR TECH PRO BASE - Digital Multimeters“, Nov. 2005, Adresse: [https://www.gmc-instruments.de/media/50641/metrahit-a-series-db\\_d.pdf](https://www.gmc-instruments.de/media/50641/metrahit-a-series-db_d.pdf) (besucht am 11. 10. 2017).
- [108] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, „R&S HMO3000 Serie - Mixed-Signal-Oszilloskope 300/400/500 MHz Bandbreite“, Jan. 2016, Adresse: [http://cdn1.shop.rohde-schwarz.com/media/catalog/product/R/&/R&S%C2%AEHMO3000%20Serie%20Mixed-Signal%20Oszilloskope\\_11.pdf](http://cdn1.shop.rohde-schwarz.com/media/catalog/product/R/&/R&S%C2%AEHMO3000%20Serie%20Mixed-Signal%20Oszilloskope_11.pdf) (besucht am 04. 10. 2017).
- [109] Keysight Technologies, „Keysight Technologies - U1730C Series Handheld LCR Meters“, Jan. 2017, Adresse: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-7778EN.pdf?id=2028167> (besucht am 04. 10. 2017).
- [110] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, „R&S ZNC Vector Network Analyzer - Specifications“, Okt. 2014, Adresse: [https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_brochures\\_and\\_datasheets/pdf\\_1/ZNC\\_dat-sw\\_en\\_5214-5610-22\\_v0302.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ZNC_dat-sw_en_5214-5610-22_v0302.pdf) (besucht am 04. 10. 2017).
- [111] Keysight Technologies, „Keysight Technologies - 33600A Series Trueform Waveform Generators“, Apr. 2014, Adresse: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-3272EN.pdf?id=2431617> (besucht am 04. 10. 2017).
- [112] „Forschungsbericht EnCN1 2011 - 2016“, Energie Campus Nürnberg, Dez. 2016.

- [113] Epcos AG, „Ferrites and accessories - SIFERRIT material N87“, Sep. 2017, Adresse: <https://en.tdk.eu/download/528882/3226013boed82a6a2af3666f537cbf83/pdf-n87.pdf> (besucht am 04. 10. 2017).
- [114] Weidinger GmbH, „885619 - Kapton 19mm/33m“, Adresse: [https://www.weidinger.eu/shop/loete\\_und\\_loetmittel/loete\\_und\\_loetmittel\\_-\\_zubehoer/lotabdeckbaender/wl34003](https://www.weidinger.eu/shop/loete_und_loetmittel/loete_und_loetmittel_-_zubehoer/lotabdeckbaender/wl34003) (besucht am 19. 10. 2017).
- [115] B. Sanftl, C. Joffe, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „Reliable Data Link for Power Transfer Control in an Inductive Charging System for Electric Vehicles“, in *IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility* (San Diego, USA), IEEE MTT-S, Mai 2016. DOI: 10.1109/ICMIM.2016.7533929.
- [116] B. Sanftl, F. Pflaum, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „A Novel Approach for Reliable Communications within Inductive Power Transfer Systems“, in *Wireless Power Transfer Conference* (Aveiro, Portugal), IEEE MTT-S, Mai 2016, S. 1–4. DOI: 10.1109/WPT.2016.7498830.
- [117] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, „WE-TI HV Radial Leaded Wire Wound Inductor 7447480221“, Juni 2016, Adresse: <http://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/7447480221.pdf> (besucht am 04. 10. 2017).

## Studentische Arbeiten

- [118] M. Ohlendorf, „Vergleichende Recherche und Analyse unterschiedlicher Kompensationstopologien für induktive Energieübertragungssysteme“, Forschungspraktikum, Juni 2016.
- [119] M. Ohlendorf, „Entwicklung und Evaluation eines frequenzgeregelten induktiven Energieübertragungssystems mit 20 Watt Ausgangsleistung“, Masterarbeit, Jan. 2017.

## Danksagung

Die vorliegende Arbeit wäre ohne die Unterstützung zahlreicher Kollegen und Freunde nicht in dieser Form realisierbar gewesen. Vor allem möchte ich daher meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Alexander Kölpin für das in mich gesetzte Vertrauen und die Betreuung danken. Er hat durch unzählige fachliche Diskussionen maßgeblich zum Gelingen der Arbeit beigetragen und hatte zu jeder Zeit ein offenes Ohr für mich.

Außerdem möchte ich Prof. Dr.-Ing. Robert Weigel für die Möglichkeit an seinem Lehrstuhl zu promovieren, sowie die Übernahme des Prüfungsvorsitzes danken. Des weiteren möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Martin März, Prof. Dr.-Ing. Peter Vary und ganz besonders Prof. Dr.-Ing. Ingmar Kallfass für die Übernahme der Gutachten und die damit verbundenen Mühen bedanken.

Meinen Kollegen am Lehrstuhl möchte ich für die gute Arbeitsatmosphäre und Zusammenarbeit danken. Insbesondere Benedikt Sanftl für die Erweiterung um die Kommunikation und Dr.-Ing. Stefan Lindner für die vielen hilfreichen Diskussionen rund um Bauelemente und analoge Schaltungen. Außerdem Steffen Müller, mit dem ich zusammen den Großteil meiner Zeit am *EnCN* verbracht habe und auf den ich mich immer verlassen konnte.

Besonders in der Anfangszeit, als ich komplett neu und allein in dem Thema war, hat Dr.-Ing. Christopher Joffe vom *IISB* mich mit dem Einstieg in die induktive Leistungsübertragung sehr geduldig unterstützt, wofür ich mich herzlich bedanken möchte.

Einen entscheidenden Beitrag zu meiner Arbeit hat Marius Ohlendorf mit seiner Masterarbeit geleistet. Herzlichen Dank für den großen Einsatz und die hervorragenden Ergebnisse.

Als weiterem wichtigen Unterstützer möchte ich auch Martin Gehrke danken, der mich nicht nur meine komplette Studienzeit begleitet hat, sondern mir auch während meiner Zeit am Lehrstuhl immer mit Rat zur Seite stand und alle meine Arbeiten Korrektur gelesen hat. Vielen Dank dafür.

Mein ganz besonderer Dank gilt meiner Mutter für die beständige Unterstützung auf meinem Lebensweg, für den liebevollen und unerschütterlichen Rückhalt sowie die unzähligen Rechtschreibprüfungen. Außerdem danke ich Thomas, der nicht nur immer ein offenes Ohr für mich hatte, sondern auch entscheidend dazu beigetragen hat, dass die Arbeit trotz aller Widrigkeiten letztendlich zu einem erfolgreichen Abschluss geführt hat.

Erlangen, im Dezember 2019  
*Martin Trautmann*



# Tabellen und Abbildungen

## Tabellenverzeichnis

2.1	Schematischer Überblick der Kompensationstopologien [70]. . . . .	11
2.2	Normierung nach [7, 118]. . . . .	15
2.3	Zuordnung von Einzeldrahtdurchmessern zu Frequenzbereichen [85].	26
2.4	Packungsfaktor bei Litzendrähten [85]. . . . .	26
3.1	Bauteilwerte für die Frequenzweiche. . . . .	52
3.2	Kennwerte der Frequenzweiche. . . . .	52
3.3	Werte für das passive Filter. . . . .	54
3.4	Bauteilwerte aktives Tiefpassfilter 4. Ordnung. . . . .	58
3.5	Bauteilwerte aktives Tiefpassfilter 8. Ordnung. . . . .	59
3.6	Werte für das IPT-System. . . . .	62
4.1	Berechnung des Maximalstroms einer 2 mH Induktivität [92]. . . . .	85
5.1	Vergleich der Leistungsübertragung mit und ohne angeschlossene Kommunikationshardware [91]. . . . .	101
5.2	Vergleich mit dem Stand der Technik. . . . .	104

## Abbildungsverzeichnis

2.1	Ersatzschaltbild eines verlustlosen Übertragers nach [69]. . . . .	8
2.2	T-Ersatzschaltbild eines Übertragers nach [69]. . . . .	9
2.3	$\Gamma$ -Ersatzschaltbilder eines Übertragers nach [69]. . . . .	9
2.4	Schematische Darstellung eines IPT-Systems nach [70]. . . . .	10
2.5	Ersatzschaltbild eines IPT-Systems nach [47]. . . . .	12
2.6	Normierte Darstellung eines SS-kompensierten IPT-Systems (normierte Werte in Klammern) [118]. . . . .	14
2.7	Vergleich der vorgestellten Filtercharakteristiken 4.-Ordnung. . . . .	17
2.8	Passive Filter 1. Ordnung [76]. . . . .	19
2.9	Aktive Filter 1. Ordnung [76]. . . . .	19
2.10	Passive Filter 2. Ordnung [76]. . . . .	19
2.11	Aktive Tiefpassfilter 2. Ordnung [76]). . . . .	20
2.12	Vergleich der Gruppenlaufzeit der vorgestellten Filtercharakteristiken 4.-Ordnung. . . . .	21
2.13	Ersatzschaltbild eines nichtinvertierenden Verstärkers. . . . .	22

2.14	Ersatzschaltbild eines invertierenden Verstärkers [76]. . . . .	23
2.15	Ersatzschaltbild eines Differenzverstärkers [81]. . . . .	23
2.16	Konstellationsdiagramm für BPSK nach [76]. . . . .	27
2.17	Konstellationsdiagramm für 16-QAM nach [76]. . . . .	28
3.1	Schematische Darstellung des Gesamtsystems [91]. . . . .	31
3.2	Spektrum des IPT Leistungssignals im Resonanzkreis der Primärseite [92]. . . . .	32
3.3	Gemeinsam genutzter Kanal bei SS-Kompensation. . . . .	33
3.4	Gemeinsam genutzter Kanal bei PP-Kompensation. . . . .	35
3.5	Gemeinsam genutzter Kanal bei LPS-Kompensation. . . . .	35
3.6	Schematische Darstellung der Elektronik des Kommunikationssystems [91]. . . . .	37
3.7	Ersatzschaltbild der Frequenzweiche [92]. . . . .	38
3.8	Ersatzschaltbild des passiven Sendefilters. . . . .	40
3.9	Ersatzschaltbild des Empfangsverstärkers [80]. . . . .	42
3.10	Foto des Ladestationssystems mit integriertem IPT-System [95].	43
3.11	Foto des Kugellagers mit integriertem IPT-System [96]. . . . .	44
3.12	Foto der Würth Elektronik Spulen. . . . .	46
3.13	Ergebnisse der FHA für $k = 0,77$ [91]. . . . .	47
3.14	Simulation des WR-Umschaltvorgangs [91]. . . . .	48
3.15	Simulation der Ein-/Ausgangsspannung und -leistung [91]. . . .	49
3.16	Simulation der Frequenzweiche für System 1 und 2. . . . .	53
3.17	Simulation der Frequenzweiche für System 3. . . . .	53
3.18	Simulation des passiven Filters für System 1 und 2 in Senderichtung.	55
3.19	Simulation des passiven Filters für System 3. . . . .	56
3.20	Simulation des passiven Filters rückwärts. . . . .	56
3.21	Aktives Tiefpassfilter 4. Ordnung nach [102]. . . . .	57
3.22	Simulation des aktiven Filters 4. Ordnung. . . . .	58
3.23	Aktives Tiefpassfilter 8. Ordnung nach [103]. . . . .	59
3.24	Simulation des aktiven Filters 8. Ordnung. . . . .	60
3.25	Simulation des Sendeverstärkers. . . . .	61
3.26	Simulation des Empfangsverstärkers. . . . .	61
3.27	Ersatzschaltbild des Simulationsaufbaus für den geteilten Kanal.	62
3.28	Simulation des geteilten Kanals zwischen den FW für System 1. .	63
3.29	Simulation des gesamten Datenkanals für System 1. . . . .	64
3.30	Pegelplan für System 1. . . . .	64
3.31	Simulation des geteilten Kanals zwischen den FW für System 2.	65
3.32	Simulation des gesamten Datenkanals für System 2. . . . .	65
3.33	Pegelplan für System 2. . . . .	66

3.34	Simulation des geteilten Kanals zwischen den FW für System 3.	66
3.35	Simulation des gesamten Datenkanals für System 3. . . . .	67
3.36	Pegelplan für System 3. . . . .	68
4.1	Messaufbau für die Sättigungsmessung von Induktivitäten. . . .	70
4.2	Messaufbau für die Charakterisierung mit Netzwerkanalysator. .	71
4.3	Messaufbau für die Charakterisierung mit Quelle und Oszilloskop.	71
4.4	Messung des Sendeverstärkers für Messzwecke. . . . .	72
4.5	Messung der Frequenzweiche für System 1 und 2. . . . .	73
4.6	Messung der Frequenzweiche für System 3. . . . .	74
4.7	Messung des durchgeschalteten Sende-Empfangs-Umschalters.	75
4.8	Messung des passiven Filters für System 1 und 2 in Senderichtung.	76
4.9	Messung des passiven Filters für System 3. . . . .	77
4.10	Ersatzschaltbild des passiven Sendefilters zur Messung der rückwärtigen Übertragungsfunktion. . . . .	77
4.11	Simulation und Messung des passiven Filters rückwärts am vorherigen Knoten. . . . .	78
4.12	Messung des aktiven Filters 4. Ordnung. . . . .	79
4.13	Messung des aktiven Filters 8. Ordnung. . . . .	80
4.14	Messung des Sendeverstärkers. . . . .	81
4.15	Messung des Empfangsverstärkers. . . . .	81
4.16	Gesamtansicht der Ladestation Schaltungen [112]. . . . .	82
4.17	Detailansicht der Platine mit der Kommunikationselektronik. .	83
4.18	Verwendete Kernhälften. . . . .	84
4.19	Gewickelte RM6-Spule mit Coilformer. . . . .	85
4.20	Messung der Induktivität von $L_W$ mit RM6 Kern in Abhängigkeit vom Strom. . . . .	86
4.21	Übertragungsspulen für die Ersatzmessung in System 1. . . . .	87
4.22	Messung des gesamten Datenkanals für System 1. . . . .	87
4.23	FFT des Empfangssignals für System 1 bei simultaner Leistungsübertragung. . . . .	88
4.24	Gesamtansicht des rotierenden Kugellagersystems. . . . .	89
4.25	Wellenplatine (Sekundärseite) mit der Kommunikationselektronik.	90
4.26	Messung des gesamten Datenkanals für System 2. . . . .	90
4.27	FFT des Empfangssignals für System 2 bei simultaner Leistungsübertragung. . . . .	91
4.28	Gesamtaufbau des IPT-Systems 3 mit angeschlossener Kommunikation. . . . .	92
4.29	Messung des WR-Umschaltvorgangs [91]. . . . .	93
4.30	Messung der Ein-/Ausgangsspannung und -leistung [91]. . . . .	93

4.31	Foto einer Kommunikationsplatine. . . . .	94
4.32	Messung des gesamten Datenkanals für System 3. . . . .	95
4.33	FFT des Empfangssignals für System 3 bei simultaner Leistungsübertragung. . . . .	96
5.1	Vergleich zwischen Simulation und Messung des Datenkanals für System 1. . . . .	97
5.2	Vergleich zwischen Simulation und Messung des Datenkanals für System 2. . . . .	98
5.3	Vergleich zwischen Simulation und Messung des Datenkanals für System 3. . . . .	99
5.4	Messung der Leistungsübertragung mit und ohne Kommunikation [91]. . . . .	101

# Eigene Veröffentlichungen

## Zeitschriftenbeiträge

M. Trautmann, B. Sanftl, R. Weigel und A. Koelpin, „Simultaneous Inductive Power and Data Transmission System for Smart Applications“, *IEEE Circuits and Systems Magazine*, Bd. 19 (3), S. 23–33, Aug. 2019. DOI: 10.1109/MCAS.2019.2924508.

## Konferenzbeiträge

B. Sanftl, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „Fully Integrated Remote Radio Head and Improved Data Transmission for Inductive Power Transfer Systems“, in *2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (Anaheim, USA)*, März 2018, S. 174–177. DOI: 10.1109/RWS.2018.8304978.

B. Sanftl, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „Simultane Übertragung von Leistung und Daten über induktiv gekoppelte Spulen mittels OFDM“, in *Kleinheubacher Tagung 2017 (Miltenberg)*, Sep. 2017.

M. Trautmann, M. Ohlendorf, B. Sanftl, R. Weigel und A. Koelpin, „Dimensioning and Comparison of Common Compensation Topologies for IPT Systems“, in *2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Baltimore, MD, USA)*, Sep. 2017, S. 1–4. DOI: 10.1109/ISCAS.2017.8050511.

M. Haberl, B. Sanftl, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „A Direct RF-to-Baseband Quadrature Subsampling Receiver Using a Low Cost ADC“, in *2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (Phoenix, AZ, USA)*, IEEE MTT-S, Juni 2017, S. 144–146. DOI: 10.1109/RWS.2017.7885970.

B. Sanftl, M. Trautmann, M. Kleinhenz, R. Weigel und A. Koelpin, „Increased Data Rate using Higher-order Digital Modulation for Simultaneous Inductive Data and Power Transfer Systems“, in *IEEE MTT-S Wireless Power Transfer Conference 2017 (Taipeh, Taiwan)*, Juni 2017, S. 1–3. DOI: 10.1109/WPT.2017.7953843.

M. Trautmann, B. Sanftl, R. Weigel und A. Koelpin, „Frequency Separation Stage Design for a Reliable Data Link in an IPT System for Electric Vehicles“, in *IEEE Southern Power Electronics Conference (Auckland, New Zealand)*, Bd. 2, IEEE PES, Dez. 2016. DOI: 10.1109/SPEC.2016.7846000.

B. Sanftl, T. Magel, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „A Robust Light-Weight Protocol Stack for Data Transmission within Inductive Power Transfer Systems“, in *ApMediaCast2016 Asia Pacific Conference on Multimedia and Broadcasting (Kuta, Bali, Indonesia)*, IEEE ComSoc, Nov. 2016. DOI: 10.1109/APMEDIACAST.2016.7878179.

## Eigene Veröffentlichungen

- B. Sanftl, F. Pflaum, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „Digital Transceiver Design for Data Communication in Inductive Power Transfer Systems“, in *Integration of Sustainable Energy Conference* (Nuremberg), Juli 2016.
- M. Trautmann, B. Sanftl, F. Pflaum, R. Weigel und A. Koelpin, „Coupling Filter Design for Data Transmission in an Inductive Power Transfer Systems“, in *Integration of Sustainable Energy Conference* (Nuremberg), Juli 2016.
- B. Sanftl, C. Joffe, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „Reliable Data Link for Power Transfer Control in an Inductive Charging System for Electric Vehicles“, in *IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility* (San Diego, USA), IEEE MTT-S, Mai 2016. DOI: 10.1109/ICMIM.2016.7533929.
- B. Sanftl, F. Pflaum, M. Trautmann, R. Weigel und A. Koelpin, „A Novel Approach for Reliable Communications within Inductive Power Transfer Systems“, in *Wireless Power Transfer Conference* (Aveiro, Portugal), IEEE MTT-S, Mai 2016, S. 1–4. DOI: 10.1109/WPT.2016.7498830.
- M. Trautmann, C. Joffe, F. Pflaum, B. Sanftl, R. Weigel, T. Heckel und A. Koelpin, „Implementation of Simultaneous Energy and Data Transfer in a Contactless Connector“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), Jan. 2016, S. 101–104. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444333.
- M. Trautmann, „Implementation of Simultaneous Energy and Data Transfer for Charging Electric Vehicles“, in *4th International Energy Transfer for Electric Vehicles Conference* (Nuremberg), Sep. 2015.

## Patente

- M. Trautmann, B. Sanftl, A. Koelpin, T. Heckel, L. Frey, S. Ditze, A. Endruschat, C. Joffe, A. Rosskopf und T. Schriefer, „System zur drahtlosen Übertragung von Energie und Daten“, 102016206767.2, Sep. 2016.