

Aspekte zur praxisnahen Auslegung induktiver Energieübertragungssysteme für Elektrofahrzeuge

zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Benjamin Klaus

geb. in: Pforzheim, Deutschland

Tag der mündlichen Prüfung: 16. Juli 2018

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Peter Gratzfeld



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung - Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz (CC BY-SA 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.de>

Kurzfassung

Induktive Energieübertragungssysteme sind aufgrund der Vielzahl an Kenngrößen und Zusammenhängen äußerst komplex. Deshalb müssen diese unter Berücksichtigung der vorgestellten Randbedingungen für die jeweiligen Anforderungen und spezifischen Anwendungsfälle neu ausgelegt werden. Dazu werden Aspekte aufgezeigt, die eine Analyse der Systemanforderungen, u.a. der elektrischen und magnetischen Parameter beinhalten, speziell für den Einsatz im Themenfeld der Elektromobilität.

Dies betrifft den zur Verfügung stehenden Bauraum, die Versatztoleranz, den Abstand, aber auch die verwendeten Materialien. Eine erste Dimensionierung greift Themen bzgl. der Spulen- und Ferritgeometrie auf. Die Koppelparameter werden bestimmt und elektrische Netzwerkgrößen definiert. Für eine genaue Wirkungsgradbetrachtung sind Materialparameter notwendig, mit denen die Komponentenverluste simulativ bestimmt werden können, denn Wirkungsgradbetrachtungen gewinnen vor allem bei hohen Übertragungsleistung immer weiter an Bedeutung.

Aus diesem Grund konzentriert sich ein Teilaspekt dieser Arbeit auf die verschiedenen Möglichkeiten zur geometrischen Einflussnahme auf das Übertragungsverhalten und beleuchtet Zusammenhänge, die bei einer Auslegung des Spulensystems notwendig sind. Dies erfolgt unter dem speziellen Gesichtspunkt hoher Übertragungsleistungen, die über haushaltsübliche Standards gehen.

In der Praxis hängen die einzelnen Schritte während der Auslegung stark voneinander ab und können nicht isoliert betrachtet werden. Die Schritte sind eher als Orientierung zu sehen, da diese sich beim Entwurf derart beeinflussen, dass die Systemauslegung nur als iterativer Prozess realisiert werden kann. Dabei existiert eine Vielzahl untergeordneter Iterationsprozesse. Der Dimensionierung des Resonanzübertragers kommt eine dominierende Rolle zu, da dessen Eigenschaften das Systemverhalten maßgebend beeinflussen.

Diese Arbeit befasst sich als Teil des Gesamtauslegungsprozesses im speziellen mit dem Entwurf eines Resonanzübertragers (magnetischen Komponenten) unter dem Gesichtspunkt der Materialwahl (Ferrite, Abschirmung, HF-Litzleiter) und zeigt Aspekte zur praxisnahen Auslegung für hohe Übertragungsleistungen auf. Einflussparameter bzgl. der Spulensys-

teme, Ferrite und Kompensationseinheiten werden näher untersucht und deren Auswirkungen quantifiziert. Ein Schwerpunkt wird auf die Kriterien zur Auslegung der Litzleiter gelegt.

Eine Bewertung und eine Verifikation der Ergebnisse muss messtechnisch erfolgen. Diese umfasst die Überprüfung elektrischer und magnetischer Übertragungseigenschaften und bei Bedarf eine Prüfung der Normkonformität.

Für den Aufbau in einer Testumgebung werden planare Geometrien favorisiert und ein praxisnaher Entwicklungsprozess unter Einbeziehung von fest vorgegebenen Randbedingungen erläutert. Es werden unter Berücksichtigung des vorgestellten vereinfachten Entwurfsverfahrens beispielhaft zwei unterschiedliche Spulensysteme mittels eines geometrischen Optimierungsverfahrens simulativ entworfen, aufgebaut und in einem eigens entwickelten Versuchsstand untersucht.

Dabei werden die vorgestellten Randfaktoren und Anforderungen berücksichtigt, die eine realitätsnahe Auslegung sicherstellen sollen. Gewöhnlich sind die Außenabmessungen der sekundärseitigen Spule festgelegt, was bei einem spezifizierten Einsatz im Elektrofahrzeug die Freiheitsgrade für diese allerdings stark begrenzen.

Inhaltsverzeichnis

Aspekte zur praxisnahen Auslegung induktiver Energieübertragungssysteme für Elektrofahrzeuge

Kurzfassung	i
Inhaltsverzeichnis	iii
Nomenklatur	vii
Abkürzungsverzeichnis	xiii
Vorwort	xv
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Aufbau der Arbeit.....	2
2 Grundlagen	5
2.1 Vorwort und Begriffsbezeichnungen	5
2.2 Übersicht	5
2.3 Grundlagen zur Funktion und Auslegung	6
2.3.1 Übertrager	6
2.3.2 Elektrisches Ersatzschaltbild.....	8
2.3.3 Kompensation	10
2.4 Wirbelstromeffekte.....	11
2.4.1 Skin-Effekt.....	11
2.4.2 Proximity-Effekt	13
3 Entwicklung eines praxisnahen Entwurfsverfahrens	17
3.1 Verwendete Software / Computergestützte Systemanalyse	19
3.2 Methodik zur Ermittlung von Feldgrößen und Systemparametern ..	21
3.3 Anforderungen an das induktive Ladesystem	23
3.3.1 Technische Randbedingungen des Systems	23
3.3.2 Geometrische Randbedingungen	24

3.4	Bedeutung des Koppelfaktors	25
3.5	Versatztoleranz	26
3.6	Kurzüberblick der Konzepte bei Systemversatz	29
3.7	Ergebnisse der Entwurfsmethodik	31
4	Aspekte zur praxisnahen Auslegung der Spulensysteme	35
4.1	Vorwort.....	35
4.2	Geometrische Grundparameter	36
4.3	Allgemeine Überlegungen zu Spulenformen	37
4.4	Auslegung der Spulensysteme	40
4.4.1	Technische Daten der Spulensysteme	49
4.4.2	Erreichbarer Wirkungsgrad	53
4.4.3	Einfluss von Abstands- und Positionsänderungen	54
4.4.4	Feldausbreitung	55
4.4.5	Windungsverteilung	59
4.4.6	Frequenzverhalten	63
4.4.7	Abschließende Bewertung	70
4.5	Kompensation	71
4.5.1	Bedeutung der Kompensation für die Systemauslegung und das Systemverhalten	71
4.5.2	Realisierungsmöglichkeiten und Auswahl passender Kondensatoren.....	72
4.6	Entwicklung von Systemen mit höheren Betriebsfrequenzen.....	72
4.7	Sicherheitsbetrachtung und mögliche Fehlerfälle	74
5	Auslegungskriterien in toleranzbehafteten Systemen.....	77
5.1	Übersicht.....	77
5.2	Litzleiter und deren praxisnahe Auslegung	78
5.2.1	Allgemeines.....	78
5.2.2	Verluste im Rundleiter.....	80
5.2.3	Orthogonalität der Verlustanteile im Rundleiter	86
5.2.4	Verluste in HF-Litzen	86
5.2.5	Ergebnisse des Modells	88
5.2.6	Auslegungskriterien.....	97
5.2.7	Ergebnisse der praktischen Litzenauslegung.....	104

5.3	Ferritkeramiken und deren praxisnahe Auslegung	105
5.3.1	Einführung in die theoretischen Grundlagen.....	105
5.3.2	Auswahlkriterien für weichmagnetische Leistungsferrite..	105
5.3.3	Modellierung.....	110
5.3.4	Auslegungskriterien	113
5.4	Sonstige Wirbelstromverluste	114
5.5	Inverterverluste	115
6	Versuchsanlage.....	117
6.1	Vorwort	117
6.2	Gesamtkonzept	118
6.3	Betriebsverhalten.....	119
6.3.1	Systemverhalten	120
6.3.2	Lastfälle	121
6.3.3	Steuerverfahren und Ausgangsleistung	122
6.4	Versorgungseinheit.....	123
6.4.1	Vorwort	123
6.4.2	Halbbrückenmodule	124
6.4.3	Treiberstufe	125
6.4.4	Auslegung des Zwischenkreises	126
6.4.5	Steuerung	127
6.4.6	Sicherheitskonzept	129
6.5	Messtechnik.....	131
6.5.1	Allgemeine Vorüberlegungen	131
6.5.2	Stromsensor.....	132
6.5.3	Amplitudenüberwachung	133
6.5.4	Stromnulldurchgangserkennung	135
6.5.5	Effektivwertmessung	136
6.6	Raumportal / Positioniereinheit.....	137
6.6.1	Platzbedarf bewegter Spulen.....	137
6.6.2	Raumportal – Planung des mechanischen Aufbaus.....	138
6.6.3	Wechselwirkungen mit dem Magnetfeld	141
6.6.4	Planung und Aufbau der Elektronik.....	143
6.6.5	Aufbau der Mechanik.....	144

7 Experimentelle Validierung	147
7.1 Pulstest	147
7.1.1 LC-Reihenschwingkreis	148
7.1.2 Gesamtsystem	150
7.1.3 Bewertung	154
7.2 Widerstand der Litzleiter	154
7.2.1 Vorwort	154
7.2.2 Messergebnisse	155
7.2.3 Bewertung	159
7.3 Betriebsmessung	160
7.3.1 Bewertung	162
8 Zusammenfassung	163
8.1 Beitrag zum systematischen und praxisnahen Entwurf induktiver Ladesysteme	163
8.2 Aspekte für eine Weiterentwicklung	164
Anhang A	167
Anhang B	169
Anhang C	171
Literaturverzeichnis	173
Studentische Abschlussarbeiten	181

Nomenklatur

Konstanten

μ_0 Permeabilitätskonstante im Vakuum ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$) [VS AM⁻¹]

Attribute an Formelzeichen

\bar{x}, \bar{X} arithmetischer Mittelwert

X_{eff} Effektivwert

\hat{x}, \hat{X} Scheitelwert

\vec{x}, \vec{X} Vektorielle Größe

$|X|$ Absolutbetrag z.B. $X = a + jb$, es folgt $|X| = \sqrt{\text{Re}\{a\}^2 + \text{Im}\{b\}^2}$

$\text{Re}\{X\}$ Realteil von X

$\text{Im}\{X\}$ Imaginärteil von X

Formelzeichen

α, β Modellparameter nach Steinmetz und Stoll

δ Skintiefe

η Wirkungsgrad

$\eta_{32.1}$ Wirkungsgrad, System 32.1

$\eta_{32.1, \text{biquad}}$ Wirkungsgrad, System 32.1, biquadratische Windungsverteilung

θ Durchflutung [AT]

μ_{eff} effektive magnetische Permeabilität [VS AM⁻¹]

μ_i Anfangspermeabilität (engl. initial permeability) [VS AM⁻¹]

μ_r relative magnetische Permeabilität [VS AM⁻¹]

$\mu_{r,99\%}$ relative magnetische Permeabilität bei 99 %iger Sättigung [VS AM⁻¹]

ρ spezifischer Widerstand [$\Omega \text{ mm}^2 \text{ m}^{-1}$]

φ_{U111}	Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom primärseitig	[°]
Φ_{Hys}	Phasenverschiebung zwischen H und B	[°]
Φ_H	magnetischer Hauptfluss	[Wb]
$\Phi_{\sigma 1}$	magnetischer Streufluss der Primärspule	[Wb]
$\Phi_{\sigma 2}$	magnetischer Streufluss der Sekundärspule	[Wb]
ω	Kreisfrequenz	[s ⁻¹]
A	Fläche / Querschnitt	[m ²]
A_{Ader}	Querschnitt einer Ader	[m ²]
$A_{Bündel}$	Querschnitt des Bündels	[m ²]
A_{min}	Querschnitt, Minimalwert	[m ²]
B	magnetische Flussdichte	[T]
$B_{eff,Lim}$	magnetische Flussdichte, limitierter Effektivwert	[T]
C	elektrische Kapazität	[F]
C_{1P}	parallel angeordnete Primärkapazität	[F]
C_{1S}	seriell angeordnete Primärkapazität	[F]
C_{2P}	parallel angeordnete Sekundärkapazität	[F]
C_{2S}	seriell angeordnete Sekundärkapazität	[F]
C_D	Dimensionierungskonstante	
C_{ZK}	Zwischenkreiskapazität	[F]
$\cos \varphi$	Leistungsfaktor	
d_{Ader}	Einzeladerdurchmesser	[m]
$d_{Bündel}$	Bündeldurchmesser	[m]
d_{Litze}	Litzdurchmesser	[m]
D	elektrische Verschiebungsstromdichte	[C/m ²]
E	elektrische Feldstärke	[V/m]
E_A	Aktivierungsenergie	[Joule]
F	Formfaktor	
$G_{Prox}(f)$	Proximity-Effekt Faktor	
H	magnetische Feldstärke	[A/m]
H_φ	magnetische Feldstärke, φ -Komponente	[A/m]

H_r	magnetische Feldstärke, r-Komponente	[A/m]
H_z	magnetische Feldstärke, z-Komponente	[A/m]
H_{ext}	magnetische Feldstärke, extern	[A/m]
H_{int}	magnetische Feldstärke, intern	[A/m]
f	Frequenz	[Hz]
f_{NA}	mit Netzwerkanalysator ermittelte Frequenz	[Hz]
f_{R}	Frequenz	[Hz]
f_{Res}	Resonanzfrequenz	[Hz]
f_{S}	Schaltfrequenz	[Hz]
$f_{\text{S,max}}$	Schaltfrequenz, Maximalwert	[Hz]
$F_{\text{Skin}}(f)$	Skin-Effekt Faktor	
$F(s)$	Versatzgüte	
I	elektrische Stromstärke	[A]
I_2	elektrische Stromstärke der Sekundärseite	[A]
I_{eff}	elektrische Stromstärke, Effektivwert	[A]
I_{Prim}	elektrische Stromstärke der Primärseite	[A]
$I_{\text{Pri,eff,max}}$	elektrische Stromstärke der Primärseite, Effektivwert, Maximalwert	[A]
I_{Sek}	elektrische Stromstärke der Sekundärseite	[A]
J	elektrische Stromdichte	[A/m ²]
J_0	modifizierte Besselfunktion, Index 0	
J_1	modifizierte Besselfunktion, Index 1	
J_{max}	elektrische Stromdichte, Maximalwert	[A/m ²]
J_z	elektrische Stromdichte, z-Komponente	[A/m ²]
k	Koppelfaktor	
k_{Bei}	Bei-Kelvin-Funktion	
k_{Ber}	Ber-Kelvin-Funktion	
k_{Hys}	Steinmetz-Parameter	
k_{Litze}	Kupferfüllfaktor der Litze	
k_{max}	Koppelfaktor, maximal	
k_{S}	Koppelfaktor des Systems S	

$k_{S,normiert}$	Koppelfaktor des Systems S, normiert	
l_{Litze}	Länge der Litze	
L	Induktivität	[H]
L_1	Eigeninduktivität primärseitig	[H]
L_{10}	Eigeninduktivität primärseitig, normiert auf 1 Windung	[H]
L_2	Eigeninduktivität sekundärseitig	[H]
L_{20}	Eigeninduktivität sekundärseitig, normiert auf 1 Windung	[H]
M	Gegeninduktivität	[H]
M_0	Gegeninduktivität, normiert auf 1 Windung	[H]
n	Anzahl Adern / Bündel innerhalb der Formel	
N	Anzahl an Windungen	
N_1	Anzahl an Windungen der Primärwicklung	
N_2	Anzahl an Windungen der Sekundärwicklung	
N_A	Anzahl an Einzeladern	
P_2	elektrische Leistung an einem ohmschen Verbraucher	[W]
P_A	Anti-Hystereseverluste, Bestandteil der Restverluste	[W]
P_D	Dielektrizitätsverluste, Bestandteil der Restverluste	[W]
P_{Hys}	Hystereseverluste	[W]
$P_{Hys,Stein}$	Hystereseverluste, Modell nach Steinmetz	[W]
$P_{Hys,Stoll}$	Hystereseverluste, Modell nach Stoll	[W]
P_N	Nachwirkverluste	[W]
P_{Nenn}	elektrische Nennleistung	[W]
$P_{Prox,Dichte}$	Leistungsdichte, Proximity-Effekt	[W]
$P_{Prox,ext}$	Verlustleistung durch den externen Proximity-Effekt	[W]
$P_{Prox,int}$	Verlustleistung durch den internen Proximity-Effekt	[W]
P_{R_L}	elektrische Leistung am Lastwiderstand	[W]
P_{Skin}	Verluste durch den Skin-Effekt	[W]
$P_{V,C}$	Kernverlustleistung	[W/m ³]
P_W	Wirbelstromverluste	[W]
P_{WR}	Ausgangswirkleistung des Wechselrichters	[W]

Q	Güte	
Q_1	Güte, primärseitig	
Q_2	Güte, sekundärseitig	
Q_{\min}	Güte, Minimalwert	
Q_{rr}	reverse-recovery Ladung	[C]
Q_{Sek}	Güte, sekundärseitig	
Q_{SK}	Schwingkreisgüte	
$r_{\text{Bündel}}$	Bündelradius	[m]
R	elektrischer Widerstand	[Ω]
R_1	elektrischer Widerstand der Primärwicklung	[Ω]
R_{10}	elektrischer Widerstand der Primärwicklung, normiert auf 1 Windung	[Ω]
R_2	elektrischer Widerstand der Sekundärwicklung	[Ω]
R_{20}	elektrischer Widerstand der Sekundärwicklung, normiert auf 1 Windung	[Ω]
R_{AC}	Wechselstromwiderstand (engl. alternating current)	[Ω]
R_{DC}	Gleichstromwiderstand (engl. direkt current)	[Ω]
$R'_{\text{DC,Ader}}$	Gleichstromwiderstand einer Ader, bezogen auf 1 m	[Ω]
$R_{\text{DC,verdr.}}$	Gleichstromwiderstand, verdrellter Leiter	[Ω]
$R_{\text{DC,unverdr.}}$	Gleichstromwiderstand, unverdrellter Leiter	[Ω]
$R_{\text{DS,on}}$	Durchgangswiderstand im Drain-Source Pfad	[Ω]
R_L	elektrischer Widerstand der Last	[Ω]
$R_{L,32.1,\text{Nenn}}$	elektrischer Widerstand der Last, System 32.1, bei Nennübertragungsleist.	[Ω]
$R_{L,61,\text{Nenn}}$	elektrischer Widerstand der Last, System 61, bei Nennübertragungsleistung	[Ω]
$R_{L,61}$	elektrischer Widerstand der Last, System 61	[Ω]
R_{Loss}	elektrischer Ersatzwiderstand der Abschirmungen und Ferritkeramiken	[Ω]
S	Scheinleistung	[VA]
S_{WR}	Ausgangsscheinleistung des Wechselrichters	[VA]
T_C	Curie-Temperatur	[$^{\circ}\text{C}$]
T_{max}	Temperatur, Maximalwert	[$^{\circ}\text{C}$]
U_2	Spannung, induziert, sekundärseitig	[V]
U_{DC}	Spannung, dc-seitig	[V]

U_L	Spannung an der Last	[V]
U_{WR}	Ausgangsspannung des Wechselrichters	[V]
U_{ZK}	Gleichspannung des Zwischenkreises	[V]
$U_{ZK,max}$	Gleichspannung des Zwischenkreises, Maximalwert	[V]
Y_{Ges}	Gesamtadmittanz	[Ω^{-1}]
Z	komplexe Impedanz	[Ω]
Z_{Ges}	komplexe Gesamtimpedanz	[Ω]
Z_{Prim}	komplexe Impedanz der Primärseite	[Ω]
Z_R	komplexe reflektierte Impedanz	[Ω]
Z_{Sek}	komplexe Impedanz der Sekundärseite	[Ω]

Abkürzungsverzeichnis

BImSchV	Bundesimmissionsschutzverordnung
CAD	Computer-Aided Design
CPLD	Complex Programmable Logic Device
CTC	Clear Timer on Compare Match
Diy	Do it yourself
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FEM	Finite-Elemente-Methode
FFT	Fast Fourier Transform
GFK	Glasfaserverstärkter Kunststoff
GUI	Graphical User Interface
HBSE	Hazard-Based Safety Engineering
HF	Hochfrequenz
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
IEEE	Institute of Electrical Engineers
IMD	Insulation Monitoring Device
KG	Koppelgüte
LE	Latch Enable
LWL	Lichtwellenleiter
NA	Netzwerkanalysator
NPE	Nationale Plattform Elektromobilität
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulsweitenmodulation
SAR	Specific Absorption Rate
SiC	Silicon Carbide
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

Vorwort

Das Verständnis der Zusammenhänge und Auslegung komplexer Systeme - wie induktiver Batterieladesysteme - ist eine herausfordernde Aufgabe. Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am *Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH)* am *Karlsruher Institut für Technologie (KIT)*.

Herzlichen Dank an meinen Doktorvater Herrn *Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried*, dem Leiter des *Instituts für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik* für die Möglichkeit, mich mit dieser spannenden Thematik auseinandersetzen zu können. Für den Erfolg dieser Arbeit war seine stetig währende Förderung und der Rückhalt unabdingbar. Insbesondere danke ich ihm für seine stete Diskussionsbereitschaft, das hohe Vertrauen und die großzügigen Freiräume während der Arbeit.

Für die Übernahme des Korreferats und für sein Interesse an dieser Arbeit möchte ich Herrn *Prof. Dr.-Ing. Peter Gratzfeld* sehr herzlich danken.

Weiterhin gilt mein Dank den Mitarbeitern der Daimler AG, vor allem den Herren *Karl-Heinz Baier, Ottmar Schmid, Matthias Kronewitter* und *Giuseppe Cortese* für den fachlichen Austausch.

Vielen Dank an die Firma Von Roll Holding AG, insbesondere an *Dr.-Ing. Christoph Herold, Dominique Rey* und *Peter Weyl* für die Bereitstellung der HF-Litze und die Unterstützung mit wertvollen Hinweisen und detaillierten Informationen.

In guter Erinnerung bleibt mir die freundliche, offene Arbeitsatmosphäre und durchweg gute Zusammenarbeit am IEH. Ich wurde bereits als Student in das Institutsleben eingebunden und gefördert. Vielen Dank an *Daniel Barth, M.Sc.* für den fachlichen und konstruktiven Austausch.

Den Mitarbeitern des Sekretariats danke ich für die große und allzeit freundliche Unterstützung in der Projekt- und Verwaltungsarbeit.

Vielen Dank an die Mitarbeiter der elektrotechnischen und mechanischen Werkstatt für die Anfertigungen der Vielzahl an Aufbauten und Komponenten für die Versuchsanlage.

Eine Vielzahl an studentischen Abschlussarbeiten und Hilfwissenschaftlern haben in hohem Maße zum Erfolg dieser Arbeit beitragen. Für ihr außergewöhnliches Engagement danke ich den Herren *Björn Sillmann, M.Sc.*, *Benedikt Müller, M.Sc.*, *Raphael Ackermann, M.Sc.* *Markus Lörcher, B.Sc.*, und *Dominik Woll, B.Sc.*

Großer Dank gilt im Besonderen meinen ehemaligen Kollegen *Dr.-Ing. Christian Freitag*, *Dr.-Ing. Peter Krasselt* und *Dr.-Ing. Daniel Geißler* für das freundschaftliche Verhältnis, die Vielzahl an Anregungen, die Unterstützung und vor allem die fachlichen Impulse - wie auch kritische Durchsicht dieser Dissertation. Ausdrücklich möchte ich Herrn *Dr.-Ing habil. Martin Sack* danken für die wertvollen Hinweise und Anregungen im Bereich der Messtechnik und Leistungselektronik.

Mein allergrößter Dank gebührt meiner geliebten Familie, meiner Ehefrau *Eleonore Klaus* und meinem Sohn *Elias*. Ohne deren Rückhalt, Verzicht und unermüdliche Unterstützung wäre die vorliegende Arbeit niemals entstanden.

Karlsruhe, im Juli 2018

Benjamin Klaus

1 Einleitung

1.1 Motivation

Damit Elektromobilität alltagstauglich wird und im Massenmarkt Fuß fassen kann, sind die Schwerpunkte eindeutig im Bereich Forschung und Entwicklung, sowie passender Normen und Standards zu legen. Um diesen Markt aufbauen zu können, müssen passende Anreize und bedarfsgerechte Ladeinfrastruktur im Fokus stehen [1], denn Kernelemente bei der Substitution fossil betriebener Fahrzeuge sind innovative Lösungen und eine breite gesellschaftliche Nutzerakzeptanz.

Die Visionen der Nationalen Plattform Elektromobilität (NPE), sind damit nicht nur von Neuentwicklungen elektrisch angetriebener Fahrzeugkonzepte abhängig, sondern auch von der Bereitstellung adäquater und komfortabler Schnellladeinfrastruktur. Für eine wirksame Substitution verbrennungsmotorischer Fahrzeuge erfordert dies, neben der hohen Reichweite, auch die Bereitstellung öffentlich zugänglicher Ladepunkte in ausreichender Anzahl, um den eigenen Mobilitätsbedarf ausreichend abdecken zu können. Dafür empfiehlt die NPE einen ganzen Maßnahmenkatalog, der neben der öffentlichen Förderung des Bundes oftmals auch die unternehmerischen Entscheidungen nachhaltig betrifft [1], da die Elektrifizierung des Antriebsstranges eine der zentralen Rollen spielt.

In den vergangenen Jahren hat die Bedeutung elektrisch betriebener Fahrzeuge stark zugenommen. Frühe Feldversuche zeigen, dass die Möglichkeit der Aufladung sogenannter Plug-In Hybridfahrzeuge, zumeist wegen der Umständlichkeit das Ladekabel anzuschließen, oft nicht genutzt wird. Hier bietet die induktive Energieübertragung einen erheblichen Komfortgewinn. Über eine bodenseitige Ladeeinheit wird, bei korrekter Positionierung des Fahrzeugs, elektrische Energie über ein hochfrequentes magnetisches Wechselfeld effizient übertragen. Dabei sind in Nennposition (ohne Versatz) und bei Nominalabstand (von der Systemauslegung abhängig) Wirkungsgrade $> 90\%$ möglich.

Zwischenzeitlich arbeiten viele Fahrzeughersteller an einer Einführung induktiver Ladesysteme. Allerdings muss sich die Ladeleistung dem steigenden Elektrifizierungsgrad und den höher werdenden Batteriekapazitäten anpassen. Dabei gilt es, zumindest das fahrzeugeitige Spulensystem, trotz der Leistungssteigerung, so kompakt wie möglich zu konstruieren und geltende Grenzwerte für die räumliche Feldausbreitung einzuhalten [2].

Autonomes Parken ist Gegenstand aktueller Forschung. Das Gesamtsystem muss versatztolerant ausgelegt sein, da selbst durch pilotiertes Anfahren oftmals keine exakte Positionierung möglich ist. Dabei zeigen die Aspekte zur praxisnahen Auslegung technische Randbedingungen, die im Auslegungsprozess realer Systeme zu berücksichtigen sind. Damit steigt allerdings auch die Komplexität der Auslegung.

Nicht nur durch unterschiedliche Spulentopologien wächst die Anzahl geometrischer Freiheitsgrade, sondern die ausgewählte Grundgeometrie muss für den Einsatzzweck auch optimiert ausgelegt werden.

1.2 Aufbau der Arbeit

Im Laufe der letzten Jahre sind eine Vielzahl an Fachartikeln, Veröffentlichungen [3 bis 5] und Projekten [6 bis 8] entstanden, die sich mit dem Thema der induktiven Energieübertragung auseinandersetzen. Dort hat man sich vor allem die Entwicklung einer leistungsklassenübergreifenden Standardisierung zum Ziel gesetzt und arbeitet gemeinschaftlich an einer Empfehlung für interoperable induktive Ladesysteme. Andere Projekte verfolgen das Ziel der Stabilisierung des Stromnetzes durch die Entwicklung bidirektionaler Ladesysteme, die eine NetZRückspeisung der in der Fahrzeugbatterie gespeicherten Energie erlauben.

Oftmals liegen die Schwerpunkte bei theoretischen und simulativen Betrachtungen oder es werden Prototypen aufgebaut. Die genaue Beschreibung eines praktikablen Spulendesigns und Hardwareentwurfs für induktive Ladesysteme findet man eher selten.

Ziel dieser Arbeit ist deshalb die Ableitung praxisnaher Auslegungskriterien, sowie einer passenden Materialwahl für den Aufbau der Gesamtpulensysteme im fahrzeugnahen Umfeld bis zu einer Übertragungsleistung von 44 kW, sowie deren messtechnische Validierung.

Die Arbeit gliedert sich wie folgt:

Für das allgemeine Systemverständnis wird in Kapitel 2 die grundlegende Funktionsweise aufgezeigt. Die wichtigsten Begrifflichkeiten werden eingeführt. Nach der Beschreibung des Aufbaus und der Komponenten, werden wichtige Anforderungen und Randbedingungen für den Entwurf der Gesamtpulensysteme erläutert. Weitere Grundlagen werden in den einzelnen Teilkapiteln eingeführt.

In Kapitel 3 erfolgt die Entwicklung eines praxisnahen Entwurfsverfahrens. Im Speziellen sind die Bedeutung des Koppelfaktors, sowie die quantitative Berücksichtigung der Versatztoleranz hervorzuheben.

Direkt anschließend in Kapitel 4 finden wichtige Aspekte des Verfahrens bei der Entwicklung zweier unterschiedlicher Gesamtpulensysteme Anwendung. Der Einfluss der Variation geometrischer Grundparameter wird analysiert. Es folgen Untersuchungen zum erreichbaren Wirkungsgrad, dem Einfluss von Abstands- und Positionsänderung, sowie zur Feldausbreitung.

Kapitel 5 gibt eine Übersicht zu den Komponentenverlusten und beschreibt Modelle zu deren simulativen Bestimmung. Dabei sind die Verluste in HF-Litzen, sowie die Beschreibung praktischer Auslegungskriterien für Litzleiter hervorzuheben.

Diese drei Kapitel (3, 4 und 5) bilden die Grundlagen für ein ganzheitliches Systemverständnis, welches für den Aufbau eines realitätsnahen und toleranzbehafteten Systems notwendig ist.

Bevor in Kapitel 7 eine experimentelle Validierung vorgenommen wird, werden in Kapitel 6 das Gesamtkonzept der Versuchsanlage, sowie der Messtechnik vorgestellt.

Abschließend wird in Kapitel 8 die Arbeit zusammenfassend dargestellt, der Beitrag zum praxisnahen Systementwurf diskutiert und Aspekte zur Weiterentwicklung aufgezeigt.

2 Grundlagen

2.1 Vorwort und Begriffsbezeichnungen

Für das allgemeine Systemverständnis wird die grundlegende Funktionsweise aufgezeigt und die wichtigsten Begrifflichkeiten eingeführt, die für die Auslegung induktiver Ladesysteme und das Verständnis der Arbeit notwendig sind.

Im Allgemeinen werden für die gesamte Arbeit folgende Bezeichnungen gewählt:

- *Wicklung* = besteht aus mehreren Windungen und ergibt die primär- oder sekundärseitige Spule
- *Spule* = Wicklung mit frequenzabhängigem Widerstand
- *Induktivität / Eigeninduktivität* = „ideale“ Spule
- *Spulensystem* = primär- oder sekundärseitige Wicklung inkl. Ferritkeramiken und Abschirmung
- *Übertrager* = primär- und sekundärseitiges Spulensystem (entspricht Gesamtpulensystem)
- *Resonanzübertrager* = Übertrager inklusive der Kompensationseinheiten
- *Übertragungssystem* = Resonanzübertrager inklusive leistungselektronischer Stellglieder
- *Koppelparameter* = Kopplung k , Eigeninduktivitäten der Spulen L_1 , L_2 , sowie Gegeninduktivität M
- *Kompensationseinheit* = *Resonanzkondensatoren*

2.2 Übersicht

Abbildung 2.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des induktiven Energieübertragungssystems, wie es in dieser Arbeit verwendet wird.

Das System wird vom Netz gespeist. Über eine 3-phasige Diodenbrücke wird die Eingangsspannung gleichgerichtet und durch einen kapazitiven Zwischenkreis geglättet.

Der Inverter wandelt die Gleichspannung in eine blockförmige Ausgangsspannung mit der Resonanzfrequenz des Resonanzübertragers. Zur Wirkungsgradsteigerung werden beidseitig Resonanzkondensatoren eingesetzt. Eine Auslegungsvorschrift zur Blindleistungskompensation findet sich in Kapitel 2.3.2.

Gewöhnlich werden sowohl das primär- als auch sekundärseitige Spulensystem mit den Resonanzkondensatoren auf dieselbe Frequenz ausgelegt. Durch den Betrieb in oder sehr nahe der Resonanzfrequenz kommt es zu sinusförmigen Stromverläufen im Resonanzübertrager [9]. Sekundärseitig wird die Spannung gleichgerichtet, gefiltert und an die Last angelegt.

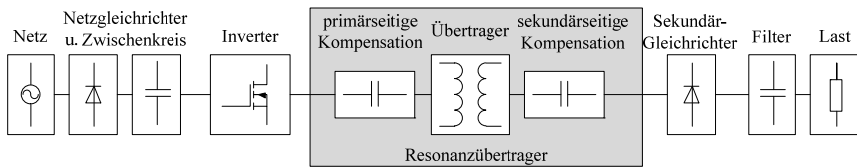


Abbildung 2.1: Prinzipieller Aufbau des Übertragungssystems.

Der Resonanzübertrager besteht, wie bereits kurz erläutert, aus den beiden Spulensystemen, sowie der primär- und sekundärseitigen Kompensationseinheit. Primär- und Sekundärspulensystem bilden den eigentlichen magnetischen Übertrager, der die Übertragungscharakteristik maßgebend bestimmt. Das Verhältnis der jeweiligen Windungszahlen N_1 und N_2 definiert die Strom- und Spannungsverhältnisse. Da die Eigeninduktivitäten der beiden Spulen von den Windungszahlen abhängen, bestimmen diese auch den maximalen Spannungsabfall.

2.3 Grundlagen zur Funktion und Auslegung

2.3.1 Übertrager

In einer Vielzahl an Veröffentlichungen, werden die Grundgleichungen induktiver Energieübertragungssysteme vorgestellt, wie beispielsweise in [4, 5, 10]. In diesem Kapitel soll deshalb nur auf die wichtigsten Gleichungen kurz eingegangen werden, die für das Verständnis

der Arbeit notwendig sind. Dabei soll auf die Herleitungen verzichtet werden. Einige Überlegungen sind bereits im Rahmen der Abschlussarbeit zur Entwicklung und zum Aufbau eines induktiven Energieübertragungssystems entstanden¹.

Der Übertrager besteht aus primär- und sekundärseitiger Spule. Um das Prinzip zu verdeutlichen, soll mit der Durchflutung θ zunächst eine der wichtigsten Größen eingeführt werden. Nach [11] ergibt sich das Durchflutungsgesetz zu

$$\oint \vec{H} \, d\vec{s} = \int \left(\frac{d}{dt} \vec{D} + \vec{j} \right) d\vec{A} = \theta \quad (1)$$

und besagt, dass das geschlossene Linienintegral des Magnetfelds H entlang eines Weges s stets gleich dem gesamten Strom (oder Stromdichte) ist, der durch eine von diesem Weg s aufgespannten Fläche A tritt.

Konkret angewendet bedeutet dies mittels Abbildung 2.2 folgendes:

$$\oint \vec{H}_1 \, d\vec{s}_1 = \int \vec{j}_1 \, d\vec{A}_1 = N_1 \cdot I_1 \quad (2)$$

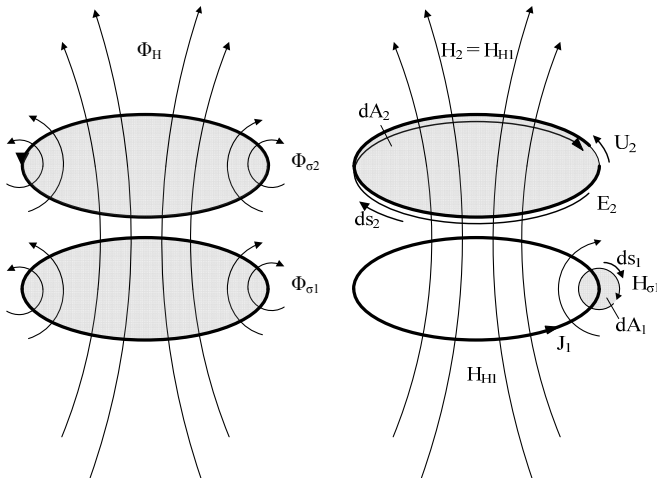


Abbildung 2.2: System zweier gekoppelter Leiterschleifen / Spulen¹.

¹ Vgl. [135] (betreute Abschlussarbeit)

Das von der Primärspule erzeugte Feld ist proportional zum Gesamtstrom, der von einer Feldlinie umschlossen wird. Dabei kann der Term $\frac{d}{dt} \vec{D}$ aufgrund der geringen Übertragerabmessungen gegenüber der Wellenlänge des Magnetfelds vernachlässigt werden [4]. Die allgemeine Beschreibung $\theta = N \cdot I$ wird bspw. in [12] und [13] zur normativen Definition und Charakterisierung der Leistungsklassen verwendet und bildet eine Grundgröße bei der Systemauslegung. Die Einheit der Durchflutung ist [A] oder auch [AT]².

Der allgemeine Ansatz des Induktionsgesetzes liefert nach [11]:

$$\oint \vec{E} \, d\vec{s} = - \int \frac{d}{dt} \vec{B} \, d\vec{A} \tag{3}$$

und damit ergibt der Zusammenhang für die induzierte Spannung der sekundärseitigen Spule:

$$U_2 = N_2 \oint \vec{E}_2 \, d\vec{s}_2 = - \int \frac{d}{dt} \vec{B}_2 \, d\vec{A}_2 = -N_2 \frac{d}{dt} \mu_0 \int \vec{H}_2 \, d\vec{A}_2 \tag{4}$$

Dabei sind beide Spulen über den Hauptfluss Φ_H gekoppelt, während $\Phi_{\sigma 1}$ und $\Phi_{\sigma 2}$ die Streuflüsse darstellen. Bei Luftspaltübertragern liegen diese zumeist in der gleichen Größenordnung [4].

2.3.2 Elektrisches Ersatzschaltbild

Für weitere Betrachtungen ist es zielführend, die Wicklungen durch ihre Eigeninduktivitäten L_1 und L_2 zu beschreiben und die magnetische Kopplung durch die Gegeninduktivität M , siehe Abbildung 2.3.

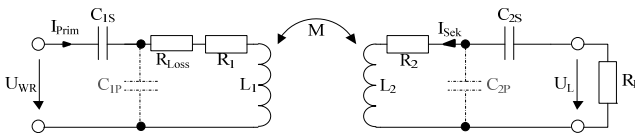


Abbildung 2.3: Allgemeines ESB des Resonanzübertragers unter Einbeziehung unterschiedlicher Kondensatoranordnungen.

² Ampere Turns

R_1 und R_2 bilden die Wicklungswiderstände, die in Kapitel 5.2 nochmals aufgegriffen werden. Verluste in den Abschirmungen, sowie den Ferritkeramiken können z.B. über einen weiteren seriellen Widerstand wie R_{Loss} berücksichtigt werden.

R_L modelliert die sekundärseitige Last und beeinflusst die übertragene Leistung. Die exakte Bestimmung von R_L findet sich in [4]. Für die späteren Messungen, kann dieser mit der Vorschrift in [4] zwischen der AC- und der DC-Seite (nach dem sekundärseitigen Brückengleichrichter) umgerechnet werden.

Anstatt M wird in der Literatur auch oftmals der Koppelfaktor k verwendet:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, |k| \leq 1. \quad (5)$$

Die Resonanzkondensatoren können sowohl primär- als auch sekundärseitig in Reihe oder parallel verwendet werden. Für die in der Arbeit verwendeten Betrachtungen, werden die Kondensatoren beidseitig in Reihe angeordnet und es ergibt sich das Ersatzschaltbild (ESB) nach Abbildung 2.4.

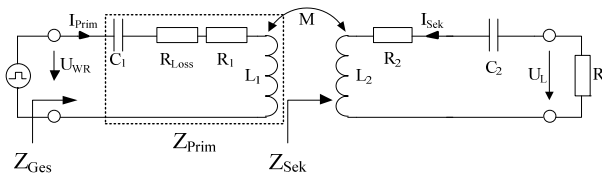


Abbildung 2.4: Allgemeines ESB des Resonanzübertragers inkl. der Last – U-SS-LL Kompensation.

Für die Systemauslegung ist die Betrachtung der auf eine Windung normierten Größen R_{10} , R_{20} , M_0 , L_{10} und L_{20} sinnvoll [4], da die Spulen zu Beginn nicht durch die einzelnen Windungen modelliert, sondern zu einem homogenen Wicklungsquerschnitt zusammengefasst werden:

$$\begin{aligned} R_1 &= N_1^2 \cdot R_{10} \\ R_2 &= N_2^2 \cdot R_{20} \\ M &= N_1 N_2 \cdot M_0 \\ L_1 &= N_1^2 \cdot L_{10} \\ L_2 &= N_2^2 \cdot L_{20}. \end{aligned} \quad (6)$$

Damit lässt sich das System für unterschiedliche Windungszahlen beschreiben. Die Windungszahlen ergeben sich mit dem in Kapitel 3.2 gezeigten Optimierungstool. Oftmals bietet es sich auch an, ein äquivalentes T-ESB zu verwenden. Das allgemeine ESB lässt sich mit den Berechnungen in [4] direkt überführen.

Die im Weiteren verwendeten Bezeichnungen für die Netzwerkgrößen, orientieren sich an den in den Ersatzschaltbildern dargestellten Begriffe.

2.3.3 Kompensation

Bei Luftspaltsystemen sind die Streuinduktivitäten im Regelfall ähnlich groß wie deren Hauptinduktivität. Damit unterscheiden sich diese maßgeblich von Transformatoren mit konventionell geblechtem Kern.

Die erhöhte Blindleistungsaufnahme soll allerdings nicht die Aufgabe des Inverters sein. Dies legt die Verwendung von Kapazitäten nahe, welche die Induktivitäten kompensieren sollen. Sowohl Primär- als auch Sekundärseite können durch eine Reihen- oder Parallelkapazität nach unterschiedlichen Abgleichbedingungen kompensiert werden.

Für die gesamte Arbeit und den Aufbau in der Versuchsanlage wird eine beidseitige Serienschaltung favorisiert. Der Spannungszwischenkreis macht primärseitig eine serielle Anordnung von C_1 notwendig. Bei einer parallelen Anordnung würden die hochfrequenten Anteile der steilen Spannungsflanken zu unzulässig hohen Strömen führen, da der Kondensator wie ein Kurzschluss wirkt. Die sekundärseitige Serienkapazität gewährleistet eine lastunabhängige Phasenverschiebung zwischen U_{WR} und I_{Prim} bei Resonanzfrequenz f_{Res} [4].

Die Kapazitäten C_1 und C_2 bilden mit den entsprechenden Induktivitäten L_1 bzw. L_2 die Serienresonanzkreise nach folgender Abgleichbedingung:

$$C_i = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_i}, \quad i = 1, 2 \quad (7)$$

Zudem wird die Phasenverschiebung zwischen Eingangsspannung und Eingangsstrom des Systems, bei Betrieb mit oder sehr nahe der Resonanzfrequenz zu Null.

In [4] werden verschiedene Topologien und Abgleichbedingungen hergeleitet, sowie deren genaue Eigenschaften und Unterschiede. Die topologische Beschaltung ist, wie in Abbildung 2.3 zu sehen, mit den Indizes S bzw. P bezeichnet.

2.4 Wirbelstromeffekte

Wirbelströme entstehen überall dort, wo sich ein elektrisch leitfähiger Gegenstand in einem zeitlich veränderlichen Magnetfeld befindet. Die folgende Darstellung beruht auf Ausführungen in [14 bis 16].

2.4.1 Skin-Effekt

2.4.1.1 Skin-Effekt im Einzelleiter

Das H-Feld ($\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$) innerhalb des Leiters, das die Fläche quer zur Stromrichtung durchsetzt, induziert in selbigem nach dem Induktionsgesetz

$$\oint \vec{E} d\vec{s} = - \frac{d}{dt} \iint \vec{B} d\vec{A} \quad (8)$$

ein elektrisches Feld, welches entlang des Integrationsweges s wiederum den Wechselstrom I_{ind} zur Folge hat ($\vec{J} = \sigma \vec{E}$). Dieser fließt im Inneren des Leiters entgegen und folgt außen der ursprünglichen Stromrichtung, siehe Abbildung 2.5.

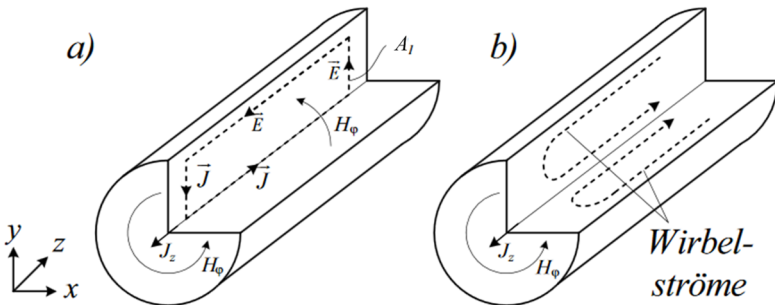


Abbildung 2.5: Grundlagen zur Entstehung Skin-Effekts. Abschwächung der ursprünglichen Stromdichte J_z im inneren und Verstärkung am Rand (a) und induzierte Wirbelströme (b) [14].

Die Stromdichte in der Mitte verringert sich, erhöht sich jedoch am Rand des Leiters. Es entsteht ein Stromfluss, der sich damit hauptsächlich im Randbereich des Leiters konzentriert. Mit dieser reduzierten stromführenden Fläche – und mit steigender Frequenz – erhöht sich der Wechselstromwiderstand.

Die sogenannte Skintiefe δ beschreibt diesen Abstand vom Leiterrand, bei der die Stromdichte auf den Faktor $1/e$ abgefallen ist und wird wie folgt definiert:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}. \quad (9)$$

Dabei bildet ρ der spezifische Widerstand des Leitermaterials (Kupfer) und μ das Produkt aus der Permeabilitätskonstanten μ_0 und der Permeabilität des Leiters μ_r . Bei einer Beispiel-Frequenz von 85 kHz wird die Eindringtiefe zu 0,24 mm bestimmt, die mit steigender Frequenz deutlich abnimmt.

Mit steigendem Wechselstromwiderstand R_{AC} steigen die ohmschen Verluste im Leiter, die ab einer spezifischen Frequenz die DC-Verluste deutlich übersteigen. Die Vergrößerung des DC-Widerstands kann nach [14] über einen dimensionslosen, frequenzabhängigen Faktor $F_{Skin}(f)$ ausgedrückt werden, der die Verluste durch den Skin-Effekt beschreibt. Eine Berechnung erfolgt mittels

$$P_{Skin} = F_{Skin}(f) \cdot R_{DC} \cdot I_{eff}^2, \quad (10)$$

wobei I_{eff} den Effektivwert des Stromes darstellt. Zur Veranschaulichung wird gewöhnlich das Verhältnis von $R_{AC}/R_{DC} = F_{Skin}(f)$ auf das Verhältnis d_{Ader}/δ bezogen, wie Abbildung 5.4 noch zeigt. Dabei stellt d_{Ader} den Durchmesser des betrachteten Leiters dar, siehe Abbildung 2.5.

2.4.1.2 Skin-Effekt im Litzleiter

Bei obiger Betrachtung ist es irrelevant, ob der Leiter aus massivem Kupfer oder aus vielen dünnen parallel verlaufenden Adern besteht, denn entscheidend für den zusätzlichen Widerstand ist nicht die gesamte Querschnittsfläche des Leiters, sondern nur die Flächen am äußersten Rand. Die Zunahme des Widerstands ist in beiden Fällen näherungsweise gleich [14]. Dies beruht auf der Annahme eines runden Verbinders gleichen Querschnitts, der die Enden der Adern vollflächig kontaktiert.

Erst bei Verdrehung der Adern, sodass sich deren geometrische Position zwischen dem Inneren und der Außenseite des Bündels gleichmäßig abwechseln und damit einer statistischen

Gleichverteilung unterliegen, kann auf Bündelebene, unter Vernachlässigung des internen Proximity-Effekts, von einer homogenen Stromdichteverteilung ausgegangen werden. Auf Aderebene tritt der Skin-Effekt weiterhin auf. Aus diesem Grund ist eine passende Auswahl des Einzeladerdurchmessers fundamental.

2.4.2 Proximity-Effekt

2.4.2.1 Allgemein

Der Proximity-Effekt beschreibt die Auswirkungen, die das außerhalb eines stromdurchflossenen Leiters entstandene zeitabhängige, und homogene Magnetfeld H_φ auf einen benachbarten Leiter hat [17]. Dieses wird in Folge als H_{ext} bezeichnet. Vereinfachend werden für die Beschreibung der Wirkung zwei parallel geführte Rundleiter, A und B verwendet, vgl. Abbildung 2.6.

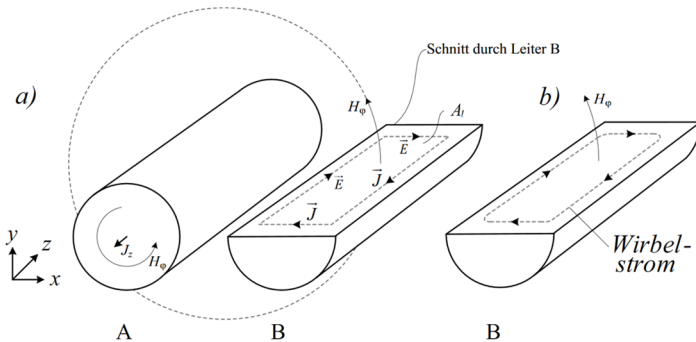


Abbildung 2.6: Grundlagen des Proximity-Effekts (a) und induzierter Wirbelstrom (b) [14].

Liegen beide Leiter nahe zusammen, verlaufen die magnetischen Feldlinien des Leiters A (H_{ext}) auch durch den unbestromten Leiter B und induzieren dort nach Gleichung (8) ein elektrisches Feld. Die Stromrichtung ist dabei derart gerichtet, dass die dem erzeugenden Leiter zugewandte Seite von Leiter B der Strom entgegen und die dem erzeugenden Leiter abgewandte Seite mit der Stromrichtung des Leiters B fließt. Es bilden sich Kreisströme, die für einen zusätzlichen Verlustanteil sorgen. Der Gesamtstrom im Leiter B ist dabei stets Null, dennoch können merkbare Verluste entstehen, vor allem am Rand. Die Wirbelströme

erzeugen wiederum selbst ein magnetisches Feld, das sich dem ursprünglichen Feld überlagert und damit zu einer Verdrängung des Feldes aus dem Drahtinneren führt [14, 15]. Als Folge der Wirbelströme entstehen zusätzliche ohmsche Verluste. Diese Auswirkungen können nach [14] über einen weiteren Faktor $G_{\text{Prox}}(f)$ beschrieben werden. Der Gleichstromwiderstand muss gemäß Gleichung (11) mit dem Quadrat der H-Feld Amplitude multipliziert werden, um die Verluste durch den Proximity-Effekt zu erhalten [14]:

$$P_{\text{Prox}} = G_{\text{Prox}}(f) \cdot R_{DC} \cdot \hat{H}^2. \tag{11}$$

Mit zunehmendem Drahtdurchmesser erhöht sich die Fläche, in der Wirbelströme induziert werden können [14]. In Folge steigen die Verluste.

2.4.2.2 Proximity-Effekt im Litzleiter

Im Litzleiter wird zwischen dem internen und dem externen Proximity-Effekt unterschieden. Die Beschreibung des Effekts aus dem obigen Kapitel, der im Weiteren als externer Proximity-Effekt bezeichnet wird, gilt auch für Litzleiter.

Ähnlich wie beim Skin-Effekt dürfen die Einzelleiter nicht einfach parallel verlaufen. Dies soll anhand des folgenden Beispiels nach Abbildung 2.7 verdeutlicht werden.

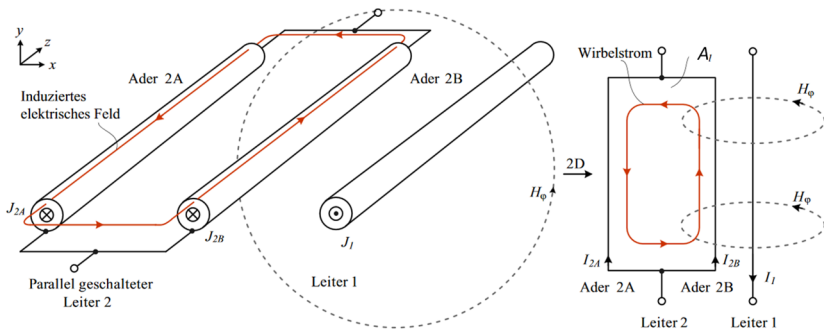


Abbildung 2.7: Induktion eines Wirbelstroms in parallel verlaufenden Adern durch den Strom in Leiter 1. Folge ist ein geringerer Strom in Leiter A und ein höherer Strom in Leiter B [14].

Das durch den Strom in Leiter 1 entstehende Magnetfeld H_φ durchsetzt die beiden parallel verlaufenden Adern des Leiters 2 und induziert dort wiederum ein elektrisches Feld analog zu Gleichung (8). Der entstehende Potentialunterschied ruft einen Wirbelstrom hervor. Es kommt zum gleichen Verhalten, wie es bereits im vorangegangenen Teilkapitel beschrieben wird. Dies legt den Schluss nahe, dass sich die Stromverteilung durch die Aufteilung eines Leiters in kleinere, voneinander isolierte Einzeladern mit insgesamt gleichem Querschnitt nicht ändert.

Ein probates Mittel zur Verhinderung bzw. Reduktion der ungewollten Ausbildung von Wirbelströmen ist das Verdrehen. Dabei wird nun in den beiden entstandenen Schlaufen jeweils ein elektrisches Feld induziert, die sich im Idealfall gegenseitig aufheben, wenn beide Schlaufen dieselbe Fläche aufspannen, siehe Abbildung 2.8. Damit ergibt sich die vereinfachte Grundregel, dass die Schlaglänge max. halb so groß sein sollte, wie die Länge des Leiters.

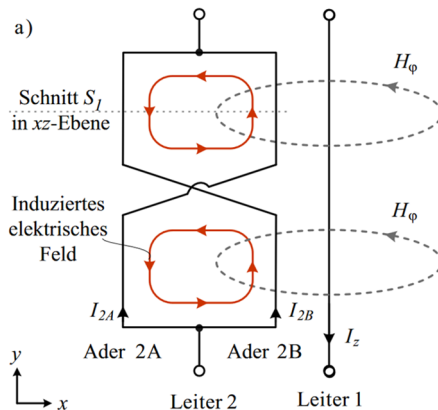


Abbildung 2.8: Induktion entgegen gesetzter elektrischer Felder in den beiden Schlaufen, die sich in Summe aufheben [14].

In realen Litzten existiert allerdings eine deutlich höhere Anzahl an Schlaufen, denn jede Ader soll jede Position innerhalb des Litzbündels einnehmen. Dies sorgt für eine homogene Stromdichteverteilung mit konstanter Amplitude und damit bis zu einer gewissen Grenzfrequenz für geringere Verluste im Vergleich zum Vollleiter [15].

Der interne Proximity-Effekt entsteht durch den Strom in den Adern selbst und beschreibt den Effekt den das dabei entstandene interne Magnetfeld H_{int} auf benachbarte Adern hat. Dieser erzeugt in den anderen Adern einen weiteren Verlustanteil, ähnlich wie beim Skin-Effekt, da dieser auch aufgrund eines Stromes im Leiter selbst erzeugt wird. Dies führt zu einem Stromfluss hauptsächlich in den voneinander abgewandten Seiten und damit zu einer erheblichen Widerstandssteigerung bei höheren Frequenzen. Diese können sogar die Verluste eines Volleleiters übersteigen [15]. Dieser Frequenzpunkt ist jedoch von der gewählten Einzeladerdicke abhängig und normalerweise nur zu erwarten, wenn die Litze außerhalb der Spezifikationen betrieben wird. Zur Veranschaulichung zeigt Abbildung 2.9 den Querschnitt durch eine typische HF-Litze mit internem und externem Magnetfeld H_{int} bzw. H_{ext} .

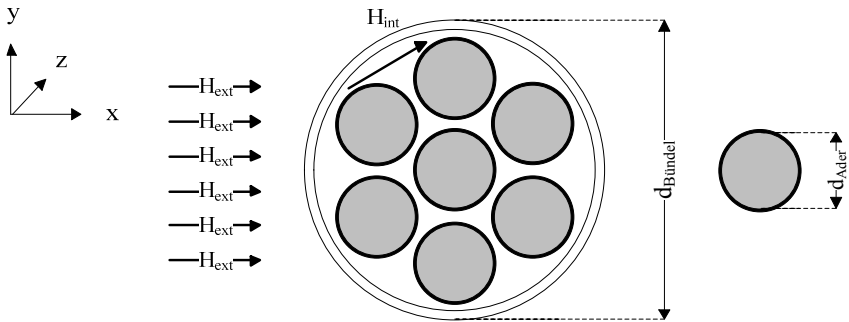


Abbildung 2.9: Querschnitt durch eine HF-Litze mit internem Magnetfeld H_{int} und externem Magnetfeld H_{ext} – Strom in z -Richtung. In Anlehnung an [14].

3 Entwicklung eines praxisnahen Entwurfsverfahrens

Induktive Energieübertragungssysteme sind aufgrund der Vielzahl an Kenngrößen und Zusammenhängen äußerst komplex. Deshalb werden diese unter Berücksichtigung der Randbedingungen nach Kapitel 3.3 für die jeweiligen Anforderungen und spezifischen Anwendungsfälle neu ausgelegt. Die Methodik und die Leitlinien bei der Auslegung orientieren sich im Vorgehen an [4]:

1. Anforderungsanalyse
 - Elektrische Parameter (Spannungen, Ströme, Übertragungsleistung)
 - Geometrische Randbedingungen (Bauraum, Materialien, Magnetischer Luftspalt)
2. Dimensionierung und Anpassung des Übertragers
 - Auswahl der Spulengeometrien und Bestimmung der Koppelparameter
 - Berechnung der elektrischen Netzwerkgrößen
 - Anpassung der Übertragungscharakteristik (optimierte Auslegung der Windungszahlen, Last)
3. Konzeption der Leistungselektronik
 - Primär- und sekundärseitige Leistungselektronik (Topologie, Bauelemente, Ansteuerverfahren)
4. Bestimmung des Gesamtwirkungsgrades
 - Bestimmung der Verluste des Resonanzübertragers
 - Bestimmung der Verluste der Leistungselektronik
5. Versuchsanlage und messtechnische Verifikation
 - Überprüfung der magnetischen und elektrischen Übertragungseigenschaften
 - Prüfung der Normkonformität, vgl. Kapitel 4.4.4

Das Entwurfsverfahren und die aufgezeigten Aspekte der folgenden Kapitel werden auch in [18] sowie im Rahmen der Abschlussarbeit zum Entwurf und Aufbau eines Resonanzübertragers¹ behandelt. Nach einer Analyse der Systemanforderungen, die u.a. die elektrischen Parameter beinhaltet, müssen geometrische Randbedingungen gesetzt werden. Dies betrifft den zur Verfügung stehenden Bauraum, aber auch verwendete Materialien. Eine erste Dimensionierung greift die Spulen- und Ferritgeometrie auf. Die Koppelparameter werden bestimmt und elektrische Netzwerkgrößen definiert. Es erfolgt eine erste Auslegung.

Für eine genaue Wirkungsgradbetrachtung sind Materialparameter notwendig, mit denen die Komponentenverluste simulativ bestimmt werden können. Eine Bewertung und Verifikation der Ergebnisse muss messtechnisch erfolgen. Dies umfasst die Überprüfung elektrischer und magnetischer Übertragungseigenschaften, eine Verlustmessung und bei Bedarf eine Prüfung der Normkonformität. Die Einhaltung einer Norm ist zwar nicht verpflichtend, ist aber nach Meinung der Fachwelt der Maßstab für eine verkehrsbliche Ausführung technischer Gerätschaften.

In der Praxis hängen die einzelnen Schritte stark voneinander ab und können nicht isoliert betrachtet werden. Die erwähnten Punkte sind eher als Orientierung zu sehen, da diese sich beim Entwurf derart beeinflussen, dass die Systemauslegung nur als iterativer Prozess realisiert werden kann. Dabei existiert eine Vielzahl untergeordneter Iterationsprozesse.

Diese Arbeit befasst sich als Teil des Gesamtauslegungsprozesses im speziellen mit dem Entwurf eines Resonanzübertragers unter dem Aspekt hoher Übertragungsleistungen bis 44 kW. Hierzu findet die im Folgenden vorgestellte Methodik Anwendung. Einflussparameter auf die Spulen, Ferrite und Kompensationseinheiten werden näher untersucht und diskutiert.

Dabei kommt der Dimensionierung des Resonanzübertragers eine dominierende Rolle zu, da dessen Eigenschaften das Systemverhalten maßgebend beeinflussen.

Wie Tabelle 1 zeigt, werden die Anforderungen in zwei Kategorien eingeteilt.

Harte Anforderungen sind nicht verhandelbar und müssen unbedingt eingehalten werden. Diese beziehen sich zumeist auf die physikalischen Grenzen verwendeter Bauteile und Komponenten. Weiche Anforderungen hingegen können mit der Wahl geeigneter Freiheitsgrade erfüllt werden. Eine Verletzung muss dabei nicht automatisch zur Ablehnung einer bestimmten Systemauslegung führen. Aus diesem Grund sind die weichen Anforderungen oftmals nicht genau quantifiziert.

¹ Vgl. [130] (betreute Abschlussarbeit)

Tabelle 1 – harte und weiche Anforderungen.

<i>Weiche Anforderungen</i>	<i>Harte Anforderungen</i>
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Möglichst hohe Versatztoleranz ▪ Möglichst hoher Systemwirkungsgrad ▪ Geringe räumliche Feldbelastung (Streifelder) 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Eingangsspannung ▪ Maximalstrom ▪ Nennübertragungsleistung ▪ Max. Bauteilbelastungen (z.B. Spannungsabfall über den Resonanzkondensatoren) ▪ Maximale Flussdichte ▪ Geometrische Abmessungen

Eine Systemparametrisierung zur Anpassung geometrischer Größen erleichtert die Systemauslegung, da bei einem Entwurf die gesetzten Freiheitsgrade variiert werden können. Für eine optimierte Auslegung müssen zunächst die Systemkenngrößen und -parameter definiert werden. Mit zunehmender Anzahl an Freiheitsgraden steigt allerdings auch die Komplexität der Auslegung deutlich. Werden die Randbedingungen allerdings zu eng gefasst, erschwert dies nicht nur den Prozess, sondern kann dazu führen, dass das System nicht erfolgreich ausgelegt werden kann. Wie bereits in [4] ausgeführt, kann innerhalb dieses sequentiellen Prozesses bei einer Verletzung einer Anforderung, eine iterative Anpassung der Systemparameter erfolgen. Dies kann mitunter sehr zeitintensiv und rechenaufwändig sein. Nun wird auch verständlich, dass eine Entwurfsmethodik für ein induktives Ladesystem nicht allgemein gültig ist, sondern vielmehr für jeden Anwendungsfall neu definiert und angepasst werden muss.

3.1 Verwendete Software / Computergestützte Systemanalyse

In Luftspaltsystemen, die einen großen Spulenabstand (im Bereich von 100 mm) aufweisen, überwiegt der Streufluss gegenüber dem Hauptfluss. Weiterhin steigt die Komplexität durch das Einbringen von Ferritmaterialien und einer Abschirmung derart an, dass eine geschlossene analytische Beschreibung dieser Problemstellung nicht mehr möglich ist und die Modellierung über den magnetischen Kreis und dessen Ersatzschaltbild mit zu großen Unsicherheiten behaftet ist [4]. Für einfache Geometrien existieren analytische

Berechnungsmethoden nach BIOT-Savart [19, 20], die allerdings von einer konstanten Permeabilität und symmetrischen Systemen im gesamten Berechnungsraum ausgehen. Unsymmetrien in den Spulensystemen lassen sich kaum auf simple Geometrien, wie Zylinder- oder Zirkularspulen, zurückführen. Notwendige Vereinfachungen machen eine analytische Berechnung ungenauer, was die Gültigkeit analytischer Methoden bei vielen in der Praxis relevanten Systemen einschränkt [4]. Messungen sind indes keine Alternative bei der Auslegung. Diese sind kostenintensiv, zeitaufwendig und geben nur Aufschluss über diesen einen untersuchten Fall, hinzu kommt, dass viele Größen messtechnisch kaum zu erfassen sind [21].

Für eine anwendungsnahe Auslegung erfolgt die Bestimmung der Systemparameter mittels einer FEM²-Simulation. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, konkrete Anwendungsfälle mit komplizierten Feldproblemen zu lösen. Dabei wird die Geometrie durch diskrete Flächen- und Volumenelemente (z.B. Dreiecke und Tetraeder) approximiert (Vernetzung - Mesh). Nach der Eingabe geometrischer Randbedingungen und Belastungen (z.B. Spannungen, Ströme, Stromdichten), können die Potentiale an den Knotenpunkten mittels Differentialgleichungen berechnet werden. Die Potentiale zwischen den Knotenpunkten werden mittels Interpolation angenähert [22]. Eine erhöhte Genauigkeit der Berechnungen kann mittels einer Verfeinerung des Netzes, also einer Erhöhung der Elementanzahl erreicht werden. Dabei sind die Größenordnungen unterschiedlicher geometrischer Details zu berücksichtigen. Eine genauere Beschreibung findet sich in [4], eine detaillierte Erklärung der FEM liefert [22] und [23]. Die FEM ist allerdings sehr rechenaufwändig. Der Einsatz analytischer Methoden ist zumindest für grundlegende Untersuchungen interessant. Eine konkrete Fehlerabschätzung zur Verifikation der Simulationsmodelle findet sich in [5]. Dort erfolgt ein Vergleich auf Basis analytischer Berechnungen einfacher Spulengeometrien, sowie eine Abschätzung des Diskretisierungsfehlers. Dieser beschreibt die Differenz zwischen exakter mathematischer Lösung (z.B. einer Differentialgleichung) und der exakten Lösung des diskretisierten Problems (FEM-Lösung).

² Finite Elemente Methode - Ansys Electromagnetics (EM) 2017.2 – Ansys, Inc.

3.2 Methodik zur Ermittlung von Feldgrößen und Systemparametern

Wie im vorherigen Abschnitt erwähnt, wird die Qualität der FEM-Lösung maßgeblich durch die Netzdichte, aber auch durch die Detailgenauigkeit des Modells bestimmt. Ein begrenzender Faktor ist allerdings die zur Verfügung stehende Rechenleistung, insbesondere bei dreidimensionalen Modellen, die keine Rotationsymmetrie mehr aufweisen. Zur Eingrenzung der Rechenzeit werden für eine gröbere Modellauflösung anfangs vereinfachende Annahmen getroffen, ähnlich wie in [4]:

- Die Windungen werden nicht einzeln modelliert, sondern zu einem homogenen Wicklungsquerschnitt zusammengefasst,
- Begrenzung des Detailgrades im Aufbau (Spulenführung, Halterungen, Befestigung, Kabelzu- und abführungen),
- Vernachlässigung von Fertigungstoleranzen bei der Erstauslegung,
- Vernachlässigung thermischer Abhängigkeiten von Permeabilität und Leitfähigkeit,
- Betrachtung des Ferritmaterials unterhalb dessen Sättigungsflussdichte B_{Sat} (linearer Bereich mit μ_r konstant),
- Vernachlässigung der Versatz³- und Temperaturabhängigkeit der Widerstände.

Die FEM kommt bei der Berechnung der Koppelparameter zum Einsatz. Weiterhin kann die Feldverteilung und die Verluste für unterschiedliche Systeme und Versatzpunkte im Raum bestimmt werden. Mittels einer Schaltungs- und Systemsimulationssoftware⁴ wird das dynamische Verhalten des Systems simuliert. Zusammenfassend ist die Auslegung des Resonanzübertragers ein eindeutig mehrdimensionales Optimierungsproblem, das letztlich nach Ermittlung der eben erwähnten Grundsystemgrößen in die Entwicklung eines Optimierungstools zur eigentlichen Auslegung und exakten Charakterisierung des Übertragungsverhaltens mündet. Das mit der Software Matlab⁵ aufgesetzte GUI, siehe Abbildung 3.1, benötigt nach Eingabe der Systemkenngrößen wie z.B. Eingangsleistung, Resonanzfrequenz,

³ Bei höheren Frequenzen hat der zusätzliche Verlustanteil durch den externen Proximity-Effekt bestimmenden Charakter. Durch Versatz entsteht eine Veränderung der Übertragungseigenschaften und damit von H_{ext}

⁴ Ansys Electromagnetics (EM) 2017.2 – Ansys, Inc.

⁵ Matlab R2017a – The Mathworks, Inc.

Ein- und Ausgangsspannung auch geometrieabhängige Vorgaben (L_{10} , L_{20} , M_0), die aus der FEM stammen. Die zugrunde liegenden mathematischen Zusammenhänge werden u.a. in [4] gezeigt. Die Entwicklung des Tools erfolgte im Rahmen der Abschlussarbeit zur Auslegung der magnetischen Komponenten⁶.

Mittels eines SubGUI lassen sich, wie in Kapitel 5.2 noch gezeigt wird, die Litzverluste der Spulen berechnen. Ausgegeben werden die Windungszahlen und Kompensationskapazitäten sowie weitere Größen, die zur Charakterisierung des Systems notwendig sind. Die Anwendung fordert vom Nutzer allerdings eine gewisse Erfahrung, um die berechneten Parameter unter Beachtung bestimmter Designrichtlinien und Auslegungskriterien bewerten zu können.

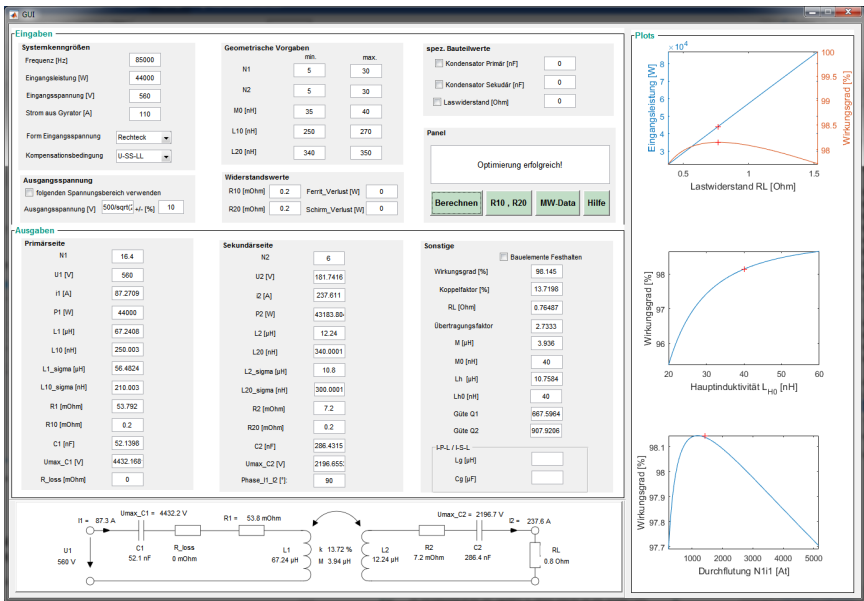


Abbildung 3.1: Optimierungstool zur Auslegung und Verlustbestimmung des Resonanzübertragers. Ein- und Ausgabegrößen, allgemeines ESB und grafische Aufbereitung der wichtigsten Zusammenhänge.

⁶ Vgl. [137] (betreute Abschlussarbeit)

3.3 Anforderungen an das induktive Ladesystem

Randbedingungen sind vorgegeben und normalerweise nicht beeinflussbar. Im Allgemeinen ist eine Unterteilung in technische und geometrische Randbedingungen zielführend. Technische Randbedingungen müssen bereits vor Beginn des eigentlichen Auslegungsprozesses klar definiert sein. Dazu gehören unter anderem Nennleistung, Nennspannungen oder der Frequenzbereich.

Geometrische Randbedingungen sind keine fest definierte Zielgröße und können ggf. während des Auslegungsprozess in gewissen Grenzen noch angepasst werden.

3.3.1 Technische Randbedingungen des Systems

Die technischen Randbedingungen ergeben sich gewöhnlich durch die Bestimmung des geforderten Nennarbeitsbereichs des Systems und die Maximalbelastbarkeiten der verwendeten Komponenten wie Tabelle 2 zeigt.

Tabelle 2 – Technische Randbedingungen.

<i>Nennübertragungsleistung P_{Nenn}</i>	44 kW
<i>Nenneingangsspannung U_{WR}</i>	560 V
<i>Nennausgangsspannung U_{DC}^7</i>	500 V
<i>Maximalstromdichte J_{max}</i>	3 A/mm ² ⁸
<i>Max. effektiver Primärstrom</i>	87,2 A
<i>Frequenzbereich</i>	40 kHz – 500 kHz
<i>Nennbetriebsfrequenz</i>	85 kHz
<i>Nominalabstand⁹ (magnetischer Luftspalt)</i>	100 mm
<i>Nennposition (x/y/z)</i>	0 mm/0 mm/100 mm

⁷ Nennspannung des Hochleistungswiderstands nach dem Gleichrichter

⁸ [25] gibt Maximalstromdichte vor. Wert ergibt sich bei eingerechnetem Sicherheitsfaktor

⁹ Lichter Luftspalt von Oberkante Primärwicklung zur Unterkante Sekundärwicklung

So legen der dreiphasige Netzanschluss sowie die Festlegung der Nennübertragungsleistung die Basis für die Eingangsspannung und den Maximalprimärstrom. Die Nennbetriebsfrequenz wird anhand von [13, 24] unverändert übernommen. Die weiteren Teilkomponenten, wie Litzleiter und Kompensationskondensatoren, müssen unter Berücksichtigung der aufgeführten Randbedingungen sorgfältig ausgewählt werden.

3.3.2 Geometrische Randbedingungen

Oftmals sind allerdings auch die geometrischen Randbedingungen fest vorgegeben, sodass nur geringe Freiheitsgrade zur Verfügung stehen. Dies spiegelt sich in erster Linie in stark begrenzten Abmessungen des fahrzeugseitigen Spulensystems wider. Dessen Fläche wird zu 250 mm x 250 mm festgesetzt. Die Höhe des magnetischen Luftspalts beträgt bei allen weiteren Simulationen und Messungen, sofern nicht anderweitig angegeben, 100 mm.

Die Positionierung des Fahrzeugs oberhalb der primärseitigen Ladeeinheit ist fehlerbehaftet, wenn kein pilotiertes Anfahren zur Verfügung steht. Dem muss bei der Auslegung des Übertragungssystems über die Definition eines Versatzbereichs Rechnung getragen werden. Gewöhnlich erfolgt die Auslegung unter Beachtung eines Mindestwirkungsgrades an allen Punkten innerhalb dieses Bereichs. Dabei werden typische Toleranzen von $(x/y) = (\pm 7,5 \text{ cm} / \pm 15 \text{ cm})$ festgelegt. Im Weiteren dient diese Festlegung als Grundlage für die Entwicklung der Entwurfsmethodik, sowie die anschließende Auslegung der Beispielsysteme. Eine Übersicht zeigt Abbildung 3.2.

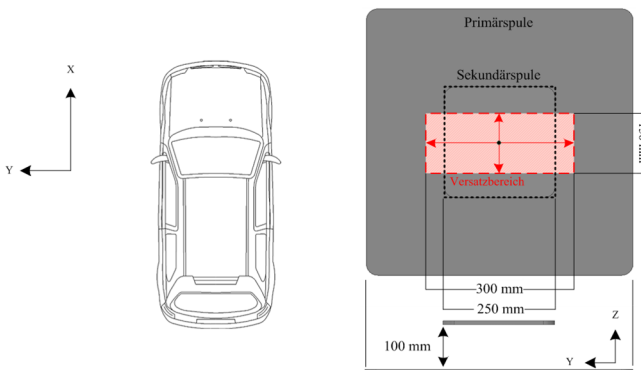


Abbildung 3.2: Definition des Versatzbereichs und des magnetischen Luftspalts [26].

Die Ergebnisse eines durchgeführten Positionierversuchs auf dem Freigelände des Instituts mit über 30 Probanden, die von links oder rechts kommend in mehreren Versuchsdurchläufen das Fahrzeug in einer Parklücke möglichst genau positionieren sollten, lässt annehmen, dass die Positionierung der Sekundärspule über der Primärspule normalverteilt ist. Es werden die Versatzpunkte für weitere Simulationen nach deren Positionierwahrscheinlichkeit ausgewählt. Abbildung 3.3 zeigt das Positionierfeld, sowie den markierten Versatzbereich. Dieses Kennfeld ist die Basis für alle weiteren, in den nächsten Kapiteln gezeigten Diagramme und Verläufe.

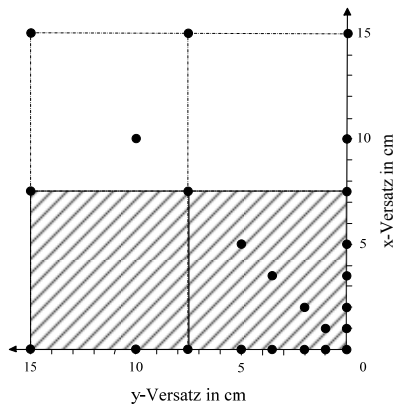


Abbildung 3.3: Versatzpunkte unter der Annahme einer normalverteilten Positionierwahrscheinlichkeit.

3.4 Bedeutung des Koppelfaktors

Die Bedeutung des Koppelfaktors k wird in vielen Veröffentlichungen [3, 27, 28] erkannt und diskutiert. Dieser bezeichnet die magnetische Kopplung von Primär- und Sekundärspule und wird mit der Gegeninduktivität M und den Eigeninduktivitäten L_1 und L_2 nach Gleichung (5) definiert.

Bei einem gewöhnlichen Transformator mit geschlossenem magnetischen Kreis, ergibt sich unter Vernachlässigung der Streufelder der Koppelfaktor zu $k \approx 1$ [29]. Für Luftspulen, bei denen Ferrite zur Verbesserung der Kopplung eingesetzt werden, ergeben sich Faktoren im Bereich von 0,05 bis 0,3.

Nach [4] ist der Übertragungswirkungsgrad eines induktiven Übertragungssystems proportional zum Quadrat des Koppelfaktors und dem Produkt der Spulengüten:

$$\eta \sim k^2 Q_1 Q_2 = k^2 \cdot \frac{\omega N_1^2 L_{10}}{R_1} \cdot \frac{\omega N_2^2 L_{20}}{R_2} = \frac{4\pi^2 f^2 \cdot M_0^2}{R_{10}(f) \cdot R_{20}(f)}. \quad (12)$$

Den Spulengüten kommt eine hohe Bedeutung bei der Charakterisierung der Systeme zu. Diese sind dimensionslose Faktoren und berechnen sich als Verhältnis der Reaktanz zu den Spulenwiderständen. Nach Gleichung (12) lassen sich durch hohe Spulengüten oder eine hohe Systemfrequenz geringe Koppelfaktoren ausgleichen. Dies ist allerdings nur bedingt möglich, da die beiden Spulenwiderstände aufgrund des Skin- und Proximity-Effekts mit der Frequenz erheblich ansteigen und von der Spulengeometrie und der verwendeten HF-Litze abhängig sind.

Es bietet sich an, den Absolutwert von k als Optimierungs- und Bewertungskriterium heranzuziehen, um verschiedene Spulenlayouts direkt miteinander vergleichen zu können. Eine Maximierung von k bietet durchaus Vorteile. So kann die Ausbreitung von Streufeldern reduziert werden, was wiederum geringere Schirmmaßnahmen notwendig macht. Besonders im Hinblick auf einen sekundärseitig begrenzten Bauraum ist dies attraktiv, da bei höheren Koppelfaktoren eine geringere Durchflutung $\theta = N \cdot I$ benötigt wird und damit die Anzahl der Windungen reduziert werden kann.

Damit einher gehen größere Freiräume bei der Systemauslegung. Die Durchflutung θ bildet oftmals die Grundlage für den Auslegungsprozess und wird bereits in [13] und [12] aufgegriffen.

Ein Nachteil bei der Maximierung von k ergibt sich allerdings dadurch, dass mit größer werdendem Versatz der Koppelfaktor erheblich stärker abfällt. Wie im nachfolgenden Kapitel aufgezeigt, kann dies je nach Zielvorgaben bei der Auslegung zu einer Ablehnung des Systems führen.

3.5 Versatztoleranz

Als Maß für die Rückwirkung der sekundärseitigen Impedanz Z_{Sek} auf die Primärseite kann der nach Gleichung (5) definierte Koppelfaktor herangezogen werden. Bei der gewählten Serien-Kompensation auf Primär- und Sekundärseite des spannungsgespeisten Systems (vgl. Kapitel 2.3.3), bedeutet die Auslegung auf eine hohe Kopplung gleichzeitig aber auch

einen über den Versatz stark abnehmenden Betrag der Gesamtimpedanz $|Z_{Ges}|$ des Systems, wie Abbildung 3.4 illustriert.

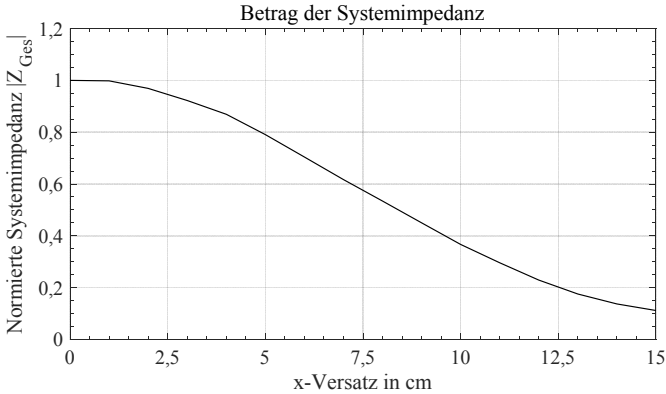


Abbildung 3.4: Normierter Betrag der Systemimpedanz $|Z_{Ges}|$ als Funktion des Versatzes in x-Richtung bei Maximierung der Kopplung in Nennposition.

Das Absinken der Impedanz bei Versatz der Sekundärspule, bewirkt ein gleichzeitiges Ansteigen des Primärstroms bei unveränderter Eingangsspannung. Bei einer system- und komponentenbedingten maximalen Stromtragfähigkeit, ist ein fortlaufender Betrieb ohne jegliche Gegenmaßnahmen nicht möglich. Ein Absenken der Eingangsspannung führt unweigerlich zu einer Reduktion der Übertragungsleistung. Wie gezeigt werden kann, ist die Ausgangsleistung proportional zum Quadrat des Koppelfaktors ($P_{RL} \sim k^2$) [3, 30]. Dies macht den Verlauf des Koppelfaktors in Abhängigkeit vom Versatz zu einer entscheidenden Größe. Damit wird für eine sorgfältige Auslegung eines versatztoleranten Systems, der Begriff der Versatztoleranz um die übertragbare Leistung bei Systemversatz erweitert. Eine alleinige Auslegung auf einen hohen Wirkungsgrad wird vielen Anwendungsfällen nicht gerecht, da dieser auch bei geringer Übertragungsleistung realisierbar ist.

Um unterschiedliche Systeme hinsichtlich der Versatztoleranz vergleichen zu können, ist die Normierung des Koppelfaktorverlaufs auf den Nennpunkt zielführend, da sich die jeweiligen Verläufe auch qualitativ unterscheiden.

Abbildung 3.5 verdeutlicht die Unterschiede bei einer gegensätzlichen Herangehensweise an eine Spulenauslegung. Diese zeigt den Verlauf des auf die Nennposition normierten Koppelfaktors als Funktion des Versatzes in x-Richtung.

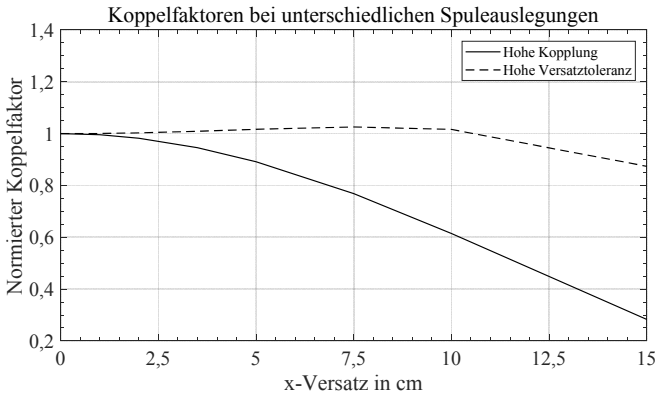


Abbildung 3.5: Auf die Nennposition normierte Koppelfaktoren als Funktion des Versatzes in x-Richtung bei unterschiedlicher Spulenauslegung (entnormierte Darstellung siehe Abbildung 4.12).

Es existieren Systemauslegungen bei denen je nach Wahl des Nennpunktes, k bei Versatz sehr konstant bleibt, oder sogar leicht zunimmt. Für eine Systembewertung sind also sowohl positive, als auch negative Abweichungen der Nennkopplung zu berücksichtigen. Zur Quantifizierung der Versatztoleranz über den gesamten Versatzbereich bietet es sich an die praxisorientierte Größe der Versatzgüte $F(s)$ eines Systems s einzuführen:

$$F(s) = 1 - \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N \left(k_{s,\text{normiert}}(x_n) - \underbrace{k_{s,\text{normiert}}(x = x_{\text{Nenn}})}_{=1} \right)^2}. \quad (13)$$

Diese ergibt sich aus der Summe der quadratischen Abweichungen des Koppelfaktors an N unterschiedlichen Stellen, wobei $x = x_{\text{Nenn}}$ dem Nenn- bzw. Auslegungspunkt des Systems entspricht, mit:

$$k_{s,\text{normiert}}(x_n) = \frac{k_s(x_n)}{k_s(x = x_{\text{Nenn}})}. \quad (14)$$

Damit erhält man:

$$F(s) = 1 - \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N \left(\frac{k_s(x_n)}{k_s(x = x_{\text{Nenn}})} - 1 \right)^2} \quad (15)$$

Im weiteren Verlauf zeigt sich, dass die Definition der Versatzgüte $F(s)$ für die methodische Systemauslegung vorteilhaft verwendet werden kann. Die Ausführungen in den beiden vorherigen Teilkapiteln legen den Schluss nahe, dass sich eine gleichzeitige Optimierung von k und $F(s)$ ausschließt. Dies wird in Kapitel 4 nochmals aufgegriffen.

3.6 Kurzüberblick der Konzepte bei Systemversatz

Es soll kurz diskutiert werden, welche Konzepte bzw. Regelungsmöglichkeiten es bei Systemversatz gibt und welchen Einfluss diese auf die allgemeine Systemauslegung haben können. Wie in Abbildung 3.6 zu sehen, existieren generell drei Konzepte zur Einflussnahme auf das System.

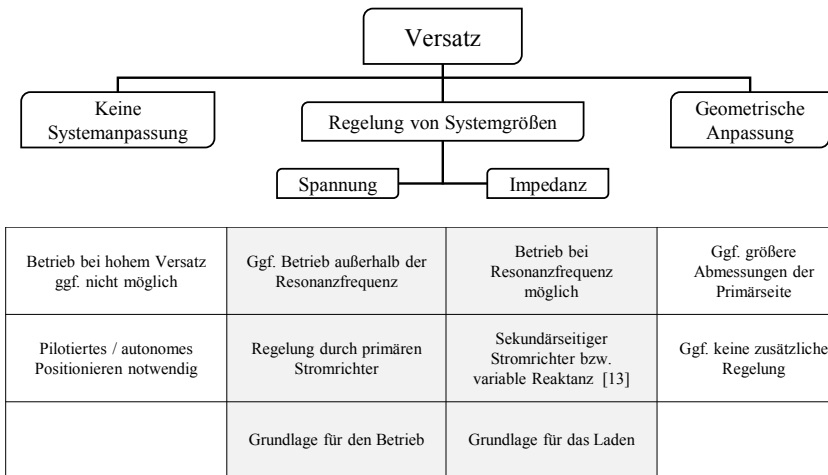


Abbildung 3.6: Überblick zu Konzepten bei Systemversatz¹⁰.

¹⁰ Vgl. [130] (betreute Abschlussarbeit)

Wie im vorherigen Abschnitt erläutert, ist der Betrieb bei Versatz ohne die Anpassung wichtiger Parameter ggf. nicht mehr möglich. Dieser Effekt ist allerdings von der Spulengeometrie abhängig und tritt besonders bei Systemen auf, die auf eine hohe Nennkopplung ausgelegt sind. Bei einer autonomen Fahrzeugpositionierung, wäre ein Betrieb jedoch weiterhin möglich. Der Vorteil ist vor allem in der kompakten Bauweise und der geringeren Feldausbreitung zu sehen.

Eine Anpassung der Eingangsspannung ist entweder durch die Variation der Zwischenkreisspannung U_{ZK} oder über den Aussteuergrad [31] möglich. Dies erkauft man sich allerdings mit zusätzlichen Oberschwingungen im Wechselrichterausgangsstrom, die für weitere Verluste in den Spulen sorgen [32].

Um den kontinuierlichen Betrieb zu gewährleisten, können einzelne oder mehrere Systemgrößen auf Basis der wirksamen Systemimpedanz und der Eingangsspannung angepasst werden. Die Impedanz eines induktiven Energieübertragungssystems ist stark frequenzabhängig. Dies macht es allerdings auch möglich, die Impedanz gezielt mittels einer Veränderung der Systemfrequenz zu variieren. Dabei sollte allerdings gegenüber der Maßnahme der Frequenznachführung unterschieden werden. Diese berücksichtigt den Effekt, dass sich die durch die Änderungen der Eigeninduktivitäten bei Versatz ($L_1(k)$, $L_2(k)$), die Eigenresonanzfrequenz des Systems verändert. Bleibt die Schaltfrequenz der speisenden Quelle unverändert, wird das System nicht mehr in Resonanz betrieben. Dies hat einen Rückgang der übertragbaren Wirkleistung zur Folge. Möglichkeiten zur Frequenznachführung werden in einer Vielzahl an Veröffentlichungen diskutiert [33 bis 35]. Dort wird der Phasenversatz zwischen Eingangsstrom und Eingangsspannung zumeist über eine Phasenregelschleife (Phase Locked Loop – PLL) minimiert. Diesem sind im Bereich fahrzeugspezifischer Systeme allerdings allgemeine Grenzen gesetzt [13]. In [12] ist dies im Weiteren von den Spulengeometrien abhängig. Bei einer reinen Frequenzanpassung hingegen kann das System nicht mehr in Resonanz betrieben werden. Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, dass in [36 bis 39] Maßnahmen untersucht werden, die eine Anpassung der sekundärseitigen Impedanz vorsehen. Der dortige Einsatz eines Stromrichters bietet den Vorteil einer Anpassungsmöglichkeit der auf die Primärseite transformierten Impedanz. Damit werden mögliche Interoperabilitätsbedingungen zwischen verschiedenen, nicht direkt aufeinander ausgelegten Systemen geschaffen.

Da der spezifische Anwendungsfall bei der Auslegung des Gesamtpulensystems Berücksichtigung finden muss, bietet die Anpassung der Spulengeometrien eine Möglichkeit bereits vorab erheblichen Einfluss auf die Übertragungscharakteristik eines Systems nehmen

zu können. Solche Systeme besitzen in der Regel allerdings einen geringeren Koppelfaktor und nehmen tendenziell einen größeren Bauraum in Anspruch. Jedoch vermindert dies eine mögliche Regelungsnotwendigkeit und die übertragbare Leistung bei Versatz bleibt annähernd konstant.

3.7 Ergebnisse der Entwurfsmethodik

Ziel der Dimensionierung ist ein möglichst großer Arbeitsbereich, der lediglich geringe Änderungen der Übertragungscharakteristika innerhalb der gesetzten Randbedingungen und Grenzwerte zulässt. In dem Entwurfsprozess gemäß Abbildung 3.7, wie er ähnlich in [4] beschrieben wird, werden Geometrien und Materialauswahl für die Ferrite und Abschirmungen auf Basis vorheriger simulativer Untersuchungen grob festgelegt. Diese haben einen großen Einfluss auf das Systemverhalten und dürfen bei der Auslegung nicht vernachlässigt werden. Durch die gegenseitige Beeinflussung der Komponenten steigt die Anzahl an Iterationen um geeignete System- und Spulenparameter zu finden, weiter an. Für eine Erstauslegung ist es deshalb sinnvoll, Geometrien und Materialparameter für die Ferrite und die Abschirmung auf Basis vorheriger simulativer Untersuchungen grob festzulegen. Darauf aufbauend kann der Einfluss auf Systemparameter, wie beispielweise den Koppelfaktor und die Versatzgüte untersucht werden. Zumeist sind die Maximalabmessungen der fahrzeugseitigen Spule bereits bekannt. Dies reduziert den Entwicklungsaufwand, sodass im Weiteren von einer vereinfachten Systemauslegung bei teilweise vorgegebenen geometrischen Verhältnissen ausgegangen werden kann. Spulengeometrien, wie beispielsweise die Spulenfläche, sowie die Innen- und Außenkantenlängen werden variiert und die System- und Koppelparameter bestimmt. Im nächsten Schritt werden mit dem entwickelten Optimierungstool elektrische Kenngrößen, wie Windungszahlen oder die Größe der Kompensationskapazitäten berechnet.

Hierbei dürfen die elektrischen Randparameter (z.B. maximale Strom- und Spannungsbelastbarkeiten) keinesfalls vernachlässigt werden. Diese sind zumeist durch physikalische Parameter stark eingegrenzt. So gibt es für die Auslegung und die Auswahl des passenden Litzleiters harte Anforderungen, wie etwa die Maximalstromdichte oder den Gesamtdurchmesser.

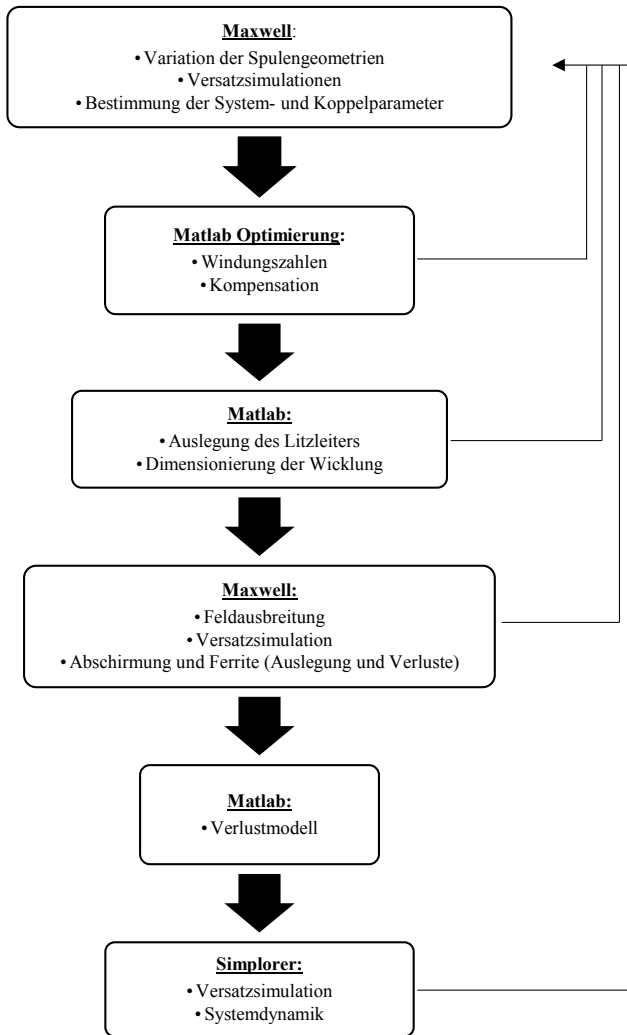


Abbildung 3.7: Prinzipielles Vorgehen bei der Auslegung des Resonanzübertragers¹¹.

¹¹ Vgl. [130] (betreute Abschlussarbeit)

Eine erste Plausibilitätsprüfung nach der Dimensionierung der Spulen verhindert das Verwenden ungültiger Wicklungsparameter, denn nicht jede Spulenordnung ist auch realisierbar. Dies ist der Fall, wenn das simulierte Wicklungsfenster nicht die berechnete Anzahl an Windungen aufnehmen kann.

Es folgen Simulationen zur Feldausbreitung und weiterer definierter Zielgrößen wie beispielsweise k_{max} oder einer möglichst hohen Versatzgüte. Mittels dem in Kapitel 4 vorgestellten Verlustmodell lassen sich diese abschätzen. Abschließend erfolgen Systemsimulationen, die das Verhalten bei Versatz und die Systemdynamik charakterisieren. Generell folgt bei einer Über- oder Unterschreitung festgelegter Grenzwerte ein zusätzlicher Iterationsschritt inklusive einer weiteren Bewertung.

4 Aspekte zur praxisnahen Auslegung der Spulensysteme

4.1 Vorwort

In [30, 40, 41] werden eine Vielzahl an einfachen Wicklungsformen vorgestellt, wie beispielsweise runde oder rechteckige Geometrien. In [5, 42, 43] werden komplexere Geometrien, wie DD¹ oder Spulen mit Kompensationswicklung, untersucht. In [5] werden detaillierte Gesamtanalysen zu den wesentlichen Kenngrößen der vorgestellten Spulentopologien erstellt und optimierte Anwendungsbereiche unter Berücksichtigung wichtiger Gesichtspunkte wie Systemkomplexität oder Positionstoleranz identifiziert.

Oftmals liegen die Schwerpunkte der genannten Arbeiten bei theoretischen und simulativen Betrachtungen oder es werden Prototypen aufgebaut. Die genaue Beschreibung eines praktikablen Spulendesigns und Hardwareentwurfs findet selten statt.

Ziel dieser Arbeit ist deshalb die das Beleuchten von Aspekten zur praxisnahen Auslegung, sowie eine passende Materialwahl für den Aufbau der Gesamtpulensysteme im fahrzeugnahen Umfeld bis zu einer Übertragungsleistung von 44 kW, sowie deren messtechnische Validierung. Für den Aufbau in einer Testumgebung werden im Weiteren planare Geometrien (rechteckig, rund und quadratisch) favorisiert und ein praxisnaher Entwicklungsprozess unter Einbeziehung der vorgegebenen Randbedingungen nach Kapitel 3.3 definiert.

Basierend auf den Ausführungen in Kapitel 3 werden unter Berücksichtigung der dort vorgestellten vereinfachten Methodik im Folgenden beispielhaft zwei unterschiedliche Spulensysteme mittels eines geometrischen Optimierungsverfahrens simulativ entworfen, aufgebaut, im Versuchsstand vermessen und validiert. Dabei werden die in Kapitel 3.3 vorgestellten Randbedingungen und Anforderungen berücksichtigt, die eine realitätsnahe Auslegung sicherstellen sollen. Gewöhnlich sind die Außenabmessungen des sekundärseitigen Spulensystems festgelegt, was bei einem spezifizierten Einsatz im Elektrofahrzeug die Freiheitsgrade für diese allerdings stark begrenzt.

¹ DD: Double D

4.2 Geometrische Grundparameter

Die Anforderungen werden zu Beginn in geometrische Variablen übersetzt, da die Parametrisierung eine Vielzahl an gleichzeitigen Simulationen zulässt, um die entsprechenden Koppelparameter zu bestimmen. Die Kupferflächen, welche über die Innen- und Außenkantenlängen der Primärseite, sowie über die Innenkantenlänge der fahrzeugseitigen Wicklung definiert sind, werden variiert, siehe Abbildung 4.1. Dabei bleibt der magnetische Luftspalt am vorab festgelegten Nennpunkt konstant. Bei dieser vereinfachten Betrachtung ohne die diskreten Windungen, werden diese sowohl primär-, als auch sekundärseitig zu $N_1 = 1$ und $N_2 = 1$ festgelegt.

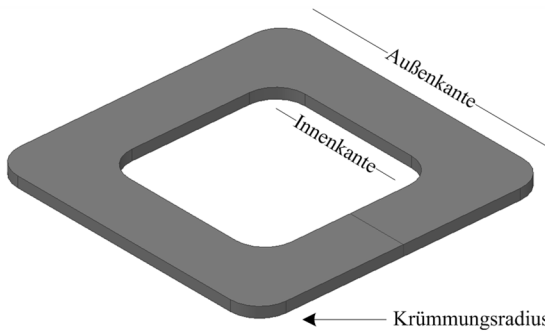


Abbildung 4.1: Übersicht zu den Größen für das geometrische Optimierungsverfahren.

Der Einfluss der Krümmungsradien wird näher untersucht, wobei an dieser Stelle darauf geachtet werden muss, dass nur Radien entsprechend der Flexibilität des Litzleiters realisiert werden können, siehe Kapitel 5.2.6. Dabei bedeuten sehr große Radien eine nahezu runde Spulenform.

Die Parametervariationen werden mit dem Optimierungstool hinsichtlich der Maximierung des Wirkungsgrades η in Matlab ausgelegt und die Kompensation berechnet. Abschließend erfolgt die Bewertung der erstellten Systeme auf Basis der definierten Zielgrößen, wie bspw. die Maximierung von k , einer maximalen Versatzgüte $F(s)$ und der Feldausbreitung. Die Auslegung erfolgt bei 85 kHz und bei einem magnetischen Luftspalt von 100 mm. Dies liegt nach [12] und [13] innerhalb der Luftspaltklassen S (90 – 150 mm) und Z1 (100 – 150 mm). Zunächst sollen allerdings einige allgemeine Überlegungen und Untersuchungen hinsichtlich der Spulenformen durchgeführt werden, um den Einfluss auf die Kopplung, die Versatzgüte und die Eigeninduktivität zu ermitteln.

4.3 Allgemeine Überlegungen zu Spulenformen

Während eine Variation der Innenkantenlänge der fahrzeugseitigen Spule zeigt, dass sowohl die Bewertungskriterien wie k , die Versatzgüte $F(s)$ und die Felddausbreitung, als auch die normierte Eigeninduktivität davon nahezu unabhängig sind, hat die Änderungen der primärseitigen Größen erheblichen Einfluss. k erreicht bei kleineren, die Versatzgüte hingegen erst bei großen Außenkantenlängen das jeweilige Maximum. Wie bereits in [4] identifiziert, ist die Lage des Optimums von den geometrischen Verhältnissen abhängig. Die Kopplung verändert sich in Abhängigkeit der Kantenlängen von Primär- und Sekundärseite und dem Verhältnis von Abstand zwischen den Spulen zum Durchmesser der Primärspule. Für kleine Luftspalte sind zwei identische Spulengeometrien vorteilhaft. Dazu sollte das Verhältnis von Abstand zwischen den Spulen zum Durchmesser der Primärspule möglichst klein sein. Bei den gesetzten geometrischen Zielvorgaben lässt sich jedoch schnell erkennen, dass bei festem Luftspalt der Durchmesser der primärseitigen Spule deutlich größer gewählt werden muss als der Durchmesser der fahrzeugseitigen Spule. Simulationen bestätigen die Annahme, welche auch in [44] adressiert wird.

Variation geometrischer Grundparameter – Geometrische Optimierung

Die folgenden Ausführungen sollen kurz aufzeigen, wie die geometrische Optimierung abläuft. Es werden sowohl primär-, als auch sekundärseitig zwei identische, quadratische Spulen mit einer jeweiligen Wickelfläche von 250 mm x 250 mm bei Nennabstand und Nominalposition betrachtet und die Kantenlängen variiert. Ziel der Optimierung soll eine möglichst hohe Kopplung der Spulen sein.

Aufgrund der bauraumbedingten Außenabmessungen der sekundärseitigen Spule sind die Geometrieparameter stark eingeschränkt. Die Ergebnisse einer primärseitigen Variation der Außenkantenlängen werden in Abbildung 4.2 illustriert, sowohl für den Koppelfaktor, als auch für die normierte Eigeninduktivität der Primärspule.

Es zeigt sich für größere Kantenlängen ein deutlicher Koppelfaktoranstieg. Der Koppelfaktor steigt bei Außenkantenlängen > 39 cm nur marginal weiter, weshalb dieser final festgelegt wird. Gleichzeitig steigt die normierte Induktivität L_{10} mit den Außenabmessungen linear an. Es kann, hier jedoch nicht dargestellt, mit der Vergrößerung der Außenkantenlänge eine nahezu lineare Zunahme der Versatzgüte beobachtet werden.

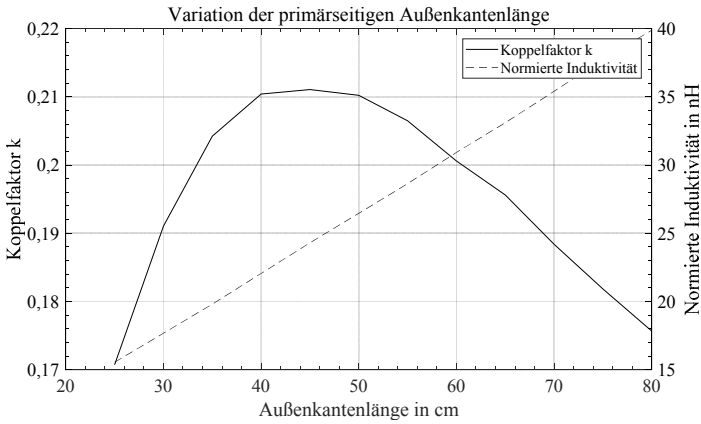


Abbildung 4.2: Änderung des Koppelfaktors k als Funktion der primärseitigen Außenkantenlängenvariation bei Nominalabstand, Kupferflächen mit $N_1 = 1$, $N_2 = 1$, Innenkantenlänge = 5 cm = const.

In der folgenden Abbildung 4.3 wird die primärseitige Innenkantenlänge variiert.

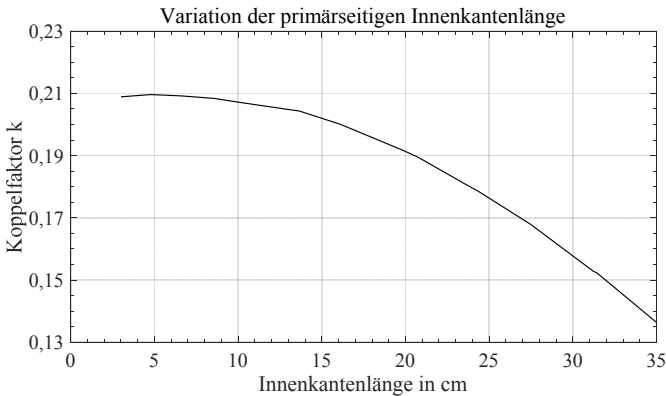


Abbildung 4.3: Änderung des Koppelfaktors k als Funktion der primärseitigen Innenkantenlängenvariation bei gewählter Außenkantenlänge von 39 cm.

Wie zu sehen, geht der Koppelfaktor für kleine Kantenlängen in eine positive Sättigung und fällt für größere Werte ab. Um eine hohe Kopplung zu erreichen, muss die Spule möglichst

flächendeckend ausgeführt werden. Die Versatzgüte verhält sich dazu exakt reziprok und wird für kleine Innenkantenlängen schlechter. Die Innenkantenlänge wird zu 5 cm festgelegt.

Im Folgenden werden die Ergebnisse der Analyse der sekundärseitigen Innenkantenlängenvariation in Abbildung 4.4 dargestellt.

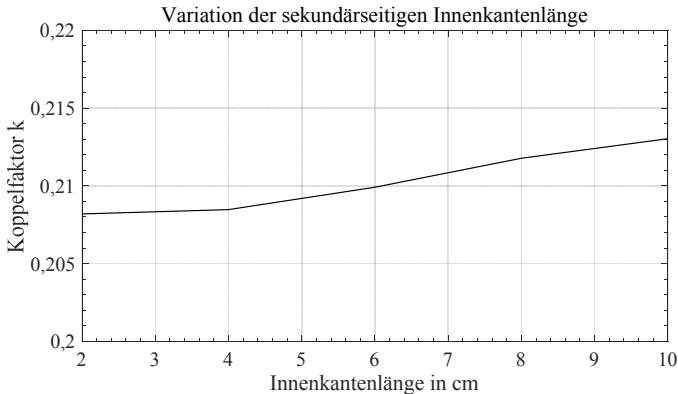


Abbildung 4.4: Änderung des Kopplfaktors k als Funktion der sekundärseitigen Innenkantenlängenvariation bei gewählter primärseitiger Außenkantenlänge von 39 cm und Innenkantenlänge von 5 cm.

Diese zeigen mit größer werdender Spulenfläche, bedingt durch das kleine Baumaß, eine nur geringfügige Änderung des Kopplfaktors und in Folge auch der Versatztoleranz und der normierten Eigeninduktivität.

Die obigen Ergebnisse bestätigen die Annahme, dass eine gleichzeitige Optimierung auf eine hohe Kopplung (k_{\max}) und eine möglichst hohe Versatzgüte $F(s)$ nicht möglich ist. Aus diesem Grund kann mit der Kopplgüte KG ein weiterer Faktor als zusätzliches Bewertungskriterium eingeführt werden:

$$KG = F(s) \cdot k(s). \quad (16)$$

Die Kopplgüte erreicht ihr Maximum beim besten Trade-off zwischen k und $F(s)$. Allerdings muss berücksichtigt werden, dass größere geometrische Abmessungen auch eine Erhöhung der primärseitigen normierten Induktivität zur Folge haben, vgl. Kapitel 4.5.1 und 5.2.6.

Der Vollständigkeit halber wird die Außenkantenlänge der fahrzeugeitigen Wicklung über das bauraumbedingte Maximum variiert. Die Ergebnisse sind deshalb hervorzuheben, da mit größer werdenden Außenabmessungen der Sekundärspule sowohl der Koppelfaktor, als auch die Versatzgüte steigt.

Im Weiteren soll der Einfluss des Krümmungsradius einer Wicklung untersucht werden. Hierzu wird der Radius an den vier Ecken des Modells so weit vergrößert, bis eine nahezu runde Geometrie entsteht, der Gesamtdurchmesser bleibt allerdings unverändert. Wie bereits erwähnt, wird der kleinste Radius durch die Flexibilität des Litzleiters bestimmt. Bei einer Betrachtung des Koppelfaktors im Nennpunkt zeigt sich, dass dieser einer vernachlässigbar kleinen Änderung unterliegt und damit als konstant angesehen werden kann. Die nach Gleichung (13) vorgestellte Versatzgüte zeigt allerdings eine starke Abhängigkeit und steigt mit kleiner werdendem Krümmungsradius. Für die weiteren Simulationen wird der Krümmungsradius zu 15 mm festgesetzt. Für den Krümmungsradius können jedoch keinen üblichen Werte angegeben werden, da dies vor allem von der Wicklungsgeometrie und der Zusammensetzung des Litzleiters abhängig ist.

Analog zu den obigen Ausführungen scheint es sinnvoll, die Spulengeometrie entsprechend den Versatzanforderungen (und auch Bauraumbegrenzungen) anzupassen. Dies sollte bereits zu Beginn der Auslegung erfolgen. Bei einer in und quer zur Fahrtrichtung identischen Versatztoleranz ist bspw. eine quadratische Spulenform zielführend, bei asymmetrischen Versatzanforderungen sind rechteckige Spulengeometrien zu bevorzugen. Die gezeigten Diskussionen sind allerdings nicht allgemein gültig und müssen für jede größere Geometrieänderung neu durchgeführt werden. Dies betrifft nicht jedoch das methodische Vorgehen auf Basis des geometrischen Optimierungsverfahrens.

4.4 Auslegung der Spulensysteme

Mit der systematischen Variation der geometrischen Grundparameter resultiert die Spulenauslegung auf Basis des geometrischen Optimierungsverfahrens in einer Ergebnismatrix. Anschließend werden die Systeme hinsichtlich der Windungszahlen N_1 und N_2 , der Kompensationskondensatoren C_1 und C_2 und der Last ausgelegt und die Betriebseigenschaften und Realisierbarkeit bewertet. Dabei werden die Systemparameter bei einer Frequenz von 85 kHz für verschiedene horizontale Verschiebungen im Raum simuliert. Mittels einer Plau-

sibilitätsprüfung müssen einige, wenn auch vielversprechendere Systeme entweder baubedingt oder auch aufgrund fehlender Kompensationseinheiten ausgeschlossen werden.

Die beiden Gesamtsysteme erhalten folgende Bezeichnungen:

- System 61 – hohe Kopplung
- System 32.1 – hohe Versatztoleranz

Diese entstehen aufgrund der umfangreichen parametrischen Analysen und der daraus folgenden simulationsbedingten Laufnummern. Für beide Systeme werden die Kupferflächen nach der geometrischen Optimierung durch detailliert modellierte Wicklungen ausgetauscht, siehe Abbildung 4.5, die mittels des in Kapitel 3.1 beschriebenen Optimierungstools ausgelegt werden.

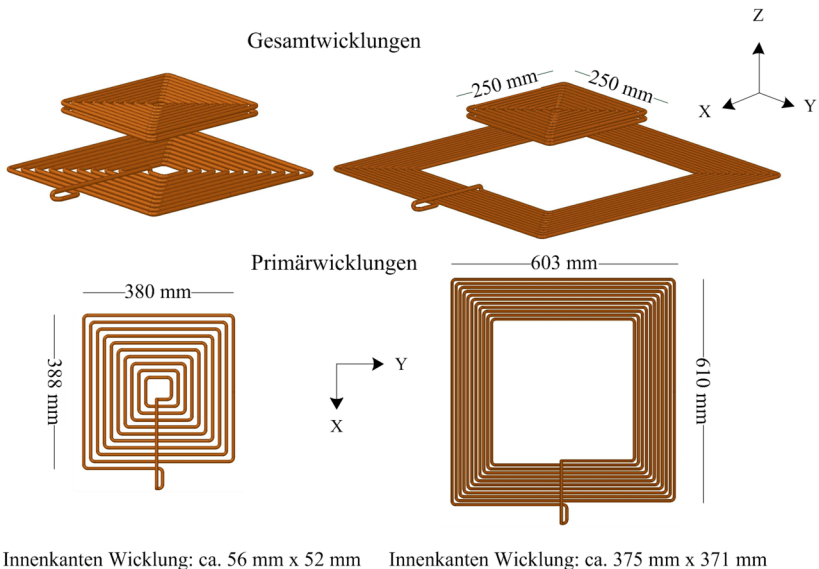


Abbildung 4.5: Entworfene Wicklungssysteme „61 - hohe Kopplung“ (links) und „32.1 - hohe Versatztoleranz“ (rechts).

Die unterschiedlichen Wicklungsabmessungen in x- und y-Richtung entstehen durch das Einbringen der diskret modellierten Windungen.

Zur Flussführung und damit zur Erhöhung des Koppelfaktors werden Ferritkeramiken eingesetzt. In der Literatur [30, 45 bis 47] finden sich zum Thema Ferritgeometrien einige Untersuchungen. Eine kosteneffektive Möglichkeit durch den Einsatz und der unterschiedlichen Anordnung von Ferritstäben, wird in [30] diskutiert. In dieser Arbeit liegt der Fokus allerdings mehr auf dem Aspekt der Materialwahl und -anordnung bei hoher Übertragungsleistung.

Unter Berücksichtigung praxisnaher Verfahrensweisen, werden die verwendeten 4 mm starken Ferritkacheln (50 mm x 50 mm) bei beiden Spulensystemen, sowohl primär- als auch sekundärseitig, vollflächig und mit hoher Bauraumausnutzung verlegt. Dadurch entsteht eine nicht unwesentliche Erhöhung der Versatztoleranz. Wie in Abbildung 4.6 zu sehen, ist eine grobe Orientierung der mit Ferrit belegten Flächen an den Abmessungen der Wicklungen zielführend.

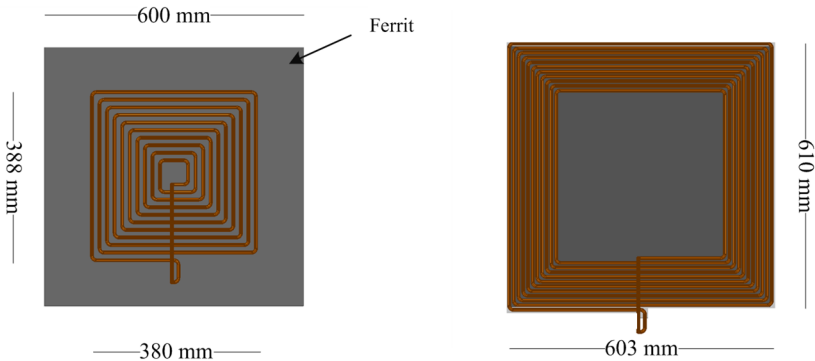


Abbildung 4.6: Entworfenen Primärwicklung mit Ferritkeramiken „61 - hohe Kopplung“ (links) und „32.1 - hohe Versatztoleranz“ (rechts).

Nach der Vorauswahl der Ferritgeometrie, wird diese in einem weiteren Schritt optimiert ausgelegt. Dies soll beispielhaft auf Basis einer Geometrieänderung des primärseitigen Ferrits gezeigt werden. Die Außenkantenlänge wird zu 60 cm festgelegt und die Innenkantenlänge variiert. Abbildung 4.7 zeigt mit größer werdender Innenkantenlänge des Ferrits einen deutlich abnehmenden Koppelfaktor.

Bei Variation der Außenkantenlänge zeigt sich anhand von Abbildung 4.8, dass der Koppelfaktor mit zunehmender Außenkantenlänge des Ferrits gegen eine positive Sättigung strebt. Eine weitere Vergrößerung der Abmessungen über 60 cm zeigt einen nur marginalen Anstieg von k .

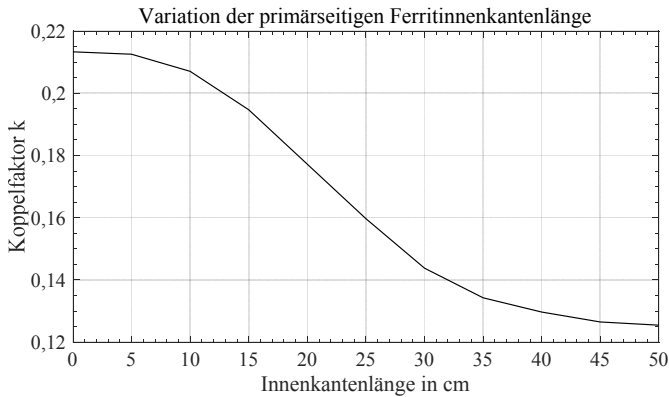


Abbildung 4.7: Änderung des Kopplfaktors k als Funktion der primärseitigen Ferritinnenkantenlängenvariation bei ausgewählter primärseitiger Ferritaußenkantenlänge von 60 cm – Primärwicklung 61.

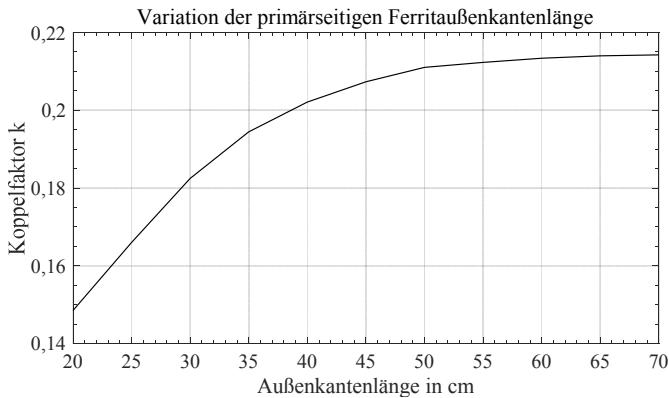


Abbildung 4.8: Änderung des Kopplfaktors k als Funktion der primärseitigen Ferritaußenkantenlängenvariation bei beispielhaft ausgewählter primärseitiger Ferritinnenkantenlänge von 0 mm – Primärwicklung 61.

Obwohl sich die Versatztoleranz auch mit weiterwachsender Ferritfläche nochmals erhöht, ist eine solche Implementierung nicht zielführend. Diese bewirkt lediglich eine Aufwands-

und Kostenerhöhung mit nur geringfügigem Nutzen. In beiden Untersuchungen begünstigen vollflächig verlegte Ferritplatten die Versatztoleranz $F(s)$ sowie die Verlustreduzierung in den Aluminiumabschirmungen.

Diese werden zur räumlichen Begrenzung und zur Reduzierung der Streufelder eingesetzt [30], wobei die sekundärseitige Platte den Fahrzeugunterboden abbilden soll. Für den Einsatz in der Versuchsanlage (Kapitel 6) wird ein modularer Aufbau bevorzugt, weshalb sowohl bei den Ferriten als auch bei den Aluminiumschirmen systemübergreifend identische Abmessungen verwendet werden. Das Einbringen einer Abschirmung erkauft man sich allerdings durch einen geringer werdenden Koppelfaktor und erhöhten Verlusten durch induzierte Wirbelströme. Abbildung 4.9 illustriert die unterschiedlichen Primärspulensysteme mit den quadratischen Abmessungen des Primärschirms von 640 mm x 640 mm x 3 mm.

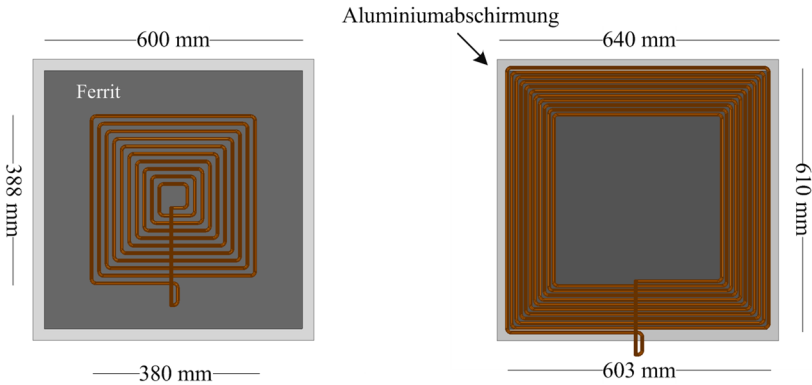


Abbildung 4.9: Entworfenen Primärspulensysteme „61 - hohe Kopplung“ (links) und „32.1 - hohe Versatztoleranz“ (rechts) inklusive der Bemaßung und Fertigungstoleranzen.

Die Bemaßung in Abbildung 4.9 entspricht bereits Messdaten, mit der die Modelle, im Vergleich zu Idealauslegung, in der Simulation angepasst werden.

Im Weiteren müssen die Auswirkungen auf die Koppelparameter durch das Einbringen der detailliert modellierten Kupferwicklungen quantifiziert werden. Da die Primärwicklung des Systems 32.1 einen Abstand zwischen den einzelnen Windungen von 3 mm aufweist, sind bei einer derart dichten Windungsverteilung nur geringfügige Auswirkungen zu erwarten. Im System 61 liegt der Abstand bei 9 mm. Aus [48] lässt sich ableiten, dass für ein $\Delta k \leq 1\%$

das Verhältnis von Kupfer- zur Gesamtfläche mindestens 45 % betragen sollte. Dies ist sowohl beim System 61 mit knapp 48 %, als auch beim System 32.1 mit knapp 75 % erfüllt. Werden allerdings die Eigeninduktivitäten betrachtet, ergeben sich für ein System primärseitig erhöhte Differenzen:

- System 32.1: L_1 : +1,5 %, L_2 : +0,1 %
- System 61: L_1 : +16 %, L_2 : +0,7 %

Um den ursprünglichen Resonanzpunkt wieder zu erreichen, muss eine Änderung der Induktivität über eine Anpassung der Kompensation abgefangen werden können. Wie oben gezeigt, müssen Adaptionen in der Geometrie zwischen vereinfachten Simulations- und den später verwendeten Detailmodellen überprüft und Unterschiede abgeschätzt werden.

Abbildung 4.10 zeigt den Aufbau des fahrzeugseitigen Spulensystems. Die Wicklung selbst hat die bekannte Grundfläche von 250 mm x 250 mm, muss allerdings aufgrund der berechneten Windungszahl von $N_2 = 18$ zweilagig ausgeführt werden.

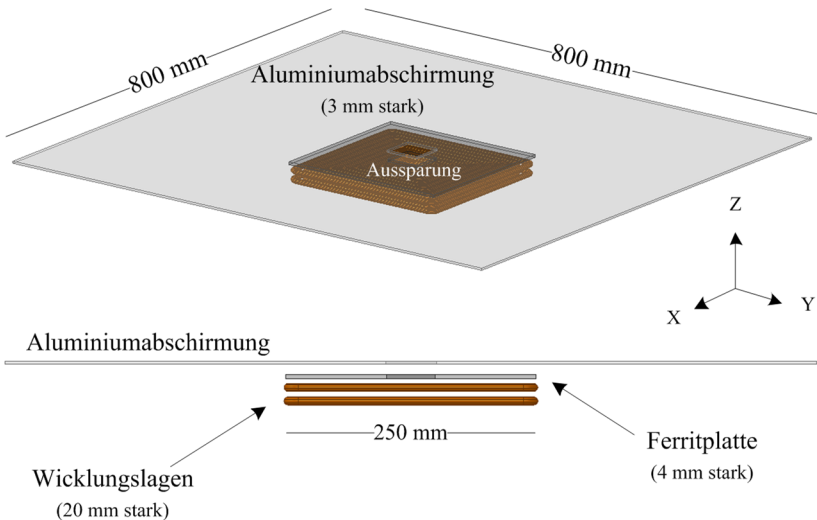


Abbildung 4.10: Einheitliches Sekundärspulensystem mit Bemessung.

Die Aussparung im ansonsten vollflächig verlegten Ferrit und der Aluminiumplatte wird zur Leitungsführung genutzt. Für beide Primärspulensysteme wird ein einheitliches Sekundärspulensystem verwendet. Damit muss für Messungen lediglich die Primärwicklung getauscht werden. Es kann gezeigt werden, dass trotz der beiden unterschiedlichen Primärspulensystemauslegungen der Betrieb mit einem gemeinsamen fahrzeugseitigen Spulensystem möglich ist.

Die Abstände zwischen Wicklung und Ferrit sowie Ferrit und Abschirmung ergeben sich durch weiterführende Simulationen. Oftmals unterliegen diese konstruktionsbedingt der Forderung nach einer möglichst kompakten Bauweise und müssen so klein wie möglich gewählt werden. So wirkt sich ein geringer werdender Abstand zwischen Ferrit und Wicklung positiv auf den Koppelfaktor aus. Da die Wicklung allerdings mechanisch geführt werden muss, ergibt sich ein Mindestabstand von 5 mm. In der Realität werden sowohl boden- als auch fahrzeugseitig Vergussmassen auf Epoxidharz- und Acrylatbasis eingesetzt. Diese dienen häufig dem Schutz der Komponenten vor Feuchtigkeit und Schmutz. Ein weiterer Vorteil zeigt sich in der deutlich erhöhten mechanischen Belastbarkeit und verbesserten Wärmeabfuhr im Vergleich zu Luft [49]. Ein Austausch einzelner Teil-Komponenten ist allerdings mit dem Austausch des gesamten Spulensystems verbunden.

Der Abstand zwischen den Ferritplatten und der Abschirmung wirkt sich hauptsächlich auf die Schirmverluste aus, die mit größer werdender Distanz sinken. Letztlich ist die Wahl des passenden Abstands wohl ein Kompromiss zwischen Abschirmwirkung, geometrischen Abmessungen und den technischen Systemeigenschaften, wie Koppelfaktor und Versatztoleranz. Die simple Vorgehensweise bei der Auslegung der Ferrite und Abschirmungen ist für jede Spulenform gültig und lässt sich damit auf jede konkrete Systemauslegung anwenden.

Abbildung 4.11 zeigt die in der Simulation final entworfenen und für den Versuchsstand aufgebauten Spulensysteme mit den geometrischen Abmessungen nach Tabelle 3, die sich lediglich durch die Größe und Auslegung der Primärwicklung unterscheiden. Auf Basis dieser Werte, werden die Spulen realisiert und durch einen Parametervergleich hinsichtlich der Eigeninduktivität und des Koppelfaktors am Versuchsstand validiert.

Generell sollte bei einer Hardwareumsetzung immer mit Fertigungstoleranzen und Materialabweichungen gerechnet werden, die eine nicht vernachlässigbare Änderung in den Abmessungen verursachen können. Bei einer beispielhaften Betrachtung der Ferritflächenzusammensetzung, sorgen Unebenheiten und ungerade Kanten in den einzelnen Kacheln für die angesprochene Abweichung in den Gesamtkantenlängen, sowohl in x-, als auch in y-Ausdehnung. Die Komponente wurde letztlich mit einer mittleren Kantenlänge simulativ

umgesetzt. Aus diesem Grund wird das FEM-Simulationsmodell abschließend auf Basis sämtlicher gemessener Abstände und geometrischer Größen verändert. Tabelle 4 zeigt einen Auszug simulierter (L_1 , L_2 , k) und berechneter (C_1 , C_2 , R_L) Größen des angepassten Modells, die eine bessere Übereinstimmung mit den Messwerten sicherstellen soll.

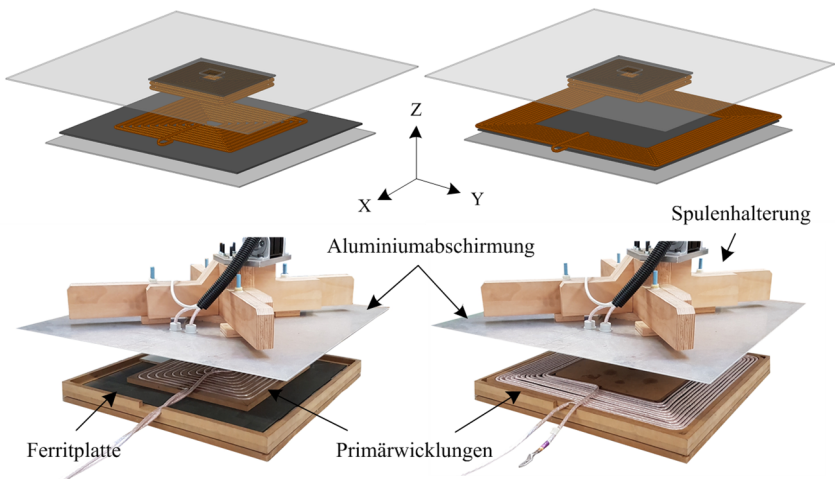


Abbildung 4.11: Entworfene und aufgebaute Gesamtpulensysteme „61 - hohe Kopplung“ (links) und „32.1 - hohe Versatztoleranz“ (rechts).

Tabelle 3: Geometrische Größen der Grundsysteme 61 und 32.1 – Auslegung.

Geometrische Größe	System 61 – hohe Kopplung	System 32.1 – hohe Versatztoleranz
Gesamtdicke des Primärspulensystems	45 mm	
Gesamtdicke der Sekundärspulensystems	41 mm	
Abmessungen der Primärwicklung	388 mm x 380 mm	610 mm x 603 mm

<i>Primärferrit</i>	600 mm x 600 mm x 4 mm	
<i>Sekundärferrit</i>	250 mm x 250 mm x 4 mm	
<i>Primärschirm</i>	640 mm x 640 mm x 3 mm	
<i>Sekundärschirm</i>	800 mm x 800 mm x 3 mm	
<i>Abstand Primärwicklung – Ferrit</i>	5 mm	
<i>Abstand Primärferrit – Schirm</i>	24 mm	
<i>Abstand zwischen den Wicklungen</i>	100 mm	
<i>Abmessungen Sekundärwicklung</i>	250 mm x 250 mm x 20 mm, 2-lagig	
<i>Abstand Sekundärwicklung – Ferrit</i>	5 mm	
<i>Abstand Sekundärferrit – Schirm</i>	9 mm	
<i>Windungsanzahl Primärwicklung</i>	10	11
<i>Windungsanzahl Sekundärwicklung</i>	18	

Tabelle 4: Elektrische Größen der Gesamtpulensysteme 61 und 32.1 – Simulation bei 85 kHz im Nominalpunkt bei Nennübertragungsleistung.

<i>Größe</i>	<i>System 61 – hohe Kopplung</i>	<i>System 32.1 – hohe Versatztoleranz</i>
<i>Primärinduktivität L_1</i>	32,7 μ H	117,4 μ H
<i>Sekundärinduktivität L_2</i>	46,2 μ H	46,3 μ H
<i>Nennkoppelfaktor</i>	0,213	0,088
<i>Berechnete Kompensationskapazität C_1 bei 85 kHz</i>	107,21 nF	29,86 nF
<i>Berechnete Kompensationskapazität C_2 bei 85 kHz</i>	75,88 nF	75,72 nF
<i>Lastwiderstand R_L</i>	3,3 Ω	2,014 Ω

4.4.1 Technische Daten der Spulensysteme

Die folgenden Ausführungen beinhalten die aufgenommenen technischen Daten der beiden Systeme bei Nominalabstand von 100 mm. Dafür werden beispielhaft die Abweichungen zwischen Simulation und Messung bei Versatz in x-Richtung dargelegt und erörtert. Die Punkte stimmen mit dem Kennfeld aus Abbildung 3.3 überein.

Es wird diskutiert, welche Größen- oder Parameterabweichungen Auswirkungen auf das Betriebsverhalten haben und was dies für eine praxisnahe Auslegung bedeutet. Für die Messungen kommt das LCR-Meter 3532-50 von Hioki (LCR) und der Netzwerkanalysator Bode 100 von Omicron (VNA) zum Einsatz. Die folgenden drei Abbildungen zeigen den Vergleich des Koppelfaktors sowie der Eigen- und Gegeninduktivität beider Spulensysteme als Funktion des Versatzes in x-Richtung, vgl. Abbildung 4.11.

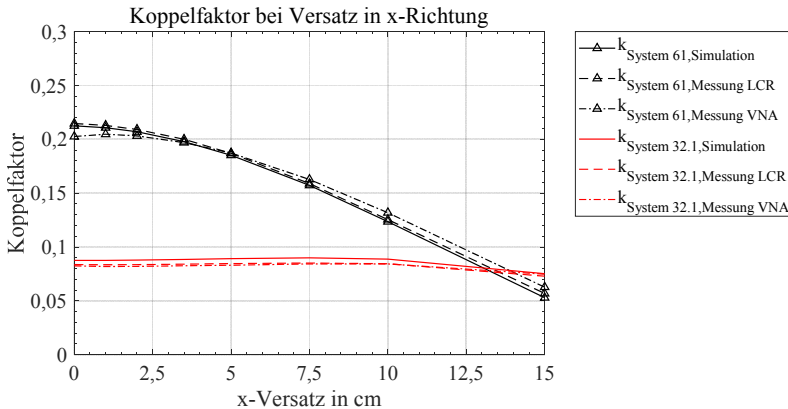


Abbildung 4.12: Koppelfaktorverlauf der entworfenen Spulensysteme „61 - hohe Kopplung“ und „32.1 - hohe Versatztoleranz“ als Funktion des Versatzes in x-Richtung. Vergleich von Simulation und Messung.

Bei einer Auslegungsstrategie auf maximale Versatztoleranz beträgt der Koppelfaktor im Nominalpunkt lediglich 8,8 % und erreicht damit nur einen Bruchteil im Vergleich zur Auslegung auf maximale Kopplung ($k = 21,3 \%$). Allerdings zeigt sich der Vorteil in der Versatzgüte nach Gleichung (13):

- $F(s)_{\text{System 32.1}} = 0,949$
- $F(s)_{\text{System 61}} = 0,678,$

aber auch der Nachteil der Notwendigkeit einer erhöhten Primärdurchflutung zur Übertragung der gleichen Leistung. Dies legt den Schluss nahe, dass eine hohe Gesamtänderung von k eine erhebliche Änderung der reflektierten sekundärseitigen Impedanz zur Folge hat. Diese wird in Kapitel 4.4.6 nochmals aufgegriffen. Abbildung 4.13 zeigt den Verlauf der Eigeninduktivitäten und der Gegeninduktivität M .

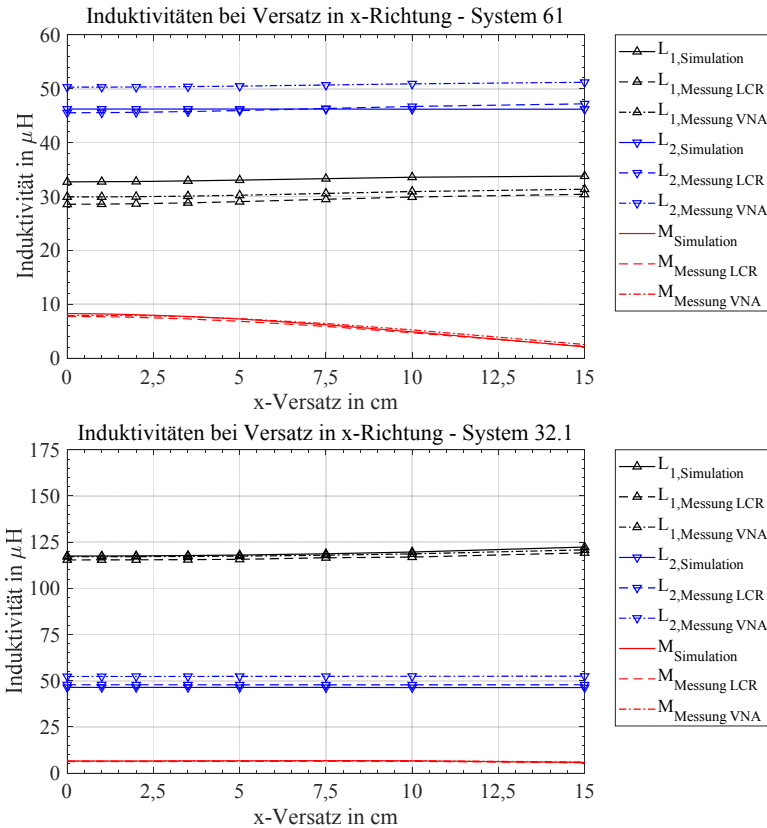


Abbildung 4.13: Induktivitätsverläufe der entworfenen Spulensysteme „61 - hohe Kopplung“ und „32.1 - hohe Versatztoleranz“ als Funktion des Versatzes in x-Richtung. Vergleich von Simulation und Messung.

Bei einem Blick auf den Verlauf fällt auf, dass sich die Eigeninduktivitäten L_1 und L_2 der beiden Spulensysteme insgesamt nur geringfügig über den Versatzbereich ändern. Der Verlauf von M ist nach Gleichung (5) direkt proportional zu k .

Die Primärspulensysteme liegen auf Basis der Messdaten des LCR-Meters bei einer Gesamtänderung von +6,5 % (System 61) und +3,3 % (System 32.1) mit dem Versatz in x-Richtung. Die Änderungen der Sekundärspulensysteme liegen im Bereich von -0,1 % bzw. +3,6 %. Die Messdaten sind in Anhang A zu finden.

Eine +6,5 bzw. +3,3 prozentige Änderung, verändert die Resonanzfrequenz der Primärseite nach Gleichung (7) rein rechnerisch um -3,2 % und -1,6 %, wenn die jeweilige Kompensationskapazität auf die gemessene Induktivität im Nennpunkt vorab anpasst wird. Bei näherer Betrachtung kann dieser Umstand das Übertragungsverhalten, wie beispielsweise die Blindleistungsaufnahme des gesamten Systems, jedoch in erheblichem Maß beeinflussen, vor allem bei einer hohen belasteten Güte [50]. Dies ist oftmals nur bei der Übertragung hoher Leistungen relevant.

Generell wird eine Frequenznachführung wie in [12, 13, 24] oder eine Anpassung der Resonanzkondensatoren favorisiert. Die Notwendigkeit einer Anpassung ist allerdings stark vom betrachteten Versatzbereich abhängig. In [13] werden die Betriebspunkte bei nicht quadratischen Wicklungen mit ± 75 mm in x- und ± 100 mm in y-Richtung angegeben. Auch in [12] wird dies thematisiert und ist dort von der Systemklasse und damit von der Geometrie der Spulen abhängig. Im Allgemeinen sind damit die normativ festgelegten Betriebspunkte enger gefasst, als in Abbildung 3.3. Damit reduzieren sich die Gesamtänderung der Primärspulensysteme auf +1,8 % bzw. knapp +1 % und in Folge auch die Auswirkungen auf das Übertragungsverhalten.

Die Zusammenstellung nach Abbildung 4.14 zeigt die relativen Fehler bei einem Vergleich von Simulation und Messung als Funktion des Versatzes in x-Richtung.

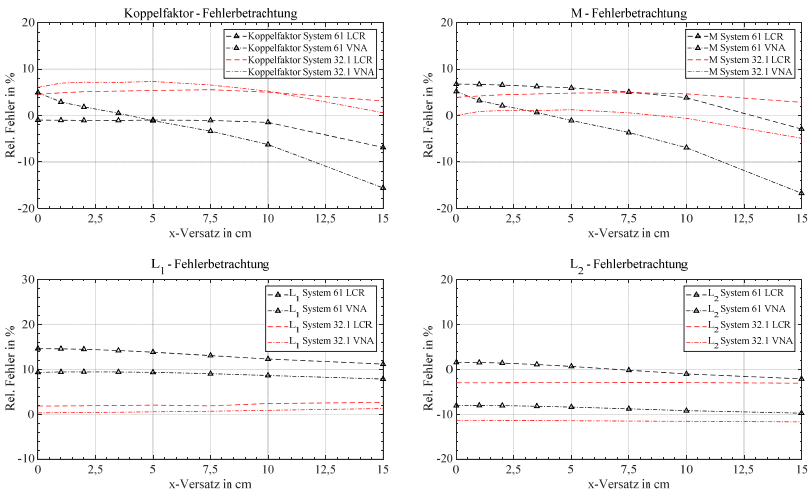


Abbildung 4.14: Vergleich der relativen Fehler zwischen Messung und Simulation als Funktion des Versatzes in x-Richtung – Koppelfaktoren, Gegeninduktivität und Eigeninduktivitäten.

Trotz der oben beschriebenen Modellanpassung, bewegen sich die relativen Fehler im Rahmen von $\pm 10\%$. Dies ist allerdings nicht alleine auf die Messungenauigkeit zurückzuführen. Diese wird in diesem Messbereich beim LCR mittels des Datenblatts zu ca. 0,33 % der Anzeige berechnet [51]. Vielmehr liegt dies an der simulativen Umsetzung. Beispielsweise wird die fahrzeugseitige Spule aufgrund des hohen Modellierungsaufwands der beiden Wicklungslagen nicht zusammenhängend, sondern jede Windung einzeln ausgeführt, vgl. Abbildung 4.10 und Kapitel 5.2.5.

Wie bereits erwähnt, können viele der verwendeten Komponenten nicht mit deren exaktem Maß, sondern aufgrund von Fertigungs- und Bearbeitungstoleranzen, lediglich mit mittleren Kantenlängen oder -dicken umgesetzt werden.

Die Messung eines geraden HF-Litzstücks ergibt bereits eine hohe Grundinduktivität von 550 nH/m. Dies entspricht einem 1,7 %igen (Primärspulensystem 61) und 0,5 %igen (Primärspulensystem 32.1) Anteil an der Gesamtinduktivität. Aus diesem Grund sind trotz der recht hohen Genauigkeit des LCR-Meters die Messdaten genau zu bewerten, da eine geringfügige Änderung der Litz- und der Anschlussführung bereits Änderungen im Bereich von einigen hundert nH verursachen kann. Selbst geringe Änderungen haben Auswirkungen auf

das Übertragungsverhalten. So verändert eine 1 prozentige Abweichung (Primärspulensystem 61) der Induktivität die Resonanzfrequenz rein rechnerisch um mehrere Hundert Hertz. Durch einen steilen Phasenübergang, wie er Abbildung 4.21 dargestellt ist, kann diese einen Phasenversatz zwischen Eingangsstrom und Wechselrichter Ausgangsspannung von einigen Grad bedeuten. Weiterhin werden in der Simulation Zu- und Ableitungen der jeweiligen Spulen nicht berücksichtigt.

Kann ein niedrigerer Koppelfaktor in Kauf genommen werden, zeigt sich bei den Systemen, die auf eine hohe Versatztoleranz ausgelegt sind, ein weiterer erheblicher Nachteil, vgl. Abbildung 4.13. Die größeren Dimensionen der bodenseitigen Wicklung führen zu einer deutlich erhöhten Induktivität und damit im Resonanzpunkt bei gleicher übertragener Leistung und identischer Betriebsfrequenz zu einer höheren Spannung über der Wicklung und den Kompensationskapazitäten. Dafür müssen die Litze und die Kondensatoren entsprechend ausgelegt sein.

4.4.2 Erreichbarer Wirkungsgrad

Der erreichbare Wirkungsgrad eines Resonanzübertragers ist lediglich von der Kopplung und den beiden Spulengüten abhängig. Auf Basis der Herleitungen in [4] zeigt Abbildung 4.15 den maximal erreichbaren Wirkungsgrad beider Gesamtsysteme. Dabei werden Spulengüten von $Q = 250$ [4] und $Q = 100$ [52] als wirtschaftlich umsetzbar eingeschätzt. Bei dieser Betrachtung haben primär- und sekundärseitiges Spulensystem dieselbe Güte.

Generell sinkt der Wirkungsgrad mit geringeren Spulengüten bereits im Nominalpunkt und bei einer Betriebsfrequenz von 85 kHz deutlich ab. So verschlechtert sich η um 12,8 % (System 32.1 von 91,25 % auf 79,57 %) und um 5,6 % (System 61 von 96,23 % auf 90,84 %). Während der mögliche Wirkungsgrad bei System 32.1 mit größer werdendem Versatz kaum absinkt, sind die Änderungen auf den beiden Diagrammen auf der linken Seite deutlich ausgeprägter. Dabei zeigt sich im Allgemeinen eine erhöhte Versatzsensitivität bei geringerer Spulengüte. Vergleichend gibt [13] als minimale Zielvorgabe für den Gesamtwirkungsgrad (Netz bis DC-Seite sekundär) $\eta = 85$ % vor.

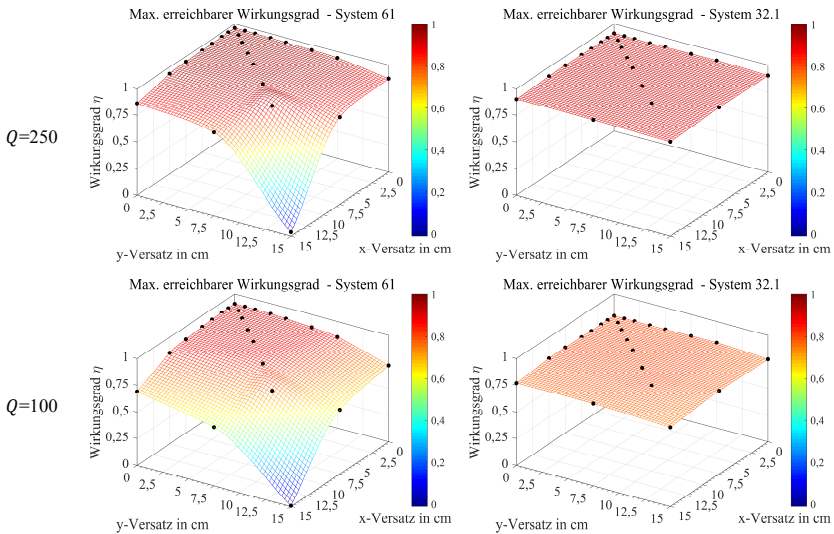


Abbildung 4.15: Maximal erreichbarer Wirkungsgrad bei unterschiedlichen Spulengüten: System 61 links und System 32.1 rechts.

Die Untersuchungen zu den möglichen Wirkungsgraden sind lediglich Anhaltspunkte. Während einer ersten Systemauslegung ist der Koppelfaktor direkt durch Geometrieadjustierungen in den Simulationen beeinflusst- und damit festlegbar. Die Spulengüte ist allerdings von vielen Faktoren abhängig, insbesondere von der Gesamtspulengeometrie und von Aufbau und der Zusammensetzung der Litze und im Vorhinein nur bedingt beeinflussbar.

4.4.3 Einfluss von Abstands- und Positionsänderungen

Gemeinhin wird bei induktiven Energieübertragungssystemen nicht nur zwischen unterschiedlichen Leistungs-, sondern auch zwischen unterschiedlichen Abstands- bzw. Z-lassen differenziert. Die entwickelten Systeme werden durch den Nominalabstand von 100 mm in die Klasse Z1 bzw. S eingruppiert. Diese umfasst einen Nennbetriebsbereich von 100 mm - 150 mm [13] bzw. 90 mm - 150 mm [12], in denen die Systeme untereinander kompatibel auszulegen sind. Die weiteren simulativen Untersuchungen sollen zeigen, wie sich die Komponenten der Spulensysteme im Grenzbereich der Abstandsklasse nach [12] verhalten und welche Konsequenzen sich für das Übertragungsverhalten ergeben können.

Während die Änderungen der Eigeninduktivitäten der Spulen beider Systeme im Nominalpunkt vergleichsweise gering sind ($< 6\%$), fällt der Koppelfaktor des Systems 61 um über 40 % auf 0,118 bei einer Erhöhung des Abstands auf 150 mm. Damit sinkt die erreichbare Ausgangsleistung bei sonst unveränderten Parametern um den Faktor 3,26 bei Resonanzfrequenz ($P_{R_L} \sim k^2$).

[13] beleuchtet weitere Szenarien, die sich in einer Winkeländerung oder Rotation der fahrzeugseitigen Spule widerspiegeln, allerdings lediglich in Nominalposition und in Bezugsebene des Primärspulensystems. Beide Systeme zeigen auf Basis von Simulationen dabei keine nennenswerte Beeinflussung der Koppelparameter, sodass in diesem Punkt keine oder nur sehr geringe Auswirkungen auf das Betriebsverhalten zu erwarten sind. Zur Erweiterung wird die beschriebene Winkeländerung und Rotation des Sekundärspulensystems bei Versatz untersucht. Es können, je nachdem wie sich die Kombination einer Änderung des Winkels oder der Rotation mit der Versatzrichtung ergibt, Koppelfaktorvariation (auch Änderungen der Induktivität) von einigen Prozent entstehen, die sich nochmals zu der bereits beschriebenen generellen k -Änderung über dem Versatz ergeben. Dies betrifft vor allem Änderungen des Winkels z.B. durch Zuladung des Fahrzeugs.

4.4.4 Feldausbreitung

Für die Normalbevölkerung werden die Grenzwerte für elektromagnetische Felder in Deutschland generell in der 26.BImSchV (Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes) [53] geregelt. Diese Werte sind frequenzabhängig und erhöhen sich bei berufsbedingter Exposition. Allerdings kann dies länderspezifisch von den empfohlenen Grenzwerten der Guidelines nach der International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICRNIRP) abweichen. Diese Richtlinien wurden zum Schutz des Menschen vor elektromagnetischen Feldern eingeführt.

Nach ICNIRP 1998 liegt der Grenzwert für den Effektivwert der magnetischen Flussdichte, dem die Normalbevölkerung ausgesetzt sein darf, bei $B_{\text{eff,Lim}} = 6,25 \mu\text{T}$ im Frequenzbereich von 0,8 – 150 kHz [54]. Die 26.BImSchV hat den gelockerten Grenzwert der ICNIRP 2010 übernommen und im Frequenzbereich von 3 kHz – 10 MHz auf $B_{\text{eff,Lim}} = 27 \mu\text{T}$ [2] angehoben. Die dort angegebenen Werte werden als sogenannte Referenzgrenzwerte („reference levels“) bezeichnet und mittels Mess- oder Berechnungsverfahren von den Basisgrenzwerten („basic restrictions“) abgeleitet [55]. Referenzgrenzwerte können allerdings nicht für stark lokalisierte Expositionen herangezogen werden, sondern beschreiben einen praktikablen Grenzwert, wenn der gesamte menschliche Körper einem homogenen,

zeitveränderlichen elektromagnetischen Feld ausgesetzt ist. Die Basisgrenzwerte hingegen stehen in direktem Zusammenhang mit gesundheitlichen Auswirkungen. Man unterscheidet nach induzierter Stromdichte (ICNIRP 98) und induziertem elektrischen Feld (ICNIRP 2010) um gezielt Nervenstimulation bei Frequenzen bis 10 MHz zu verhindern. Mittels der sogenannten Specific Absorption Rate (SAR -Werte) wird die dabei entstehende Gewebeerwärmung begrenzt.

Es gilt allerdings zu beachten, dass die Referenzgrenzwerte bei stark inhomogenen Feldern nur sehr schlecht anwendbar sind, denn eine Überschreitung dieser Werte bedeutet nicht zwangsweise eine Überschreitung der Basisgrenzwerte [56]. Da sich ganze Forschungsgruppen wie in [56] diesem Thema gewidmet haben, soll eine praxisnahe Bewertung der Spulensysteme auf Basis der Referenzgrenzwerte nach ICNIRP 2010 erfolgen [2]. Es sei erwähnt, dass neben der ICNIRP auch über das Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Grenzwerte festgelegt wurden [57]. Grenzwerte für subkutane medizinische Implantate werden in [13] vorgeschlagen.

Eine Messung muss in jedem Fall standardisierten EMV-Messmethoden genügen, wie in [13] beschrieben. Allerdings werden dort keine expliziten Messmethoden zur Bestimmung dieses Effektivwerts festgehalten. Für eine Vergleichbarkeit verschiedener Spulenkonzepete muss normativ festgelegt sein, an welchen Punkten eine Messung zu erfolgen und wie der Prüfaufbau auszusehen hat. Diese werden, inklusive der maximal erlaubten Grenzwerte, in [13] beschrieben. So gilt direkt unterhalb des Fahrzeugs zwischen den Spulensystemen kein Grenzwert. Dabei muss allerdings eine Objekterkennung (LOD – living object detection und FOD – foreign object detection) implementiert oder eine Zugangskontrolle veranlasst werden [13]. An den Seitenschwellern kann trotz einer möglichen Überschreitung der Referenzgrenzwerte, ein Nachweis der Einhaltung der Basisgrenzwerte erbracht werden. Ebenso gelten gesonderte Werte neben dem und im Fahrzeug. Da die Flussdichte auch in anderen Kapiteln eine entscheidende Größe spielt, wird diese, anstatt des Magnetfelds als Vergleichskriterium herangezogen. Alle Plots zeigen die Verteilung in Nominalposition bei einem Abstand von 100 mm.

Für eine simulative Gegenüberstellung der grundlegend unterschiedlichen Flussdichteverteilungen, werden zu Beginn die beiden Primärspulensysteme bei identischer Erregung von $N \cdot \hat{I} = 1000 \text{ AT}$ betrachtet. Abbildung 4.16 zeigt den radialen Verlauf des Effektivwerts der Flussdichte B_{eff} in y-Richtung (vgl. Abbildung 4.18) und einem Abstand von 25 mm über der Primärwicklung. Vergleichend wird der Verlauf bei Verwendung der fahrzeugseitigen Aluminiumabschirmung nach Tabelle 3 dargestellt. Weiterhin sind die geometrischen Abmessungen der beiden Primärspulensysteme eingezeichnet.

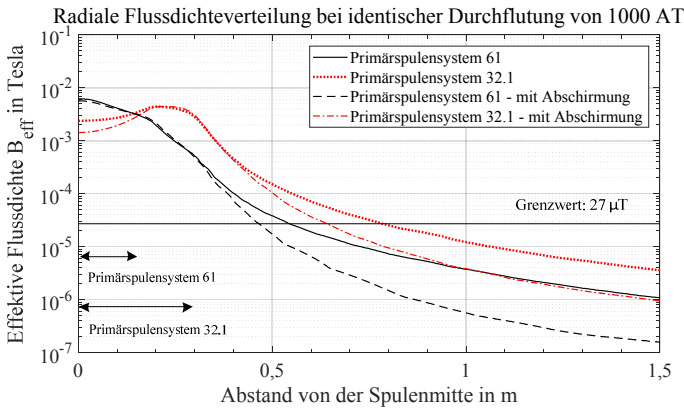


Abbildung 4.16: Radiale Flussdichteverteilung der unterschiedlichen Primärspulenauslegungen bei identischer Erregung, $N \cdot \hat{I} = 1000 \text{ AT}$ als Funktion des Abstands in x -Richtung, mit und ohne Abschirmung in Nominalposition.

Es fällt der homogenere Flussdichteverlauf des Primärspulensystems 32.1 auf, zumindest ohne Abschirmung und innerhalb der geometrischen Grenzen. Dies entspricht weitestgehend dem qualitativen sehr ähnlichen Verlauf der Koppelfaktoren nach Abbildung 4.12. Werden die Abmessungen der Geometrien überschritten, kommt es zu einem exponentiellen Abfall der Flussdichte und des Magnetfeldes.

Die Kurven unterschreiten bei 54 cm und 78 cm ab der Spulenmitte den Grenzwert von $27 \mu\text{T}$. Werden Abschirmungen verwendet, wird der Grenzwert bereits bei 47 cm und 64 cm erreicht. Diesen Vorteil erkauft man sich allerdings gemeinhin mit erhöhten Verlusten und einer geringeren Kopplung.

Abbildung 4.17 illustriert einen Vergleich der beiden Systeme bei Nennübertragungsleistung von 44 kW und idealer Kompensation. Wie zu erwarten, zeigt sich ein sehr ähnlicher Verlauf wie im vorherigen Abschnitt diskutiert. Eine Grenzwertunterschreitung erfolgt bei 49 cm bzw. 68 cm. Der Maximalwert ist bei beiden Systemen sehr ähnlich und liegt bei nahezu 10 mT direkt in der Spulenmitte.

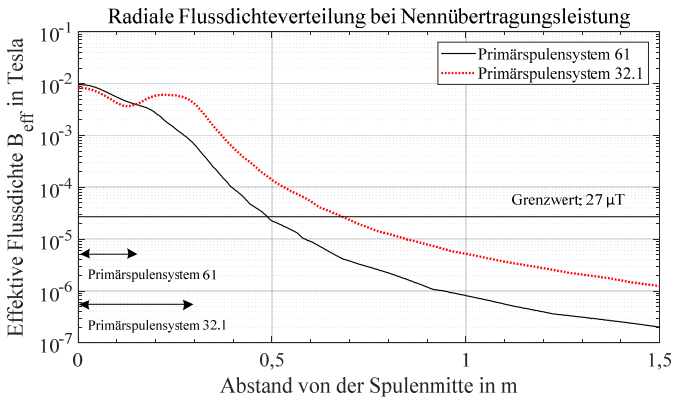


Abbildung 4.17: Radiale Flussdichteverteilung der unterschiedlichen Gesamtpulensysteme bei Nennübertragungsleistung als Funktion des Abstands in x -Richtung in Nominalposition.

Um einen Gesamteindruck der Verteilungen zu erhalten, ist die effektive Flussdichte in der folgenden Zweierabbildung in der xy - und yz -Ebene bei Nennübertragungsleistung dargestellt. In den Grafiken werden die $27 \mu\text{T}$ als Maximalwert festgehalten, sodass alle rot eingefärbten Flächen einer Grenzwertverletzung entsprechen.

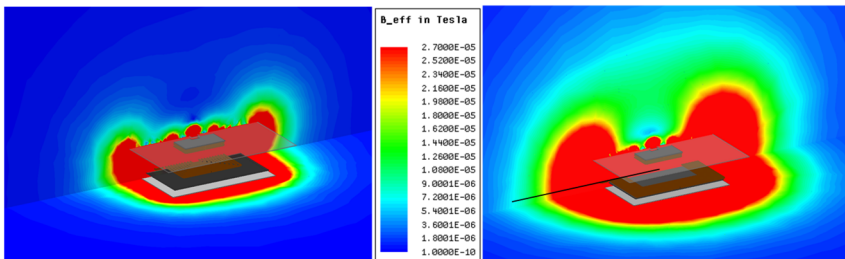


Abbildung 4.18: Flussdichteverteilung bei Nennübertragungsleistung in der xy - und yz -Ebene in Nominalposition. System 61 links und System 32.1 rechts.

Der erhöhte Flussdichteverlauf in den obigen Abbildungen verdeutlicht einen weiteren Nachteil des Primärspulensystems 32.1. Aufgrund des homogeneren Verlaufs innerhalb der geometrischen Grenzen ist, wie gezeigt, erst bei größeren Abständen mit einer Unterschreitung des Grenzwerts zu rechnen, zumal es durch die geringere Kopplung einer höheren Primärdurchflutung bedarf, um die gleiche Leistung zu übertragen.

Generell ist die Flussdichteverteilung nicht nur von der Geometrie der Spulensysteme abhängig, sondern auch vom Abstand und der geforderten Leistungsklasse. Die für die einzelnen Leistungsklassen und Spulengeometrien notwendigen Minimal- und Maximaldurchflutungen werden auf Basis des dort beschriebenen Frequenzbereichs und Koppelfaktorverlaufs in [12] behandelt.

4.4.5 Windungsverteilung

Im Zuge des Auslegungsprozesses werden die Windungen bei beiden Systemen gleichverteilt und innerhalb des Wickelfensters äquidistant angeordnet. Trotz der sehr hohen Versatzgüte durch den bei Versatz nahezu gleichbleibenden Koppelfaktor, ergeben sich doch einige Nachteile, wie in den obigen Teilkapiteln erörtert. Um diese Nachteile auszugleichen, werden Windungsdichteveränderungen auf Basis des Primärspulensystem 32.1 untersucht. Um die Auswirkungen sichtbar zu machen, wird die Breite des Wickelfensters von 115 mm auf 200 mm angehoben. Die Abstände zwischen den Windungen werden durch unterschiedliche funktionale Abbildungen zur Spulenmitte hin erhöht. Eine Untersuchung mit abnehmenden Abständen kann ebenfalls durchgeführt werden.

Die erste und die letzte Windung nehmen in allen Variationen dieselbe Position ein. Abbildung 4.19 zeigt die beispielhaft ausgewählten Anordnungen, inklusive dem Originalprimärspulensystem 32.1 zu Vergleichszwecken.

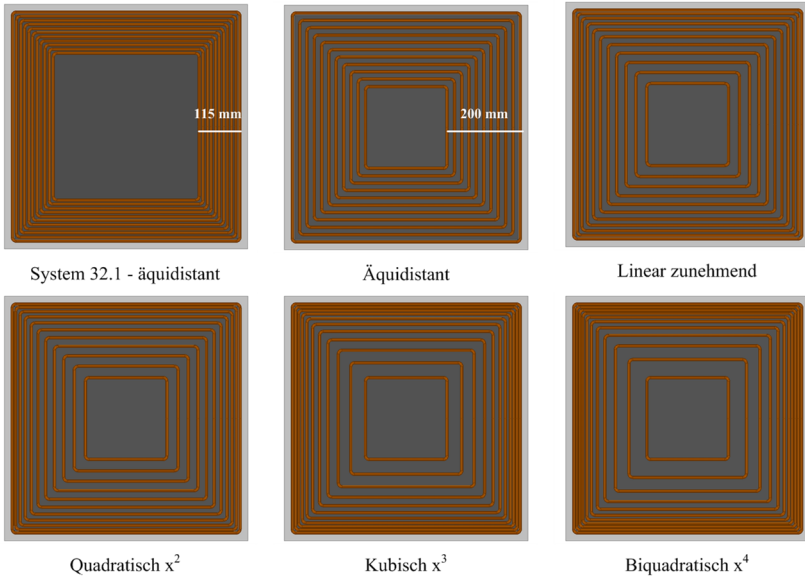


Abbildung 4.19: Vergleich der Windungsverteilungen der Primärwicklung auf Basis des Systems 32.1 – adaptierte Wickelfläche auf 200 mm.

Eine Bewertung findet anhand des Koppelfaktorverlaufs nach Abbildung 4.20 sowie der Versatzgüte nach Tabelle 5 statt. Da alle Variationen bei Maximalversatz annähernd gegen den gleichen Endwert von k streben, verhalten sich die Versatzgüten exakt gegenläufig. Während eine niedrige Nennkopplung wie beim Originalsystem eine hohe Versatzgüte aufweist, sinkt die Versatzgüte mit größer werdendem Nennkopplungsfaktor. Die rechte Abbildung zeigt den Vergleich des auf Nennposition normierten Koppelfaktorverlaufs. Mittels dieser Grafik und Tabelle 5 wird die getroffene Aussage bestätigt.

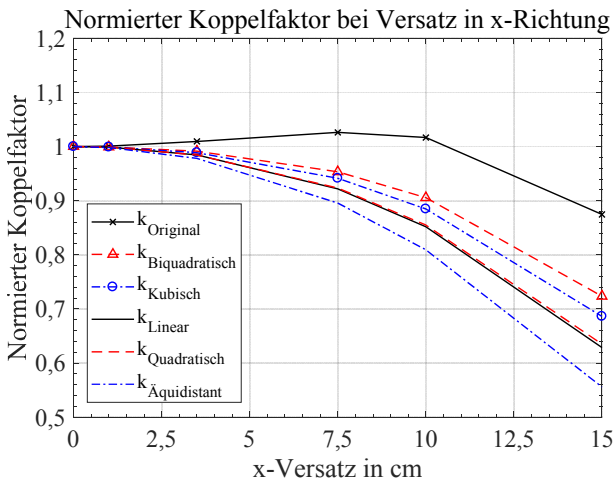
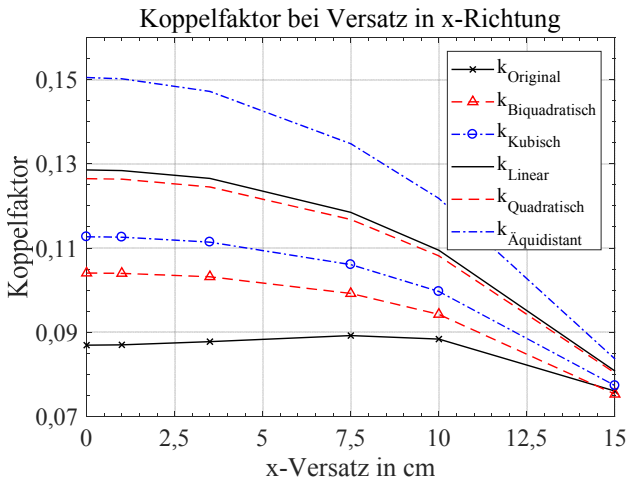


Abbildung 4.20: Vergleich des Koppelfaktorverlaufs der Primärwicklung auf Basis des Systems 32.1 als Funktion des Versatzes in x-Richtung – adaptierte Wickelfläche auf 200 mm, oben: Absolutwert, unten: Auf Nennposition normiert.

Tabelle 5: Versatzgüte $F(s)$ bei unterschiedlichen Windungsverteilungen in x -Richtung auf Basis des Systems 32.1 – adaptierte Wickelfläche auf 200 mm.

System	Versatzgüte $F(s)$
<i>Original</i>	0,947
<i>Biquadratisch</i>	0,879
<i>Kubisch</i>	0,861
<i>Linear</i>	0,834
<i>Quadratisch</i>	0,837
<i>Äquidistant</i>	0,798

Wird die maximale Versatztoleranz auf 7,5 cm halbiert, zeigen die Windungsanordnungen nach dem Originalmodell und die biquadratische Abstandserhöhung in diesem Bereich eine sehr ähnliche Relativwertänderung von k über den Versatz in x -Richtung. Allerdings kann der Koppelfaktor durch die Modifikation auf eine biquadratische Verteilung relativ um ca. 19,7 % im Nominalpunkt gesteigert werden. Bei unveränderter Zuleitungslänge und einer gleichbleibenden Gesamtwindungszahl, ist die Leiterlänge im Vergleich zum Originalsystem um knapp 6 % geringer. Trotz der vereinfachten Annahme, dass sich dies in gleicher Höhe auf den Gesamtwiderstand der Litze auswirkt, sinkt die Güte Q_1 (Q_2 unverändert) da sich die Induktivität in stärkerem Maße ändert. Es resultiert mit $\eta_{32.1, \text{biquad}} = 90,9\%$ (Vgl. $\eta_{32.1} = 90,6\%$) aufgrund des gestiegenen Koppelfaktors eine nur geringfügige Erhöhung des maximal erreichbaren Wirkungsgrades.

Zum Vergleich ist bei zur Spulenummitte hin abnehmenden Windungsabständen der Nennkoppelfaktor generell höher, allerdings nimmt dieser bei Versatz auch deutlich schneller ab. Prinzipiell sind jegliche Kombinationen denkbar, eine Auswirkung ist allerdings erst bei ausreichend breiten Wickelfenstern zu erwarten.

Bedingt durch den vereinfachten Modellierungsansatz nach Kapitel 3.2 muss eine Variation der Windungsverteilung sehr genau untersucht und die Auswirkungen final quantifiziert werden. Möglicherweise entstehen dabei durch die Veränderungen der Koppelparameter Verletzungen der zu Beginn gesetzten Randbedingungen. In Folge dessen wäre ein Betrieb nicht mehr möglich, da ggf. Kompensation und /oder Windungszahlen unzulässig ange-

passt werden müssten. Im Weiteren sind auf Basis der vorgestellten Komponenten-Verlustmodelle eines Resonanzübertragers die Verluste für die unterschiedlichen Modifikationen abzuschätzen.

Dieser Mehraufwand motiviert eine konventionelle Auslegung mit äquidistant verteilten Windungen. Dies wird auch in [12] und [13] bevorzugt. [58] zeigt eine mathematische Herangehensweise zur Windungsverteilung, die in einer homogenen Magnetfeldverteilung resultiert.

4.4.6 Frequenzverhalten

4.4.6.1 Einführung

In diesem Abschnitt soll das Frequenzverhalten beider Systeme diskutiert werden. Abbildung 4.21 (a) - (d) zeigt die simulierten Größen der Eingangsadmittanz $|Y_{Ges}| = |1/Z_{Ges}|$ als Funktion der Frequenz auf Basis der Abbildung 2.4.

Im Nennbetriebspunkt (44 kW, $R_{L,61,Nenn} = 3,3 \Omega$, $R_{L,32,1,Nenn} = 2,014 \Omega$) weisen beide Systeme eine nahezu identische Admittanz, sowie einen Phasenversatz von null Grad auf. Allerdings zeigt sich mehr oder minder ausgeprägt, ein unter dem Namen Bifurkation [59, 60] bekanntes Phänomen. Die Auswirkungen resultieren, durch die sinkende Gesamtimpedanz um den Nennbetriebspunkt, in einem kritischen Systemverhalten und mehreren Phasenübergängen mit teils sehr steilem Verlauf innerhalb weniger kHz, sodass die Betriebsstrategie ein direktes Anfahren über eine Frequenzänderung nur unter Beachtung dieses Umstands erlaubt, da dabei Betriebspunkte mit einer geringeren Impedanz als im Nennpunkt passiert werden müssen. In Folge dessen, soll dieses Phänomen näher beleuchtet, sein Ursprung untersucht und Maßnahmen zur Vermeidung abgeleitet werden.

Als Grundlage hierfür dient System 61. Die ausführliche Herleitung der Impedanzen nach Abbildung 2.4 findet sich in [4] und [59]. Eine Variation der Spulengüten innerhalb eines breiten Bereichs hat keinen nennenswerten Einfluss auf den Verlauf von Phase oder Amplitude, da R_L um ein Vielfaches höher liegt (Bei $Q_{min} = 100$ liegt der Widerstand der Primärwicklung bei ca. 250 m Ω).

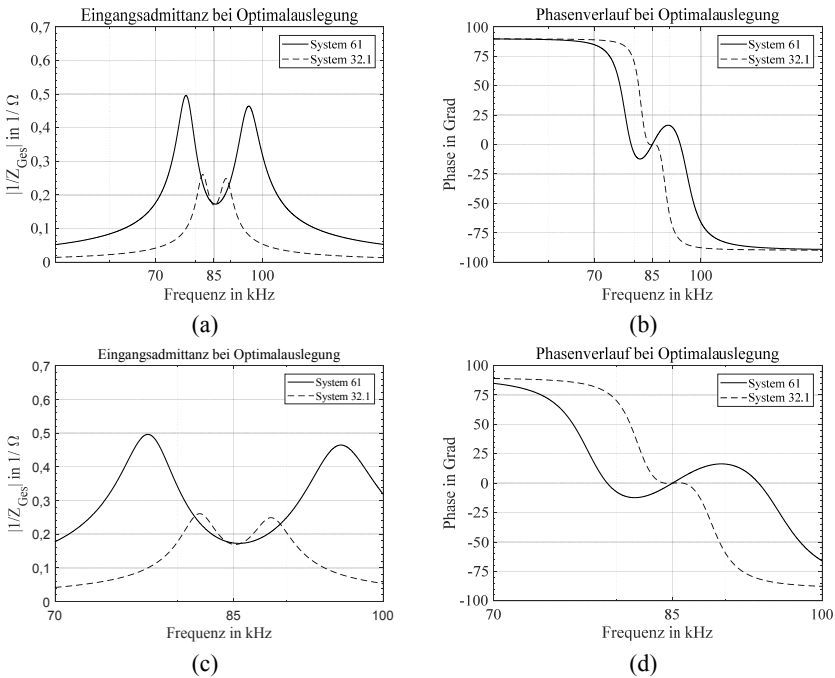


Abbildung 4.21: Betrag und Phase der Eingangsdmittanzen Spulensysteme 61 und 32.1 bei idealer Kompensation und Nennübertragungsleistung – Simulierte Admittanz als Funktion der Frequenz - (a),(c) Betrag der Eingangsdmittanz in $1/\Omega$, (b),(d) Phase in Grad bei $R_{L,61,Nenn} = 3,3 \Omega$, $R_{L,32.1,Nenn} = 2,014 \Omega$.

4.4.6.2 Bifurkation

Die in diesem Teilkapitel gezeigten Ergebnisse wurden im Rahmen der Abschlussarbeit zur Verlustmodellierung und Untersuchung des Resonanzverhaltens ausführlich diskutiert². Im Allgemeinen werden unter Zuhilfenahme der Gleichung (7) nach Kapitel 2.3.3 die Kompensationseinheiten derart ausgelegt, dass sowohl der primär-, als auch der sekundärseitige Reihenschwingkreis auf eine einheitliche Resonanzfrequenz abgestimmt sind. Daraus ergibt sich eine gemeinsame Resonanzstelle im Nennbetriebspunkt. Dafür muss der Imaginärteil

² Vgl. [134] (betreute Abschlussarbeit)

der komplexen Gesamtimpedanz Z_{Ges} zu Null werden, während vereinfachend die Verlustwiderstände R_1 , R_2 und R_{Loss} vernachlässigt werden, vgl. Abbildung 2.4:

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) \cdot (\omega M)^2}{R_L^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} = 0. \quad (17)$$

Eine Umformung ergibt:

$$\left(\omega^2 R_L^2 + \omega^4 L_2^2 - 2 \cdot \omega^2 \frac{L_2}{C_2} + \frac{1}{C_2^2}\right) \cdot (\omega^2 C_1 L_1 - 1) - \omega^6 M^2 C_1 L_1 + \omega^4 M^2 \frac{C_1}{C_2} = 0. \quad (18)$$

Zur Bestimmung der Resonanzfrequenzen muss sortiert werden

$$g(\omega) = \omega^6 \cdot a + \omega^4 \cdot b + \omega^2 \cdot c + d = 0, \quad (19)$$

mit

$$\begin{aligned} a &= L_2^2 C_1 L_1 - M^2 C_1 L_2, \\ b &= R_L^2 C_1 L_1 - 2 \cdot \frac{C_1 L_1 L_2}{C_2} - L_2^2 + M^2 \frac{C_1}{C_2}, \\ c &= \frac{C_1 L_1}{C_2^2} - R_L^2 + 2 \cdot \frac{L_2}{C_2}, \\ d &= -\frac{1}{C_2^2}. \end{aligned} \quad (20)$$

Als Funktion sechsten Grades, kann $g(\omega)$ sechs Nullstellen enthalten. Zur Veranschaulichung wird diese über der Frequenz aufgetragen und in Abbildung 4.22 gezeigt. Wie man anhand von (a) erkennt, ist die Funktion achsensymmetrisch zu einer gedachten Achse direkt am Nullpunkt der Frequenz. Da nur gerade Exponenten vorhanden sind, gilt nach [61]:

$$g(\omega) = g(-\omega) \quad (21)$$

Damit liegen maximal drei Nullstellen im positiven Frequenzbereich. Zu deren Identifizierung wird der relevante Bereich in (b) nochmals feiner aufgelöst.

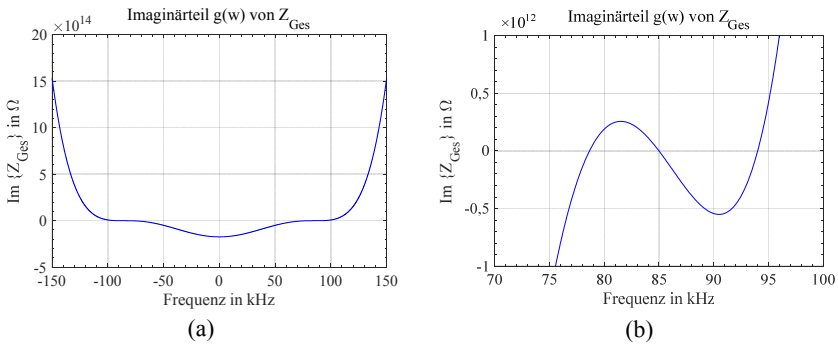


Abbildung 4.22: Imaginärteil $g(w)$ der Gesamtimpedanz Z_{Ges} als Funktion der Frequenz auf Basis des Systems 61 – (a) Gesamtfunktion, (b) relevanter Bereich bei $R_{L,61} = 3,3 \Omega$.

Es zeigen sich neben der Auslegungsfrequenz von 85 kHz zwei weitere Nullstellen bei ca. 78 kHz und 93 kHz. Offenbar treten diese Nullstellen in der Umgebung der Auslegungsfrequenz auf. Mit weiterführenden Analysen zur Ursache dieses Phänomens, werden mittels Abbildung 4.23 (a) – (c) die Gesamtimpedanz und deren Bestandteile näher überprüft.

Die Gesamtimpedanz setzt sich aus der primärseitigen Impedanz Z_{Prim} , sowie aus der von der Sekundärseite reflektierten Impedanz $Z_R = (\omega M)^2 / Z_{Sek}$ zusammen. Z_{Prim} besteht aus der einfachen Reihenschaltung von L_1 und C_1 und ergibt eine näherungsweise lineare Funktion, die ihren Nullpunkt bei 85 kHz hat. Z_R besteht aus der Gegeninduktivität M und der sekundärseitigen Impedanz Z_{Sek} . Mit der vereinfachten Annahme, dass die Kapazitäten und Induktivitäten unveränderlich sind, ist Z_R lediglich von k , R_L und der aktuellen Frequenz abhängig.

Bei einer Variation der Lastwiderstände nimmt der Einfluss der reflektierten Impedanz auf $\text{Im}\{Z_{Ges}\}$ mit geringer werdendem R_L erheblich zu. Bei erhöhter Last hingegen, verläuft $\text{Im}\{Z_R\}$ relativ flach und $\text{Im}\{Z_{Prim}\}$ bestimmt größtenteils den Verlauf.

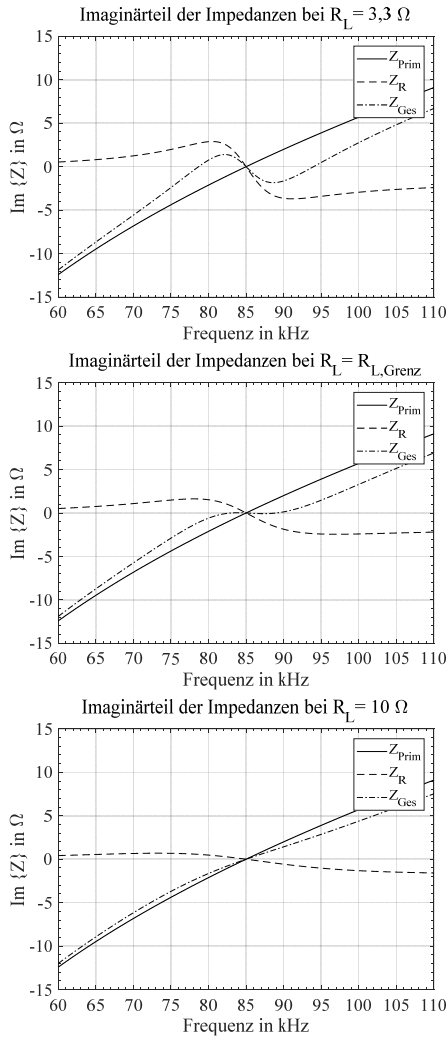
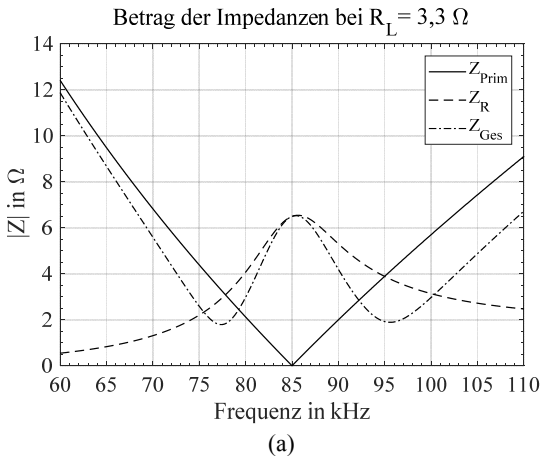


Abbildung 4.23: Imaginärteil der Impedanzen als Funktion der Frequenz auf Basis des Systems 61 – Nennarbeitspunkt bei $R_{L,61,\text{Nenn}} = 3,3 \Omega$, an der Bifurkationsgrenze, $R_{L,61} = 10 \Omega$.

Eine Wahl von R_L innerhalb des Bifurkationsbereichs, wie beispielsweise im Nennbetriebspunkt nach (a), führt zu der Ausbildung zweier weiterer Nulldurchgänge des Imaginärteils der Gesamtimpedanz, da $\text{Im}\{Z_R\}$ und $\text{Im}\{Z_{\text{Prim}}\}$ gegensinnige Vorzeichen besitzen. Bei näherer Betrachtung der Teilabbildung (b) an der Bifurkationsgrenze, bleibt der Imaginärteil der Gesamtimpedanz über einen Bereich von knapp 1 kHz ($85 \text{ kHz} \pm 0,5 \text{ kHz}$) sehr nahe an der Nulllinie.

Im Folgenden werden die Auswirkungen auf den Betrag der Gesamtimpedanz quantifiziert. Erneut bestimmt die reflektierte Impedanz deren Verlauf. Diese bildet, wie in Abbildung 4.24 zu sehen, ein lokales Maximum und zwei lokale Minima aus. Wie bereits zu Beginn dieses Kapitels erwähnt, stellt sich durch die geringer werdende Impedanz außerhalb der Nennbetriebsfrequenz ein kritisches Systemverhalten ein. Die betragsmäßig kleinsten Impedanzen befinden sich damit neben der Nennbetriebsfrequenz bei Frequenzen, für die ebenfalls $g(\omega) = 0$ ist. Bei Erhöhung des Lastwiderstands zu Werten, die außerhalb des Bifurkationsbereichs liegen, bildet sich ein globales Minimum aus, das sich mit weiterer Steigerung exakt in den Resonanzpunkt verschiebt.



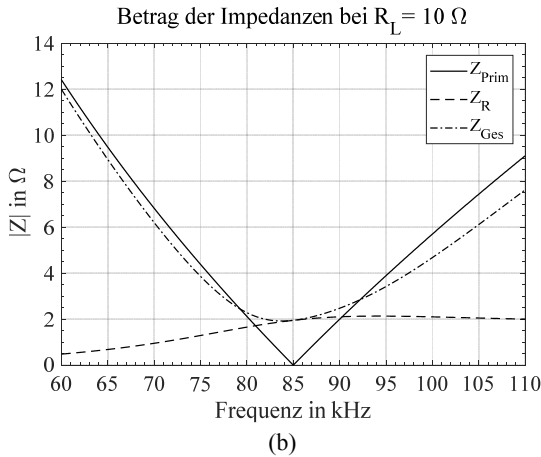


Abbildung 4.24: Betrag der Impedanz als Funktion der Frequenz auf Basis des Systems 61 – (a) $R_{L,61} = 3,3 \Omega$, (b) $R_{L,61} = 10 \Omega$.

Andere Auslegungsstrategien und Topologien, erfordern separate Betrachtungen wie beispielsweise in [59] oder [62].

4.4.6.3 Auslegungsstrategie zur Vermeidung kritischer Betriebspunkte

Für ein adäquates Übertragungsverhalten sollte Bifurkation im gesamten Betriebsbereich vermieden oder die Komponenten derart ausgelegt werden, dass ein inhärent sicherer Betrieb weiter gewährleistet werden kann. Zur Kriterienbeschreibung eines Betriebs außerhalb des Bifurkationsbereichs findet sich nach Nullsetzen des Imaginärteils der Gesamtimpedanz in [60] und [59] die genaue Herleitung. Nach einiger Rechnung ergibt sich das Kriterium zu einer Ungleichung:

$$Q_{\text{Sek}} < \sqrt{\frac{1}{2 \cdot (1 - \sqrt{1 - k^2})}}. \quad (22)$$

Mittels der eingeführten Güte Q_{Sek} lässt sich (22) umstellen zu

$$R_L > \frac{\omega L_2}{\sqrt{\frac{1}{2 \cdot (1 - \sqrt{1 - k^2})}}}. \quad (23)$$

oder

$$k < \sqrt{1 - \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{R_L}{\omega L_2}\right)^2\right]^2} \quad (24)$$

Die genaue praktikable Vorgehensweise ist vom Anwendungsfall abhängig. Gewöhnlich wird ein Trade-Off zwischen R_L , L_2 und k gebildet.

4.4.7 Abschließende Bewertung

Für eine abschließende Bewertung werden die in den vorigen Teilkapiteln aufgearbeiteten Punkte und entwickelten Kriterien in Tabelle 6 nochmals übersichtlich aufbereitet.

Tabelle 6: Elektrische Größen der Grundsysteme 61 und 32.1 – Simulation bei 85 kHz im Nennpunkt.

Größe	System 61	System 32.1
<i>Technische Daten</i>	Konzentrierte Primärwicklung, hohe Nennkopplung, geringere Versatztoleranz	Ausgedehnte Primärwicklung, geringe Nennkopplung, hohe Versatztoleranz
<i>Erreichbarer Wirkungsgrad ($Q = 250$)</i>	$\eta = 96,23 \%$	$\eta = 91,29 \%$
<i>Einfluss von Abstands- und Positionsänderungen</i>	Ausgeprägte Versatzensensitivität, Hohe Änderung von k über Versatz, deutliche Reduzierung der Ausgangsleistung	Geringe Versatzensensitivität, Geringe Änderung von k über Versatz, geringe Reduzierung der Ausgangsleistung
<i>Feldausbreitung</i>	Frühere Grenzwertunterschreitung	Homogenerer Flussdichterverlauf innerhalb der geometrischen Grenzen, späte Grenzwertunterschreitung
<i>Windungsverteilung</i>	Mehraufwand motiviert konventionelle Auslegung mit äquidistant verteilten Windungen	
<i>Frequenzverhalten</i>	Ausgeprägte Bifurkation	Bifurkation

Generell sind alle Änderungen in den Übertragungscharakteristika für jedes System explizit zu untersuchen und simulativ abzuschätzen. Können den Randbedingungen nach Kapitel 3.3 und somit auch der Versatztoleranz bspw. durch pilotiertes Anfahren engere Grenzen gesetzt werden, verkleinern sich nicht nur die Abmessungen der primärseitigen Spule, sondern dies erleichtert oder verkürzt den Auslegungsprozess erheblich.

4.5 Kompensation

4.5.1 Bedeutung der Kompensation für die Systemauslegung und das Systemverhalten

Generell müssen die Kompensationseinheiten für die Anforderungen hoher Übertragungsleistung ausgelegt werden. Dies betrifft im Wesentlichen eine Mindeststromtragfähigkeit, eine ausreichende Spannungsbelastbarkeit, selbst bei einer weiteren Erhöhung der Betriebsfrequenz, sowie ausreichende Leistungs- und Sicherheitsreserve.

Wie in Kapitel 2.3.3 bereits diskutiert, bildet die U-SS-LL Kompensationsbedingung die Grundlage für die Auslegung der Resonanzkondensatoren. In Arbeiten wie [4] wird die sekundärseitige Parallelkapazität bevorzugt, da diese eine lastunabhängige Ausgangsspannung bereitstellt. Ein Nachteil des dadurch entstehenden Parallelschwingkreises ist der erhöhte Stromfluss sowohl in der Spule, als auch in den Kondensatoren, vor allem bei hohen Leistungen, wie sie in dieser Arbeit favorisiert werden. Weiterhin fällt die erhöhte Resonanzspannung direkt über der Last ab. Dies muss bei der Auslegung Berücksichtigung finden. Möglicherweise müssen Querschnitt des Litzleiters und damit die Aderanzahl noch weiter erhöht werden. Dies wird im betrachteten Arbeitsbereich als nicht sinnvoll erachtet und eine beidseitige Serienschaltung der Kondensatoren umgesetzt.

Ein Nachteil der Serienkompensation der Spulen zeigt sich allerdings im erhöhten Spannungsabfall über den Schwingkreiscomponenten, der je nach Auslegung und Windungszahlen mehrere Kilovolt betragen kann, vor allem bei Systemen mit einer hohen Versatztoleranz. Gleichzeitig muss die Kapazität den gesamten Systemstrom führen. Dies führt in Folge zu einer erhöhten Anzahl an Kondensatoren, da die maximale Spannungsbelastbarkeit stark frequenzabhängig ist. Damit entwickelt sich diese zu einem weiteren Optimierungskriterium während der Systemauslegung. Anhand Tabelle 4 und einem primärseitigen, sowie sekundärseitigem Effektivstrom von 87,3 A und 133 A ergeben sich beim System 32.1 Spannungsabfälle über den Schwingkreiscomponenten von 5,47 kV und 3,29 kV effektiv bei Nennbetriebsfrequenz.

4.5.2 Realisierungsmöglichkeiten und Auswahl passender Kondensatoren

Die Anzahl der Kondensatoren wird als weiteres Optimierungskriterium identifiziert, deren Bestimmung einem festen Schema folgt. Um neben dem passenden Kapazitätswert, eine ausreichende Stromtragfähigkeit und Spannungsbelastbarkeit zu gewährleisten, werden wichtige Kondensatorkennzahlen definiert. Dazu zählen die maximale Spannung über der Kapazität, der zu tragende Strom, sowie die Betriebsfrequenz.

Im ersten Schritt wird anhand der Maximalspannung die minimale Anzahl der Reihenelemente bestimmt. Zur Sicherstellung der Mindeststromtragfähigkeit, wird im zweiten Schritt die Anzahl der Parallelelemente festgelegt. Unter Berücksichtigung einer Toleranz für das Erreichen eines bestimmten Kapazitätswertes, werden nun so lange Kondensatoren in Reihen- und/oder Parallelschaltung hinzugefügt, bis der gewünschte Wert erreicht ist. An dieser Stelle sei nochmals erwähnt, dass im Besonderen Systeme mit hoher Versatztoleranz durch den auslegungsbedingten hohen Induktivitätswert einen entsprechend hohen Spannungsabfall generieren. Dies lässt die Anzahl an Kondensatoren deutlich ansteigen.

Zur Realisierung der Spannungsfestigkeit werden spezielle HF-Kondensatoren der Firma Celest Power Capacitors³ benötigt. Die Spannungsfestigkeit von Standard HF-Kondensatoren anderer namhafter Hersteller sinkt bei Frequenzen im kHz-Bereich auf wenige Volt ab.

Für die beiden Realisierungen 61 und 32.1 werden Kondensatoren in einer vierstelligen Anzahl benötigt. Insgesamt stehen 35 Kondensatoren à 100 nF zur Verfügung. Eine flexible Reihen- und Parallelverschaltung über ein Kondensator-Array dient im Weiteren der Kapazitätsanpassung. Die Montage der Kondensatoren erfolgt auf Aluminium-Verbindern. Die Verluste der Kondensatoren werden zu $5 \cdot 10^{-4}$ der benötigten Blindleistung angegeben [63].

4.6 Entwicklung von Systemen mit höheren Betriebsfrequenzen

In diesem Teilkapitel sollen kurz die Auswirkungen auf das Übertragungsverhalten bei einer Erhöhung der Betriebsfrequenz diskutiert werden. Dabei werden zwei Szenarien näher analysiert. Zum einen eine Betriebsfrequenzerhöhung bei den bereits ausgelegten Systemen, bei

³ Celest CSM 150, 100 nF

denen lediglich die Kompensationskapazitäten entsprechend angepasst werden und zum anderen wird auf Basis der geometrischen Grundparameter, die in Kapitel 3 hergeleitet wurden, eine Neuauslegung vorgenommen. Dies wird beispielhaft an System 61 untersucht.

Generell ist bei der Bestimmung der Systemparameter darauf zu achten, dass diese mittels einer quasistatischen Betrachtungsweise simuliert und ermittelt werden [4]. Allerdings zeigt sich mittels folgender Überlegung, dass die Windungszahl und damit die Spulengeometrie stark frequenzabhängig sind. Die sekundärseitig induzierte Spannung ergibt sich zu:

$$U_2 = -N_2 \frac{d}{dt} \int \vec{B}_2 d\vec{F}_2 = -N_2 \frac{d}{dt} \Phi_H \quad (25)$$

Da der Hauptfluss sinusförmig angenommen wird $\Phi_H(t) = \hat{\Phi}_H \cdot \sin(\omega t)$, gilt für die Induktionsspannung weiter:

$$U_2 = -N_2 \frac{d}{dt} (\hat{\Phi}_H \cdot \sin(\omega t)) = -N_2 \cdot \omega \cdot (\hat{\Phi}_H \cdot \cos(\omega t)). \quad (26)$$

Bei Vernachlässigung der Rückwirkung des Sekundärstroms I_2 auf das Magnetfeld, ergibt sich für die Leistung beispielhaft an einem ohmschen Verbraucher

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = \frac{U_2^2}{R_L} = \frac{(-N_2 \cdot \omega \cdot (\hat{\Phi}_H \cdot \cos(\omega t)))^2}{R_L} \sim \omega^2 \quad (27)$$

Unter den obigen Annahmen ist die maximal übertragbare Leistung proportional zum Quadrat der Kreisfrequenz. Hohe Übertragungsfrequenzen bieten weitere Vorteile. Bei Betrachtung der Resonanzbedingung:

$$L \cdot C = \frac{1}{\omega^2}, \quad (28)$$

kann das Produkt und somit die Werte für L und C kleiner gewählt werden. Im speziellen in Bezug auf Bauraum, Verfügbarkeit und Kosten, vgl. Kapitel 4.5, werden hohe Übertragungsfrequenzen favorisiert. Allerdings sind dieser Erhöhung auch Grenzen gesetzt. Während die Schaltverluste, Kernverluste und die Verluste durch den Skin- und Proximity-Effekt steigen, sinkt die Verfügbarkeit schnell schaltender und leistungsfähiger Halbleiterbauelemente. Generell ist allerdings die ressourcenschonende Verringerung der Induktivität zu bevorzugen, da die Nennstrombelastbarkeit verwendeter Kondensatoren unabhängig von der Frequenz ist. Gewöhnlich wird die physische Größe der Kapazitäten lediglich durch die Nennstrombelastbarkeit bestimmt [44]. Die Verringerung der Induktivität lässt sich über

eine reduzierte Windungszahl erreichen. Wird der Arbeitspunkt bestehender Systeme zu höheren Frequenzen hin verlagert, was die Anpassung der Kapazitätswerte bedingt, muss vorab genau untersucht werden, welche Konsequenzen sich, nicht nur für die Verluste, sondern auch für die Maximalbelastbarkeiten der verwendeten Komponenten ergeben, vgl. hierzu Kapitel 4.5 und Kapitel 5.2.

Unter diesen Umständen wird eine Systemneuauslegung erheblich begünstigt. Die Auslegung erfolgt wie beschrieben durch die computergestützte Analyse. Die übertragbare Leistung soll konstant bleiben. Damit ergibt sich für die Neuauslegung auf Basis der geometrischen Größen des Systems 61 bei einer beispielhaft ausgewählten Betriebsfrequenz von 250 kHz eine, durch die auf 8 reduzierte primärseitige Windungszahl, um 20 % geringere Nenndurchflutung auf der Primärseite. Die Inverterverluste exakt im Resonanzpunkt steigen nur geringfügig um knapp 5 %. Der größte Vorteil zeigt sich allerdings bei der fahrzeugseitigen Spule. Die Neuberechnung ergibt eine um 11 auf 7 Windungen reduzierte Wicklung. Die Spule kann damit einlagig ausgeführt werden. Allerdings ist es mit der simplen Neuauslegung nicht getan. In einem weiteren Schritt, müssen anhand der eingeführten Modelle die Verluste und der Wirkungsgrad im Nennbetriebspunkt neu bestimmt werden. Es muss untersucht werden, ob das neue System den vorab definierten Randbedingung, Maximaltoleranzen und vereinfachten Annahmen innerhalb der Simulation noch immer Rechnung trägt. Eine Frequenzerhöhung hat allerdings oft nicht gewünschten Effekt [50]. Induktive Energieübertragungssysteme sind frequenzsensitiv und lassen sich gewöhnlich nicht mit der Darstellung nach Gleichung (27) vollständig beschreiben. Weitere Möglichkeiten zur Steigerung der Ausgangsleistung werden in [50] beschrieben.

Generell sollten bei einer Neuauslegung oder einer Anpassung der Erstausslegung bereits Optimierungsmöglichkeiten eingearbeitet werden und Erfahrungen beim Aufbau und der Realisierung der Spulen mit einfließen.

4.7 Sicherheitsbetrachtung und mögliche Fehlerfälle

Generell stellt sich, vor allem auch bei der Übertragung hoher Ladeleistungen, die Frage nach der inhärenten Betriebssicherheit. Dies soll im folgenden Teilkapitel näher untersucht und mögliche Folgen aufgezeigt werden.

Trotz der vielen Vorteile induktiver Ladesysteme sind die Sicherheitsbedenken bei der breiten Bevölkerung allgegenwärtig. Dies betrifft vor allem die Exposition durch unzulässig

hohe elektromagnetischer Felder. Um diese Bedenken möglichst früh aus dem Weg zu räumen, entstand unter Begriff Hazard-Based Safety Engineering (HBSE) die Identifikation und Analyse möglicher Gefahrenquellen in der frühen Produktentwicklung.

Durch die Energieübertragung über einen Luftspalt von mehreren Zentimetern, besteht generell die Angst, sich für längere Zeit einem potentiell gefährlichen und zu hohen elektromagnetischen Feld auszusetzen. Aus diesem Grund ist für Lebewesen aller Art eine detaillierte Expositionsanalyse sowohl unter Normalbedingungen als auch unter ungewöhnlichen Betriebsbedingungen zielführend. Jedoch kann mittels passender Auslegung das Spulensystem entsprechend adäquat designed werden, um eine Grenzwertverletzung möglichst einzudämmen oder gar ganz zu verhindern. In [13] und [24] werden zahlreiche weitere Gefahrenquellen aufgezählt.

Da die Spannungen über den Spulen und Resonanzkondensatoren ein Vielfaches der Versorgungsspannung betragen können, ist der Schutz gegen elektrischen Schlag und gegen direktes Berühren eine der wesentlichen Herausforderungen. Dazu gehört unter anderem die Isolationsüberwachung bei isolierten Systemen mittels eines IMD⁴. Im Weiteren sind der Fehlerschutz (Schutz bei indirektem Berühren), Kennwerte für Spannungsfestigkeiten und Einhaltung von Maximalerwärmungen zentrale Aufgaben. Ziel ist deren Verhinderung oder die Einhaltung der Maximaltemperatur von Bauteilen, Isolier- und Kunststoffen, welche die elektrischen und mechanischen Eigenschaften beeinträchtigen können. Dies betrifft unter anderem auch den Schutz gegen thermische Ereignisse. Hier werden in [13] bereits Prüfpositionen und Prüfkörper definiert und deren Zündgefahr abgeschätzt. Überlastschutz und Kurzschlussfestigkeit müssen den Anforderungen in [64] und [65] genügen.

Die Fehlerfälle müssen vorab simulativ untersucht werden. Ein möglicher Windungsschluss sowohl primär- als auch sekundärseitig und einen lastseitigen Kurzschluss oder Leerlauf. Dabei sind diese bei Bedarf über Sicherheitseinrichtungen entweder boden- und/oder fahrzeugseitig abzusichern, z.B. mittels der Verwendung einer Sicherung oder eines Überspannungsableiters. Ein primärseitiger Windungsschluss hat auf die Sekundärseite beispielsweise keinen Einfluss, da dabei kein magnetisches Feld erzeugt werden kann.

Gewöhnlich werden fahrzeugseitig, direkt innerhalb des Spulensystems, sogenannte Crowbar-Schaltungen eingesetzt, die die Sekundärseite niederohmig kurzschließen.

Je nach Standort (mit oder ohne Zugangsbeschränkung) des Ladesystems sind Stabilität und der Schutz vor mechanischer Einwirkung wichtige Kenngrößen. Dies beinhaltet

⁴ Insulation Monitoring Device

Vandalismussicherheit, die Überfahrt mit schweren Fahrzeugen, Schlag- und Verwindungsfestigkeit. Schutz gegen Umwelteinflüsse, wie bspw. Korrosionsschutz, Schutz vor UV-Strahlung oder sehr niedrigen Temperaturen spielen ebenfalls eine tragende Rolle.

5 Auslegungskriterien in toleranzbehafteten Systemen

5.1 Übersicht

Um mit dem kabelgebundenen Laden hinsichtlich Ladeleistung und Wirkungsgrad mithalten zu können, spielen die Systemverluste in induktiven Energieübertragungssystemen eine übergeordnete Rolle. Die entscheidenden Verlustmechanismen, sowie deren Modellierungsmöglichkeiten werden in Abbildung 5.1 gezeigt und die in diesem Kapitel folgenden Auslegungskriterien vorgestellt. Dies betrifft insbesondere die passende Materialwahl. Die Ergebnisdarstellung, sowie ein Messwertvergleich der Litzleiter erfolgt in Kapitel 7. Der Fokus dieses Kapitels liegt auf deren Modellierung. Die konzeptionellen Überlegungen zur Verlustmodellierung wurden im Rahmen der Abschlussarbeit zur Analyse und Modellierung der Verlustmechanismen diskutiert¹.

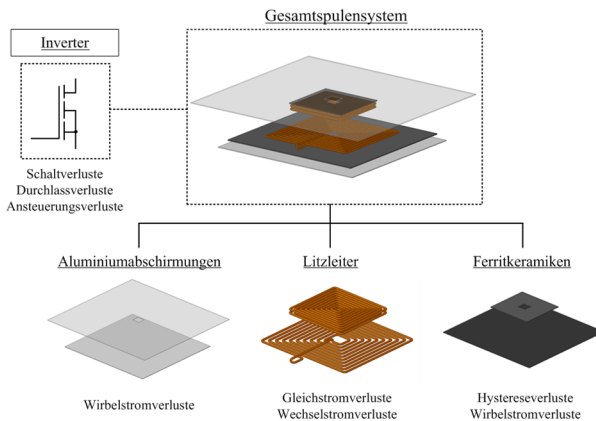


Abbildung 5.1: Übersicht der entscheidenden Verlustmechanismen in induktiven Energieübertragungssystemen.

¹ Vgl. [138] (betreute Abschlussarbeit)

5.2 Litzleiter und deren praxisnahe Auslegung

5.2.1 Allgemeines

Litzleiter kommen in einer Vielzahl von Anwendungsgebieten zum Einsatz und sind aus Einzeldrähten, auch Adern genannt, zusammengesetzt. Diese besteht im Allgemeinen aus Kupfer und kann mit unterschiedlichen Beschichtungen isoliert werden. Im Bereich von HF-Anwendungen bildet ein Lack auf Basis von modifizierten Polyurethanen unterschiedlicher Temperaturklassen die Einzelerisolierung [66]. Bei einer Verseilung der Adern zu Bündel, auch Verdrillung genannt, entstehen Hochfrequenzlitzten, die je nach Hersteller mit Einzelerdicken im Bereich von 0,032 mm bis 0,4 mm [66] kommerziell verfügbar sind. Durch diesen Vorgang lassen sich die Wechselstromverluste in erheblichem Maße reduzieren. Wichtige Kenngrößen bilden die Schlaglänge p und der Drillgrad, wie in Abbildung 5.2 zu sehen. Für den Drillgrad 1 wird eine bestimmte Anzahl an Einzelerdern zu einem Bündel verseilt. Bei erneuter Verdrillung der Unterbündel ergibt sich Drillgrad 2. Die Schlaglänge beschreibt die Länge bis eine Ader oder ein Bündel eine Drehung um 360° durchgeführt hat. Die linke Abbildung zeigt ein Stück HF-Litze mit Drillgrad 1 und der Schlaglänge p , auch Pitch genannt. Die rechte Abbildung den Querschnitt einer Litze mit Drillgrad 2 und unterschiedlichen Schlagrichtungen. Es wird zwischen den Schlagrichtungen S (entgegen dem Uhrzeigersinn) und Z (im Uhrzeigersinn) unterschieden.

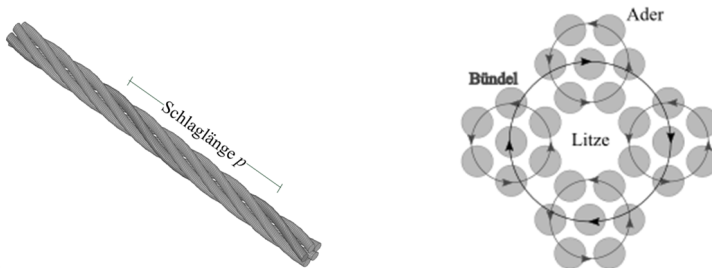


Abbildung 5.2: Wichtige Kenngrößen von HF-Litzen, links: Schlaglänge, rechts: Querschnitt einer Litze mit Drillgrad zwei, Schlagrichtung Bündel: S, Schlagrichtung Litze: Z.

Schlaglänge und Drillgrad unterliegen eng gefassten mechanischen Fertigungsgrenzen, die sich beispielsweise in einem minimalen Biegeradius der Litze niederschlagen², was bei der geometrischen Auslegung der Wicklung berücksichtigt werden muss. Die Schlaglänge bestimmt, neben der Schlagrichtung, die Flexibilität und Formstabilität, u.a. auch die elektrischen Eigenschaften wie bspw. das Verhältnis von R_{AC}/R_{DC} . Hersteller solcher HF-Litzen rechnen mit einer Erhöhung des Gleichstromwiderstands von 1,5 % bei langen und 2,5 % bei kurzen Schlaglängen³.

Generell lassen sich die Wicklungsverluste in die frequenzunabhängigen DC- und in die frequenzabhängigen AC-Verluste, die durch den Skin- und Proximity-Effekt verursacht werden, unterteilen. Wie Abbildung 5.3 zeigt, ist eine Betrachtung der frequenzabhängigen Verluste sowohl auf Ader- als auch auf Bündelebene zweckmäßig und wird in den folgenden Kapiteln näher betrachtet.

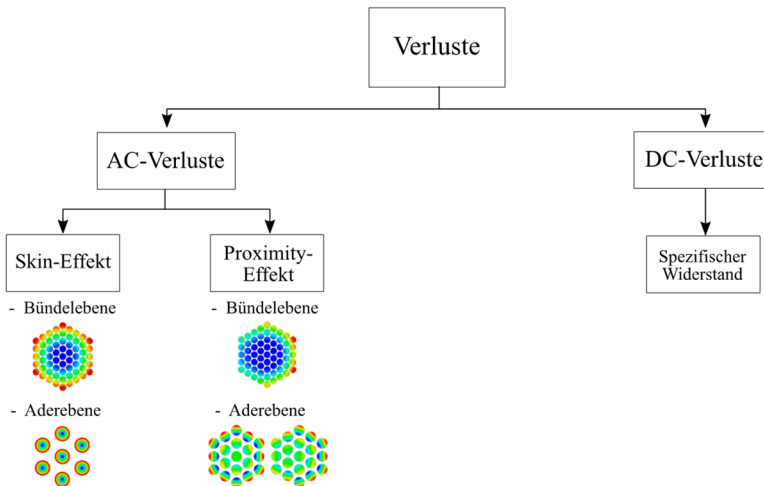


Abbildung 5.3: Übersicht zu Wicklungsverlusten in Litzen.

² Variationsmöglichkeiten der Schlaglänge hängen stark vom Einzelderdurchmesser und Anzahl der Adern ab

³ Ader: kurze Schlaglängen bis 20 mm, Bündel: bis 15x Außendurchmesser [67]

Während die DC-Verluste vom spezifischen Widerstand, dem Querschnitt und der Länge des Leiters abhängen, sind die Einflussfaktoren auf die Wirbelstromverluste komplizierter. Wird ein Leiter von einem Wechselstrom durchflossen, entsteht sowohl im als auch außerhalb des Leiters ein magnetisches Wechselfeld, wie in Abbildung 2.5 illustriert. Der Gesamtstrom⁴ durch den Leiter bleibt dabei konstant. Die folgende Darstellung beruht auf Ausführungen in [14 bis 16, 68]. Eine Vielzahl an Veröffentlichungen oder frei verfügbaren Skripten zeigen Grundlagen und Herleitungen zur Nachbildung verlustbehafteter Litze [14, 69, 70].

5.2.2 Verluste im Rundleiter

Eine mathematisch praktikable, analytische Berechnung der beschriebenen Verluste ist schwierig und tatsächlich nur für wenige Leiterformen (z.B. Rund- oder Folienleiter) unter Verwendung einiger Vereinfachungen möglich.

Im Falle von Spulen und Transformatorwicklungen lässt sich dabei häufig der 3-dimensionale Feldverlauf durch eine 1-dimensionale Näherung ausreichend genau beschreiben. Dies geht auf [69] zurück und wird in [14, 71, 72] nochmals aufgegriffen. Eine weitere Möglichkeit zur Beschreibung der Verluste in Litzleiter zeigt sich in einer mathematischen Näherungsgleichung [73].

Um den Einfluss der Anschlüsse auf die Stromverteilung vernachlässigen zu können, muss die Länge des Rundleiters im Vergleich zu seinem Durchmesser sehr groß sein. Der Rückleiter befindet sich im Unendlichen [14, 69]. Hierfür kann die Magnetfeldverteilung berechnet werden.

Die Rotation des Vektorfeldes $\vec{H}(\varphi, r, z)$ in Zylinderkoordinaten ist nach [61] wie folgt definiert:

$$\operatorname{rot} \vec{H}(r, \varphi, z) = \left[\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} \right] \vec{e}_r + \left[\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\delta H_z}{\delta r} \right] \vec{e}_\varphi + \frac{1}{r} \left[\frac{\partial(rH_\varphi)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} \right] \vec{e}_z \quad (29)$$

Nach dem Durchflutungsgesetz gilt $\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}$. Weiterhin wird angenommen, dass der zylindrische Leiter nur eine tangentielle Magnetfeld- und nur eine axiale Stromkomponente aufweist und es gilt weiter:

⁴ Summe aus eingepprägtem und induziertem Strom

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j} = J_z \vec{e}_z \quad (30)$$

Ein Vergleich führt zu

$$J_z = \frac{1}{r} \left[\frac{\partial(rH_\varphi)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} \right] \vec{e}_z = \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{H_\varphi}{r}. \quad (31)$$

Mit dem Induktionsgesetz $\operatorname{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t}$ und der Annahme sinusförmiger Zeitverläufe im Frequenzbereich ergibt sich:

$$\operatorname{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t} = -j\omega\mu \cdot H_\varphi \quad (32)$$

Mit $\operatorname{rot} J_z = -\frac{\partial J_z}{\partial r}$ und dem ohmschen Gesetz $J = \sigma E$ führt dies zu

$$\operatorname{rot} J = -\frac{\partial J_z}{\partial r} = \sigma \cdot \operatorname{rot}(E) \quad (33)$$

und schließlich auf

$$\frac{\partial J_z}{\partial r} = j\omega\sigma\mu H_\varphi. \quad (34)$$

Die Gleichungen (31) und (34) beschreiben den Zusammenhang zwischen der Magnetfeldstärke und der Stromdichte innerhalb des Leiters, während (34) nur für sinusförmige Größen gilt. Werden diese Gleichungen ineinander eingesetzt, erhält man eine Differentialgleichung, die den Verlauf der Stromdichte im Leiter beschreibt [14, 69, 71]:

$$\frac{\partial^2 J_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial J_z}{\partial r} = j\omega\sigma\mu J_z. \quad (35)$$

Gleichung (35) ist eine BESSELSche Differentialgleichung. Die Lösung der Gleichung (35) ergibt den Verlauf der Stromdichte im Leiter [14, 69, 71]:

$$J_z(ar) = \frac{\alpha r I}{\pi d} \frac{J_0(\alpha r)}{J_1(\alpha d_{\text{Ader}}/2)}. \quad (36)$$

Dabei ist I der Gesamtstrom durch den Leiter, d_{Ader} der Aderdurchmesser und α definiert als

$$\alpha = (1 + j)/\delta \quad (37)$$

J_0 und J_1 sind die modifizierten BESSELfunktionen mit den Indizes 0 und 1. δ ist die Skintiefe gemäß Gleichung (9). Durch den Zusammenhang von Stromdichte und dem elektrischen Feld über die Leitfähigkeit σ ergibt sich die elektrische Feldstärke im Leiter:

$$E_z = \frac{\alpha r I}{\sigma \pi d} \frac{J_0(\alpha r)}{J_1(\alpha d/2)}. \quad (38)$$

Diese entspricht dem Spannungsabfall pro Längeneinheit des Leiters und ist gleichzeitig das Produkt $(R' + j\omega L') \cdot I$, wobei R' der Leiterwiderstand und L' die Leiterinduktivität pro Längeneinheit sind. Folglich gilt die Gleichung:

$$(R' + j\omega L') \cdot I = \frac{\alpha r I}{\sigma \pi d} \cdot \frac{J_0(\alpha r)}{J_1(\alpha d_{\text{Ader}}/2)}. \quad (39)$$

Die ohmschen Verluste werden mittels des Realteils der Gleichung (39) berechnet. Über den Zusammenhang $J_n(xe^{j3\pi/4}) = K_{\text{Ber}}(n, x) + jK_{\text{Bei}}(n, x)$ ergibt sich nach einigen Umformungen der Skin-Effekt Faktor $F_{\text{Skin}}(f)$ nach Kapitel 2.4.1 zu:

$$F_{\text{Skin}}(f) = \frac{\xi}{2\sqrt{2}} \cdot \left[\frac{K_{\text{Ber}}(0, \xi)K_{\text{Bei}}(1, \xi) - K_{\text{Ber}}(0, \xi)K_{\text{Ber}}(1, \xi)}{K_{\text{Ber}}(1, \xi)^2 + K_{\text{Bei}}(1, \xi)^2} - \frac{K_{\text{Bei}}(0, \xi)K_{\text{Ber}}(1, \xi) + K_{\text{Bei}}(0, \xi)K_{\text{Bei}}(1, \xi)}{K_{\text{Ber}}(1, \xi)^2 + K_{\text{Bei}}(1, \xi)^2} \right]. \quad (40)$$

K_{Bei} und K_{Ber} sind die Bei- und Ber-Kelvin Funktion, die Variable $\xi = d_{\text{Ader}}/\sqrt{2}\delta$ eine Hilfsvariable.

R_{DC} ist dabei der Gleichstromwiderstand:

$$R_{\text{DC}} = \frac{4}{\sigma \pi d^2}. \quad (41)$$

Zur Veranschaulichung zeigt Abbildung 5.4 den Verlauf des Skin-Effekt Faktors $F_{\text{Skin}}(f)$ als Funktion des Verhältnisses von Aderdurchmesser d_{Ader} /Skintiefe δ .

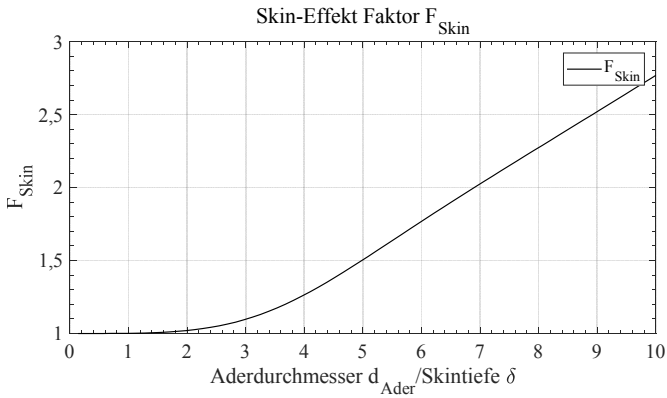


Abbildung 5.4: Verlauf des Faktors F_{Skin} bei einem Rundleiter als Funktion des Verhältnisses Aderdurchmesser d_{Ader} /Skintiefe δ unter Beachtung der Herstellervorgaben.

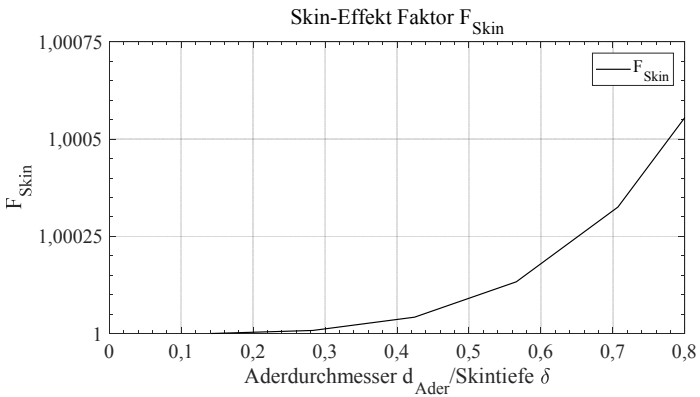


Abbildung 5.5: Verlauf des Faktors F_{Skin} bei einem Rundleiter als Funktion des Verhältnisses Aderdurchmesser d_{Ader} /Skintiefe δ unter Beachtung der Herstellervorgaben.

Bei einer nicht angemessenen Auswahl des Einzeladerdurchmessers oder bei einem Betrieb des Rundleiters außerhalb der Herstellerspezifikationen können die Verluste durch den Skin-Effekt ansteigen. Unter Berücksichtigung der Herstellerempfehlungen bei der ersten Vorselektion des passenden Einzeladerdurchmessers d_{Ader} hinsichtlich der passenden Frequenz wie z.B. in [66], reduziert sich das Verhältnis Aderdurchmesser d_{Ader} /Skintiefe δ auf Größen $< 0,8$. Abbildung 5.5 zeigt den betroffenen Bereich feiner aufgelöst.

Wird beispielsweise ein Rundleiter mit einer erhöhten Betriebsfrequenz geringfügig außerhalb der Spezifikation betrieben, ist die Widerstandserhöhung bei einem Einzeladerdurchmesser d_{Ader} von 0,071 mm (Betriebsfrequenz von 500 kHz: $\delta = 0,0969 \text{ mm}$) dabei $< 0,1 \%$. [66] gibt für $d_{\text{Ader}} = 0,071 \text{ mm}$ einen Nennarbeitsbereich von 100 kHz – 300 kHz vor.

Die Herleitung der Verluste durch den Proximity-Effekt wird in ähnlicher Form vorgenommen [14, 69, 71]. Der Rundleiter mit dem Durchmesser d_{Ader} verläuft parallel zur z-Achse und befindet sich dafür in einem magnetischen Wechselfeld $H(r, \varphi)$. Für nähere Betrachtung sei an dieser Stelle auf [69] verwiesen. Nach längerer Rechnung ergibt sich der Proximity-Effekt Faktor $G_{\text{Prox}}(f)$ zu (vgl. Gleichung (11)):

$$G_{\text{Prox}}(f) = -\frac{\xi \pi^2 d^2}{2\sqrt{2}} \cdot \left[\frac{K_{\text{Ber}}(2, \xi)K_{\text{Ber}}(1, \xi) + K_{\text{Ber}}(2, \xi)K_{\text{Bei}}(1, \xi)}{K_{\text{Ber}}(0, \xi)^2 + K_{\text{Bei}}(0, \xi)^2} + \frac{K_{\text{Bei}}(2, \xi)K_{\text{Bei}}(1, \xi) - K_{\text{Bei}}(2, \xi)K_{\text{Ber}}(1, \xi)}{K_{\text{Ber}}(0, \xi)^2 + K_{\text{Bei}}(0, \xi)^2} \right] \quad (42)$$

Abbildung 5.6 und Abbildung 5.7 zeigen den grafischen Verlauf des Proximity-Effekt Faktors $G_{\text{Prox}}(f)$ bei unterschiedlichen Einzeladerdurchmessern von 0,071 mm und 0,4 mm im identischen Frequenzbereich bis 500 kHz.

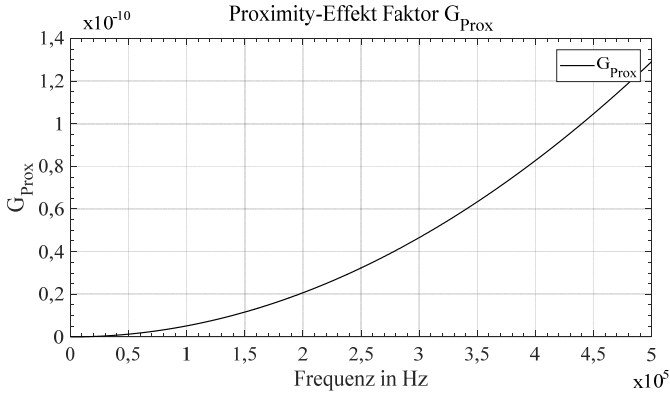


Abbildung 5.6: Verlauf des Faktors G_{Prox} bei einem Rundleiter als Funktion der Frequenz bei einem Einzeladerdurchmesser d_{Ader} von 0,071 mm.

Generell zeigt sich mit größer werdender Frequenz eine deutliche Erhöhung von $G_{\text{Prox}}(f)$.

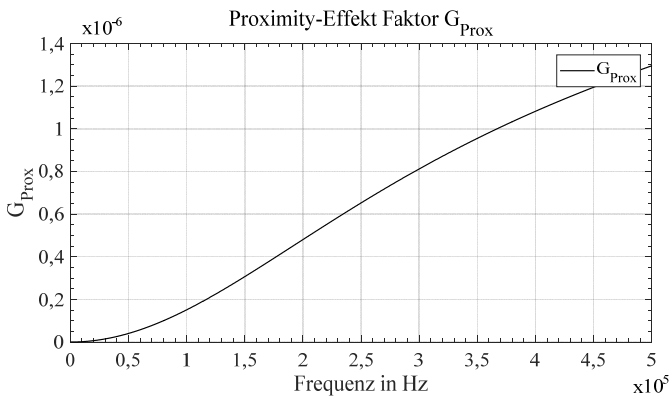


Abbildung 5.7: Verlauf des Faktors G_{Prox} bei einem Rundleiter als Funktion der Frequenz bei einem Einzeladerdurchmesser d_{Ader} von 0,4 mm.

Weiterhin steigen die Verluste durch den Proximity-Effekt mit größerem Einzeladerdurchmesser.

Mit der Auswahl der passenden Litze, lässt sich also eine deutliche Reduzierung der wirbelstromabhängigen Verluste erzielen.

5.2.3 Orthogonalität der Verlustanteile im Rundleiter

Skin- und Proximity-Effekt wirken gleichzeitig innerhalb der Litze. Bei einem Nachweis, dass beide Effekte entkoppelt voneinander betrachtet werden könnten, müssten zur Berechnung der Gesamtverluste die Einzelverluste lediglich aufsummiert werden. Eine Bedingung ist die Existenz einer geometrischen Symmetrieebene des Rundleiters. Die Tatsache, dass die Stromdichteverteilung durch den Skin-Effekt eine gerade Symmetrie und die Stromdichteverteilung durch den Proximity-Effekt eine ungerade Symmetrie⁵ aufweist, sind weitere Bedingungen [14, 72, 74, 75]. Damit werden in den folgenden Kapiteln die Herleitungen zur Beschreibung der Effekte einzeln kurz aufgezeigt.

5.2.4 Verluste in HF-Litzen

Wie in Kapitel 5.2.1 erläutert, bestehen HF-Litzen aus mehreren Einzeladern, die in einem mehrstufigen Prozess zusammengefasst und verdreht werden. Da die Aderverluste durch den Skin-Effekt nicht von anderen Leitern beeinflusst werden, können diese einfach mittels der Aderanzahl N_A aufsummiert werden:

$$P_{\text{Skin}} = N_A \cdot R'_{\text{DC,Ader}} \cdot l_{\text{Litze}} \cdot F_{\text{Skin}}(f) \cdot \left(\frac{I_{\text{eff}}}{N_A}\right)^2 \quad (43)$$

Der Faktor I_{eff}/N_A beschreibt dabei den Effektivwert des Stroms durch eine Einzelader, l_{Litze} die Gesamtlänge des betrachteten Leiters und $R'_{\text{DC,Ader}}$ den Gleichstromwiderstand einer Ader bezogen auf 1 m Länge.

Um die Verluste durch den Proximity-Effekt zu bestimmen, ist nicht nur die Berechnung von $G_{\text{Prox}}(f)$ nach Gleichung (42) notwendig, sondern auch die Kenntnis über die Magnetfelder H_{int} und H_{ext} , wie in Abbildung 2.9 illustriert. H_{int} ist ortsabhängig und wird mittels des Durchflutungsgesetzes in integraler Form berechnet:

⁵ und damit orthogonal sind

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint \vec{j} \cdot d\vec{A}. \quad (44)$$

Mit vereinfachenden Annahmen und den Überlegungen, dass der Flächenvektor auf der zu integrierenden Fläche parallel zu \vec{j} ist und weiterhin gilt, dass nur die Fläche betrachtet wird, die von einer Feldlinie mit dem Radius r der Litze aufgespannt wird, ergibt daraus:

$$\hat{H}_{\text{int}} = \frac{\hat{I}}{2\pi r} = \frac{\pi r^2 J_0}{2\pi r} = \frac{2\hat{I}r}{\pi d_{\text{Litze}}^2}. \quad (45)$$

Dies ist die mittlere Amplitude des Magnetfelds im Inneren des Leiters, wobei

$$J_0 = \frac{I}{A} = k_{\text{Litze}} \cdot \frac{\hat{I}_{\text{Leiter}}}{N_A \cdot (\pi \cdot r_{\text{Ader}}^2)} = \frac{k_{\text{Litze}} \cdot 4\hat{I}_{\text{Leiter}}}{N_A \pi d_{\text{Ader}}^2} \quad (46)$$

die mittlere Stromdichte und

$$k_{\text{Litze}} = \frac{N_A d_{\text{Ader}}^2}{d_{\text{Litze}}^2} \quad (47)$$

den Füllfaktor der Litze darstellen.

Nach [71] sind die theoretischen Verluste pro Flächeneinheit

$$P_{\text{Prox,Dichte}}(\varphi) = \frac{N_A}{A_{\text{Bündel}}} \cdot G_{\text{Prox}}(f)_{\text{Ader}} \cdot R_{\text{DC,Ader}} \cdot H^2, \quad (48)$$

wobei für $G_{\text{Prox}}(f)_{\text{Ader}}$ und $R_{\text{DC,Ader}}$ die Größen einer Einzelader eingesetzt würden müssen und $A_{\text{Bündel}}$ die Fläche der Gesamtlitze darstellt. Mit der Annahme, dass die Verluste über die später zu betrachtende Leiterfläche verteilt sind, ergeben sich die Proximity-Effekt Verluste einer HF-Litze nach [14, 71] zu:

$$\begin{aligned} P_{\text{Prox}} &= \frac{4N_A \cdot G_{\text{Prox}}(f)_{\text{Ader}} \cdot R_{\text{DC,Ader}}}{\pi d_{\text{Bündel}}^2} \cdot \int_0^{r_{\text{Bündel}}} \int_0^{2\pi} [H_{\text{ext}}^2 + H_{\text{ext}}H_{\text{int}} + H_{\text{int}}^2] d\varphi dr \\ &= \frac{4N_A \cdot G_{\text{Prox}}(f)_{\text{Ader}} \cdot R_{\text{DC,Ader}}}{\pi d_{\text{Bündel}}^2} \cdot \int_0^{r_{\text{Bündel}}} \int_0^{2\pi} \left[H_{\text{ext}}^2 + H_{\text{ext}} \frac{2\hat{I}r \cdot \sin \varphi}{\pi d_{\text{Litze}}^2} + \frac{4\hat{I}^2 r^2}{\pi^2 d_{\text{Litze}}^4} \right] d\varphi dr \\ &= N_A \cdot G_{\text{Prox}}(f)_{\text{Ader}} \cdot R_{\text{DC,Ader}} \cdot \left[H_{\text{ext}}^2 + \frac{\hat{I}^2}{2\pi^2 d_{\text{Litze}}^2} \right] \end{aligned} \quad (49)$$

Gleichung (49) deutet daraufhin, dass die Verluste durch den Proximity-Effekt aufgeteilt werden können. Die Gleichungen (50) und (51) beschreiben die Verluste, die durch H_{int} bzw H_{ext} erzeugt werden:

$$P_{\text{Prox,int}} = N_A \cdot G_{\text{Prox}}(f)_{\text{Ader}} \cdot R_{\text{DC,Ader}} \cdot \frac{\hat{I}^2}{2\pi^2 d_{\text{Litze}}^2}, \quad (50)$$

$$P_{\text{Prox,ext}} = N_A \cdot G_{\text{Prox}}(f)_{\text{Ader}} \cdot R_{\text{DC,Ader}} \cdot H_{\text{ext}}^2. \quad (51)$$

Schließlich ist die Berechnung eine einfache Addition der Einzelanteile $P_{\text{Prox}} = P_{\text{Prox,int}} + P_{\text{Prox,ext}}$.

Die gezeigten Gleichungen gehen stets von einer idealen Verdrillung und damit einer gleichmäßigen Stromverteilung in allen Einzeladern aus [14, 71]. Dies hängt allerdings stark von der betrachteten Anzahl der Einzeladern innerhalb der Litze ab. Einige Aspekte zur Gültigkeit dieser Annahme werden in Kapitel 5.2.5.2 nochmals aufgegriffen, bspw. der Einfluss der Aderanzahl und des -durchmessers auf die Verteilung. H_{ext} ist aufgrund komplexer Spulengeometrien und einer inhomogenen Feldverteilung analytisch nicht abschätzbar und wird unter Zuhilfenahme computergestützter Software und den erstellten CAD-Modellen der Spulenwicklungen berechnet.

5.2.5 Ergebnisse des Modells

5.2.5.1 Computergestützte Bestimmung von H_{ext}

Die Verluste durch den externen Proximity-Effekt $P_{\text{Prox,ext}}$ einer jeden Windung hängen von der Amplitude der äußeren Magnetfeldstärke am Ort dieser Windung ab. Dieses äußere Magnetfeld wird dabei von allen anderen Windungen erzeugt. Da sich die Verluste der gesamten Wicklung als Summe der Verluste der Einzelwindungen zusammensetzen, muss H_{ext} am Ort jeder Windung separat berechnet werden. Damit wird eine Summe an Simulationen entsprechend der Anzahl an Windungen notwendig. Werden komplexe Wicklungsgeometrien betrachtet, ist eine analytische Abschätzung nicht mehr möglich, vor allem nicht unter Einbeziehung magnetisch leitfähiger Materialien, wie Ferrite.

Für H_{ext} wird der quadratische Mittelwert der Magnetfeldamplitude über der Querschnittsfläche oder in 3D über dem Volumen der betreffenden Einzelwindung gebildet und dabei gleichzeitig angenommen, dass dieser Wert repräsentativ für die gesamte Windung steht. Abbildung 5.8 zeigt eine beispielhaft ausgewählte Einzelwindung.

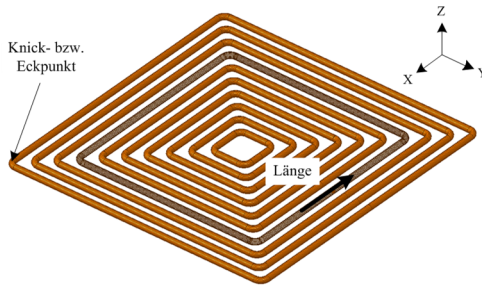


Abbildung 5.8: Bestimmung der externen Magnetfeldkomponente - Primärwicklung des Systems 61.

Dabei wird die betreffende Windung im Modell nicht mehr direkt berücksichtigt, sondern muss als sogenannter Dummy-Leiter ausgeführt werden. Für zusätzliche Verluste durch $P_{\text{Prox,ext}}$ ist allerdings nur die konzentrisch verlaufende Radialkomponente von H_{ext} um die betreffende Windung verantwortlich, vgl. Abbildung 2.6 und Abbildung 2.7. Dies muss bei der Berechnung des externen Magnetfelds hinsichtlich der vektoriellen Zusammensetzung und des Exports aus Ansys EM berücksichtigt werden.

In der obigen Abbildung sind bspw. die Anteile der x-Feldkomponente, bei denen der Strom auch in x-Richtung fließt, gewöhnlich vernachlässigbar klein. Dies gilt jedoch nicht für sehr kleine Windungen und die Knick- bzw. Eckpunkte. Bei simplen, quadratischen Geometrien, wie sie in Kapitel 4 entwickelt werden, zeigen dort durchgeführte Untersuchungen durch den sehr geringen Anteil an der Gesamtstruktur einen vernachlässigbaren Einfluss. Dies muss allerdings für jede Wicklungsgeometrie überprüft werden.

Die aus der Simulation erhaltenen Werte werden mit der entsprechenden Länge der Windung (Länge des mittleren Umfangs) gewichtet und zu einem Gesamtmagnetfeld addiert. Wie die in den folgenden Teilkapiteln durchgeführten Untersuchungen noch zeigen, darf der Litzleiter dabei vereinfachend als Vollleiter simuliert werden.

5.2.5.2 Vorabuntersuchungen

Zunächst sollen einige Aspekte zur Verwendung des berechneten internen Magnetfelds H_{int} und des durch Simulation erhaltenen externen Magnetfelds H_{ext} näher untersucht werden. Grundlegend geht es um den Einfluss von Schlaglänge und Aderanzahl, -durchmesser und Frequenz. Für alle Simulationen bleibt die Stromdichte innerhalb der Adern konstant bei einem Wert von 3 A/mm^2 . Wie im vorherigen Kapitel gezeigt, wird für die Berechnung von

H_{int} über die mittlere Stromdichte nach Gleichung (46) und gemäß (44) eine homogene Stromverteilung innerhalb des Leiters angenommen. Diese Näherung wird mit steigender Anzahl der Einzeladern in einem Leiter genauer [14].

Für eine Verifizierung werden Feldsimulationen durchgeführt. Grundlage für die Simulationen und den anschließenden Vergleich von H_{int} und H_{ext} bilden vereinfachte Modelle. Da die ersten Simulationen in 2D erfolgen, kann vorerst noch keine Verdrillung berücksichtigt werden. Um die Simulationszeit zu verkürzen, werden die beiden Symmetrieebenen der xz- und yz-Ebenen verwendet. Über die Festlegung geeigneter symmetrischer Randbedingungen, reduziert sich damit die Anzahl der zu berechnenden Einzelleiter auf $\frac{1}{4}$. Es werden Aderdurchmesser d_{Ader} von 0,071 mm, 0,1 mm, 0,2 mm und 0,4 mm untersucht. Die mittleren Schichtdicken des Lacks werden zu 0,005 mm, 0,00625 mm, 0,01 mm und 0,02 mm (bei $d_{\text{Ader}} = 0,063$ mm ist der mittlere Lackauftrag 0,00475 mm) bestimmt (Grad 1) und im Abstand der Adern untereinander berücksichtigt [76, 77].

Unter Beachtung der mittleren Schichtdicken des Lacks werden in einem Litzleiter mit einem beispielhaft gewählten Durchmesser $d_{\text{Bündel}}$ von 5 mm möglichst viele Adern unterschiedlicher Einzeladerdicke gleichverteilt angeordnet. Als Referenz werden die Ergebnisse eines Volleleiters mit äquivalenter Stromdichte gemäß (46) herangezogen. Dabei entsteht eine jeweilige Aderanzahl von 3669, 1805, 479 und 125. Abbildung 5.9 skizziert die simulierte Anordnung. Der dort gezeigte Dummy-Leiter wird für weiterführende Untersuchungen benötigt.

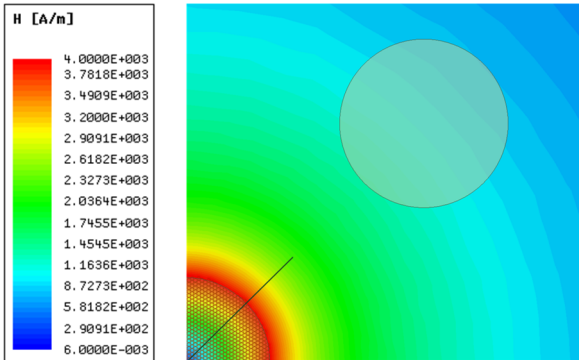


Abbildung 5.9: Vereinfachtes Simulationsmodell in 2D mit dem gewählten Gesamt- und Einzeladerdurchmesser $d_{\text{Bündel}}$ von 5 mm bzw. d_{Ader} von 0,1 mm und externem Dummy- Leiter.

Einfluss von Aderanzahl und -durchmesser

Obwohl, wie später noch gezeigt wird, der Füllfaktor der Litze mit feiner werdenden Adern prinzipiell abnimmt (bei gleichbleibendem Querschnitt), zeigen die Ergebnisse, dass für H_{int} erst ab einem Einzelerddurchmesser von maximal 0,071 mm von der typischen Feldverteilung in einem Leiter bei nahezu homogener Stromdichte auszugehen ist. Im Vergleich zum Vollleiter und unter Berücksichtigung des Packungsfaktors, liegt die mittlere Abweichung bis zum Rand des Leiters bzw. des Bündels unterhalb von 1 %. Abbildung 5.10 zeigt den von der Leitermitte aus gesehenen Verlauf des internen Magnetfelds (siehe Linie in Abbildung 5.9) eines Vollleiters im Vergleich zum Magnetfeldverlauf bei Einzelerddicken von 0,071 mm (3669 Adern) und 0,4 mm (125 Adern).

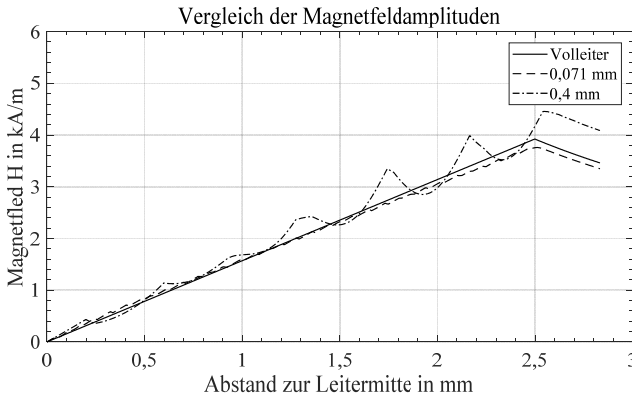


Abbildung 5.10: Betrag der Magnetfeldstärke beginnend in der Leitermitte – Vergleichender Verlauf eines Vollleiters mit 5 mm Durchmesser mit den Einzelerddurchmessern von 0,4 mm und 0,071 mm bei 85 kHz.

Die Unterschiede im radialen Verlauf von H_{int} zwischen den einzelnen Aderdurchmessern sind auf Wirbelstromeffekte zurückzuführen. Dabei entstehen entsprechend der Aderdicke und aktuellen Frequenz unterschiedliche Stromdichteverteilungen. Selbst eine Reduzierung der Frequenz in den für den Aderdurchmesser vorgesehenen Bereich wie bspw. in [66] oder [76] dargestellt, zeigt inhomogene Verteilungen (Vgl. Rippel bei $d_{\text{Ader}} = 0,4$ mm). Dies legt den Schluss nahe, dass es in diesem Fall alleinig auf die Aderanzahl bei gleichbleibendem Durchmesser ankommt. Es zeigt sich mit einer Einzelerddicke von 0,071 mm eine ausreichend genaue Näherung.

Auf eine Untersuchung von H_{int} unter Beachtung der Schlaglänge und des Einzeladerdurchmessers bei einer solch hohen Aderanzahl, muss aufgrund des Simulationswandes verzichtet werden. Es wird angenommen, dass sich, bei passender Auswahl eines Mindestaderdurchmessers, die mittlere Abweichung des Magnetfelds im gleichen Bereich von $< 1\%$ bewegt.

Wie im vorherigen Teilkapitel gezeigt, muss für die Ermittlung von H_{ext} zur Berechnung des externen Proximity-Effekts ein unbestromter Dummy-Leiter gleichen Querschnitts am Ort der eigentlichen Windung definiert werden. Dort wird dann im Weiteren das Magnetfeld ermittelt, das die anderen Windungen auf eben diesen Leiter oder auf dieses Objekt haben. Der Dummy-Leiter wird, wie in Abbildung 5.9 dargestellt, im Abstand von 5 mm eingebracht, um dort das externe Magnetfeld zu berechnen. Da von einer inhomogenen Feldverteilung auszugehen ist, wird für H_{ext} der quadratische Mittelwert der Magnetfeldamplitude über der Querschnittsfläche oder in 3D über dem Volumen der betreffenden Windung gebildet und dabei gleichzeitig angenommen, dass dieser Wert repräsentativ für die gesamte Windung steht. Diese Berechnung bleibt im weiteren Verlauf der Arbeit unverändert.

Durch die geringe, aber vorhandene Abweichung im internen Feldverlauf, weicht auch der externe vom idealen Verlauf ab und damit der Mittelwert der Magnetfeldamplitude am Ort des Dummy-Leiters, bei einer Gegenüberstellung von Vollleiter mit 5 mm zu Litzleiter mit 3669 Adern a 0,071 mm Durchmesser. So entsteht eine ca. 3 prozentige Diskrepanz bzgl. des Mittelwerts der Magnetfeldamplitude. Da beim Betrachten einer gesamten Wicklung gewöhnlich mehrere Windungen nebeneinanderliegen, reduziert sich diese Differenz durch den überlagerten Feldverlauf der links und rechts befindlichen Windung ebenfalls zu unter 1 %.

Lediglich bei der innen- und außenliegenden Windung kommt es zu der Abweichung von 3 %, da es dort jeweils nur eine Nachbarwindung gibt. Mit steigender Windungsanzahl wird dieser Einfluss allerdings vernachlässigbar. Dies legt die Vermutung nahe, dass das externe Feld am Ort des Dummy-Leiters mit äquivalenten Vollleitermodellen gerechnet werden kann.

Gewöhnlich bestehen die Litzen jedoch aus mehreren verdrehten Bündeln mit einigen hundert Adern, die hinsichtlich ihres Durchmessers passend auf die Frequenz vorselektiert sind.

Einfluss der Schlaglänge

Generell erhöht sich nach [78] mit geringer werdender Schlaglänge, der Gesamtdurchmesser der Litze auf:

$$d_i = \sqrt{\frac{n_i d_{\text{Ader},i-1}^2}{k_{\text{Litze}}} \cdot \left(1 + \frac{\pi^2 n_i d_{\text{Ader},i-1}^2}{4 k_{\text{Litze}} p_i^2}\right)} \quad (52)$$

mit der Anzahl der Adern oder der Bündel n , dem entsprechenden Durchmesser d_{Ader} und der Schlaglänge p . Dies wurde in der folgenden Abbildung 5.11 bei gleichbleibendem Packungsfaktor für typische Schlaglängen [67] bis 2 mm illustriert.

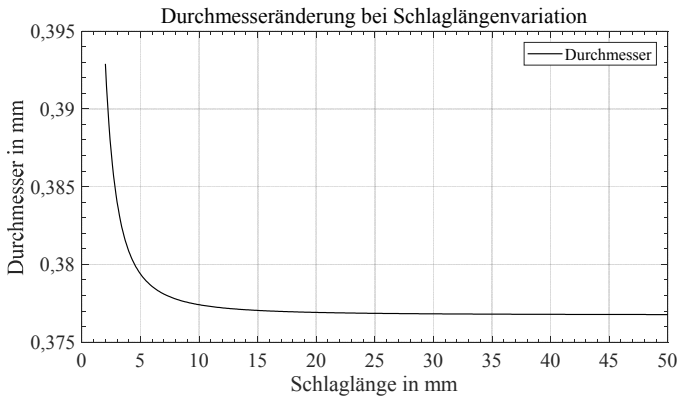


Abbildung 5.11: Durchmesseränderung bei Schlaglängenvariation – Modell mit 19 Adern à 0,071 mm Durchmesser bei konstantem $k_{\text{Litze}} = 0,675$ nach Gleichung (47).

Die Gesamtsteigerung des Durchmessers liegt bei knapp 2,7 %, wobei mit größer werdender Schlaglänge ein nahezu konstanter Durchmesser (paralleler Aderverlauf) zu erkennen ist. Nach Gleichung (50) reduzieren sich in Folge die Verluste durch den internen Proximity-Effekt.

Obwohl sich mit kürzer werdender Schlaglänge, die Form einer Einzelader bei einem Schnitt durch den Gesamtleiter quer zur Stromrichtung immer mehr der Form einer Ellipse gleicht [78], kann von einem konstanten Packungsfaktor ausgegangen werden.

Zur Abschätzung des Einflusses der Schlaglänge auf den Stromdichteverlauf und damit auf den Verlauf des Magnetfelds, wird ein vereinfachtes Modell einer HF-Litze mit Drillgrad 1 und 19 Adern à 0,071 mm Durchmesser und einer Gesamtlänge von 5 mm aufgebaut und simuliert. Eine mittlere Dicke des Lackauftrags wurde mit 0,005 mm entsprechend [77] berücksichtigt. Abbildung 5.12 (a) – (c) zeigt Beispiele einer Schlaglängenvariation.

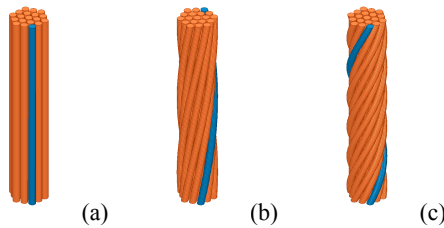


Abbildung 5.12: Variation der Schlaglängen bei Drillgrad eins: parallele Leiter (a), 0,5 (b) und 1 (c) Umdrehunge(n) – 360°.

Wie in Abbildung 5.13 illustriert, wird die Wirkung des externen Magnetfelds untersucht. Dafür wird im ersten Teil der Litzleiter bestromt und die Auswirkungen des dadurch entstehenden Magnetfelds auf die Dummy-Leiter in unterschiedlichen Abständen beleuchtet.

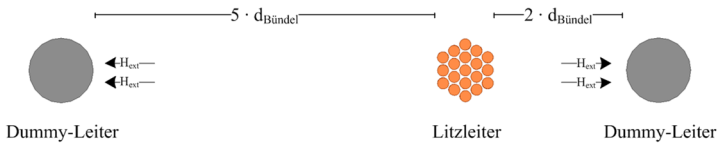


Abbildung 5.13: Querschnitt des 3D-Simulationsmodells zur Untersuchung des externen Magnetfelds mit zwei Dummy-Leitern in unterschiedlichem Abstand.

Die berechneten Abweichungen der mittleren Magnetfeldamplitude innerhalb der Dummy-Leiter, unter Berücksichtigung der verschiedenen Schlaglängen nach Abbildung 5.12, betragen lediglich ca. 1 % und liegen damit in der Größenordnung des eingestellten maximalen Simulationsfehlers. Die Simulationen in 3D stützt somit die bereits angestellte Vermutung, dass für den Export von H_{ext} aus der Simulationsumgebung mit einem äquivalenten Vollleitermodell anstelle des Litzleiter gerechnet werden darf.

Abbildung 5.14 verweist auf die folgende Untersuchung. Bei einer Bestromung des näher liegenden Dummy-Leiters aus Abbildung 5.13 werden die Auswirkungen auf den Litzleiter bei unterschiedlichen Schlaglängen und unterschiedlichen Frequenzen untersucht.

In den beiden Diagrammen werden die mittleren Stromdichteamplituden im jeweiligen Adervolumen bezogen auf deren Position dargestellt. Die Positionsnummer ist der Abbildung zu entnehmen.

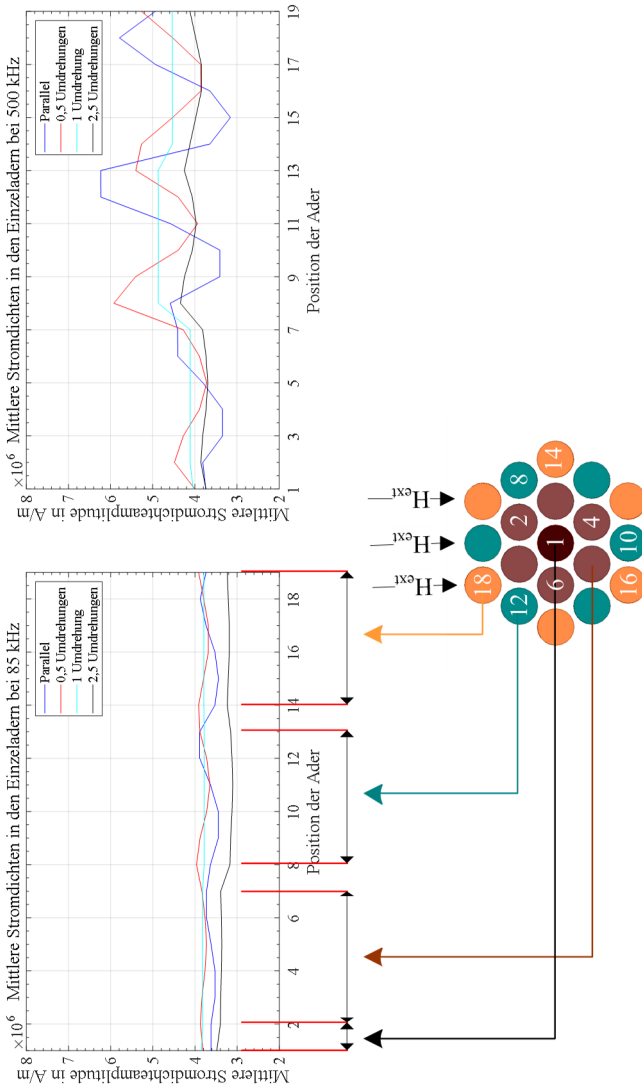


Abbildung 5.14: Mittlere Stromdichteampitude in den Einzeladern unter Berücksichtigung von Schlaglängenvariation und Positionsveränderung bei 85 und 500 kHz – Modell mit 19 Adern a 0,071 mm Durchmesser.

Bei einer Frequenz von 85 kHz zeigen alle Adern eine recht konstante mittlere Stromdichteamplitude, selbst beim Modell mit paralleler Aderführung. Dies liegt an dem bereits optimiert ausgelegten Einzeladerdurchmesser, der bei 85 kHz innerhalb der Spezifikation betrieben wird.

Mit steigender Frequenz vergrößern sich nicht nur die induzierten Wirbelströme in den Adern, sondern auch die Ungleichverteilung der mittleren Stromdichteamplituden, im speziellen bei paralleler Aderführung. Mit kürzer werdender Schlaglänge stellt sich eine erhöhte Stromdichtegleichverteilung in den Adern ein. Es zeigt sich bei beiden Frequenzen, dass mit geringerer Schlaglänge niedrigere Verluste durch den externen Proximity-Effekt zu erwarten sind.

Um die obigen Annahmen zu stützen, zeigt Abbildung 5.15 die Stromdichteverteilungen im Querschnitt bei unterschiedlichen Schlaglängen und Frequenzen von 85 kHz bzw. 500 kHz.

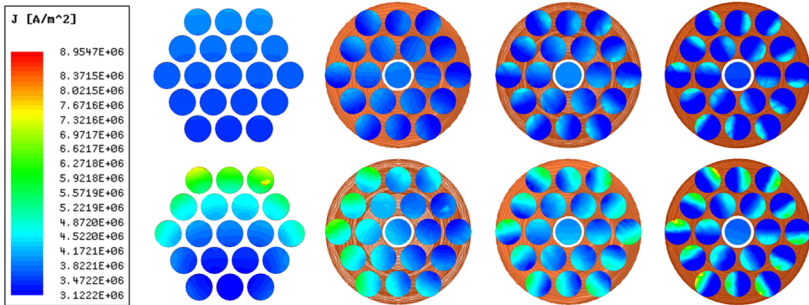


Abbildung 5.15: Stromdichterverteilungen bei 85 kHz (obere Reihe) und 500 kHz (untere Reihe) für unterschiedliche Schlaglängen. links: parallel Leiter, Mitte links: genau 0,5 Umdrehungen, 10 mm Schlaglänge, Mitte rechts: Genau 1 Umdrehung, 5 mm, Rechts: 2,5 Umdrehungen 2 mm.

Die oberen Modelle zeigen den Querschnitt des Litzleiters bei 85 kHz. Bei dem von außen wirkenden Feld erkennt man beim Litzleiter mit paralleler Aderführung mit höher werdender Frequenz die Ungleichverteilung der Stromdichte innerhalb des Bündels.

Diese vergleichmäßigigt sich und verschiebt sich nunmehr mit kürzer werdender Schlaglänge auf die Aderebene weiter, sodass sich die Stromdichte innerhalb des Bündels homogenisiert. Wie [17] zeigt, sollten bei größeren Schlaglängen die Gesamtleiterlänge so angepasst sein, dass ein ganzzahliges Vielfaches einer Umdrehung entsteht. Bei kleineren Schlaglängen und langen Leitern gleicht sich eine toleranzbehaftete Verdrillung im statistischen Mittel aus.

Man erkennt eine deutlich gleichmäßigere Stromverteilung, allerdings noch immer geringe Unterschiede, da sich die Positionen im Modell nur auf einer Ebene verändern und nicht jede Ader jede Position innerhalb der Litze einnimmt. Streng genommen entsprechen die Modelle durch die radiale und nicht scheinwinkelige Adertransposition also nicht der strikten Definition einer HF-Litze.

Da das Verlustmodell von einer konstanten Stromdichte ausgeht, ist dieses genauer, wenn das Vielfache einer Schlaglänge für die Länge des Leiters verwendet wird, oder bei einer vorgegebenen Gesamtlänge die Schlaglänge entsprechend angepasst wird.

5.2.6 Auslegungskriterien

Auf Basis der Ausführungen in den vorangegangenen Teilkapiteln, werden praktische Auslegungskriterien der zu bevorzugenden HF-Litze abgeleitet, die sich auf die elektrischen Eigenschaften konzentrieren:

- Durchmesser der Einzelader
- Anzahl der Einzeladern
- Gesamtdurchmesser der Litze
- Schlaglänge
- Isolation der Einzelader und Gesamtlitze
- Verbindungstechnik für Litzen

Eine voneinander getrennte Betrachtung ist jedoch nicht möglich, da sich die einzeln aufgeführten Kriterien gegenseitig beeinflussen. Dies muss bei der Realisierbarkeit der HF-Litze berücksichtigt werden. Mechanische Gesichtspunkte werden in Kapitel 5.2.1 kurz beleuchtet.

Durchmesser der Einzelader

Für eine optimierte Auswahl des Leiterdurchmessers ist die generelle Überlegung, dass die Verluste im Rundleiter durch den Skin-Effekt mit steigendem Durchmesser abnehmen (unter der Bedingung, dass $d_{\text{Ader}}/\delta \ll 1$) Dies liegt daran, dass der sinkende Gleichstromwiderstand R_{DC} die Erhöhung durch den Skin-Effekt überausgleicht und der Wechselstromwiderstand damit erst einmal abnimmt. Jedoch steigen die Verluste durch den Proximity-Effekt mit zunehmendem Einzeladerdurchmesser deutlich an, vgl. Abbildung 5.7. Daraus ergibt sich nach [14] ein optimierter Einzeladerdurchmesser für eine feste Frequenz.

In einem ersten Schritt der Litzauslegung ist der Durchmesser der Einzelader aufgrund des Skin-Effekts grob so zu wählen, dass die Einzelader eine über den gesamten Querschnitt möglichst konstante Stromdichte aufweist. Dies gilt, wenn:

$$d_{\text{Ader}} \leq 2\delta. \quad (53)$$

Dabei ist allerdings zu beachten, dass die Stromdichte proportional zu einer e^{-x} -Funktion vom Leiterrand her abnimmt und bereits bei der Skintiefe δ auf ca. $1/3$ des Maximalwerts abgefallen ist [14]. Verschiedene Litzenhersteller empfehlen für das aufzubauende System mit einer Resonanzfrequenz von 85 kHz einen Einzeladerdurchmesser von maximal 0,1 mm [66, 79].

Abbildung 5.16 zeigt beispielhaft auf Basis des vorgestellten analytischen Modells in Kapitel 5.2.2 nach [14] die berechneten Litzwiderstände in Ω/m bei unterschiedlicher Aderanzahl, aber gleichbleibendem Gesamtquerschnitt bei idealer Verdrillung und einer maximalen Stromdichte von $3 \text{ A}/\text{mm}^2$ unter Berücksichtigung von Skin- und internem Proximity-Effekt.

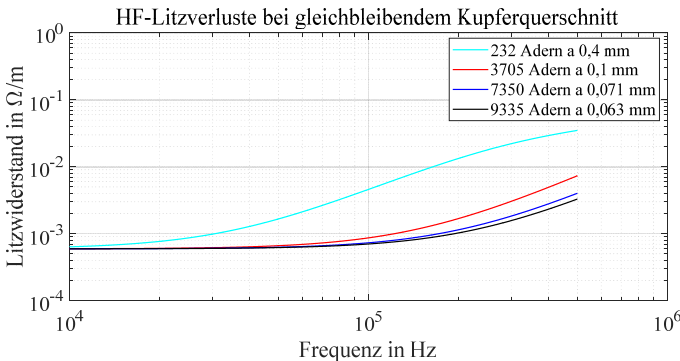


Abbildung 5.16: *Wicklungsverluste in den Litzen bei gleichbleibendem Kupferquerschnitt, aber unterschiedlicher Aderanzahl unter Berücksichtigung von Skin- und internem Proximity-Effekt auf Aderebene [14].*

Bei einer Grobauslegung nach Gleichung (53) zeigt sich im Vergleich zum reinen Gleichstromwiderstand ($0,593 \text{ m}\Omega/\text{m}$) mit $6,501 \text{ m}\Omega/\text{m}$ bei 85 kHz bei einem Einzeladerdurchmesser von 0,4 mm bereits eine deutliche Erhöhung des frequenzabhängigen Widerstands der Litze. Unter Beachtung der Herstellerempfehlungen lässt sich dieser ca. um den Faktor

6,6 reduzieren. Den Faktor von 8,2 (0,791 mΩ/m) erhält man mit einem Einzeladerdurchmesser von 0,071 mm.

Eine weitere Reduzierung ist aufgrund der nochmals erhöhten Aderanzahl, der damit resultierenden Verarbeitungsschwierigkeiten und des Konfektionierungsaufwands nicht mehr zielführend. Je kleiner der Ader-Nenn Durchmesser bei gleichbleibendem Kupferquerschnitt desto größer ist der Gesamtaußendurchmesser und desto höher sind die Einzeladerkosten. Allerdings wird diese dabei flexibler und kann mit einem kleineren Biegeradius verlegt werden [79]. Eine Litze mit einem Einzeladerdurchmesser von 0,071 mm wird favorisiert.

Anzahl der Einzeladern

Die Anzahl der Einzeladern ergibt sich aus der durch die Stromdichte bestimmenden Querschnittsfläche des Leiters oder der Litze

$$N_A = \left[\frac{A_{\min}}{A_{\text{Ader}}} \right]. \quad (54)$$

Der minimale Querschnitt A_{\min} leitet sich aus der maximalen Stromdichte ab. Eine obere Grenze für die Stromdichte ergibt sich gewöhnlich anhand der maximal erlaubten Erwärmung oder der maximal abführbaren Wärme der Einzeldrähte. Da die Adern mit einem thermoplastischen Lack zur gegenseitigen Isolation überzogen sind, darf die Maximaltemperatur des Lacks nicht überschritten werden. Da eine simulative oder analytische Bestimmung der Wärmeverteilung einer Litze nicht trivial ist, wird die Stromdichte als analoges Maß für die Erwärmung herangezogen. Hersteller geben diese mit maximal 5 A/mm² an [25].

Mit dem gewählten Durchmesser des Einzeldrahtes von 0,071 mm, einer geforderten Übertragungsleistung von 44 kW ($I_{\text{Prim,eff,Max}} = 87,2$ A) und einer konservativen Auslegung der Maximalstromdichte mit 3 A/mm² ergibt sich der reine Kupferquerschnitt A_{\min} zu

$$A_{\min} = 29,1 \text{ mm}^2. \quad (55)$$

Für die Anzahl der Einzeladern ergibt sich mit den Gleichungen (54) und (55):

$$N_a = 7350. \quad (56)$$

Gesamtdurchmesser der Litze

Der Nenngesamtdurchmesser einer Litze ist von vielen Faktoren wie Lackauftrag, Schlaglänge, Schlagrichtung, Drillgrad und dem Einzeladerdurchmesser abhängig. Wie bereits er-

wähnt, beeinflusst dies wiederum die Flexibilität und Formstabilität der Litze. Eine essentielle Größe ist der Füll- oder Packungsfaktor einer Litze. [79] beschreibt diesen Faktor als Verhältnis von reinem Kupferquerschnitt (Aderquerschnitt·Anzahl der Adern) zu Gesamtquerschnitt der Litze im Bereich von $0,714 - 1$. [66] verwendet für die Berechnung des Kupferquerschnitts den Aderdurchmesser inklusive des mittleren Lackauftrags. Die unterschiedlichen Definitionen machen deutlich, dass der Gesamtdurchmesser einer Litze nur ein Näherungswert ist, basierend auf einer vorher festgelegten Messmethode oder Erfahrungswerten und kein klar bestimmbarer Faktor.

Bei gleichbleibendem Gesamtkupferquerschnitt nimmt der Füllfaktor mit feiner werdenden Adern grundsätzlich ab. Damit steigen Gesamtdurchmesser und -querschnitt an, da der Anteil an Luftzwischenräumen und Lack überproportional ansteigt [79]. Dies erfordert einen wachsenden Platzbedarf bei höheren Frequenzen und einer festgelegten Maximalstromdichte, vor allem bei Rundlitzen. Dabei ist allerdings zu beachten, dass bspw. bei Rundlitzen alleine durch die Geometrie der Einzelleiter kein Packungsfaktor nahe 1 realisierbar ist. Alternativ ist der Einsatz von rechteckigen oder trapezförmig gepressten Litzen in Erwägung zu ziehen.

Schlaglänge

Durch Größenunterschiede der Schlaufen, vgl. Abbildung 2.8, bei real verdrehten Litzen, heben sich die induzierten Spannungen nicht mehr auf, sodass sich Wirbelströme im Leiter ausbilden. Vereinfacht bedeutet dies, dass die Länge der Leiter im Vergleich zur Schlaglänge den Faktor zwei nicht unterschreiten darf. Werden große Schlaglängen verwendet, sollte die Gesamtleitertlänge so angepasst sein, dass ein ganzzahliges Vielfaches einer Umdrehung entsteht. Bei einem Drillgrad >1 sollten sich die jeweiligen Umdrehungen um genau eine ganze Zahl unterscheiden [17]. Um jedoch dem generellen Einfluss der toleranzbehafteten Verdrehung entgegenzuwirken ist eine besonders kleine Schlaglänge zweckmäßig, da sich dann die Toleranzen der Schlaufenlänge im statistischen Mittel aufheben.

Dies hat allerdings nicht nur einen Einfluss auf die frequenzabhängigen Verluste, sondern erhöht auch den Gleichstromwiderstand. Anhand von Erfahrungswerten werden 1,5 % für lange und 2,5 % für kürzere Schlaglängen⁶ (Gleichstromwiderstandserhöhung) angesetzt [67]. Ein weiterer Ansatz wird in [73] gezeigt. Bei einer geringen Anzahl an Adern pro Bündel (maximal 5), hat bei einer sehr wahrscheinlichen idealen Verdrehung jede Ader die gleiche Länge. Dabei muss lediglich die Länge einer Ader berechnet werden.

⁶ Ader: kurze Schlaglängen bis 20 mm, Bündel: bis 15x Außendurchmesser [67]

Unter Beachtung einer Mindeststromtragfähigkeit jedoch, werden bei HF-Litzen zur Übertragung hoher Leistungen, wie im Bereich von Elektrofahrzeugen üblich, gewöhnlich Bündel mit einer deutlich höheren Aderanzahl eingesetzt. R_{DC} erhöht sich damit nach [73] um den Faktor:

$$\frac{R_{DC,verdrillt}}{R_{DC,unverdrillt}} = \frac{\left(\frac{p^{4/3}}{r_{\text{Bündel}}^{4/3}} + 4\pi^2 \frac{r_{\text{Bündel}}^{2/3}}{p^{2/3}} \right) - \frac{p^2}{r_{\text{Bündel}}^2}}{6\pi^2}, \quad (57)$$

mit den bekannten Größen Bündelradius $r_{\text{Bündel}}$ und Schlaglänge p . Dabei wird pro Bündel eine durchschnittliche Länge verwendet. Sofern die Daten des genauen Aufbaus der HF-Litze inklusive der Sub-Bündel bekannt sind, ermöglicht dies eine genauere Berechnung. Gewöhnlich werden die Adern mittels Wickelmaschinen konzentrisch symmetrisch verseilt, typisch für HF-Litzen sind allerdings auch gewürgte Bündel. Dabei verteilen sich die Adern wahllos, das bedeutet jede Ader ist irgendwann an einem bestimmten Ort. Bei beiden kann eine Auswahl der Schlaglänge stattfinden. Eine große Schlaglänge ergibt eine formlose Litze, diese lässt sich jedoch kompakt wickeln. Mit kürzer werdender Schlaglänge, wird die Litze formstabiler, hat indes einen höheren Platzbedarf [67].

Welche Schlaglängen herstellungstechnisch sinnvoll oder überhaupt realisierbar sind, unterliegt auch herstellerübergreifend eng gefassten Fertigungsgrenzen, die allerdings nicht zwingend mit dem Einzeladerdurchmesser einhergehen. So ist beispielsweise nach [67] das Maximum der Aderanzahl auf 50 (für einen Einzeladerdurchmesser bis maximal 0,2 mm) begrenzt. Bei Drillgrad 1 liegen die Schlaglängen zwischen 2 mm (kleinste Aderanzahl bei kleinstem Durchmesser) und 80 mm (größte Aderanzahl mit dickstem Durchmesser). Eine höhere Aderanzahl lässt sich erst in einem mehrstufigen Verseilprozess erreichen. Dabei sind, je nach Aderanzahl pro Bündel, Schlaglängen zwischen 15 mm und 250 mm für einen Einzeladerdurchmesser von 0,4 mm möglich. Eine Auslegung der Litze auf Basis der optimierten Anpassung von Schlaglänge und Drillgrad findet sich beispielsweise in [17].

Für den Versuchsstand sollte die Schlaglänge so gewählt, dass ein minimaler Biegeradius von 15 mm eingehalten werden kann.

Isolation der Einzelader und Gesamtlitze

Art und Dicke der Isolation bestimmt die Steifigkeit und die maximale Temperatur der Litze. [66] unterscheidet Soldex®, Duroflex®, Thermex®- und Thermibond®-Runddrähte mit jeweils unterschiedlichen Temperaturklassen. Dabei gilt: Die Drahtsteifigkeit steigt mit zunehmender Schmelztemperatur des Lacks. Darunter leidet allerdings die Verarbeitbarkeit der Litze.

Die Temperaturverteilung innerhalb der Litze ist aufgrund zahlreicher Einflussfaktoren wie Schlaglänge, Drillgrad und Isolation der Einzelader nur sehr schwer bestimmbar und muss empirisch abgeschätzt werden. Daher wird bereits zu Beginn eine konservative Wahl oder Art der Einzeladerisolation empfohlen, vor allem mit Hinblick auf eine gekapselte und nach außen abgeschlossene Bauform des Spulensystems. Für Standard-HF-Litzen können lötbare Soldex®-Einzeldrähte der Temperaturklasse 155 oder 180 eingesetzt werden [66]. Dieser Lack auf Basis von Polyurethanen zeichnet sich durch gute Haftungseigenschaften, einer hohen Maximaltemperatur (180 °C) und einer spezifischen Durchschlagsfestigkeit von 150 V/μm aus. Bei einer Überschreitung der maximalen Temperatur kann die Isolationsfähigkeit der Einzeldrähte nicht mehr gewährleistet werden.

Nach der Verdrillung der Einzeladern wird die Litze mit einem weiteren Isolationsmedium umspinnen oder bandiert. Hierfür stehen mit Naturseide, Polyamidgarn oder Polyesterfolie zahlreiche Möglichkeiten mit unterschiedlichen Eigenschaften zur Verfügung. Da das Ladesystem resonant betrieben wird, je nach Übertragungsleistung, Spannungen im kV-Bereich auftreten.

Die verwendete Polyesterfolie Mylar A [80] gewährleistet trotz der geringen Dicke von 23 μm eine Durchschlagsfestigkeit von ca. 4 kV. Bei der eingesetzten 4-Lagen-Bandierung mit einer jeweiligen Überlappung der einzelnen Lagen von 50 %, ergibt sich eine nochmals deutlich gesteigerte Durchschlagsfestigkeit. Basierend auf den theoretischen Betrachtungen des Wärmedurchschlags ist eine mit der Anzahl der Lagen linear zunehmende Durchschlagsfestigkeit jedoch nicht anzunehmen [81, 82]. Dabei gelten die für die Prüfmethoden unterschiedlichen Normen [83, 84] bei einer Frequenz von 50 Hz. Wie [85] belegt, ist bei Frequenzen im kHz-Bereich jedoch von niedrigeren elektrischen Festigkeiten bei Feststoffen auszugehen. Dies gilt auch für die lackisolierten Einzeladern. Dort sinken die Teilentladungseinsetzspannungen je nach Dicke des Lackauftrages bereits ab Frequenzen größer 50 Hz [86].

Messungen ergaben eine elektrische Festigkeit der 4x2-Lagen-Bandierung von ca. 2 kV bei einer Frequenz von 85 kHz. Aus diesem Grund sollte stets eine sehr konservative Auslegung der Ummantelung im Fokus liegen.

Alternativ wird der Einsatz von oxidierten Kupfer-Litzleitern diskutiert. Dadurch sind Füllfaktoren sehr nahe an eins möglich. Die Zwischenaderisolation wird mittels einer chemisch aufgetragenen Oxidschicht sichergestellt. Während das absichtliche Oxidieren der Kupferadern noch Gegenstand aktueller Forschung ist, ist die Anwendung von Aluminium als Leitermaterial bereits weit verbreitet. Durch dessen um ca. 34 % geringere Leitfähigkeit als Kupfer [87], ist auf dieser Basis jedoch mit einem Ansteigen des Mindestdurchmessers und

damit erhöhten DC-Verlusten zu rechnen. Der Einsatz von Aluminium zeigt durch das geringere Gewicht, die geringeren Kosten und die höhere Skin-Tiefe aufgrund des größeren spezifischen Widerstands allerdings auch Vorteile [88, 89]. So kann von geringeren Wirbelstromverlusten ausgegangen werden.

Die Einzeladerisolation kann mittels dem bekannten Eloxalverfahren kontrolliert erreicht werden. Die in der Industrie weit verbreiteten, synthetisch hergestellten, oxidkeramischen Werkstoffe (z.B. Aluminiumoxid) zeichnen sich neben einer hohen Isolationsfähigkeit, durch die hohe mechanische und eine hohe elektrische Festigkeit aus [90].

Die Entscheidung über den Einsatz von Kupfer oder Aluminium als Leitermaterial ist allerdings von den geforderten Systemparametern und der Frequenz abhängig und muss bereits bei der Auslegung genau abgewägt werden, indem beispielsweise die zu erwartenden Gesamtverluste vorab berechnet werden.

Verbindungstechnik für Litzen

Die prozessichere Verbindung von HF-Litzen stellt häufig eine große Herausforderung dar, im speziellen bei großen Querschnitten und einer hohen Aderanzahl mit kleinem Einzelerdurchmesser. [91] zeigt einen Überblick möglicher Verbindungstechniken. Eine Weiterentwicklung bildet der sogenannte Heißcrimpprozess. So bezeichnet man eine Metallfügetechnik, bei der mittels hochfrequenten Strompulsen und mechanischem Druck, bei einer Temperatur nahe der Kupferschmelztemperatur, eine qualitativ hochwertige Verbindung hergestellt wird. Dabei verbrennen und verdampfen die Litz- und Aderisolationen. Diese Technologie garantiert, im Vergleich zu einer rein mechanischen Bearbeitung, einen insgesamt gleichbleibenden Kupferquerschnitt. Damit können flexible HF-Litzen aus Kupfer stoffschlüssig mit handelsüblichen Rohrkabelschuhen verschweißt werden.

Wichtig für den Prozess ist eine kurze Schweißzeit, die mittels speziellen Schweißmodulen und -zangen realisiert werden kann. Für eine qualitativ hochwertige Verbindung sind allerdings mehrere Vorprüfungen notwendig, um die Anlage passend zur Litzgeometrie und -zusammensetzung einzustellen. Mittels Schälversuchen, wie in Abbildung 5.17 zu sehen, wird das Litzstück einer genauen Sichtprüfung unterzogen.

Falls alle Verbindungen ausgezeichnete mechanische und elektrische Eigenschaften aufweisen, können spätere Ausfälle aufgrund von Oxidation, Temperaturschwankungen oder Vibration minimiert werden [92, 93].

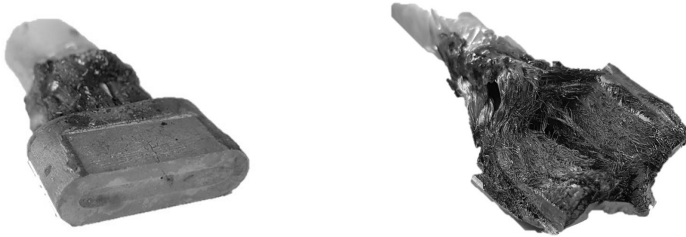


Abbildung 5.17: Schälversuche nach dem Heißcrimpverfahren.

5.2.7 Ergebnisse der praktischen Litzenauslegung

Tabelle 7: Ergebnisse der praktischen Litzenauslegung

<i>Aderdurchmesser</i>	Bestimmt AC-Verluste Bestimmt Dicke der Litze	$d_{\text{Ader}} = 0,071 \text{ mm}$
<i>Aderanzahl</i>	Abh. von max. Stromdichte der Einzelader Neg. für die Konfektionierung	$N_A = \left\lceil \frac{A_{\text{min}}}{A_{\text{Ader}}} \right\rceil = 7350$ $J_{\text{max}} = 3 \text{ A/mm}^2$.
<i>Einzeladerisolation</i>	Hitzebeständigkeit Verarbeitbarkeit	PU-Lackisolation $T_{\text{max}} = 155 \text{ }^\circ\text{C}$.
<i>Aufbau und Schlaglänge</i>	Minimierung der Verluste durch zusätzliche Verdrillung Beeinflusst Biegeradius	6x5x5x49 Bündel Min. Biegeradius 15 mm
<i>Isolation der Litze</i>	Spannungsfestigkeit	4 Lagen Polyesterfolie Hohe Spannungsfestigkeit
<i>Geometrie der Litze</i>	Bestimmt Packungsfaktor Bestimmt Verarbeitbarkeit	Rundlitze Durchmesser 7,819 mm

5.3 Ferritkeramiken und deren praxisnahe Auslegung

5.3.1 Einführung in die theoretischen Grundlagen

Ferrite werden zur Feldführung eingesetzt. Die Vorgabe eines bestimmten Flusspfades verbessert die Kopplung und sorgt für geringere Verluste in allen leitfähigen Materialien, die das Übertragungssystem umgeben [30].

Generell wird zwischen hart- und weichmagnetischen Ferrit-Werkstoffen unterschieden. Weichmagnetische Ferrite kommen hauptsächlich als Transformator- oder Spulenkern zum Einsatz. Der Zusatz und das Mischungsverhältnis von Nickel, Zink oder Mangan bestimmen die magnetischen und elektrischen Eigenschaften. Diese zeichnen sich im Allgemeinen durch eine geringe Koerzitivfeldstärke aus. Hartmagnetische Ferrite, die meistens als Dauermagnete eingesetzt werden, sollen eine möglichst große Remanenz behalten können. Die Eigenschaft, ob hart- oder weichmagnetisch lässt sich leicht anhand der Hysteresekurve nachvollziehen [94].

Die sehr guten magnetischen Eigenschaften entstehen während des Sinterns. Daraus resultieren geringere Hystereseverluste und eine kleine Koerzitivfeldstärke bei der Ummagnetisierung des Werkstoffs. Weichmagnetische Ferritkeramiken sind Werkstoffe, die sich durch eine schlechte elektrische, allerdings eine sehr gute magnetische Leitfähigkeit auszeichnen. Ein Maß dafür ist die sogenannte Permeabilität. Diese wird durch den Sättigungspunkt bestimmt und ist grundsätzlich von Feldstärke, Temperatur und Frequenz abhängig [95]. Bei den Stoffeigenschaften sind allerdings stets Kompromisse zu akzeptieren. Beispielsweise geht eine hohe Permeabilität auf Kosten geringer Verluste und einer hohen Sättigungsflussdichte [96]. Ferrite sind wie alle keramischen Werkstoffe recht hart und spröde und daher nur schwer zu bearbeiten [94]. Für die Systemaufbauten wird ein rechteckiger Planarkern mit den Abmessungen 25 mm x 25 mm x 4 mm verwendet⁷. Andere Kernformen, wie bspw. Schalenkerne führen zu einer mitunter unnötigen Erhöhung der Gesamtdicke des Spulensystems.

5.3.2 Auswahlkriterien für weichmagnetische Leistungsferrite

Weichmagnetische Ferrite finden bei induktiven Energieübertragungssystemen Verwendung, um Induktivitäten, Koppelparameter, Versatzgüte und die räumliche Begrenzung des

⁷ Samwha Electronics PL-13

Magnetfelds zu optimieren. Folgende Kriterien sind dabei im Besonderen zu berücksichtigen:

- Permeabilität μ_r
- Sättigungsflussdichte B_{Sat}
- Betriebstemperatur T – Temperaturabhängigkeit der Materialeigenschaften
- Kernverluste $P_{V,C}$ in Abhängigkeit der Aussteuerung, der Frequenz f und der Temperatur T
- Elektrische Leitfähigkeit σ_{e1}
- Geometrie der Ferrite

5.3.2.1 Die Permeabilität

Die Eigeninduktivitäten, wie auch der Koppelfaktor sind stark von der relativen Permeabilität μ_r des Ferritmaterials abhängig. Mittels Simulationen wird deutlich, dass die Werte für L_1 , L_2 und k mit steigendem μ_r in Sättigung gehen. Die jeweiligen Sättigungswerte liegen bei den Induktivitäten bei $\mu_{r,99\%} \approx 2000$ und beim Koppelfaktor lediglich bei $\mu_{r,99\%} \approx 800$. Das Sättigungsverhalten kommt dem praktischen Betrieb des Systems allerdings sehr entgegen. Damit sind die Ferrite so zu wählen, dass unter Einbeziehung aller Auswahlkriterien die Permeabilität einen bestimmten Wert nicht unterschreitet. Beispielhaft soll die Temperatur ausgewählt werden. Da μ_r temperaturabhängig ist, kann bei korrekter Auslegung im worst-case die untergeordnete Temperaturabhängigkeit der Induktivitäten und der Kopplung vernachlässigt werden.

5.3.2.2 Die Sättigungsflussdichte B_{Sat}

Die Sättigungsflussdichte ist materialabhängig, hat ihren höchsten Wert bei niedrigen Temperaturen und nimmt mit steigendem T immer weiter ab [95]. Für große magnetische Feldstärken konvergiert die magnetische Flussdichte B gegen den Wert der Sättigungsflussdichte. Im Falle einer Sättigung wird der magnetische Fluss nicht mehr vollständig in den Ferriten geführt, da die Permeabilität stark einbricht. Als Folge gehen Schirmwirkung, übertragbare Leistung und Wirkungsgrad deutlich zurück, da sich damit die Koppelparameter ändern. Bei Leistungsferriten, speziell jene, die in induktiven Energieübertragungssystemen zum Einsatz kommen, sind aufgrund der notwendigen Bauraum- und Gewichtsreduktion solche mit einer möglichst hohen Sättigungsflussdichte zu bevorzugen. Es ist darauf zu ach-

ten, diese mit ausreichendem Sicherheitsfaktor außerhalb des Sättigungsbereichs zu betreiben, zumal diese dort zusätzlich eine starke Temperaturabhängigkeit aufweisen. Um Flussdichtewerte im Grenzbereich der Sättigung zu vermeiden, wird trotz der Bauraum- und Gewichtsbeschränkungen eine konservative Auslegung des Ferritquerschnitts, und damit der Dicke der Plankerne bevorzugt. In den Datenblättern wird die B_{Sat} bei einer Feldstärke von 1200 A/m angegeben. Dort verläuft die B(H)-Kurve nahezu konstant [97].

Im Weiteren sollte darauf geachtet werden, dass der Flussdichteverlauf in den Ferriten keineswegs homogen verläuft, wie Abbildung 5.18 illustriert. Dort sind, bei identischer Skala und bei Nennübertragungsleistung, die Amplituden der Flussdichte beider Systeme im Primärferrit dargestellt.

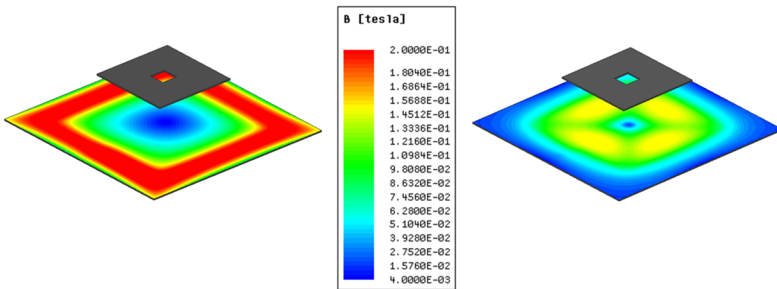


Abbildung 5.18: Amplitude der Flussdichte – generelle Verteilung innerhalb des primärseitigen Ferrits bei Nennübertragungsleistung und Skalenanpassung für System 61 und 32.1.

Vielmehr konzentriert sich der magnetische Fluss unterhalb der felderregenden Wicklungen. Ein Betrieb nahe der Sättigungsgrenze ist daher bei konzentrierten Wicklungen wahrscheinlicher. Da die magnetische Flussdichte Permeabilität und Verlustleistung beeinflusst, ist an diesen Stellen eine veränderte Charakteristik zu erwarten. Dies motiviert eine konservative Materialwahl.

5.3.2.3 Temperaturabhängigkeit der Materialeigenschaften

Permeabilität/Curie-Temperatur T_C

Die Ferritkeramiken weisen aufgrund der speziellen Kristallstrukturen eine starke Temperaturabhängigkeit auf, die bei der passenden Auswahl berücksichtigt werden muss. Unterhalb einer gewissen Frequenzgrenze (20 kHz) ist B_{Sat} das entscheidende Auswahlkriterium, darüber rücken die Temperaturabhängigkeit der Verluste und die Ferriteigenschaften in den

Vordergrund [95]. Zunächst zeigt der Ferrit eine positive Temperaturabhängigkeit und die Permeabilität steigt bis zum Maximum. Oberhalb der sogenannten Curie-Temperatur T_C verschwindet diese komplett. T_C liegt bei Ferriten allgemein relativ gering. Während das verwendete Material eine Curie-Temperatur von 250°C aufweist, zeigt Eisen beispielsweise ca. einen um den Faktor 3 höheren Grenzwert. Da die Schmelztemperatur des Lacks der HF-Litze mit 180 °C deutlich unterhalb der Curie-Temperatur liegt, ist dies jedoch kein entscheidender Faktor. Vielmehr ist eine Temperaturüberwachung aus Sicht der Betriebssicherheit ratsam. Durch die erwähnte inhomogene Flussdichteverteilung, können Hotspots mit $T_C > T$ nicht gänzlich ausgeschlossen werden, vor allem bei gekapselten Systemen und hoher Leistung.

Sättigungsflussdichte

Die Sättigungsflussdichte hingegen besitzt eine negative Temperaturabhängigkeit und sinkt mit größer werdendem T . Wie man anhand des Datenblatts [98] sieht, besteht im linearen Bereich der B(H)-Kurve keine Temperaturabhängigkeit. Somit kann dies für die Auswahl des Ferrits vernachlässigt werden.

Ferritverluste

Aufgrund der halbleitenden Eigenschaften, ist die Leitfähigkeit der Ferritkeramiken ein thermisch aktivierter Vorgang. Der spezifische Widerstand nimmt gemäß Gleichung (58) ab:

$$\rho(T) = \rho_0 \cdot e^{-\frac{E_A}{kT}}. \quad (58)$$

Es bilden sich vermehrt Wirbelströme aus und tragen damit zu einer positiven Temperaturabhängigkeit der Wirbelstromverluste bei. Generell weisen die Ferritverluste nach [98] eine starke Temperaturabhängigkeit auf. Es existiert ein materialspezifisches Verlustleistungsminimum. Die Lage dieses Minimums begrenzt die weitere Temperaturerhöhung ΔT , da der Betriebspunkt stets unterhalb des Verlustleistungsminimums gewählt werden sollte. Zur Anwendungsunterstützung geben die Hersteller deshalb oftmals die maximal erlaubte Temperaturerhöhung in den Datenblättern an [95].

In [95] ist der beispielhafte Verlauf der Verlustleistung und der maximal abführbaren Leistung über der Temperatur aufgetragen. Generell ist die abführbare Leistung in erster Linie von der Temperaturdifferenz des umgebenden Mediums und der Geometrie abhängig. Über die sogenannte Heat Removal Curve (HRC) wird die Kühlleistung des Systems charakterisiert. Ein stabiler Betriebspunkt bedingt ein Gleichgewicht zwischen Wärmeezeugung und der Möglichkeit diese abzuführen. Wird das Minimum passiert, wird bei höher werdender Temperatur die Steigung der Ferritverlustleistung größer, bis sich die HRC und die Kurve

der Kernverlustleistung schneiden. Die im Ferrit umgesetzte Leistung übersteigt damit die Kühlleistung des Systems und der Ferrit geht thermisch durch. Dies wird als Thermal Runaway bezeichnet. Übersteigt die Temperatur des Ferrits T_C , bricht die Permeabilität schlagartig ein. Damit sinkt die Ferritverlustleistung, die Permeabilität steigt, bis der Ferrit sich erneut aufheizt.

Durch die gekapselte Bauweise realer Systeme ist die Temperatur nur schwer abzuschätzen und muss darum dauerhaft überwacht werden. Hier empfiehlt sich eine konservative Auswahl passender Ferrite. Durch eine aktive Temperaturregelung wäre es denkbar, die Ferrite absichtlich nahe dem Verlustleistungsminimum zu betreiben. Eventuell können damit sogar Ferrite eingesetzt werden, dessen Verlustleistungsminimum unterhalb der Betriebstemperatur liegt.

5.3.2.4 Verluste in den Ferritkeramiken

Bei der Auswahl passender Ferrite, ist die Kernverlustleistung eine der maßgebenden Parameter. Eine korrekte Implementierung in das FEM Programm bedingt ein genaues Verständnis der involvierten Verlustmechanismen. Dies hilft im Allgemeinen bei der Verlustbestimmung und im Besonderen bei der passenden Materialwahl. Diese werden im Folgenden zusammenfassend betrachtet.

Unter Einbeziehung sämtlicher Verlustanteile, lässt sich die Kernverlustleistung wie folgt berechnen:

$$P_{V,C} = P_{Hys} + P_W + \frac{P_N + P_D + P_A}{P_{Rest}}, \quad (59)$$

wobei die Nachwirkungsverluste, Dielektrizitätsverluste und Antihystereseverluste oftmals zu den Restverlusten zusammengefasst werden [99]

Für die Hystereseverluste P_{Hys} spielt die Energie zur Ummagnetisierung durch das Wechselfeld eine entscheidende Rolle. Dabei sind die verlustbehaftete Ausrichtung der magnetischen Domänen (Weiss'sche Bezirke) und die Bewegung der Blochwände aufgrund von Gittereffekten in der Kristallstruktur wesentliche Faktoren [100]. Die physikalischen Vorgänge sind bei sowohl hart-, als auch den weichmagnetischen Ferriten gleich. Durch eine geeignete Materialwahl erreicht man bei weichmagnetischen Stoffen, wie sie in diesem Fall bevorzugt eingesetzt werden, eine sehr steile und möglichst enge Kurve [101], da die Fläche innerhalb der Hysterese-Kurve die Kernverluste pro Zyklus bestimmt [99]. Die Verluste sind im Weiteren proportional zum Ferritvolumen und der Frequenz. Eine genaue Beschreibung zur Entstehung einer Hysterese-Schleife findet der interessierte Leser in [99].

Die wesentliche Ursache der Wirbelstromverluste P_W liegt in der Leitfähigkeit des Ferrits. Die hochfrequenten Wechselfelder induzieren in dem Ferrit Ströme. Die Wirbelstromverluste entsprechen letztlich ohmschen Verlusten. Dementsprechend lässt sich durch die Wahl eines Materials mit sehr geringer Leitfähigkeit die Ausbildung von Wirbelströmen reduzieren. Daher dominieren gewöhnlich die Hystereseverluste die Gesamtverluste im Ferrit.

5.3.2.5 Einfluss der Ferritgeometrie auf die Systemeigenschaften

Die Ferritkeramiken sind trotz des hohen Bearbeitungsaufwandes in vielfältigen Geometrien erhältlich. Neben Ring- und Doppellochkernen, spielen Ferrite in Form von Blöcken, Platten oder Scheiben eine zentrale Rolle [97].

5.3.3 Modellierung

Kernverluste/Hystereseverluste

Allgemein lassen sich die Hystereseverluste mittels vieler verschiedener Modelle berechnen. Zwei dieser Modelle sollen im Folgenden vorgestellt werden. Das Modell nach Steinmetz berechnet die volumenbezogenen Hystereseverluste zu

$$P_{\text{Hys,Stein}} = k_{\text{Hys}} \cdot f^\alpha \cdot B^\beta \left[\frac{\text{kW}}{\text{m}^3} \right], \quad (60)$$

wobei für Mn-Zn Ferrite $\alpha = 1,3$ und $\beta = 2-3$ verwendet wird, sich diese allgemein aber zwischen 1 und 1,9 bzw. zwischen 1,6 und 3 bewegen [99]. Dies sind allerdings Größen, die exakt im gewünschten Betriebspunkt oftmals nur sehr schwer vom Hersteller zu bekommen sind. Dabei sind k_{Hys} ein temperaturabhängiger, dimensionsloser Faktor, f die Frequenz und B der Spitzenwert der Induktion.

Auf Basis der Herstellerdaten, werden die Steinmetzparameter zu

- $k_{\text{Hys}} = 37,4 \cdot 10^{-6}$
- $\alpha = 1,545$
- $\beta = 2,968$

bei einer Frequenz von 85 kHz interpoliert.

In etwas vereinfachter Form mit den festen Parametern $\alpha = 1$ und $\beta = 2$ ist das Modell nach Stoll definiert:

$$P_{\text{Hys,Stoll}} = k_{\text{Hys}} \cdot f \cdot B^2 \left[\frac{\text{kW}}{\text{m}^3} \right]. \quad (61)$$

Hier gilt für k_{Hys} :

$$k_{\text{Hys}} = \frac{\sin(\Phi_{\text{Hys}})}{\mu_0 \mu_{\text{eff}}}, \quad (62)$$

mit Φ_{Hys} als Phasenverschiebung zwischen magnetischer Feldstärke und Flussdichte. Ferner charakterisiert μ_{eff} eine effektive Permeabilität, welche sich aus der Neukurve ergibt [4]. Die Fläche der Hysteresekurve wird bei beiden Modellen über eine Ellipse mit dem Öffnungswinkel Φ_{Hys} angenähert. Dabei muss gelten, dass der Ferrit bei einer linearen Aussteuerung der Flussdichte in einem sinusförmigen Feld unterhalb der Sättigungsflussdichte betrieben wird. Damit kann die Hystereseschleife annähernd als Ellipse betrachtet werden. Die Parameter lassen sich anhand des Datenblatts bestimmen [102].

Um die Hystereseverluste für das gesamte Ferritvolumen in der FEM zu bestimmen, müssen diese für jedes einzelne Volumenelement in Abhängigkeit der tatsächlichen Werte von B , f und T über das Volumen integriert werden. Zur Bestimmung des Öffnungswinkels können die Gleichungen (61) und (62) ineinander eingesetzt und umgeschrieben werden:

$$\Phi_{\text{Hys}} = \arcsin \left(\frac{P_{\text{H,Stoll}} \cdot \mu_0 \mu_{\text{eff}}}{f \cdot B^2} \right). \quad (63)$$

Anhand des Datenblatts [98] beträgt die Verlustleistung 300 kW/m^3 bei einer beispielhaften Betriebstemperatur von $80 \text{ }^\circ\text{C}$, bei einer Frequenz von 100 kHz und dem Scheitelwert der Flussdichte von 200 mT . Die effektive Permeabilität entspricht der Anfangspermeabilität. Da die angegebenen Werte im Datenblatt nicht beliebig frequenzselektiv sind, ergibt sich bei einer leicht abweichenden Frequenz ein Winkel von

$$\Phi_{\text{Hys,PL13}} = \arcsin \left(\frac{300 \text{ kW/m}^3 \cdot \mu_0 \cdot 3200}{100 \text{ kHz} \cdot (200 \text{ mT})^2} \right) = 0,3064^{\text{rad}} \quad (64)$$

Damit berechnet sich der Faktor k_{Hys} zu $75,01$ und die Hystereseverluste nach Stoll zu

$$P_{\text{Hys,Stoll}} = 75,01 \cdot f \cdot B^2. \quad (65)$$

Aus Gleichungen (60) und (65) ergibt sich die in Abbildung 5.19 gezeigten $P(B)$ -Verläufe bei 85 kHz und einer Betriebstemperatur von $80 \text{ }^\circ\text{C}$ für die beiden Modelle. Diese können anschließend in tabellarischer Form in die FEM-Software eingebunden werden.

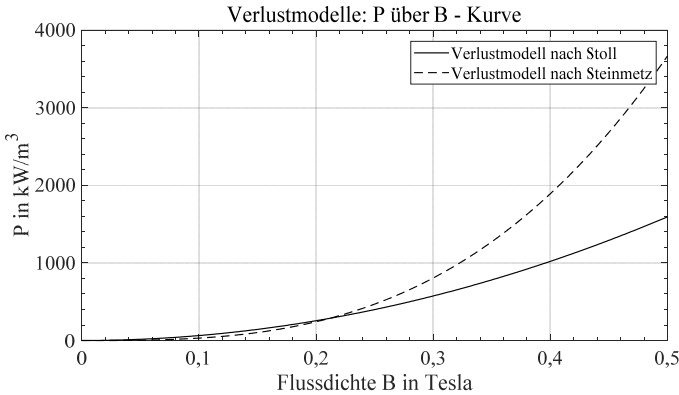


Abbildung 5.19: Verlustmodell nach Steinmetz und Stoll – Verlustleistung über der Flussdichte des Materials PL-13 bei 85 kHz und einer Betriebstemperatur von 80 °C.

Dabei entstehen vor allem bei hohen Aussteuerungen erhebliche Unterschiede in den volumenbezogenen Verlusten. In beiden Modellen jedoch werden jedoch sowohl die Wirbelstrom- als auch die Restverluste nicht berücksichtigt.

Wirbelstromverluste

Die elektrische Leitfähigkeit bestimmt die Höhe der Wirbelstromverluste im Material. Aufgrund ihrer Zusammensetzung zählen Mn-Zn-Ferrite, wie der hier verwendete Planarkern, zu den Halbleitern [95]. Für die Ausbildung des ohmschen Widerstands spielen die Korngrenzen eine entscheidende Rolle. Die Bedeutung des spezifischen Widerstands ρ wird anhand folgender Gleichung zur Berechnung der Wirbelstromverluste deutlich [95]:

$$P_W = \frac{C_D \cdot d^2 \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2}{\rho}, \tag{66}$$

wobei C_D eine Dimensionierungskonstante und d der mittlere Korndurchmesser darstellt. Eine Verringerung der Verluste kann über eine Erhöhung des spezifischen Widerstands realisiert werden [95]. ρ ist allerdings nicht genau bestimmbar und wird auch im Datenblatt nur durch einen Mindestwert angegeben. So findet sich in [98] ein spezifischer Widerstand von $\rho > 7 \Omega\text{m}$.

Bei einer passenden Auslegung spielen Wirbelstromverluste durch die geringe Leitfähigkeit des Materials PL-13 gewöhnlich eine untergeordnete Rolle und werden für die Berechnungen in diesem Frequenzbereich vernachlässigt. Simulativ ergeben sich die Wirbelstromverluste im Ferrit im schlechtesten Fall (bei $\rho = 7 \Omega\text{m}$) zu $< 2 \%$ der gesamten Kernverluste. Ob eine Vernachlässigung zulässig ist, muss für jeden Nennbetriebsbereich allerdings separat untersucht werden, denn durch die quadratische Abhängigkeit werden bei hohen Frequenzen die Gesamtverluste von den Wirbelstromverlusten dominiert [95]. Aus diesem Grund werden dort nur noch Ferrite mit einer sehr geringen Leitfähigkeit eingesetzt (Ni-Zn-Ferrite).

5.3.4 Auslegungskriterien

Tabelle 8: Ergebnisse der praktischen Ferritauslegung.

<i>Anfangspermeabilität</i>	Sättigung der Koppelparameter	$\mu_i \geq 2000$
<i>Sättigungsflussdichte</i>	Abh. von Übertragungsleistung Geometrie der Wicklungen Kernform und -dicke	$B_{\text{Sat}} > 220 \text{ mT}$
<i>Betriebstemperatur</i>	Thermal Runaway (HRC) Unterhalb des Verlustleistungsminimums	$T_{\text{max}} > 70 \text{ }^\circ\text{C}$
<i>Verluste</i>	Berücksichtigung des Verlustleistungsminimums Passende Auswahl der Ferritzusammensetzung	$P_{V,C} = 300 \text{ kW/m}^3$ bei $T = 80^\circ\text{C}$
<i>Geometrie</i>	Koppelfaktor Versatzgüte Flussführung	Planarkern Möglichst vollflächig

Gewöhnlich bildet jedes Ferritmaterial bzw. jede Zusammensetzung einen Kompromiss bzgl. der einzelnen Verlustanteile. Ferrite werden in einer Vielzahl verschiedener Qualitäten und für zahlreiche Einsatzzwecke angeboten. Diese sind normalerweise auf einen bestimmten Frequenzbereich oder bestimmte Aussteuerungen optimiert. Allerdings lassen sich durch unterschiedliche Zusammensetzungen Ferrite auch für einen speziellen Einsatzzweck auslegen [95].

5.4 Sonstige Wirbelstromverluste

Im Gegensatz zu den Ferriten ist in den Aluminiumabschirmungen, sowohl primär- als auch sekundärseitig mit entsprechend hohen Wirbelstromverlusten zu rechnen. Dies gilt dann, wenn die geometrischen Abmessungen der Ferritplatten deutlich unterhalb der Abmessungen der Abschirmungen liegen. Abbildung 5.20 zeigt beispielhaft die Vektorfelder in den jeweiligen Aluminiumplatten bei Nennübertragungsleistung.

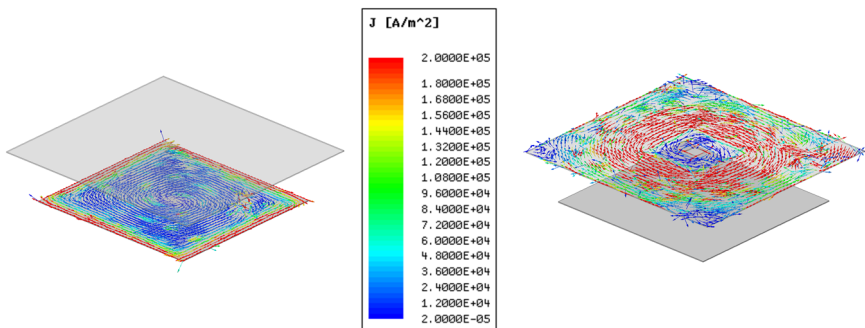


Abbildung 5.20: Vektorplot der induzierten Wirbelströme in den Aluminiumabschirmungen bei Nennübertragungsleistung in Nennposition – System 61.

Durch die deutlich geringeren Abmessungen der fahrzeugseitigen Ferrite, ist dort mit einem erheblichen Verlustleistungsanstieg zu rechnen. Die Verlustleistung pro Volumeneinheit wird über das Schirmvolumen nach [103] wie folgt berechnet:

$$\int_{\text{Vol}} \frac{J \cdot J^*}{2\sigma} d\text{Vol}. \quad (67)$$

Um eine ausreichende Schirmwirkung garantieren zu können, vgl. Kapitel 4.4.4, muss die Abschirmung aus leitfähigem Material bestehen. Die Dicke ist unter Beachtung der Skintiefe δ zu wählen. Als bevorzugtes Material wird aufgrund des Gewichts und der Kosten bei gleichzeitig hervorragender Schirmwirkung Aluminium eingesetzt. Weiterhin zeigt sich in dem verbesserten Wärmeabfuhrverhalten ein zusätzlicher Vorteil [30].

Die induzierten Wirbelströme erzeugen nach der Lenz'schen Regel ein Gegenfeld gleicher Frequenz, welches der Änderung des magnetischen Flusses entgegenwirkt und das ursprüngliche Feld dadurch abschwächt. Damit einher gehen allerdings eine Verschlechterung

des Koppelfaktors und die Veränderung des Systemübertragungsverhaltens, siehe Kapitel 4.4.

5.5 Inverterverluste

Zur Umwandlung der Zwischenkreisspannung in eine Wechselspannung bestimmter Frequenz, werden Inverter eingesetzt. Die Verlustanteile sollen im Folgenden nur kurz vorgestellt werden. Eine detaillierte Beschreibung, sowie die genaue Berechnung findet sich in [9].

Die Gleichungen werden in einen Matlab-Gui implementiert, der mit wenigen Datenblattangaben eine schnelle Übersicht möglich macht. Die Verluste setzen sich wie folgt zusammen:

- Durchlassverluste
- Ansteuerungsverluste
- Einschaltverluste
- Ausschaltverluste
- Sperrverluste

In der Regel können die Sperrverluste der Leistungshalbleiter im geöffneten Zustand vernachlässigt werden. Die Durchlassverluste werden mittels $R_{DS,on}$ und dem Effektivwert des Komponentenstroms berechnet.

Die Ansteuerungsverluste ergeben sich über das Produkt aus Schaltfrequenz, der Treiberversorgungsspannung und der benötigten Gate-Ladung.

Der für eine effektive Energieübertragung so entscheidende Phasenversatz hat ebenfalls erheblichen Einfluss auf die Ein- bzw. Ausschaltverluste der Halbleiter. Wird das System in oder sehr nahe der Resonanz betrieben, entsteht eine Phasengleichheit zwischen Eingangsstrom und Eingangsspannung. Das Einschalten im Stromnulldurchgang (ZCS – Zero Current Switching) erfolgt quasi verlustlos, ebenso das Ausschalten im Spannungsnulldurchgang (ZVS – Zero Voltage Switching).

6 Versuchsanlage

6.1 Vorwort

Im Allgemeinen erlauben computergestützte Systemanalysen eine zeit- und kostenoptimierte Auslegung von Software- oder Hardwarearchitektur. Dabei ist ein einfacher Zugriff auf Systemgrößen möglich, die in der Realität nicht, oder nur mit sehr hohem Aufwand, bestimmt werden können. Vor allem bei der Auslegung komplexer Systeme sind Simulationen unumgänglich. Der Aufbau eines Modells oder die Modellierung von Komponenten stellt je nach Modellgüte hingegen nur eine Näherung der Realität dar [104].

Die generelle Durchführbarkeit der Vorgehensweise bei der Anwendung der gezeigten Entwurfsmethodik, soll durch die in den vorangegangenen Kapiteln gezeigten Messergebnisse der Spulensystemparameter überprüfen werden. Die Genauigkeit der vorgestellten Überlegungen, Berechnungen und Simulationen zur Verlustbestimmung kann durch experimentelle Validierung analysiert werden.

In diesem Kapitel wird das Gesamtkonzept des Versuchstands skizziert und die Einzelkomponenten, sowie die dazu notwendige Mess- und Steuerungstechnik näher dargestellt. Aufgrund der hohen Systemfrequenz mussten oftmals spezialisierte Lösungen erarbeitet werden. Abbildung 6.1 zeigt den entwickelten Gesamtversuchsstand.

Die in diesem Kapitel vorgestellten Inhalte und Erkenntnisse können aufgrund des Umfangs nicht im Detail behandelt werden. Es werden lediglich konzeptionelle, sowie besondere Inhalte aufgegriffen, die einen sichereren und fehlerfreien Betrieb gewährleisten. Informationen zum Design und Auslegungsprozess des Umrichters und der Messtechnik werden in [105] und [106] und im Rahmen der Abschlussarbeiten zur Entwicklung zum Aufbau eines Resonanzwandlers¹ sowie zum Aufbau eines Messsystems² ausführlich diskutiert.

¹ Vgl. [129] (betreute Abschlussarbeit)

² Vgl. [131] (betreute Abschlussarbeit)

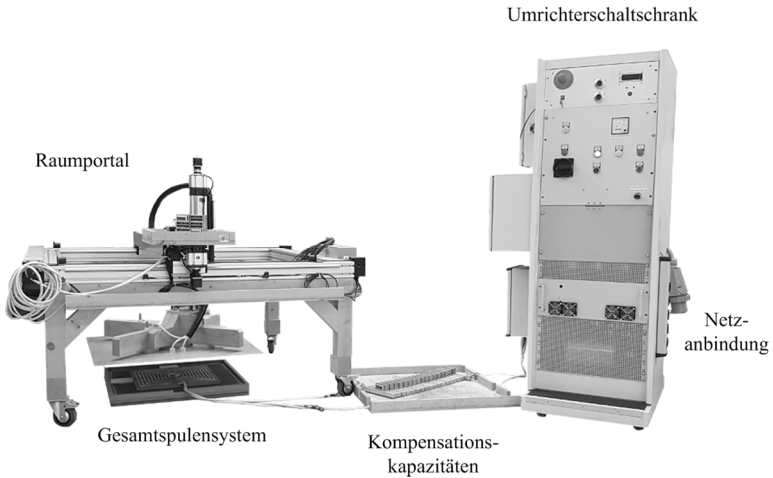


Abbildung 6.1: Übersicht Versuchsstand.

6.2 Gesamtkonzept

In der untenstehenden Abbildung 6.2 ist das Gesamtkonzept der Versuchsanlage gezeigt. Der Fokus liegt neben der Entwicklung des Leistungsteils auf der Realisierung einer Wechselrichtersteuerung mit Benutzerschnittstelle, sowie einer zuverlässigen und schnellen Strommessung. Folgende Anforderungen werden dabei an den Leistungsteil gestellt:

- Max. Ausgangsleistung: $P_{WR} = 44 \text{ kW}$
- Max. Zwischenkreisspannung: $U_{ZK,max} = 560 \text{ V}$
- Maximale Schaltfrequenz: $f_{S,max} = 500 \text{ kHz}$
- Wechselrichtertopologie: Vollbrückenschaltung, spannungsgepeist

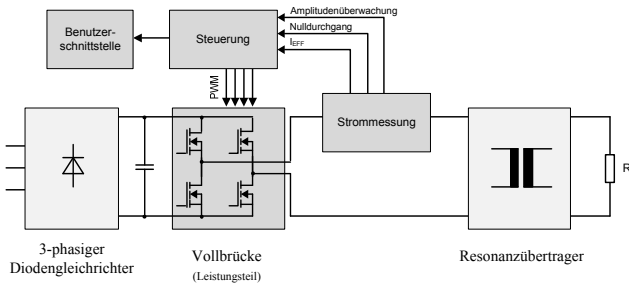


Abbildung 6.2: Vereinfachtes Blockschaltbild der Versuchsanlage³.

Für die Netzanbindung wird ein passiver, dreiphasiger Diodengleichrichter verwendet. Die Auslegung des Leistungsteils wird mittels den in den vorherigen Kapiteln beschriebenen Randbedingungen, vgl. Kapitel 3.3, sowie einer Schaltungssimulation in AnsysEM vorgenommen. Der Aufbau im Schaltschrank erfolgt in 19-Zoll-Baugruppenträgern. Der sekundärseitige Gleichrichter ist in obiger Abbildung nicht dargestellt.

Der Gesamtversuchsstand wird in vier Hauptkomponenten aufgeteilt:

1. Der Umrichterschrank bildet die Versorgungseinheit. Dort sind die Vollbrücke, Mess- und Überwachungstechnik, sowie die signalverarbeitende Steuerungseinheit integriert.
2. Das Raumportal bildet die Positioniereinheit zur Relativbewegung des fahrzeugseitigen Spulensystems.
3. Der Resonanzübertrager.
4. Die sekundärseitige Verbrauchereinheit mit passivem Gleichrichter und der Last R_L .

Im Weiteren werden die Punkte 1 und 2 detailliert beschreiben und diskutiert.

6.3 Betriebsverhalten

Bevor auf die einzelnen Hauptkomponenten des Gesamtversuchsstands näher eingegangen wird, ist bei der Auslegung der Leistungselektronik, sowie der zugehörigen Steuerungs-

³ Vgl. [129] (betreute Abschlussarbeit)

wie Messeinrichtung für eine fehlerfreie Funktion, die genaue Kenntnis über das Systembetriebsverhalten notwendig. Aus Sicht der Leistungselektronik ist die Eingangsadmittanz $|Y_{Ges}| = |1/Z_{Ges}|$ des kompensierten Spulensystems von Interesse.

6.3.1 Systemverhalten

Eine Kopplungsvariation durch Versatzänderungen, sowie eine Lastvariation zum Zwecke der Leistungsregelung stellen dabei in gewissen Grenzen ein nicht ungewöhnliches Betriebsverhalten dar. Beispielhaft zeigt Abbildung 6.3 Betrag und Phase der Eingangsadmittanz des Systems 61 bei Veränderung von k und R_L .

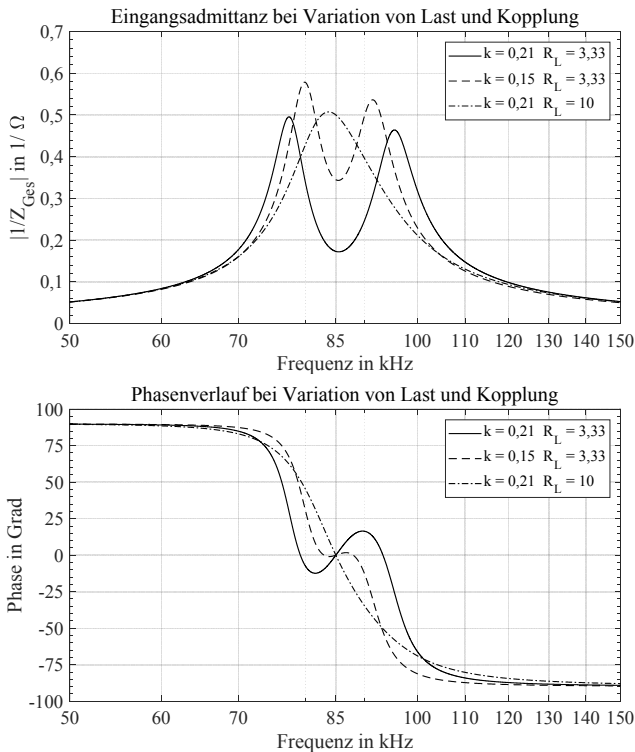


Abbildung 6.3: Eingangsadmittanz System 61 bei Variation von Last und Kopplung.

So ist bei einer Änderung der Kopplung eine erhöhte Stromaufnahme bei gleichbleibender Eingangsspannung zu erwarten, vgl. Kapitel 3.5. Bei Variation der sekundärseitigen Last verändert sich neben der Amplitude auch der Phasenverlauf entscheidend. Um die resultierenden Überströme zuverlässig abfangen zu können, ist eine schnelle messtechnische Erfassung und Auswertung nötig. Diese wird Kapitel 6.5 im Detail vorgestellt.

Ein weiteres Beschreibungsmerkmal eines einfachen schwingungsfähigen Systems ist die Schwingkreisgüte Q_{SK} . Eine entsprechend hohe Güte ($Q_{SK} > 3$) bewirkt, trotz Speisung mittels rechteckförmiger Ausgangsspannung, einen rein sinusförmigen Verlauf des Umrichter- ausgangsstroms [9]. Mit zunehmender Güte sinkt die Bandbreite des Systems bei zunehmender Phasenteilheit. Dies erschwert die manuelle Einstellung des Resonanzpunktes.

6.3.2 Lastfälle

Durch den oftmals sehr steilen Phasenübergang induktiver Energieübertragungssysteme, muss neben dem Betrieb in Resonanz zwischen drei weiteren Lastfällen differenziert werden. Diese haben Einfluss auf das Schaltverhalten und infolgedessen auch auf die Schaltverluste der Leistungshalbleiter.

Unterresonanter Betrieb

Liegt die Taktfrequenz f_S unterhalb der Resonanzfrequenz f_{Res} , läuft die Wechselrichter- ausgangsspannung dem Ausgangsstrom um einen gewissen Phasenwinkel $\varphi_{U_{111}}$ hinterher. Der Schwingkreis weist kapazitives Verhalten auf. Dabei entstehen während des Einschaltvorgangs sehr steile Spannungsflanken, da über dem ausgeschalteten Halbleiter nahezu die gesamte Zwischenkreisspannung anliegt. Dieser Betrieb sollte vermieden werden [107]. Es treten Ein-, jedoch quasi keine Ausschaltverluste auf.

Überresonanter Betrieb

Liegt die Taktfrequenz f_S über der Resonanzfrequenz f_R , läuft der Ausgangsstrom der Wechselrichterausgangsspannung um einen gewissen Phasenwinkel $\varphi_{U_{111}}$ hinterher. Der Schwingkreis weist induktives Verhalten auf. Beim Einschalten des Halbleiters fließt bereits Strom über dessen Bodydiode, sodass lediglich die Durchlassspannung der Diode anliegt. Es treten Aus-, jedoch quasi keine Einschaltverluste auf.

Leerlauf

Im Leerlauf ist der Ausgangsstrom entsprechend gering. Dies kann dazu führen, dass die Halbleiter trotz des eigentlich überresonanten Betriebs hart einschalten, vgl. Kapitel 4.4.6. Bei geringer Last ist die in der Schwingkreisinduktivität gespeicherte Energie zu gering, um die Ausgangskapazität der Halbleiter auf den Wert von U_{ZK} aufzuladen. Dies kann durch die Verwendung einer zusätzlichen Induktivität [108] oder fast-recovery Leistungshalbleiter [107, 109] gewährleistet werden. In induktiven Ladesystemen werden oftmals sogenannte Gyrtor Schaltungen eingesetzt. Diese sorgen für einen lastunabhängigen Ausgangsstrom des Umrichters [4].

6.3.3 Steuerverfahren und Ausgangsleistung

Unter Beachtung des Systemverhaltens bei Last- oder Kopplungsänderung und der Rahmenbedingungen der Vermeidung eines unterresonanten Betriebs, resultieren verschiedene Möglichkeiten zur Einflussnahme auf die Ausgangsleistung. Über die Anpassung der Zwischenkreisspannung kann der Wechselrichterausgangsstrom verändert werden. Ein Verstellen des Aussteuergrades kann mittels Schwenksteuerung realisiert werden. Weitere Möglichkeiten ergeben sich bspw. durch die Veränderung der Taktfrequenz f_s , vgl. Kapitel 3.6.

Wie erwähnt ist der Ausgangsstrom bei ausreichend hoher Schwingkreisgüte sinusförmig, während die Wechselrichterausgangsspannung vereinfacht eine ideale Rechteckform aufweist. Dies ist bei der Ermittlung der Ausgangsleistung zu beachten. Nach kurzer Rechnung ergibt sich für die Ausgangswirkleistung P_{WR} des Wechselrichters:

$$P_{WR} = U_{ZK} \cdot \frac{I_{eff}}{F} \cdot \cos(\varphi_{U111}) \quad (68)$$

mit $F = \pi/(2 \cdot \sqrt{2})$ als Formfaktor für Sinusgrößen als Verhältnis von Effektiv- zu Gleichrichtwert. Zur Wirkungsgradoptimierung wird der Wechselrichter idealerweise im oder sehr nahe des Resonanzpunkts betrieben, wodurch der Phasenwinkel φ_{U111} klein bleibt.

6.4 Versorgungseinheit

6.4.1 Vorwort

Stromrichter für resonante Lasten, auch Resonanzwandler genannt, werden in vielfältigen Anwendung eingesetzt, unter anderem bei der Induktionserwärmung oder in Schaltnetzteilen [9, 110]. Bei Betrachtung der Energiespeicher für die eingangsseitige Gleichgröße, wird zwischen strom- und spannungsgespeisten Systemen unterschieden. Dies ist für die Auslegung der induktiven Energieübertragungssysteme von zentraler Bedeutung [4]. Eine spannungsgespeiste Topologie wird favorisiert. Dabei bilden Kondensatoren den Energiespeicher im Zwischenkreis. Der Umrichter wird als Vollbrückenwechselrichter realisiert. Die Highside- und Lowsideschalter der Halbbrücken werden unter Berücksichtigung einer Totzeit alternierend angesteuert.

Neben den vorgestellten Kenndaten, muss der Aufbau im besonderen folgenden Vorgaben entsprechen:

- **Inhärente Sicherheit:**

Bei einem möglichen Fehlerfall muss der Aufbau in einen eigensicheren Zustand übergehen. Dies verlangt die Überwachung kritischer Größen, wie Bauteiltemperaturen, Zwischenkreisspannung und Ausgangsstrom. Außerdem muss bereits die Steuereinheit durch geeignete Mechanismen eigensicher gestaltet werden. Dies wird im Kapitel 6.4.5 näher vorgestellt.

- **Minimierung parasitärer Effekte:**

Bei einer Parallelschaltung der Leistungshalbleiter für eine gewisse Mindeststromtragfähigkeit sind durch geeignete Layouts und symmetrische Strompfade (auch für den Laststrom) eine zeitgleiche Gate-Ansteuerung zu gewährleisten. Im Speziellen müssen parasitäre Induktivitäten beim Entwurf der Treiberstufe und Zwischenkreis-anbindung auf ein Minimum reduziert werden.

- **Modularität:**

Möglichst modularer Aufbau des Leistungsteils. Ein Aufteilen einzelner, nicht voneinander abhängenden Schaltungsteile ermöglicht es im Fehlerfall, nur bestimmte Segmente auszutauschen.

- Kosten:

Neben den Leistungshalbleitern, sind vor allem das Kühlkonzept und der allgemeine mechanische Aufbau kostenbestimmend.

6.4.2 Halbbrückenmodule

Der Aufbau wird mittels modularen Halbbrücken realisiert. Als Leistungshalbleiter kommen Superjunction MOSFETs [111] zum Einsatz. Diese ermöglichen schnelle Schaltvorgänge bei reduzierter Ansteuerleistung. Unter Berücksichtigung der geforderten Ausgangsleistung von 44 kW ergibt sich mit dem Formfaktor ein Amplitudenwert des Wechselrichter Ausgangstroms von ca. 123 A. Die Stromtragfähigkeit leistungsstarker Superjunction MOSFETs liegt in einem Bereich bis ca. 50 A bei einer Temperatur von 25 °C. Um einen zuverlässigen Betrieb zu gewährleisten, werden vier Leistungshalbleiter⁴ in Parallelschaltung verwendet. Die Sperrspannung der MOSFETs wird zu 650 V gewählt. Aufgrund der geringen reverse-recovery-Ladung Q_{rr} sind diese toleranter gegenüber harten Einschaltvorgängen. Quellen wie [112] helfen bei der Auslegung.

Die Modularität wird über identische Halbbrückenplatinen, sowie aufsteckbare Treiberplatinen erreicht. Eine Leistungsskalierung ist beispielsweise durch den Betrieb einzelner Halbbrücken möglich. Abbildung 6.4 zeigt das Halbbrückenmodul, sowie die betriebsfertige Vollbrücke inkl. Kühlsystem und Hilfsspannungsversorgung.

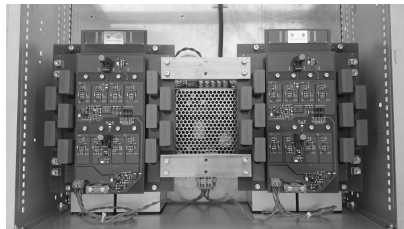
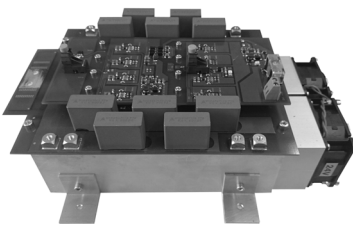


Abbildung 6.4: Links: Halbbrückenmodul. Rechts: Vollbrücke mit Zwischenkreiskondensatoren. Beide inkl. Kühlsystem LAF 7-200 und aufgesteckter Treiberplatine.

⁴ Fairchild FCH077N65F

Bereits beim Layout der in Abbildung 6.5 dargestellten Halbbrückenplatine wurde auf folgende Aspekte geachtet, um die parasitären Effekte gering zu halten:

- Gleichmäßige Strombelastung und damit gleichmäßige Temperaturverteilung durch symmetrische Leiterführung.
- Niederinduktive Anbindung des Zwischenkreises.

Die Halbbrückenplatine dient als Träger für die MOSFETs und muss folglich den gesamten Laststrom führen. Aus diesem Grund wird eine Kupferschichtdicke von 75 μm verwendet.

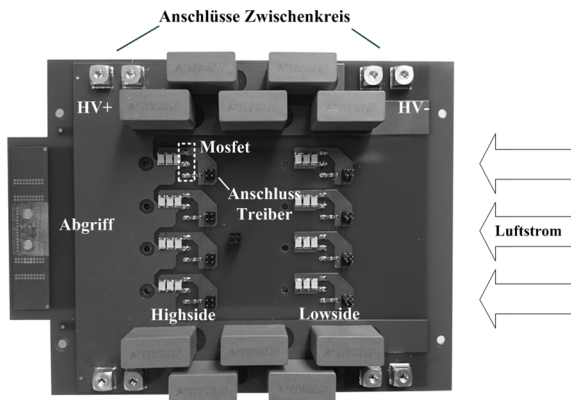


Abbildung 6.5: Entworfene Halbbrückenplatine mit Anschlüssen für die parallel geschalteten MOSFETs und lokalem Zwischenkreis.

Eine gleichmäßige Temperaturverteilung lässt sich unter Beachtung des Wärmeflusses durch die Anordnung der Halbleiter realisieren. Die MOSFET-Gehäuse werden durch eine Keramikscheibe isoliert auf dem Kühlkörper verschraubt. Dabei soll die Parallelschaltung für identische Bauteiltemperaturen sorgen. Mittels Schraubkontakten an den Seiten der Platine kann der Zwischenkreis angebinden werden.

6.4.3 Treiberstufe

Die Treiberstufen der Halbbrücken werden auf einer separaten Aufsteckplatine konzipiert. Dadurch lässt sich ein erhöhter Modularitätsgrad erreichen. Die Übertragung der Gatesig-

nale zu den Treiberstufen erfolgt über Lichtwellenleiter (LWL). Dies gewährleistet eine störungsfreie Übertragung sowie eine Potentialtrennung. Als Besonderheit gilt es die untereinander gekoppelten Gate-Kontakte der MOSFETs hervorzuheben. Dazu muss der Gate-Vorwiderstand aufgeteilt werden. Trotz des möglichen Ausfalls eines Treibers ist ein Betrieb weiterhin möglich. Dadurch wird einer Zerstörung der kostenintensiven Halbleiter vorgebeugt.

Die Versorgung der Treiberstufen erfolgt über ein 24 V-Schaltnetzteil, das auch die Versorgung der LWL-Empfänger sicherstellt. Das Massepotential der Highside-Treiber schwankt zwischen 0 V und U_{ZK} , da das Source-Potential der Highside-Mosfets auf dem Potential der Mittelabgriffe der Halbbrücken liegt. Die Versorgung der Highside-Treiber erfolgt deshalb durch eine Bootstrap-Schaltung. Die genaue Funktion, sowie die Anforderungen an dieses Konzept werden bspw. in [113] behandelt. Im Vergleich zur potentialfreien Stromversorgung, ist diese Schaltung mit minimalen Bauteilaufwand verbunden [113]. Für das Bootstrap-Konzept empfiehlt sich allerdings durch die Frequenzanforderung von bis zu 500 kHz der Einsatz von sehr schnell schaltenden SiC⁵-Dioden.

6.4.4 Auslegung des Zwischenkreises

Die Speisung des Zwischenkreises übernimmt ein passiver, 3-phasiger Diodengleichrichter. Dieser kann allerdings keine konstante Zwischenkreisspannung gewährleisten, sondern speist mit einer Frequenz von 300 Hz. Je nach entnommenem Ausgangsstrom und Höhe der Zwischenkreiskapazität C_{ZK} schwankt U_{ZK} . Aus diesem Grund muss zur Spannungsstabilisierung eine möglichst große Kapazität zum Einsatz kommen. Um die Spannungsschwankungen $< 10\%$ zu halten wird auf Basis von Simulationen diese letztlich zu 4 mF bestimmt. Weiterhin gilt die Vorüberlegung aus Kapitel 6.4.1, sodass eine möglichst niederinduktive Anbindung realisiert werden muss.

Zur Erfüllung beider Forderungen wird der Zwischenkreis aufgetrennt. Wie Abbildung 6.5 zeigt, werden die dort verwendeten Folienkondensatoren verwendet, um lokal die Speisenspannung zu stützen. Eine Parallelschaltung mehrerer Kondensatoren reduziert deren Serieninduktivität. Dieser Teil des Zwischenkreises stellt die hochfrequenten Stromimpulse des Wechselrichters bereit.

⁵ Siliziumkarbid

Als Energiespeicher für die 300 Hz-Speisung dient eine Kondensatorbank in einem separaten 19-Zoll-Baugruppenträger. Es ist anzunehmen, dass der Induktivitätsbelag der Kontaktierungsschienen mit den Zwischenkreiskapazitäten zwischen den Teilzwischenkreisen einen Tiefpass bildet, der den 300 Hz Zwischenkreis von den steilen Stromimpulsen des Wechselrichters abblockt.**Steuerung**

Die Steuerung der Versorgungseinheit muss folgende Funktionen erfüllen:

- Erzeugung des Pulsmusters (PWM - Pulsweitenmodulation) für einen Frequenzbereich von 40 kHz – 500 kHz,
- Überwachung kritischer Systemgrößen,
- Benutzerschnittstelle,
- Messwert- und Statusausgabe auf dem Display.

Abbildung 6.6 zeigt die entwickelte Steuerungseinheit inklusive der Benutzerschnittstelle zur Anpassung von Schaltfrequenz und Aussteuergrad über die beiden Drehpotentiometer.

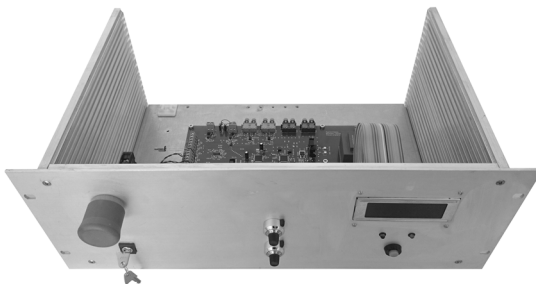


Abbildung 6.6: Steuerungseinheit mit integrierter Benutzerschnittstelle.

Die Funktionsblöcke der Einheit werden anhand Abbildung 6.7 näher erläutert. Eine zentrale Komponente bildet der Mikrocontroller Atmega 324P von Atmel, der sowohl Eingangssignale überwacht und verarbeitet, als auch für Kommunikation und PWM-Generierung verantwortlich ist.

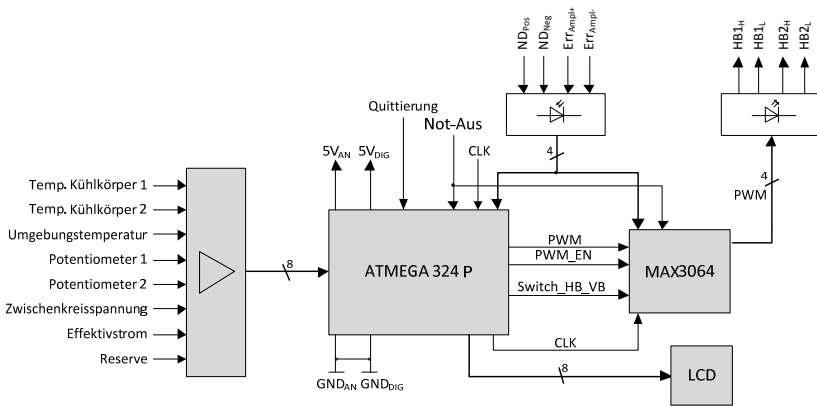


Abbildung 6.7: Prinzipschaltbild der Steuerungseinheit⁶.

Die analogen Eingangssignale zur Erfassung von Temperatur, Aussteuergrad, Schaltfrequenz und Effektivstrom werden mittels Verstärkerschaltungen aufbereitet und an den 10 Bit AD-Wandler des 324P übergeben. Zudem werden digitale Eingänge für Taster und Display verwendet. Zur Vermeidung eines Brückenkurzschlusses wird eine Totzeit generiert. Die für das Pulsmuster notwendigen Signale werden über einen Complex Programmable Logic Device (CPLD) an die LWL-Sender geführt und weiter auf die Treiberplatine. Bestandteil des Sicherheitskonzepts sind die Eingänge für die Nulldurchgangs-, sowie Amplitudenerkennung. Dies wird in den folgenden Kapiteln näher ausgeführt.

Die Spannungsversorgung erfolgt potentialgetrennt. Die Massen für Analog- und Digitalteil werden erst am Mikrocontroller zusammengeführt. Dies soll ein Übersprechen der Digitalsignale auf analoge Messwerte verhindern.

6.4.5.1 Benutzerschnittstelle

Wie bereits kurz erwähnt, besteht die Benutzerschnittstelle unter anderem aus den beiden Potentiometern zur Einstellung von Schaltfrequenz und Aussteuergrad. Beide Werte werden über das Display ausgegeben. Zudem werden dem Benutzer ausgewählte Messwerte der Kühlkörpertemperatur und dem Effektivwert des Wechselrichterausgangsstroms zur Verfü-

⁶ Vgl. [129] (betreute Abschlussarbeit)

gung gestellt. Vor Generierung des eigentlichen Pulsmusters wird durch Software der aktuelle Status beider Eingabemöglichkeiten überprüft. Sollten Aussteuergrad nicht bei null und die Schaltfrequenz nicht auf Maximum stehen, ist das Zuschalten nicht möglich. Dies gewährleistet für den Start einen induktiven Lastfall und damit einen geringen Ausgangsstrom. Eine Quittierung aktiviert das Pulsmuster.

Der Schlüsselschalter bietet eine Doppelfunktionalität. Zum einen lässt sich damit der Betriebsmodus (Vollbrücke/Halbbrücke) anpassen und zum anderen lässt sich ungewolltes Zuschalten vermeiden. Über die Software kann weitere Funktionalität programmiert werden.

6.4.5.2 Pulsmustererzeugung

Die Pulsmuster-Generierung ist Timer-gesteuert. Zur Realisierung der Schwenksteuerung, wie in [113] beschrieben, wird der Timer im CTC⁷-Modus betrieben. Die Pulsmuster-Erzeugung zur Generierung einer bestimmten Schaltfrequenz ist nach [114] eine gebrochenrationale Funktion, sodass der Einstellwert des betreffenden Registers nicht linear auf die Schaltfrequenz abgebildet wird. Da für den Timer kein Prescaler verwendet wird, entspricht die Frequenz des Timers der Systemfrequenz von 20 MHz [114]. Dies sorgt für eine nur begrenzte Frequenzauflösung von einigen hundert Hertz im Bereich um 85 kHz. Dies ist vor allem bei sehr hoher Schwingkreisgüte nachteilig, da dabei der Phasenübergang sehr steil erfolgen kann.

Die Aufgabe des Mikrocontrollers beschränkt sich rein auf die Vorgabe der Schaltfrequenz, die einzelnen Steuersignale für die Halbleiter werden mittels des CPLD erzeugt. Abhängig von den Steuerpins „PWM_EN“ (Freigabe PWM-Signale) und „SWITCH_HB_VB“ (Modi Halbbrücke/Vollbrücke), vgl. Abbildung 6.7, werden die Steuersignale für die Übertragung via LWL freigegeben.

Für eine akkurate Totzeiteinstellung der Halbbrücken, muss die Signallaufzeit zwischen Steuerung und Leistungsteil bekannt sein. Durch die Laufzeitverzögerung der Ein- (120 ns) und der Ausschaltflanke (134 ns), wird nach Datenblattangaben der MOSFETs die minimale Totzeit zu 210 ns berechnet.

6.4.6 Sicherheitskonzept

Hohe Ladeleistungen erfordern hohe Sicherheitsstandards, selbst in Laborumgebungen. Abbildung 6.8 zeigt den fertigen Umrichterschalterschrank mit Leistungsteil, Steuerungseinheit

⁷ Clear Timer on Compare Match

mit Benutzerschnittstelle und Peripherie. Für den sicheren Betrieb werden verschiedene Konzepte implementiert. Die Sicherheitseinrichtungen auf Basis der Messtechnik werden in Kapitel 6.5 untersucht.

Der Netzanschluss erfolgt über einen 63 A CEE⁸-Stecker. Die Einspeisung wird in den Laborsäulen mit 80 A Leitungsschutzschaltern abgesichert, dennoch folgen vor dem Hauptschalter weitere 160 A SITOR Halbleitersicherungen. Der Notaus-Schalter am Frontpanel der Benutzerschnittstelle, sowie ein externer Notaus-Kreis direkt am Bedienplatz müssen angeschlossen und arretiert werden.

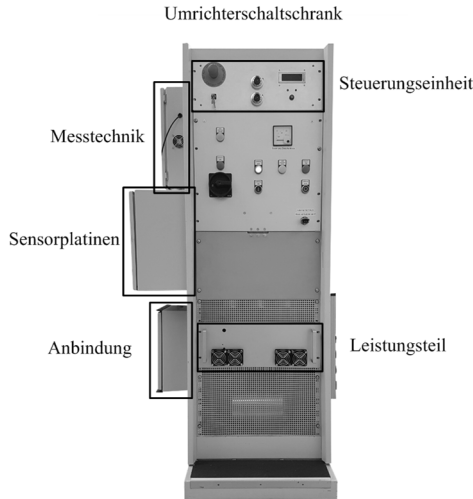


Abbildung 6.8: Der Umrichterschrank als Teil des Gesamtversuchsstands.

Bei einer wie in Kapitel 6.4.4 beschriebenen Auslegung der Zwischenkreiskapazität von 4 mF, wird die dort maximal gespeicherte Energie bei 560 V Nennspannung zu 627,2 Joule berechnet. Anhand der Information aus dem Datenblatt der Halbleiter, reicht die im lokalen Zwischenkreis (100 μ F) gespeicherte Energie bereits aus, um die Halbleiter im Fall eines Kurzschlusses am Umrichterausgang zu zerstören. Es ist daher ausreichend, dass die im

⁸ Commission on the Rules of the Approval of the Electrical Equipment

Zwischenkreis verwendete 100 A SITOR DC-Sicherung als Überstromschutz der Leiterbahnen dimensioniert wird. Der Gesamtschaltplan des Umrichterschaltzchranks findet sich in Anhang B.

6.5 Messtechnik

6.5.1 Allgemeine Vorüberlegungen

Eine präzise Messung von Signalen im kHz-Bereich bedarf oftmals der Entwicklung spezialisierter Lösungen und Konzepte. Deren exakte Erfassung und Verarbeitung ist gewöhnlich immer mit sicherheitskritischen Einrichtungen und deren Schaltzentralen verbunden und trägt entscheidend zur Eigensicherheit der gesamten Versuchsanlage bei. Dabei kommt der Bauteilwahl eine besondere Bedeutung zu. Diese müssen sich sowohl durch eine hohe Flankensteilheit und Präzision, als auch durch eine große Bandbreite auszeichnen. Die Signalerfassung der Messeinrichtung wird, wie in Abbildung 6.9 dargestellt, in drei Hauptkomponenten untergliedert.

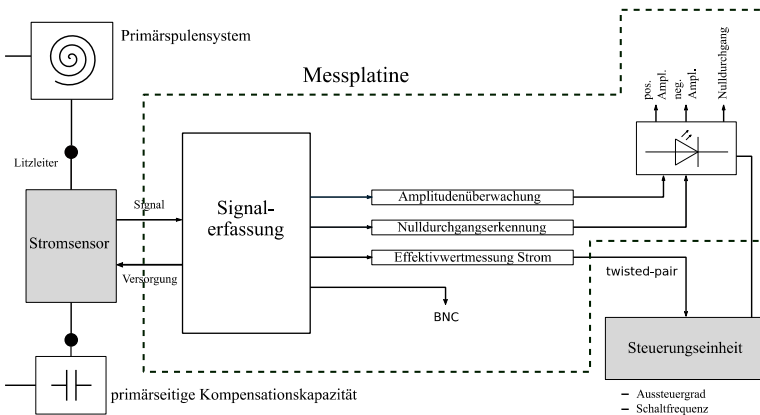


Abbildung 6.9: Prinzipschaltbild des Messsystems.

Die Erläuterung zum gesamten Messsystem, bestehend aus Messplatine und Stromsensor erfolgen in den anschließenden Kapiteln. Die Messungen und Simulationen der zugehörigen Signalverläufe erfolgen bei der maximal anzunehmenden Frequenz von 500 kHz.

6.5.2 Stromsensor

Grundlage für die Messungen bildet ein auf dem magnetoresistiven Effekt [115] basierender Stromsensor der Firma Sensitec⁹. Diese bieten neben der galvanischen Trennung und einer hohen Bandbreite eine kostengünstige Möglichkeit der Erfassung von Gleich- und Wechselströmen. Dabei wird die Widerstandsänderung polykristalliner ferromagnetischer Streifen detektiert, die von einem definiert geformten Magnetfeld durchdrungen werden. Die Genauigkeit dieser Produktfamilie wird prozentual auf den Nennmessbereich bezogen. Aus diesem Grund müssen, um eine möglichst präzise Messung garantieren zu können, verschiedene Messbereiche definiert werden. Abbildung 6.10 zeigt die entwickelte Sensorplatine, die für alle Nennbereiche (15 A, 50 A und 100 A) identisch ausgeführt wird.



Abbildung 6.10: Sensorplatine – CMS3000 Produktfamilie.

⁹ CMS3000er-Serie

Bei Bedarf ist die Implementierung einfacher Filterstufen möglich, um den gemessenen Strom linear auf die Auswertespannung abzubilden.

Während der Inbetriebnahme und ersten Messreihen hat sich allerdings gezeigt, dass sich der Sensor nicht allgemein gültig für einen breiten Frequenzmessbereich mit konstanter, nach Datenblatt angegebener Genauigkeit, anwenden lässt. Eine Änderung der Betriebsfrequenz über einen Bereich von einigen zehn kHz, erfordert eine Filterneuauslegung. Weiterhin muss nach Aussage des Herstellers, bei nicht adäquat vorgenommenem Platinenlayout, mit erhöhter Messungsgenauigkeit gerechnet werden. Das Layout orientiert sich an dem von Sensitec zur Verfügung gestellten Evaluation Board nach [116]. Die Auslegung der Filter erfolgt zunächst nach Datenblattvorgaben und wird in Absprache mit dem Hersteller bei einer Nennmessfrequenz von 85 kHz abgeglichen. Die stellt die notwendige Genauigkeit sicher.

6.5.3 Amplitudenüberwachung

Auf Basis des untersuchten Systemverhaltens nach Kapitel 6.3.1, erfolgt die Auslegung der Amplitudenüberwachung auf $\hat{I}_{\text{Prim,max}} = 123 \text{ A}$. Ein Schwellwertvergleich der Amplitude sorgt im Fall einer Überschreitung des zulässigen Wechselrichterausgangsstroms für das sofortige Abschalten des Leistungsteils. Das dafür verwendete Konzept orientiert sich an [117] und wurde durch Simulationen [10] und anschließende Messungen verifiziert. Abbildung 6.11 illustriert das Konzept.

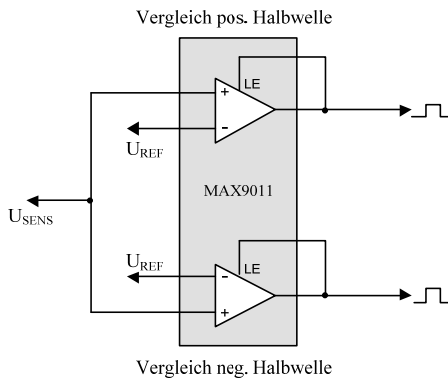


Abbildung 6.11: Konzept der Amplitudenüberwachung [117].

Die beiden Komparatoren¹⁰ mit extrem geringer Laufzeitverzögerung vergleichen das Sensorsignal mit einem Referenzwert U_{Ref} . Dieser Wert wird von Spannungsteilern erzeugt und repräsentiert dabei die Maximalstromamplitude. Ein entscheidender Vorteil bei der Verwendung dieser Komparatoren ist der sogenannte Latch Enable-Eingang (LE). Überschreitet die Amplitude des Sensorsignals den Schwellwert, wird der Ausgang des Komparators zu High gesetzt und unabhängig von weiteren Änderungen am Eingang gespeichert. Da der Komparator nur unipolar versorgt werden kann, müssen diesem für die Detektion beider Halbwellen jeweils ein Einweggleichrichter¹¹ vorgeschaltet werden. Dieser ist in Abbildung 6.11 jedoch nicht dargestellt. Abbildung 6.12 zeigt beispielhaft die Simulation bei Überschreitung des Amplitudenwerts bei einer Frequenz von 500 kHz. Die negative Halbwellen ist nach oben geklappt. Bei Überschreitung springt das Ausgangssignal des Komparators auf die Versorgungsspannung. Der LE-Eingang ist simulativ nicht implementiert, eine messtechnische Verifikation bestätigt allerdings dessen Funktionalität. Um die Bauteile außerhalb des Aussteuerbereichs zu betreiben, wird auf eine Verstärkung verzichtet.

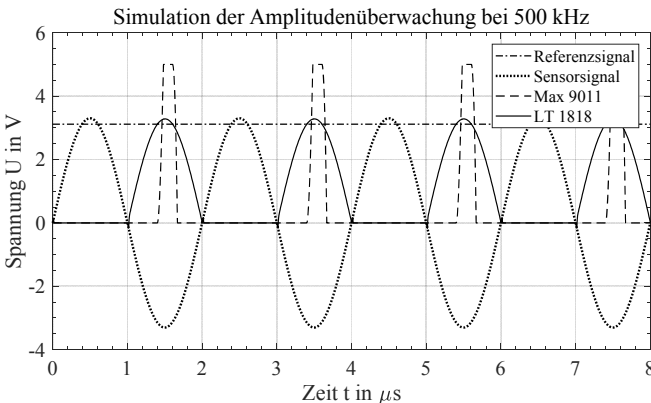


Abbildung 6.12: Simulation der Amplitudenüberwachung bei 500 kHz.

Die Übertragung des Fehlersignals erfolgt wiederum über LWL und die Steuerungsplatine schaltet die Versorgungseinheit bei Bedarf ab.

¹⁰ MAX9011 von Maxim Integrated

¹¹ LT1818 von Linear Technology

6.5.4 Stromnulldurchgangserkennung

Durch die Erfassung der Stromnulldurchgänge lässt sich bei Bedarf eine PLL implementieren, der ein Ausschalten im Spannungsnulldurchgang (Zero Voltage Switching - ZVS) sicherstellen soll. Dies wird bspw. in [118] diskutiert. Dafür ist allerdings die genaue Kenntnis über die Signallaufzeiten innerhalb des Schaltungsteils notwendig.

Das Konzept zur Nulldurchgangserkennung besteht im Wesentlichen aus einem invertierenden Verstärker¹² mit antiparallelen Schutzdioden und einem Komparator¹³, wie in Abbildung 6.13 illustriert.

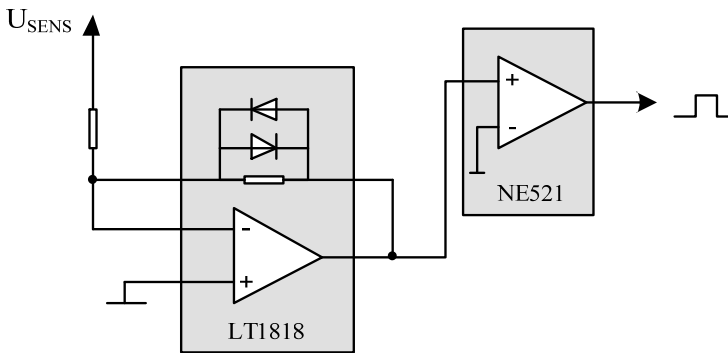


Abbildung 6.13: Konzept der Nulldurchgangserkennung.

Das Sensorsignal wird invertiert und im Rückkopplungspfad in beiden Halbwellen auf die Durchlassspannung der Dioden von 0,7 V begrenzt. Dabei hat sich eine Verstärkung von vier bewährt, um eine ausreichende Flankensteilheit zu generieren. Es entsteht ein leicht abgerundetes Rechtecksignal, welches auf den Komparator geführt wird. Der NE521 zeichnet sich vor allem durch eine sehr schnelle Schaltgeschwindigkeit aus. Dieser sorgt im Anschluss für ein scharfes Rechtecksignal zwischen 0 V und 5 V, das letztlich via LWL an die Steuerungsplatine übertragen wird. Die Messung des Signalverlaufs der wesentlichen Komponenten ist in Abbildung 6.14 dargestellt.

¹² LT1818 von Linear Technology

¹³ NE521 von ON Semiconductor

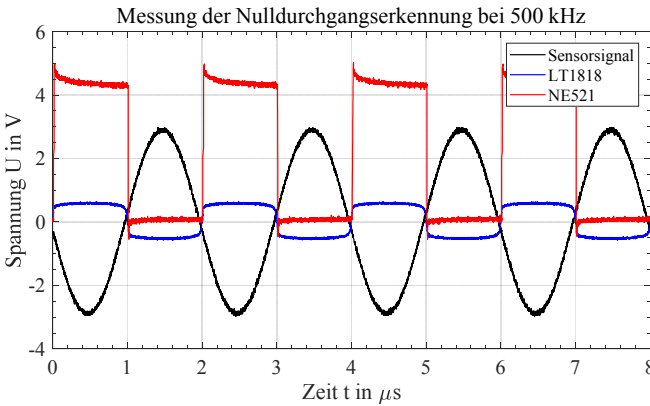


Abbildung 6.14: Messung des Signalverlaufs der wesentlichen Komponenten der Nulldurchgangserkennung bei 500 kHz.

6.5.5 Effektivwertmessung

Neben der Überwachung von Amplitude und Nulldurchgang wird mittels einer 4-20 mA Stromschleife eine Effektivwertmessung des Wechselrichter Ausgangsstroms realisiert. Dieses bewährte Konzept ermöglicht eine störresistente Signalübertragung. In Abbildung 6.15 ist das Konzept der Effektivwertmessung dargestellt.

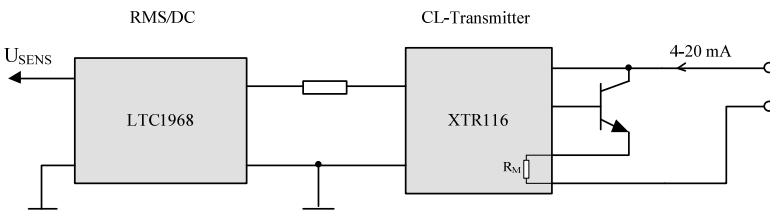


Abbildung 6.15: Konzept der Effektivwertmessung – 4-20 mA Stromschleife.

Die Auslegung der Stromschleife erfolgt derart, dass nach der Übertragung durch ein geschirmtes zweiadriges Twisted-Pair Kabel der 10 Bit AD-Wandler des Mikrokontrollers auf der Steuerungsplatine innerhalb dessen Nennarbeitsbereich bis 2,5 V betrieben werden kann. Berücksichtigt wird ein Nennstrom bis $I_{Prim,eff,max} = 87 \text{ A}$.

Über den RMS-to-DC Konverter¹⁴ wird eine dem Effektivwert des Sensorsignals entsprechende Spannung erzeugt. Diese wird über einen hochpräzisen und temperaturstabilen Widerstand in den Eingangsstrom des eigentlichen Stromschleifen-ICs¹⁵ übersetzt. Unter Einbeziehung der im Datenblatt enthaltenen internen Verstärkung, des 4 mA Offsets und dem internen Widerstand kann die Stromschleife ausgelegt werden. Der Offset dient dabei einer Fehlererkennung durch Kabelbruch o.ä. Die vorgenommene Auslegung zeigt bei ersten Testmessung eine hinreichende Genauigkeit $< 1 \%$.

Der gemessene Effektivwert wird über die Benutzerschnittstelle am Display ausgegeben. Für Messungen der primär- und sekundärseitig fließenden Ströme in der Versuchsanlage werden Stromwandler der Firma Pearson Electronics¹⁶ eingesetzt.

6.6 Raumportal / Positioniereinheit

Raumportale sind elementare Bauteile im Maschinenbau und der Automatisierungstechnik. Als modernes Beispiel kann der 3D-Drucker genannt werden. Die beweglichen Achsen werden durch Lineareinheiten realisiert. Bei größeren Lasten kommen die sogenannten Spindelantriebe wie [119] zum Einsatz. In der Robotik und bei kleineren Geräten finden gewöhnlich Schrittmotoren Verwendung. Diese können bspw. über Mikrocontroller angesprochen und betrieben werden. Das Raumportal sowie die zugehörigen Komponenten und ein Teil der Abbildungen wurden im Rahmen der Abschlussarbeit zum Aufbau der Positioniereinheit entworfen und entwickelt¹⁷.

6.6.1 Platzbedarf bewegter Spulen

Prinzipiell sind mehrere Aufbauvarianten möglich. Um die gegenseitige Einflussnahme der Spulensysteme zu untersuchen, ist es ausreichend nur eine der beiden zu bewegen. Zudem befindet sich im späteren Einsatz das Fahrzeug selbst über dem Primärspulensystem. Um unterschiedliche Geometrien untersuchen zu können, sollte die Spulenaufnahme möglichst variabel gestaltet werden. Für die Aufnahmen werden Spulengrößen bis zu

¹⁴ LTC1968 von Linear Technology

¹⁵ XTR116 von Texas Instruments

¹⁶ Model 310

¹⁷ Vgl. [136] (betreute Abschlussarbeit)

600 mm x 600 mm x 60 mm vorgesehen. Zusätzliche Gewichtserhöhung durch das Einbringen von Ferriten und einer Abschirmung aus Aluminium werden abgeschätzt und mit einem maximalen Gesamtgewicht des fahrzeugseitigen Spulensystems von bis zu 40 kg berücksichtigt.

Der Verfahrbereich wird auf ± 75 mm in x- und ± 150 mm y-Richtung festgesetzt, vgl. Kapitel 3.3.2. Die Planung des Aufbaus ergibt eine maximale Verschiebung des Mittelpunktes der fahrzeugseitigen Spule zu 300 mm x 300 mm und damit einen maximalen Verfahrbereich von 600 mm x 600 mm. Abstandsänderungen in der Vertikalen sind durch die unterschiedlichen z-Klassen [12, 13] vorgegeben. Diese finden in dem zur Verfügung stehenden Hub von 320 mm Berücksichtigung.

6.6.2 Raumportal – Planung des mechanischen Aufbaus

Als besonderes Kriterium bei der Planung des Aufbaus zeigt sich die Aufnahme eines mindestens 50 kg schweren Werkstücks (Spulensystem inkl. Spulenträger), das an der z-Achse befestigt wird. Eine Recherche einer möglichen Systemlösung ergibt unter Beachtung von Kosten den Designvorschlag „3-Achs-Handling“ der Firma ITEM.

6.6.2.1 Statische Belastungen

Kritisch für die Auswahl passender Teile ist in erster Linie die benötigte Belastbarkeit des Aufbaus. Diese sollen auf Basis der Spule grob abgeschätzt werden. Wird beispielsweise der Schlitten der y-Achse bis zum äußeren Rand gefahren, ist aufgrund der Tatsache, dass die x-Achse aus zwei Lineareinheiten besteht, nicht mehr von einer symmetrischen Lastaufteilung auszugehen. Das Eigengewicht der y-Achse sollte sich jedoch gleichmäßig auf beide Lineareinheiten der x-Achse aufteilen. Für die z-Achse kommt ein Spindelantrieb zum Einsatz. Die statischen Belastungen werden mithilfe der Tabelle 9 zusammengefasst.

Tabelle 9: *Angenommene statische Belastungen der einzelnen Achsen*

<i>Achsen</i>	<i>Wichtige Elemente</i>	<i>Erwartete Last</i>
Z	Spule, Spulenträger, Lineareinheit der Z-Achse, evtl. Motor der Z-Achse	60 kg
Y	(alle vorherigen) + Schlitten der Y-Achse	70 kg
X (jeweils)	(alle vorherigen) + halbe Lineareinheit Y-Achse, Motor Y-Achse	80 kg

6.6.2.2 Designvorschlag und -entwurf

Eine Lineareinheit der x- und y-Achse besteht aus mehreren Elementen:

- Einem Aluminium-Konstruktionsprofil, Querschnitt 80 mm x 80 mm,
- Einer Lagereinheit,
- Einem Schlitten, der über einen Zahnriemen angetrieben wird.

Zusätzlich sind die beiden parallel geführten x-Achsen über eine Synchronisierungswelle direkt miteinander gekoppelt, um auf beiden Seiten eine exakt synchrone Bewegung zu ermöglichen. Die Lineareinheiten sind nach [120] bei einer Kräfteinwirkung in z-Richtung bis 1000 N statisch belastbar.

Zur Realisierung von Abstandsänderung in der z-Achse wird ein Spindeltrieb¹⁸ mit geringer Steigung (5 mm pro Umdrehung) verwendet. Dieser selbsthemmende Antrieb eignet sich für hohe axiale Schubkräfte und eine hohe Genauigkeitsanforderung [121]. Dabei muss der Motor nicht dauerhaft gegen die Last der Spule und des Spulenträgers arbeiten. Die maximale Belastung der einzelnen Achsen darf nicht zu knapp ausgelegt werden. Die Belastbarkeit gibt der Hersteller nur indirekt über ein Diagramm an [119]. Dies zeigt die Lebenserwartung in Abhängigkeit der Drehzahl. Im Rahmen des Versuchsaufbaus wird zwar eine hohe Genauigkeit, aber nur eine geringe Verfahrgeschwindigkeit benötigt.

Abbildung 6.16 zeigt die finale Version des mechanischen Aufbaus.



Abbildung 6.16: Mechanischer Gesamtaufbau¹⁹.

¹⁸ KGT 20x5

¹⁹ Vgl. [136] (betreute Abschlussarbeit)

Die Grundfläche beträgt 140 cm x 140 cm. Zur Stabilisierung wird eine weitere Querverstrebung hinzugefügt. Für den Anschluss der Motoren ist eine Adapterwelle vorgesehen, die auf einen beliebigen Achsdurchmesser aufgebohrt werden kann. Die Kabelführung erfolgt mittels C-Schienen. Schlittenprofilen an der Rückseite des y-Achsenprofils und der Vorderseite der z-Achse.

6.6.2.3 Das tragende Gestell

Für eine optimale Passung und ausreichende Tragfähigkeit wird das Gestell aus Konstruktionsholz mit den gängigen Maßen 80 mm x 80 mm hergestellt. Das Gewicht der Aluminium-Gesamtkonstruktion wird auf 150 Kg geschätzt. Die horizontalen Balken greifen über den Standfüßen durch Aussparungen ineinander. Dies erhöht die Stabilität und vergrößert die Leimfläche. Die Vollholzkonstruktion wird geleimt, um den Einfluss auf das hochfrequente Magnetfeld so gering wie möglich zu halten. Zur Befestigung der Hochlastrollen werden gewöhnliche Holzschrauben eingesetzt. Weiterhin werden an den Füßen weitere Verstrebungen platziert, die dem Gestell bei seitlicher Krafteinwirkung Stabilität verleihen, siehe Abbildung 6.17.

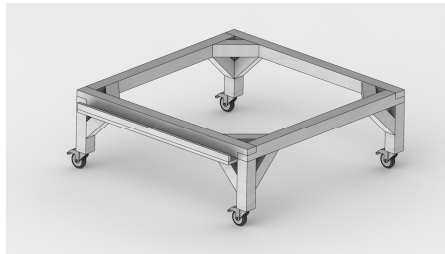


Abbildung 6.17: Das tragende Gestell als Vollholzkonstruktion mit Schwerlastrollen¹⁹.

6.6.2.4 Der Spulenträger

Der Spulenträger wird an der Spindleinheit der z-Achse befestigt und muss mehrere Anforderungen erfüllen:

- Aufnahme unterschiedlich großer sekundärseitiger Spulen
- Ausreichend hohe Stabilität
- Aufnahme der Schirmfläche

Da die Sekundärspule über eine 800 mm x 800 mm große Schirmung in Richtung des Spulenträgers verfügt, sind Metallteile oberhalb der Abschirmung hinsichtlich Erwärmung als unkritisch zu sehen.

In diesem Bereich können sich folglich die Spindeleinheit und die nötigen Befestigungsschrauben befinden. Bei einer direkt zentralen Montage der Sekundärspule unter die Spindeleinheit der z-Achse, befindet sich deren Schwerpunkt außerhalb des Auflagepunktes der Lagerung der y-Achse. Das dabei entstehende Torsionsmoment kann dazu führen, dass ein schweres Spulensystem in Neigung gerät.

Der Spulenträger wird so ausgelegt, dass sich der Schwerpunkt der Spule genau unterhalb der Welle der y-Achse befindet, auf der der Schlitten verfährt. Da sich Holz mit der Zeit unter Belastung deformiert, kommt eine Stahlplatte zwischen Spulenträger und Winkelfeststellung zum Einsatz.

Der entworfene Spulenträger nutzt vier Streben aus jeweils 40 mm starker Multiplex-Platte, die paarweise ineinandergesteckt und verleimt ein Doppelkreuz bilden, siehe Abbildung 6.18. Damit können unterschiedliche Sekundärspulengrößen befestigt werden.

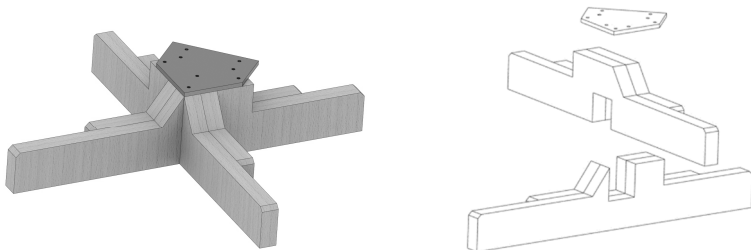


Abbildung 6.18: Der entworfene Spulenträger mit Explosionszeichnung¹⁹.

6.6.3 Wechselwirkungen mit dem Magnetfeld

Wie in 6.6.2.4 beschrieben, befinden sich die Spindeleinheit und die weiteren elektrisch leitfähigen Teile des Spulenträgers senkrecht über der schirmenden Aluminiumplatte. Der Einfluss auf den Feldverlauf ist daher direkt von der Größe der Sekundärspule und deren Abschirmung abhängig. Bei der Übertragung höherer Leistungen und großflächigeren Sekundärspulen wird der Einfluss dieser Elemente abnehmen.

Der nominelle magnetische Luftspalt zwischen beiden Spulensystemen beträgt in Nennposition 100 mm. Der Abstand der Primärspule, sowohl zu den Profilen der x-Achse, als auch zu denen der y-Achse liegt bei ca. 700 mm. Unter Einfluss des magnetischen Wechselfeldes verhalten sich die Lineareinheiten der x- und y-Achsen wie zwei große Kurzschlusswindungen. Abbildung 6.19 zeigt erste Überlegungen.

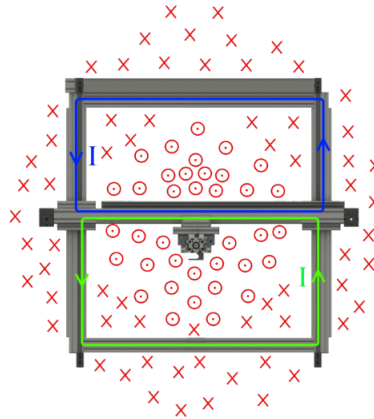


Abbildung 6.19: Positioniereinheit in der Draufsicht mit eingezeichneten Kurzschlusswindungen. Prinzipskizze mit Überlegungen des Magnetfeldverlaufs¹⁹.

Es wird eine halbe Periodendauer des magnetischen Wechselfeldes betrachtet. Das Spulensystem befindet sich stets in der Mitte des Aufbaus. Über die Dauer der beobachteten Halbwelle besitzt die Mehrzahl der magnetischen Feldlinien innerhalb des mechanischen Aufbaus einen positiven Vektor in Z-Richtung. Das bedeutet, dass bei einem simulierten Ladevorgang ein gewisser Strom durch die Profile und Wellen der x- und y-Achsen induziert wird. Die Aluminiumprofile sind allerdings aufgrund ihres großen Querschnitts sehr niederohmig. Den höchsten Widerstand in dieser Anordnung stellen die Verbindungen der Lagereinheiten der x-Achse mit Wellen der x-Achse dar. Es bildet sich ein Magnetfeld in Gegenrichtung, das sich dem erzeugenden Feld überlagert.

Die Bestandteile der Positioniereinheit werden als CAD-Datei in Ansys EM importiert. Eine repräsentative Simulation zum Einfluss auf den magnetischen Feldverlauf in Nominalposition und bei maximalem Versatz zeigt, dass durch die Positioniereinheit bei Nennübertragungsleistung kein nennenswerter Einfluss zu erwarten ist. Die Abschirmung sorgt bereits

für ein radial nach außen deformiertes Magnetfeld. Sollte es unerwartet zu einer Wärmeentwicklung kommen, wird diese direkt über die massiven Aluminiumprofile des Aufbaus abgeleitet.

6.6.4 Planung und Aufbau der Elektronik

Pro Umdrehung beträgt der Vorschub der x- und y-Achse jeweils 150 mm. Die geforderte Verfahrbareit von 600 mm wird mit vier Umdrehungen erreicht. In der z-Achse entsprechen 40 Umdrehungen einem Hub von 200 mm. Die Motoren müssen damit sehr langsam verfahren werden. Es bietet sich daher an, Getriebemotoren einzusetzen, bei denen sich die Antriebsachse sehr langsam dreht.

6.6.4.1 Das Antriebskonzept

Grundlegende Anforderungen bilden eine möglichst genaue Positionierung mit einer Toleranz von ± 1 mm, sowie die Möglichkeit einer aktuellen Positionserfassung. Dadurch ergeben sich verschiedene Konzepte, bei denen nur das ausgewählte Konzept näher spezifiziert wird.

Eine simple Möglichkeit bietet der Einsatz von Schrittmotoren. Diese lassen sich mittels Mikrocontrollern ansteuern. Aufgrund hoher Produktionszahlen sind diese im Vergleich zu DC- oder Servomotoren sowohl eine kostengünstige als auch funktionale Lösung. Die Positionsbestimmung erfolgt durch das Zählen der Schritte. Ein Neustart macht jedoch eine Rekalibrierung notwendig, die mittels Software einfach vorgenommen werden kann. Im Zusammenhang mit derzeit verbreiteten Do it yourself (Diy) Entwicklungen, wird explizit das Open Source Projekt „Grbl“ [122] analysiert. Dabei handelt es sich um Software für den verbreiteten Mikrocontroller „Arduino Uno“. Die Treiberplatine „grblShield“ erweitert das aktuelle Konzept. Über separate Motortreiber lassen sich die einzelnen Achsen bis zu einer maximalen Spannung von 30 V und einem maximalen Strom von 2,5 A ansteuern. Die Software erlaubt die Verwendung von Beschleunigungs- und Abbremskurven, die Ausgabe der Position in Echtzeit und einer automatisierten Funktion zur Kalibrierung. Die Ansteuerung erfolgt über einen per USB verbundenen PC.

6.6.4.2 Antriebsmomente und Motorauslegung

Die Berechnung der notwendigen Antriebsmomente ist ein bedeutendes Kriterium bei der Auswahl der Antriebsmotoren und Getriebe. Unter Annahme einer worst case Betrachtung, werden die Momente für die jeweiligen Achsen bestimmt. Die verwendeten Werte für die

Beschleunigungen und Verfahrgeschwindigkeit werden sehr niedrig angesetzt. Durch die hohe bewegte Masse ist seitliches Verschieben aufgrund von Trägheitseffekten beim abrupten Stillstand zu vermeiden.

6.6.4.3 Ansteuerung

Bei Schrittmotoren bewegt sich die Achse des Motors sprunghaft um einen kleinen „Schritt“ weiter. Der Stromverlauf an den Eingängen des Motors ist nicht sinusförmig, sondern als Rechteck ausgeführt. Entsprechend sind flüssige Bewegungen nur sehr schwierig auszuführen. Das sogenannte „Microstepping“ bietet aber eine Möglichkeit, um diesem Effekt entgegenzuwirken. Dabei werden die Ströme der beiden Wicklungen in mehreren Stufen ineinander umgeschaltet. Dies erhöht die erzielbare Auflösung [123]. Sämtliche Ansteuerungskomponenten werden in einer seitlich angebrachten Aluminium-Box untergebracht und sind über geschirmte Kabel mit den jeweiligen Schrittmotoren einer jeden Antriebsachse verbunden. Alle Achsen verfügen sowohl in positiver, als auch negativer Verfahrrichtung über Endschalter, damit das Sekundärspulensystem nicht über das erlaubte Maximum verfahren werden kann.

6.6.5 Aufbau der Mechanik

Verkabelung / Getriebeispiel / Präzision

Die Verkabelung der Motoren und Endschalter erfolgt in den dafür angefertigten Kabelrinnen des Holzgestells. Nach Montage des Spulenkreuzes, wird das Sekundärspulensystem mittels GFK-Schrauben am Träger montiert und waagrecht ausgerichtet.

Bei den anschließenden Messungen wurde festgestellt, dass das Getriebeispiel größer ist, als vom Hersteller angegeben. Wird der Schlitten einer Achse in einer Richtung verfahren, lässt sich eine Abweichung von der realen Position ermitteln. Dies kann mittels Modifikation der Software gelöst werden.

Schließlich wurde der Aufbau hinsichtlich Verfahrengenauigkeit überprüft. Dazu wurde dieser oberhalb des Spulenträgers mit einem 50 kg schweren Block aus massivem Stahl belastet. Dies soll die Durchbiegung und eine mögliche Neigung des Aufbaus simulieren. Der Schwerpunkt des Gewichts befindet sich direkt über dem Mittelpunkt des großen Spulenkreuzes. Das Verhalten der gummierten Rollen, des Spulenträgers sowie des Unterbaus aus Konstruktionsholz können nicht näher spezifiziert werden. Die gemessene Durchbiegung

des Trägers bewegt sich unterhalb von $0,5^\circ$. Die Verfahrengenauigkeit wird zu $< 0,5$ mm bestimmt.

Aufgrund der softwareseitigen Modifikation des Getriebebaus und auf Basis der Messdaten, kann die Positioniergenauigkeit in allen drei Achsen mit maximal 0,5 mm angegeben werden. Damit wird die geforderte Unsicherheit von 1 mm erreicht.

Abbildung 6.20 zeigt den finalen Aufbau der Positioniereinheit inklusive dem montierten Sekundärspulensystem.



Abbildung 6.20: Finaler Aufbau der Positioniereinheit inkl. montiertem Sekundärspulensystem.

7 Experimentelle Validierung

7.1 Pulstest

Die Schaltfrequenz des Umrichters hat entscheidenden Einfluss auf die Übertragungseigenschaften des Systems. Das Wissen über den Resonanzpunkt ist für eine effiziente Übertragung unumgänglich. Eine Anpassung der Schaltfrequenz ist eine wirksame Möglichkeit, eine effiziente Übertragung sicherzustellen. Auf Basis der Ausführungen in Kapitel 4.4, kann eine Bestimmung der aktuellen Resonanzfrequenz des Gesamtsystems nur indirekt erfolgen.

Über die Pulse wird ein definierter System-Energieeintrag erzeugt, der nach Abschalten der Versorgungseinheit ein Ausschwingen mit der Resonanzfrequenz forcieren soll. Nach einer Systemanregung mit Spannungsimpulsen bestimmter Zeitdauer, Amplitude und Frequenz, beruht die Idee des Pulstests letztlich auf der Messung der Ausschwingfrequenz, vgl. Abbildung 7.1.

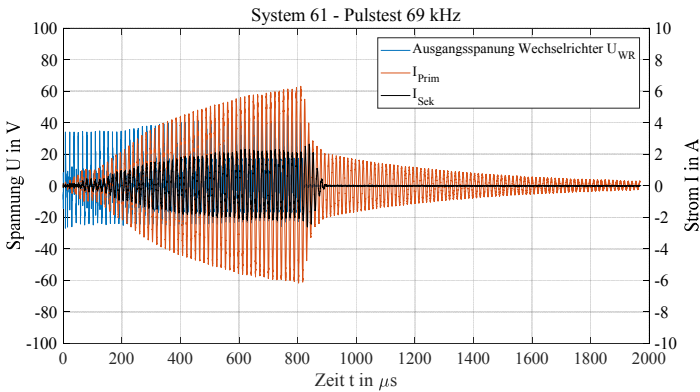


Abbildung 7.1: Übersicht Pulstest.

Die Pulse werden unter Einbezug vorhandener Hardware generiert, der Aussteuergrad wird dabei periodisch erhöht. Die dem Stromsensor nachgeschaltete Nulldurchgangserkennung,

vgl. Kapitel 6.5.4, erzeugt scharfe Rechteckimpulse. Im Anschluss werden die Flankenwechsel des Signals über den Mikrocontroller detektiert und die Ausschwingfrequenz während eines definierten Erfassungszeitraums berechnet. Der entwickelte Pulstest soll zeigen, inwieweit und unter welchen Randbedingungen eine Messung des Resonanzpunktes möglich ist. Die ersten Versuche erfolgen anhand einfacher LC-Reihenschwingkreise, bevor im darauffolgenden Kapitel das Gesamtsystem näher betrachtet werden soll.

7.1.1 LC-Reihenschwingkreis

Zunächst muss eine Definition der Verfahrensparameter erfolgen, die sich wie folgt zusammensetzen:

- Signalfrequenz der Pulse: 50 kHz – 200 kHz
- Zwischenkreisspannung: 20 V – 50 V
- Signallänge der Pulse: 100 μ s – 400 μ s

Die Versuche sollen die prinzipielle Durchführbarkeit dieses Verfahrens bestätigen. Für die ersten Testreihen wird eine Luftspule gewickelt. Mit der Verwendung von SMD-Kondensatoren ermittelt ein Netzwerkanalysator die Resonanzfrequenz zu $f_{NA,1} = 69,4$ kHz. Mögliche Dämpfungseffekte durch Kontaktierungswiderstände und Verluste im Kupferdraht werden vorerst nicht berücksichtigt.

Die Tests erfolgen mit einer Signalfrequenz von 200 kHz, einer Zwischenkreisspannung von 30 V und einer Signallänge von 120 μ s. Bei einem überresonanten Betrieb zeigt sich das System, aufgrund einer deutlich erhöhten Impedanz und dem nahezu rein induktiven Verhalten nur sehr begrenzt nachschwingungsfähig. Ein erhöhter Energieeintrag durch eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung oder der Signallänge erzielt nur marginale Verbesserungen. Trotz der Ausführungen in Kapitel 6.3.2 wird eine Anpassung der Signalfrequenz vorgenommen. Weitere Messungen werden mit folgenden Parametern durchgeführt:

- Signalfrequenz der Pulse: 50 kHz
- Zwischenkreisspannung: 30 V
- Signallänge der Pulse: 400 μ s

Um die verschiedenen Frequenzanteile anregen zu können, liegt die Signalfrequenz der Pulse unterhalb der zu erwartenden Resonanzfrequenz. Für weitere Untersuchungen des Schwingkreises werden, Komponenten aus dem Versuchsstand verwendet.

Der Netzwerkanalysator bestimmt die Resonanzfrequenz eines beispielhaften Aufbaus zu $f_{NA,2} = 79 \text{ kHz}$. Über die Anzahl und Verschaltung der Kondensatoren lassen sich verschiedene Resonanzfrequenzen realisieren. Eine erste Auswertung zeigt vielversprechende Ergebnisse. Abbildung 7.2 illustriert das sich deutlich ändernde Schwingverhalten des Kreises nach Abschalten des Umrichters. Diese Frequenz wird durch ein Oszilloskop zu $78,68 \text{ kHz}$ bestimmt. Damit ergibt sich eine Abweichung kleiner $0,5 \%$ im Vergleich zu $f_{NA,2}$.

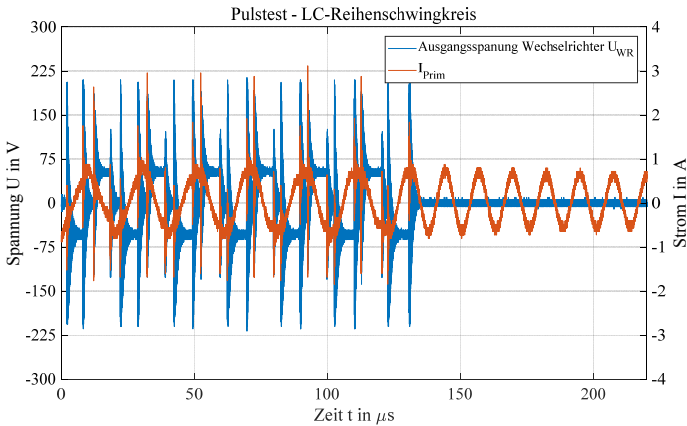


Abbildung 7.2: Pulstest, 50 kHz , 50 V Zwischenkreisspannung, LC-Reihenschwingkreis mit einer Resonanzfrequenz von 79 kHz .

Der unterresonante Betrieb und damit das rein kapazitive Verhalten des Kreises, hat negative Auswirkungen auf die Leistungshalbleiter. Durch das harte Schalten im Strommaximum, entstehen im Schaltzeitpunkt Überspannungen bis zum Vierfachen der Zwischenkreisspannung. Aufgrund der extremen Flankensteilheit und großen Amplitude, wird diese in Folge auf $U_{ZK,max} = 50 \text{ V}$ begrenzt. Diese liegt damit deutlich unterhalb der Nominalspannung von 560 V . Schutzmaßnahmen, wie der Einsatz eines RC-Snubbers sind abzuwägen. Für eine gezielte Anregung des Aufbaus muss die Frequenz des Pulstests unterhalb der erwarteten Resonanzfrequenz liegen.

7.1.2 Gesamtsystem

Nach Durchführung der ersten Testreihen, können Funktionalität der Hardware und die grundsätzliche Methodik des Pulstests verifiziert werden. Dieses Teilkapitel befasst sich mit den Möglichkeiten zur Übertragbarkeit auf ein induktives Gesamtladesystem, wie es als ESB im Grundlagenkapitel 2 beschrieben wird.

Erhöhung des Systemenergieeintrags

Die Signallänge der Pulse wird auf $800\ \mu\text{s}$ angehoben. Mit dem Lastwiderstand wird eine weitere Variable eingeführt. Die Untersuchungen werden mit dem System 61, bei Lastwiderständen von $0,8\ \Omega$ und $11,8\ \Omega$, durchgeführt.

Um den Energieeintrag in das System weiter anzuheben, bleibt letztlich nur eine Möglichkeit. Durch die Erhöhung der Signalfrequenz der Pulse kann die Impedanz des Gesamtkreises verringert werden, vgl. Kapitel 3.6. Von einer Erhöhung der Zwischenkreisspannung wurde aufgrund des kapazitiven Schaltverhaltens vorerst abgesehen:

- Signalfrequenz der Pulse: $69\ \text{kHz}$
- Zwischenkreisspannung: $20\ \text{V} - 50\ \text{V}$
- Signallänge der Pulse: $800\ \mu\text{s}$

Abbildung 7.3 zeigt das Schwingungsverhalten bei einem Lastwiderstand von $11,8\ \Omega$. Es wird angenommen, dass R_L die sekundärseitige Schwingkreisgüte erheblich herabsetzt und so für eine hohe Dämpfung sorgt, sodass der sekundärseitige Strom nur wenige Perioden schwingt. In Abbildung 7.4 wird zur Bestimmung der Frequenzanteile der beiden Ströme I_{Prim} und I_{Sek} , eine Fourier Transformation (FFT) über den gesamten Ausschwingbereich (nur ganzzahlige Perioden) gebildet, vgl. Abbildung 7.1.

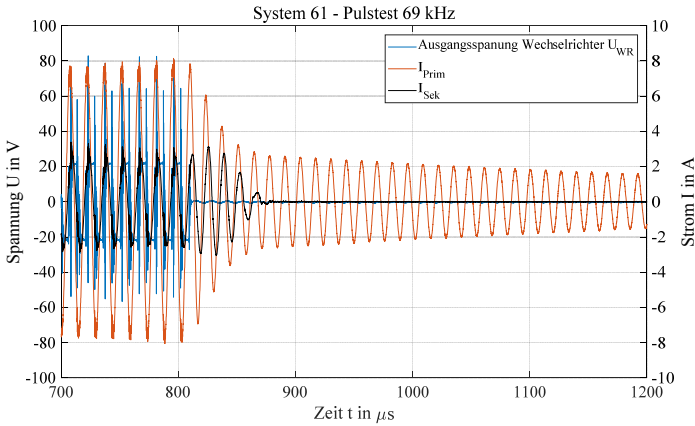


Abbildung 7.3: Pulstest, 69 kHz, 20 V Zwischenkreisspannung, System 61, 11,8 Ohm.

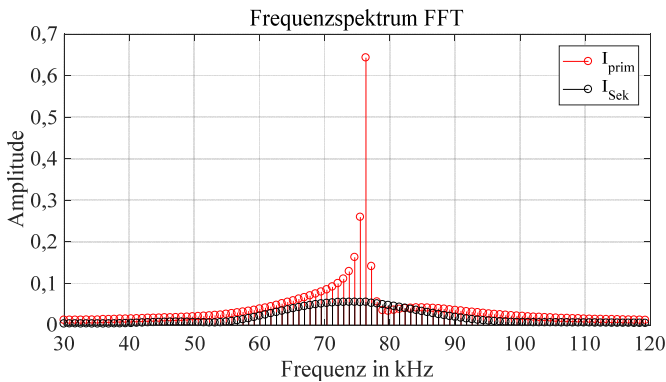


Abbildung 7.4: Frequenzspektrum - Pulstest, 69 kHz, 20 V Zwischenkreisspannung, System 61, 11,8 Ohm.

Der Leckeffekt wird in Kauf genommen, da die generelle Verwendbarkeit des Pulstests überprüft werden soll.

Dabei teilt sich das Spektrum auf benachbarte Stützstellen auf. Das Maximum von I_{Prim} wird zu 76,14 kHz ermittelt. Es ist davon auszugehen, dass die gemessene Frequenz die

Resonanzfrequenz der Primärseite charakterisiert. Der hohe Lastwiderstand sorgt für eine abnehmende Rückwirkung der Sekundärseite.

Die zusätzlichen Frequenzanteile unterhalb des Maximums sind vermutlich auf die Änderung des Schwingungsverhaltens zurückzuführen, da zwischen Anregungs- und Eigenfrequenz ein Übergangsbereich existiert. Dieser Übergang erfolgt nicht sprunghaft und führt infolge des Leckeffekts zu einer Verbreiterung des Spektrums.

Die um ca. 10 % zu niedrige Resonanzfrequenz (im Vgl. zu 85 kHz) ist mit den Kompensationseinheiten zu erklären. Während des Tests wurde primärseitig eine Kapazität von 125 nF verbaut.

Wie in dem Spektrum zu erkennen, ist die Frequenzauflösung mit ca. 800 Hz sehr gering. Diese lässt sich mit allgemein bekannten Verfahren, wie dem sogenannten „zero padding“ künstlich erhöhen. Eine erhöhte Samplingrate, sowie eine Verlängerung der Messung wird allerdings bevorzugt.

Im Folgenden soll das Schwingungsverhalten mittels einer Verringerung der Last adaptiert werden, da trotz des erhöhten Energieeintrags ein Mitschwingen des sekundärseitigen Stroms nicht beobachtet werden kann.

Verringerung der Dämpfung

Um den sekundärseitigen Resonanzkreis anzuregen, wird die Dämpfung verringert. Mit einem auf $R_L = 0,8 \Omega$ reduzierten Lastwiderstand, zeigt Abbildung 7.5 eine deutlich erhöhte Anzahl an Perioden auf der Sekundärseite. Dies hat allerdings auch ein reduziertes Ausschwingverhalten des primärseitigen Stroms I_{Prim} zur Folge.

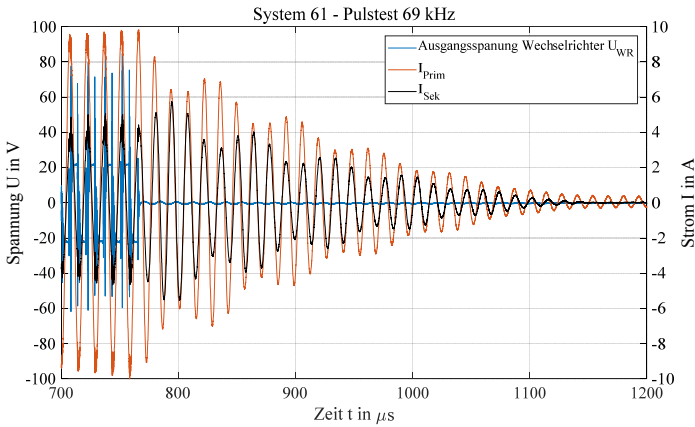


Abbildung 7.5: Pulstest, 69 kHz, 20 V Zwischenkreisspannung, System 61, 0,8 Ohm.

Wie in Kapitel 4.4.6 erwähnt, zeigt das Frequenzspektrum einen Arbeitspunkt unterhalb der Bifurkationsgrenze.

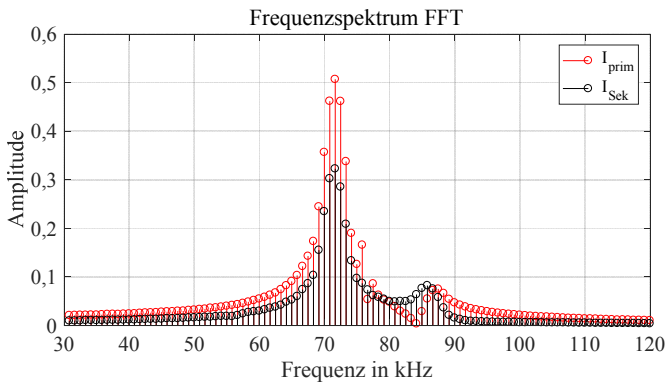


Abbildung 7.6: Frequenzspektrum - Pulstest, 69 kHz, 20 V Zwischenkreisspannung, System 61, 0,8 Ohm.

Die beiden Maxima liegen bei 71,67 kHz und 86,63 kHz und bilden vermutlich die verschobenen Resonanzstellen ab. Es wird angenommen, wie in Abbildung 4.21 illustriert, dass der

eigentliche Resonanzpunkt (76,12 kHz) durch die stark unterschiedlichen Eingangsimpedanzen nicht mehr direkt im Spektrum sichtbar ist.

7.1.3 Bewertung

Die Bestimmung der Resonanzfrequenz eines LC-Reihenschwingkreis liefert vielversprechende Ergebnisse, da dabei die Dämpfung generell eine nur untergeordnete Rolle spielt. Hier lassen sich über das Ausschwingverhalten bspw. der Serienwiderstand oder bei bekannter Kapazität, die Induktivität der Spule bestimmen.

Bei Betrachtung des Gesamtsystems hängen die Ergebnisse stark von Energieeintrag und Lastwiderstand ab. Bei hohem R_L ist davon auszugehen, dass die gemessene Frequenz nicht die Resonanzfrequenz der Primärseite charakterisiert. Wird der Widerstand hingegen zu klein gewählt, tritt Bifurkation auf.

Es müssen bspw. durch eine Erhöhung der Samplingrate, sowie eine weitere Variation des Lastwiderstands weitere Untersuchungen folgen, die eine klare Beurteilung der Verwendbarkeit des Pulstests zulassen.

Generell liefert die Auswertung allerdings einen Hinweis auf die zu erwartende Resonanzfrequenz und damit den optimalen Betriebspunkt, da der Test durch eine einfache Veränderung der Halbleiteransteuerung softwaretechnisch realisiert werden kann.

7.2 Widerstand der Litzleiter

7.2.1 Vorwort

Allgemein werden Komponenten, vor allem in HF- oder leistungstechnischen Anwendungen, unter dem Gesichtspunkt der Verlustminimierung entwickelt und optimiert. Eine präzise Vermessung und Charakterisierung gilt daher als Herausforderung. Gewöhnlich erfolgt diese durch Netzwerkanalysatoren (NA) [124].

Für einen besseren Wirkungsgrad und eine geringere Wärmeentwicklung werden u.a. im Themenfeld des induktiven Ladens hohe Spulengüten und damit geringe Verluste priorisiert, vgl. Kapitel 4.4.2. Dies bedeutet allerdings auch, dass auf Basis einer Impedanzmessung der Wicklung, der Realteil im Vergleich zum Imaginärteil nur sehr kleine Werte annimmt. Eine präzise Messung ist unumgänglich, denn selbst kleine Phasenfehler erzeugen damit je nach

Frequenz und Induktivität hohe Abweichungen in den zu messenden Spulenwiderständen. Dies soll anhand eines Beispiels bei einer Frequenz von 85 kHz ($L = 19,7 \mu\text{H}$) verdeutlicht werden. Hier ergibt eine Messunsicherheit von $0,1^\circ$ Phasenunterschied bereits eine rechnerische Widerstandsänderung von $18,36 \text{ m}\Omega$. Eine angenommene Spulengüte von bis zu $Q = 1000$ [125] ergibt einen Widerstand von $10,52 \text{ m}\Omega$. [82] geht hingegen von Spulengüten bis 250 aus und damit $42,08 \text{ m}\Omega$. Dies entspricht einer Abweichung von über 174 % bzw. 43,6 %. Eine Erhöhung der Messgenauigkeit um den Faktor 10 liefert mit 17,45 % bzw. 4,36 % verbesserte Ergebnisse.

Weiterhin muss überprüft werden, ob in ferromagnetischen oder auch ferroelektrischen Materialien Nichtlinearitäten mitberücksichtigt werden müssen. Dies würde eine vollständige Charakterisierung der Komponenten im Kleinsignalbereich nicht zulassen und macht wiederum eine Messung im und nahe dem Betriebspunkt nötig.

In diesem Kapitel soll auf Basis des Modells eine messtechnische Verifizierung erfolgen für HF-Litzen erfolgen. Die Messungen werden mit dem Messgerät Bode 100 von Omicron durchgeführt. Eine Rekalibrierung sowie eine ausreichende Warmlaufzeit wurden vorgenommen. Der Vergleich erfolgt in einem Frequenzbereich von 10 Hz – 500 kHz. Eine messtechnische Bestimmung der Verluste für die Ferritkeramiken, Abschirmungen, sowie die Inverter ist nicht Teil dieser Arbeit. Diese können anhand der vorgestellten Modelle simulativ bestimmt werden.

Für einen Vergleich der Widerstände zwischen den aufgenommenen Messdaten und dem Modell nach Kapitel 5.2 werden vereinfachte Simulationsaufbauten verwendet. Dafür werden lediglich die Wicklungen der Primärspulensysteme 32.1 und 61 modelliert. Die Werte des genauen Aufbaus des Litzleiter (Leiterlänge, Aderanzahl, Aderdurchmesser und Gesamtdurchmesser der Litze) werden für die Berechnung des Skin-Effekts sowie des internen Proximity-Effekts benötigt. Eine Simulation, wie in Kapitel 5.2.5.1 dargelegt, ergibt die Werte für das externe Feld einer jeden Windung zur Berechnung von $P_{\text{Prox,ext}}$. Die Vorgehensweise bei der Bestimmung der Widerstände lässt sich anhand der Primärwicklung 61 zeigen. Die Ergebnisse für die Primärwicklung des System 32.1 sind im Anhang C zu finden.

7.2.2 Messergebnisse

Zunächst soll jedoch auf Basis dieses Modells darauf eingegangen werden, wie sich der Gesamtwiderstand einer HF-Litze aus den Einzelkomponenten Skin-Effekt, sowie internem und externem Proximity-Effekt zusammensetzt. Dies ist in Abbildung 7.7 dargestellt.

Über einen breiten Frequenzbereich wird der Gesamtverlauf durch den Verlauf von R_{Skin} bzw. R_{DC} bestimmt. Ab einer Frequenz von ca. 20 kHz nehmen die Widerstände durch den internen und externen Proximity-Effekt weiter zu und sorgen bei einer Frequenz von ca. 60 kHz für einen deutlichen Anstieg der Modellkurve, sodass bei hohen Frequenzen die Verluste durch den Proximity-Effekt dominiert werden.

In Folge sollen die Messdaten der Primärwicklung 61 für eine Modellqualifizierung dienen. Wie in der folgenden Abbildung 7.8 zu sehen, ist der prinzipielle Verlauf beider Kurven sehr ähnlich.

Trotz Kalibrierung findet sich in den Messdaten ein deutlicher Gleichanteil. Es wird angenommen, dass dies sowohl durch Kontaktierungswiderstände, als auch durch die Messgenauigkeit des NA verursacht wird. Es erfolgt eine Offsetkorrektur auf den ideal berechneten DC-Widerstand des verwendeten Litzleiters. R_{DC} beträgt bei einer Leiterlänge von 10 m 6,14 m Ω . Dabei wird nach [78] eine 3 %ige Erhöhung durch die Verdrillung (Erhöhung der Leiterlänge) berücksichtigt. In Folge ergeben sich die Verläufe aus Abbildung 7.9.

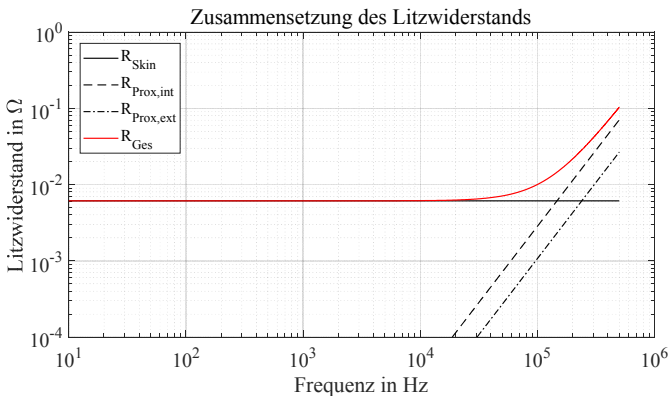


Abbildung 7.7: Zusammensetzung des gesamten Litzwiderstands als Funktion der Frequenz – Primärwicklung System 61.

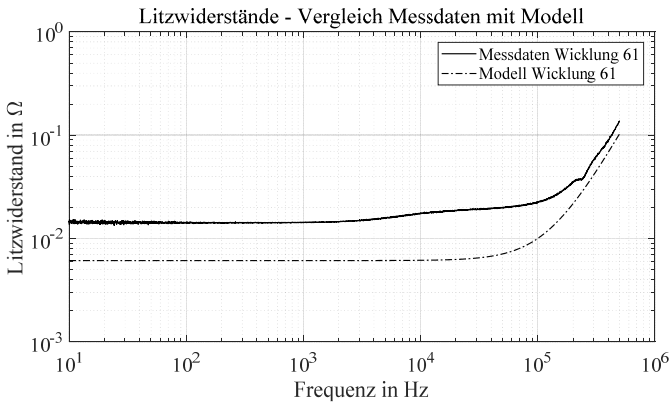


Abbildung 7.8: Litzwiderstand der Primärwicklung 61 als Funktion der Frequenz – Vergleich Messdaten mit Modell – DC-Offset.

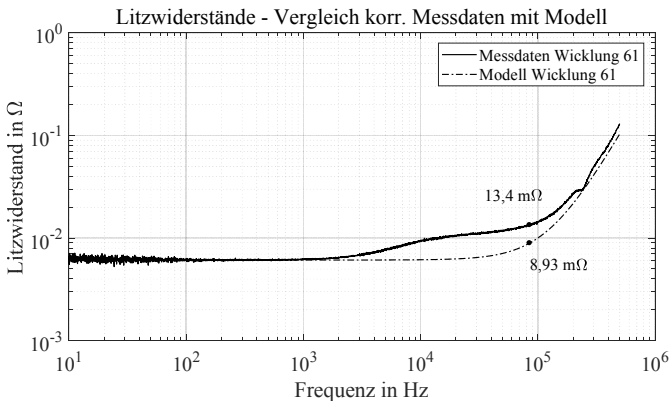


Abbildung 7.9: Litzwiderstand der Primärwicklung 61 als Funktion der Frequenz – Vergleich Messdaten mit Modell – offsetkorrigiert.

Es zeigt sich vor allem bei niedrigen Frequenzen eine gute Übereinstimmung. Abweichungen ergeben sich ab ca. 2 kHz. Das Modell berechnet bei 85 kHz einen Gesamtwiderstand von 8,93 mΩ, vergleichend ergibt die Messung 13,4 mΩ. Dies entspricht einer Erhöhung

um ca. 50 % und hat damit entscheidenden Einfluss auf die Verlustbestimmung in der HF-Litze.

Wie in Kapitel 5.2.2 ausführlich diskutiert und wie Abbildung 5.5 und Abbildung 7.7 zeigen, bleibt durch die adäquate Vorselektion des Einzeladerdurchmessers, der Skin-Effekt Faktor $F_{\text{Skin}}(f)$ nahezu unverändert eins und zeigt im Modell über den betrachteten Frequenzbereich keine zusätzliche Widerstandserhöhung. Es ist anzunehmen, dass die Abweichungen nicht etwa in der Messungenauigkeit des NA, sondern in der fehlerhaften Berechnung des Skin-Effekt Faktors zu suchen sind, da das Modell von einer homogenen Stromdichterverteilung ausgeht.

Vielmehr liegt die Vermutung nahe, dass die verwendeten Verbinder zu einer merklichen Erhöhung des Skin-Effekt Faktors führen [126]. Diese sind in der folgenden Abbildung 7.10 vergleichend aufgetragen. Wie in Abbildung 5.17 zu erkennen, entsteht durch den Kontaktierungsprozess der Einzeladern am Kabelschuh eine vollflächige Kupferverbindung, weshalb im Folgenden der Skin-Effekt Faktor $F_{\text{Skin}}(f)$ eines Vollleiters mit identischem Gesamtdurchmesser betrachtet wird, siehe Abbildung 7.10.

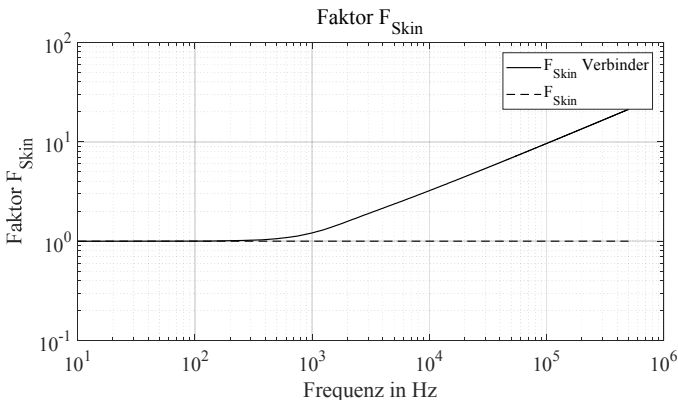


Abbildung 7.10: Vergleich der Skin-Effekt Faktoren $F_{\text{Skin}}(f)$ als Funktion der Frequenz.

Es kommt zu einem deutlichen Anstieg von $F_{\text{Skin}}(f)$ und damit zu einem erhöhten Widerstandsanteil durch den Skin-Effekt. Bei einer Frequenz von 85 kHz liegt dieser bei einem Faktor von ca. 8,9. Zur weiteren Veranschaulichung, wird die adaptierte Modellkurve (bei unverändertem Verlustanteil durch den internen und externen Proximity-Effekt) erneut vergleichend aufgetragen, siehe Abbildung 7.11.

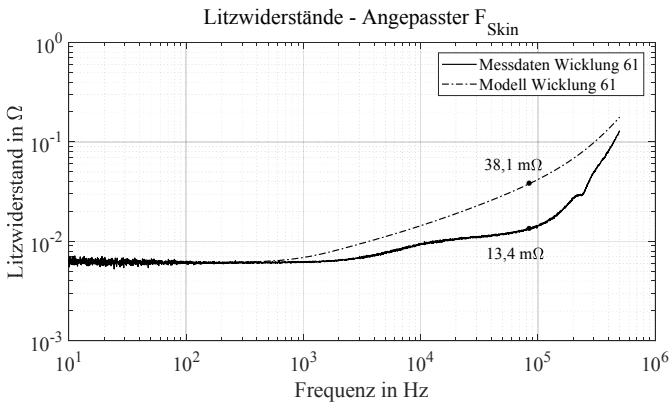


Abbildung 7.11: Litzwiderstand der Primärwicklung 61 als Funktion der Frequenz – Vergleich Messdaten mit Modell – adaptierter $F_{Skin}(f)$.

Wie zu erkennen, berechnet das Modell einen Widerstand von 38,1 mΩ. Dieser liegt um nahezu 300 % über dem messtechnisch bestimmten Wert. Generell zeigt sich bereits ab < 1 kHz ein erhöhter Widerstandsverlauf.

7.2.3 Bewertung

Nach der Offsetkorrektur ergeben sich prinzipiell sehr ähnliche Verläufe zwischen Mess- und Modellkurve mit Abweichungen bei Frequenzen > 2 kHz. Es ist anzunehmen, dass diese aufgrund einer fehlerhaften Betrachtung des Skin-Effekt Faktors entstehen.

Die Vermutung liegt nahe, dass die verwendeten Verbinder zu einer merklichen Erhöhung des Skin-Effekt Faktors führen [126]. Eine Neuberechnung durch die Anpassung von F_{Skin} zeigt einen deutlich erhöhten Widerstandsverlauf.

Bei der Betrachtung eines ausreichend langen Litzleiterstücks, ist es wahrscheinlicher, dass sich die Ungleichverteilung der Stromdichte zu Beginn des Leiters durch die Verdrillung wieder aufhebt und sich die Erhöhung des Skin-Effekt Faktors vergleichmäßigt. Weitere Untersuchungen sind allerdings nicht mehr Teil dieser Arbeit.

Das beschriebene Modell aus Kapitel 5.2 ergibt in vielen Fällen und bei weiterer Verfeinerung eine gute Näherung, ist jedoch für eine anwendungsspezifische Auswahl der Litze bzgl. Schlaglänge und Drillgrad nur wenig hilfreich. Für einen optimierten Aufbau müssen nach

[73] die Auswirkungen der unterschiedlichen Designparameter hinsichtlich der Details im Aufbau der Litze auf Ader- und in jeder weiteren Bündelzebene die Verluste näher untersucht werden. [16], [127] und [17] belegen die Notwendigkeit der genaueren Aufschlüsselung und zeigen, dass sich unterschiedliche HF-Litzdesigns nicht gleich verhalten. Durch Simulationen lassen sich diese Aspekte zwar direkt adressieren, allerdings kommt es bei einer hohen Anzahl an Einzeladern zu sehr aufwendigen Modellen und damit zu sehr langen Rechenzeiten. [127] legt bereits einige einfache Designrichtlinien dar, die Auswahl von Schlaglänge und Schlagrichtung werden allerdings von den Herstellern vorgenommen, die sich dabei auf eigene Erfahrungswerte verlassen.

7.3 Betriebsmessung

Um die generelle Funktion der Versuchsanlage zu zeigen, folgt schließlich eine Betriebsmessung der Wechselrichterausgangsgrößen, sowie des sekundärseitigen Stroms mit den Werten nach Tabelle 10 in Nennposition bei einem magnetischen Luftspalt von 100 mm.

Tabelle 10 – Werte der Betriebsmessung.

<i>System</i>	61
<i>Eingangsspannung $U_{WR,eff}$</i>	58,7 V
<i>Primärstrom $I_{Prim,eff}$</i>	38,3 A
<i>Primärkapazität C_1</i>	125 nF
<i>Sekundärkapazität C_2</i>	75 nF
<i>Frequenz</i>	71,45 kHz
<i>Lastwiderstand R_L</i>	3,57 Ω
<i>Nominalabstand (magnetischer Luftspalt)</i>	100 mm
<i>Nennposition (x/y/z)</i>	0 mm/0 mm/100 mm

Wie die folgende Abbildung 7.12 zeigt, kann das Übertragungssystem sehr nahe seiner Resonanzfrequenz betrieben werden.

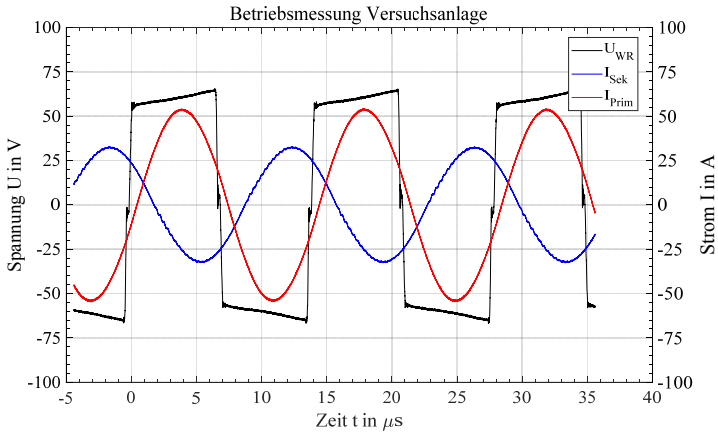


Abbildung 7.12: Betriebsmessung Versuchsanlage – Wechselrichter Ausgangsgrößen und sekundärseitiger Strom.

Bei einem Leistungsfaktor von $\cos \varphi = 0,89$, ergibt sich eine Wechselrichter Ausgangswirkleistung von 2,03 kW.

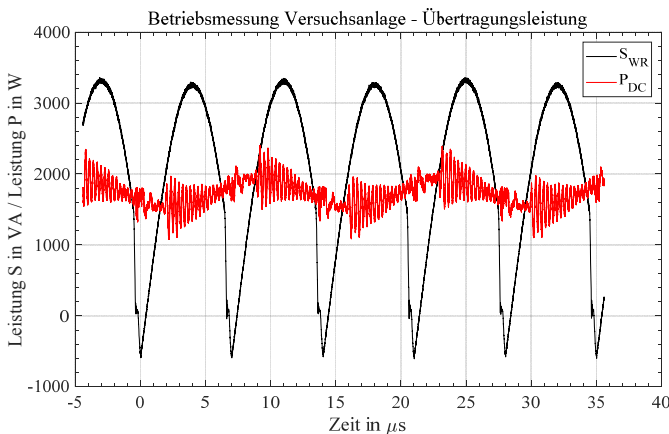


Abbildung 7.13: Betriebsmessung Versuchsanlage – Leistungen am Wechselrichter Ausgang und auf der DC-Seite.

Die Leistung am Lastwiderstand beträgt ca. 1,78 kW, siehe Abbildung 7.13. Damit ergibt sich an diesem Betriebspunkt ein Wirkungsgrad von ca. 88 %, wobei die Verluste im Umrichter nicht berücksichtigt wurden.

7.3.1 Bewertung

Es muss aufgrund der Bauteiltoleranzen sowie der Frequenzsensitivität des Systems mit einer vom Auslegungspunkt abweichenden Übertragungscharakteristik gerechnet werden. Durch die divergierenden Werte der Kompensationskondensatoren und des Lastwiderstands, ergibt sich in diesem Betriebspunkt eine deutlich verringerte Gesamtimpedanz Z_{Ges} des Systems, wobei die reflektierte Impedanz $Z_{\text{R}} = (\omega M)^2 / Z_{\text{Sek}}$ daran einen entscheidenden Anteil hat.

Zur Erhöhung der Gesamtimpedanz, kann durch eine Vergrößerung der Kopplung die reflektierte Impedanz angepasst werden. Bereits bei geringen Spannungen am Wechselrichter-ausgang können hohe Ströme fließen. Dies erhöht wiederum der Spannungsabfall an den Resonanzkreiskomponenten.

Eine Verbesserung des Wirkungsgrades lässt sich mit der Implementierung einer sensitiven Umrichterregelung der Schaltfrequenz erreichen.

8 Zusammenfassung

8.1 Beitrag zum systematischen und praxisnahen Entwurf induktiver Ladesysteme

Diese Arbeit befasst sich als Teil des Gesamtauslegungsprozesses im speziellen mit dem Entwurf eines Resonanzübertragers (magnetischen Komponenten) unter dem Gesichtspunkt der Materialwahl (Ferrite, Abschirmung, HF-Litzleiter) und zeigte Aspekte bei der praxisnahen Auslegung für hohe Übertragungsleistungen. Es wurden Leitlinien erörtert, die eine Analyse der Systemanforderungen, u.a. der elektrischen und magnetischen Parameter und Randbedingungen beinhalten.

Einflussparameter auf die Spulensysteme, Ferrite und Kompensationseinheiten wurden untersucht und deren Auswirkungen quantifiziert. Dabei kam der Dimensionierung des Resonanzübertragers eine dominierende Rolle zu, da die magnetischen Eigenschaften das Systemverhalten maßgebend beeinflussen. Im speziellen sind die Bedeutung des Koppelfaktors, sowie die quantitative Berücksichtigung der Versatztoleranz hervorzuheben. Zu Beginn war es deshalb wichtig, die Grundlagen für ein ganzheitliches Systemverständnis zu schaffen, welche für den Aufbau eines realitätsnahen und toleranzbehafteten Systems notwendig sind. Die grundlegende Funktionsweise, sowie die wichtigsten Zusammenhänge wurden aufgezeigt. Nach der Einführung der wichtigsten Begrifflichkeiten erfolgte die Beschreibung des Aufbaus und der Komponenten.

Nachdem auf Basis des vorgestellten Entwurfsverfahrens zwei unterschiedliche Gesamtspulensysteme entwickelt und aufgebaut wurden, folgten Untersuchungen zum erreichbaren Wirkungsgrad, dem Einfluss von Abstands- und Positionsänderung, sowie zur Feldausbreitung. Für den Aufbau wurden planare Geometrien favorisiert.

Nach der übersichtlichen Darstellung zu den Komponentenverlusten, wurden Modelle für deren simulative Bestimmung vorgestellt. Für eine genaue Wirkungsgradbetrachtung sind Materialparameter notwendig, mit denen die Komponentenverluste simulativ bestimmt werden können.

Eine der wichtigsten Erkenntnisse war, dass in der Praxis die einzelnen Schritte während der Auslegung stark voneinander abhängen und nicht isoliert betrachtet werden können. Die Schritte sind eher als Orientierung zu sehen, da diese sich beim Entwurf derart beeinflussen, dass die Systemauslegung nur als iterativer Prozess realisiert werden kann. Dabei existiert

eine Vielzahl untergeordneter Iterationsprozesse. Allerdings lässt sich mit einigen Überlegungen zur Dimensionierung der Spulensysteme bereits vorab erheblichen Einfluss auf Übertragungscharakteristik nehmen.

Eine Bewertung und/oder eine Verifikation der Ergebnisse musste messtechnisch erfolgen. Diese umfasste die Überprüfung elektrischer und magnetischer Übertragungseigenschaften und eine Verlustmessung der HF-Litze. Eine Versuchsanlage für Übertragungsleistungen bis 44 KW wurde aufgebaut und beschrieben. Darin eingeschlossen ist sämtliche Peripherie, wie Umrichter, Mess- und Sicherheitstechnik sowie die Konzipierung eines Raumportals mit einer Positioniereinheit.

8.2 Aspekte für eine Weiterentwicklung

- Eine abschließende Messung zur Leistungsübertragung bestätigt die Funktionalität der Versuchsanlage. Diese kann dazu genutzt werden, verschiedene Spulensysteme zu charakterisieren und zu vermessen und bildet die Grundlage für weiterführende Arbeiten.
- Die Versuchsanlage bietet Entwicklungspotential, bspw. für eine automatisierte Steuerung und eine sensitive Nachregelung des Umrichters, sowie die Neugestaltung einiger Komponenten. Der Leistungsteil kann jedoch auch mit deutlich höheren Frequenzen betrieben werden. Dies macht eine Spulenneuauslegung und die vergleichende Untersuchung des Betriebsverhaltens attraktiv.
- Unter veränderten Bauraumbedingungen können Untersuchungen zu unterschiedlichen Spulendesigns einfließen. Es ist anzunehmen, dass sich durch die Verwendung anderer Topologien mit vergrößerter Bauraumbedingungen positive Auswirkung auf Koppelfaktor und Versatztoleranz ergeben.
- Um Materialkosten einzusparen, wird aktuell an der Verwendung sogenannter Komposit-Ferritmaterialien geforscht. Dabei werden Ferritpartikel in Kunststoff eingebettet. Durch verschiedene Gießverfahren, wird jede beliebige Form realisierbar.
- Die Verlustmodellierung ist im Allgemeinen mit großen Toleranzen und Ungenauigkeiten verbunden. Man ist auf Herstellerangaben angewiesen oder muss vereinfachte Näherungsgleichungen verwenden. Oftmals sind die dafür notwendigen Werte nur schwer aus den Datenblättern abzulesen. Ein Beispielvergleich von Messung und Modell der HF-Litze zeigt große Abweichungen über einen breiten Frequenzbereich. Eine Anpassung des Skin-Effekt Faktors führte zu einer deutlichen

Reduktion der Abweichungen. Dennoch ist dieses Modell für eine anwendungsspezifische Auswahl der Litze hinsichtlich Schlaglänge und Drillgrad nur wenig hilfreich. Die Auswirkungen der unterschiedlichen Designparameter hinsichtlich der Details im Aufbau der Litze auf Ader- und in jeder weiteren Bündelenebene muss hinsichtlich der Verluste näher untersucht werden. Es wurden bereits einige einfache Designrichtlinien dargelegt, die Auswahl von Schlaglänge und Schlagrichtung werden allerdings von den Herstellern vorgenommen, die sich dabei auf eigene Erfahrungswerte verlassen.

- Vielversprechende Ergebnisse des in Kapitel 7.1 beschriebenen Pulstests bieten Potenzial für weitere Untersuchung, sowie dessen Weiterentwicklung.

Anhang A

Tabelle A1: Messdaten Koppelparameter System 61 – Messgerät Bode 100.

<i>x</i> -Versatz in mm	L_1 in μH	L_2 in μH	M in μH	k
0	29,92	50,30	7,86	0,203
10	29,92	50,29	7,94	0,205
20	29,96	50,31	7,89	0,203
35	30,06	50,39	7,66	0,197
50	30,22	50,48	7,31	0,187
75	30,56	50,69	6,40	0,163
100	30,91	50,90	5,23	0,132
150	31,34	51,19	2,51	0,063

Tabelle A2: Messdaten Koppelparameter System 32.1 – Messgerät Bode 100.

<i>x</i> -Versatz in mm	L_1 in μH	L_2 in μH	M in μH	k
0	117,10	52,26	6,46	0,083
10	117,09	52,25	6,41	0,082
20	117,12	52,28	6,42	0,082
35	117,22	52,28	6,47	0,083
50	117,40	52,30	6,51	0,083
75	117,90	52,33	6,63	0,084
100	118,64	52,35	6,65	0,084
150	120,80	52,40	5,95	0,074

Tabelle A3: Messdaten Koppelparameter System 61 – Messgerät Hioki 3532-50.

x -Versatz in mm	L_1 in μH	L_2 in μH	M in μH	k
0	28,54	45,53	7,74	0,215
10	28,57	45,56	7,68	0,213
20	28,64	45,61	7,56	0,209
35	28,80	45,75	7,26	0,200
50	29,03	45,94	6,83	0,187
75	29,47	46,32	5,87	0,159
100	29,90	46,70	4,69	0,125
150	30,40	47,19	2,15	0,057

Tabelle A4: Messdaten Koppelparameter System 32.1 – Messgerät Hioki 3532-50.

x -Versatz in mm	L_1 in μH	L_2 in μH	M in μH	k
0	115,36	47,77	6,22	0,084
10	115,37	47,76	6,20	0,084
20	115,41	47,76	6,21	0,084
35	115,51	47,75	6,25	0,084
50	115,68	47,74	6,29	0,085
75	116,53	47,71	6,35	0,085
100	116,89	47,71	6,31	0,085
150	119,19	47,75	5,50	0,073

Anhang B

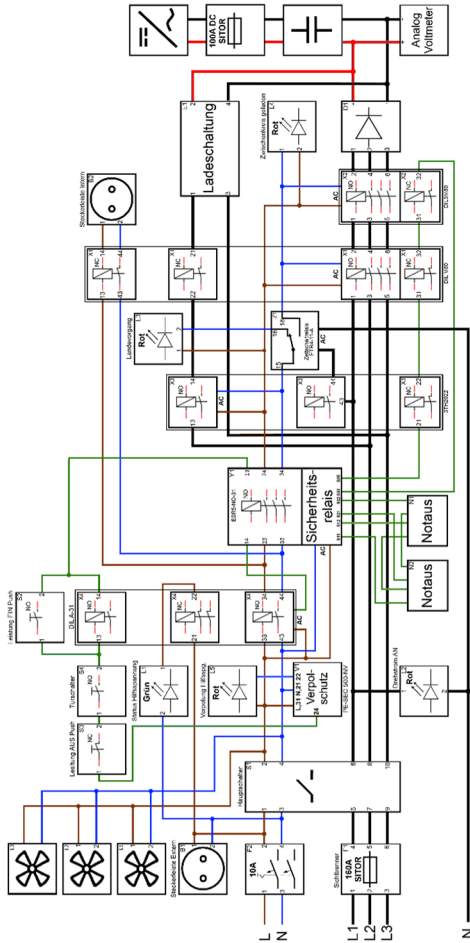


Abbildung B1: Schaltplan des Umrichterschaltischranks¹.

¹ Vgl. [136] (betreute Abschlussarbeit)

Anhang C

Bei einem Vergleich von Modell- und Messkurve bei der Primärwicklung des System 32.1 zeigen sich sehr ähnliche Abweichungen, wie bereits in Kapitel 7 diskutiert. Es wird allerdings noch darauf hingewiesen, dass bei der Berechnung des externen Proximity-Effekts weitere Unterschiede zum Modell auftreten. Ab einer Frequenz von ca. 200 kHz, ergibt sich ein deutlich steilerer Verlauf der Messkurve. Für die relevanten Frequenzen unterhalb von 100 kHz, sollte durch die ansatzweise beschriebene Anpassung von F_{Skin} eine verbesserte Übereinstimmung mit den Messdaten erreicht werden.

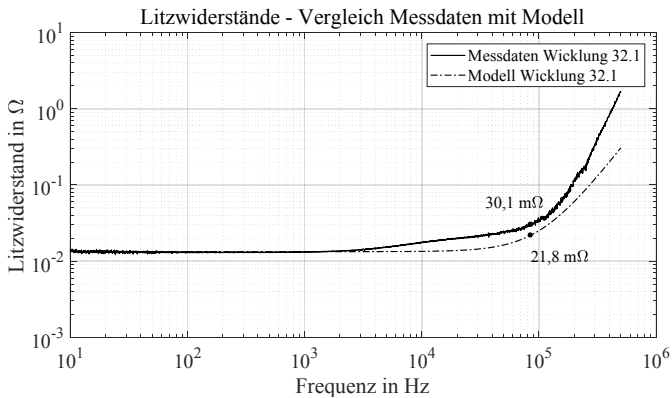


Abbildung C 1: Litzwiderstand der Primärwicklung 32.1 als Funktion der Frequenz – Vergleich Messdaten mit Modell.

Literaturverzeichnis

- [1] Nationale Plattform Elektromobilität: Elektromobilität - abgerufen am 28.03.2018. <http://nationale-plattform-elektromobilitaet.de/>
- [2] 2010. *ICNIRP Guidelines 2010*. <http://www.icnirp.org/cms/upload/publications/ICNIRPLFgdl.pdf>
- [3] Boys, J. T. u. Covic, G. A.: The Inductive Power Transfer Story at the University of Auckland. *IEEE Circuits and Systems Magazine* 15 (2015) 2, S. 6–27
- [4] Kürschner, D., Jumar, U. u. Lindemann, A.: Methodischer Entwurf toleranzbehafteter induktiver Energieübertragungssysteme. Zugl.: Magdeburg, Univ., Fak. für Elektrotechnik und Informationstechnik, Diss., 2009. *Berichte aus der Elektrotechnik*. Aachen: Shaker 2010
- [5] Untersuchung von Spulensystemen zur induktiven Energieübertragung von Elektrofahrzeugen. Vergleich von Topologien und Entwicklung einer Auslegungsmethodik, Knaisch, K., 2017
- [6] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz, Bau und Reaktorsicherheit: Erneuerbar Mobil. Projekt InterOp - abgerufen am 29.03.2018, 2012. <https://www.erneuerbar-mobil.de/projekte/interop>
- [7] Bundesministerium für Wirtschaft und Energie: Elektro Power II. Projekt BiLawE - abgerufen am 29.03.2018, 2016. <https://www.emobil-sw.de/de/aktivitaeten/aktuelle-projekte/projektetails/bilawe-bidirektionale-induktive-ladesysteme-wirtschaftlich-im-energie-netz.html>
- [8] Bundesministerium für Wirtschaft und Energie: Elektro Power II. Projekt STILLE - abgerufen am 29.03.2018, 2016. http://www.p3-group.com/wp-content/uploads/2016/10/20160930_STILLE_PM_STILLE-erfolgreich-gestartet_freigegeben_2.pdf
- [9] Kazimierzczuk, M. K. u. Czarkowski, D.: *Resonant Power Converters*. s.l.: Wiley-IEEE Press 2012
- [10] Arnold, R.: Automatische Abstimmung der Sekundärseite eines dreiphasigen Systems zur berührungslosen induktiven Energieübertragung, Karlsruher Institut für Technologie (KIT). Karlsruhe 2015, KIT Scientific Publishing
- [11] Küpfmüller, K., Mathis, W. u. Reibiger, A.: *Theoretische Elektrotechnik. Eine Einführung*. Springer-Lehrbuch. Berlin, Heidelberg, s.l.: Springer Berlin Heidelberg 2013
- [12] E DIN IEC/TS 61980-3 VDE V 0122-10-3:2015-09; 09/2015. *Kontaktlose Energieübertragungssysteme (WPT) für Elektrofahrzeuge Teil 3: Spezifische Anforderungen für die kontaktlosen Energieübertragungssysteme mit Magnetfeld*
- [13] Surface Vehicle Information Report SAE TIR J2954; 05/2016. *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology*

- [14] Prof. Dr. J. Biela: Wirbelstromverluste in Wicklungen induktiver Bauelemente. V1.73, ETH Skriptum. Zürich 2012
- [15] Prof. Dr.-Ing. M. Albach, J. Patz, Dr.-Ing. H. Rossmannith, D.Exner, Dr.-Ing. A. Stadler: Optimale Wicklung = optimaler Wirkungsgrad. Vergleich der Verluste in Litzen und Runddrähten. In: Elektronik power 2010, S. 38–47
- [16] Rossmannith, H., Doebroenti, M., Albach, M. u. Exner, D.: Measurement and Characterization of High Frequency Losses in Nonideal Litz Wires. IEEE Transactions on Power Electronics 26 (2011) 11, S. 3386–3394
- [17] Zhang, R. Y., White, J. K., Kassakian, J. G. u. Sullivan, C. R.: Realistic litz wire characterization using fast numerical simulations. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. 2014, S. 738–745
- [18] Klaus, B., Barth, D., Sillmann, B. u. Leibfried, T.: Design and implementation of a transmission system for high-performance contactless electric vehicle charging. 2017 IEEE Transportation and Electrification Conference and Expo (ITEC). Chicago, Illinois, June 22–24, 2017. Piscataway, NJ: IEEE 2017, S. 39–44
- [19] Martin Misakian: Equations for the Magnetic Field Produced by One or More Rectangular Loops of Wire in the Same Plane Number 4, Gaithersburg 2000. <http://nvl-pubs.nist.gov/nistpubs/jres/105/4/j54mis.pdf>
- [20] Lehner, G.: Elektromagnetische Feldtheorie. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg 2010
- [21] Jörg Stammen: Einführung in die Finite-Elemente-Methode. Universität Duisburg Essen
- [22] Ansys, I.: Introduction to ANSYS Maxwell. ANSYS Maxwell 2014 Training Manual. 2014
- [23] Schätzing, W., Schliesch, T. u. Müller, G.: FEM für Praktiker. Edition expertsoft, Bd. 60. Renningen-Malmsheim: Expert-Verl. 2009
- [24] DIN EN 61980-1 (VDE 0122-10-1):2013-08; 08/2013. *Kontaktlose Energieübertragungssysteme (WPT) für Elektrofahrzeuge - Teil 1: Allgemeine Anforderungen*
- [25] Dominique.Rey@vonroll.com: Strombelastbarkeit Litze. 2018
- [26] Polantis SAS: Auto BA73 - abgerufen am 25.03.2018. <https://www.polan-tis.com/de/polan-tis/car-ba73>
- [27] Covic, G. A. u. Boys, J. T.: Inductive Power Transfer. Proceedings of the IEEE 101 (2013) 6, S. 1276–1289
- [28] Wang, C. S., Stielau, O. H. u. Covic, G. A.: Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. Industrial Electronics, IEEE Transactions on 52 (2005) 5, S. 1308–1314
- [29] Weißgerber, W.: Elektrotechnik für Ingenieure 2. Wechselstromtechnik, Ortskurven, Transformator, Mehrphasensysteme ; ein Lehr- und Arbeitsbuch für das Grundstudium ; mit zahlreichen Beispielen und 68 Übungsaufgaben mit Lösungen. Elektrotechnik. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden 2009
- [30] Budhia, M., Covic, G. A. u. Boys, J. T.: Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems. IEEE Transactions on Power Electronics 26 (2011) 11, S. 3096–3108

-
- [31] Wintrich, A., Nicolai, U., Tursky, W. u. Reimann, T. (Hrsg.): Applikationshandbuch Leistungshalbleiter. Ilmenau: ISLE 2010
- [32] Choi, W. P., Ho, W. C., Liu, X. u. Hui, S. Y. R.: Comparative study on power conversion methods for wireless battery charging platform. Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010. IEEE 2010
- [33] Fu, W., Zhang, B. u. Qiu, D.: Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling. 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE 2009, S. 2658–2663
- [34] Gao, Y., Ginart, A., Farley, K. B. u. Tse, Z. T. H.: Uniform-gain frequency tracking of wireless EV charging for improving alignment flexibility. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE 2016, S. 1737–1740
- [35] Moghaddami, M. u. Sarwat, A.: Self-Tuning Variable Frequency Controller for Inductive Electric Vehicle Charging With Multiple Power Levels. IEEE Transactions on Transportation Electrification 3 (2017) 2, S. 488–495
- [36] Imura, K., Hoshi, N. u. Haruna, J.: Experimental discussion on inductive type contactless power transfer system with boost or buck converter connected to rectifier. Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE 2012, S. 2652–2657
- [37] van der Pijl, F., Bauer, P. u. Castilla, M.: Control Method for Wireless Inductive Energy Transfer Systems With Relatively Large Air Gap. IEEE Transactions on Industrial Electronics 60 (2013) 1, S. 382–390
- [38] Zhao, C., Wang, Z., Du, J., Wu, J., Zong, S. u. He, X.: Active resonance wireless power transfer system using phase shift control strategy. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. IEEE 2014, S. 1336–1341
- [39] Berger, A., Agostinelli, M., Vesti, S., Oliver, J. A., Cobos, J. A. u. Huemer, M.: A Wireless Charging System Applying Phase-Shift and Amplitude Control to Maximize Efficiency and Extractable Power. IEEE Transactions on Power Electronics 30 (2015) 11, S. 6338–6348
- [40] Bosshard, R., Muhlethaler, J., Kolar, J. W. u. Stevanovic, I.: Optimized magnetic design for inductive power transfer coils. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE 2013, S. 1812–1819
- [41] Wu, H. H., Gilchrist, A., Sealy, K. D. u. Bronson, D.: A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control. IEEE Transactions on Industrial Informatics 8 (2012) 3, S. 585–595
- [42] Budhia, M., Boys, J. T., Covic, G. A. u. Huang, C.-Y.: Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics 60 (2013) 1, S. 318–328
- [43] Deng, J., Li, W., Nguyen, T. D., Li, S. u. Mi, C. C.: Compact and Efficient Bipolar Coupler for Wireless Power Chargers. Design and Analysis. IEEE Transactions on Power Electronics 30 (2015) 11, S. 6130–6140

- [44] Haldi, R., Schenk, K., Nam, I. u. Santi, E.: Finite-element-simulation-assisted optimized design of an asymmetrical high-power inductive coupler with a large air gap for EV charging. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE 2013, S. 3635–3642
- [45] Batra, T., Schaltz, E. u. Ahn, S.: Effect of ferrite addition above the base ferrite on the coupling factor of wireless power transfer for vehicle applications. *Journal of Applied Physics* 117 (2015) 17, 17D517
- [46] Lin, F. Y., Zaheer, A., Budhia, M. u. Covic, G. A.: Reducing leakage flux in IPT systems by modifying pad ferrite structures. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE 2014, S. 1770–1777
- [47] Nakao, F., Matsuo, Y., Kitaoka, M. u. Sakamoto, H.: Ferrite core couplers for inductive chargers. *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*. IEEE 2002, S. 850–854
- [48] Klaus, B., Neusel, L. u. Leibfried, T.: Contactless Electric Vehicle Charging - A Comparative Coil Design Analysis. In: *International Electric Vehicle Symposium*
- [49] panacol adhesives & more: Vergussmasse für Elektronikkomponenten - abgerufen am 12.02.2018, 2018. <https://www.panacol.de/kleber-anwendungen/elektronik/vergussmasse-fuer-elektronikkomponenten/>
- [50] Covic, G. A. u. Boys, J. T.: Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 1 (2013) 1, S. 28–41
- [51] Datenblatt Hioki LCR-Meter 3532-50, ASM GmbH Automation, Sensorik, Messtechnik, Moosinning 2002
- [52] Wireless Power Consortium: Qi Knowledge Base - abgerufen am 26.02.2018. <https://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/quality-factor.html>
- [53] Bundesministerium der Justiz und für Verbraucherschutz: Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes- Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BImSchV). Abgerufen am 13.02.2018, 2013. https://www.gesetze-internet.de/bimsv_26/26._BImSchV.pdf
- [54] 1998. *ICNIRP Guidelines 1998*. <http://www.icnirp.org/cms/upload/publications/IC-NIRPemfgdl.pdf>
- [55] EMF-Portal: Reference Levels. Abgerufen am 13.02.2018. <https://www.emf-portal.org/en/cms/page/limits-reference-levels>
- [56] Compliance Assessment of Human Exposure from Wireless Electric Vehicle Charging (WEVC) System, QUALCOMM Technologies Incorporated, 2017
- [57] ANSI/IEEE C95.1-2005. *IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*
- [58] Waffenschmidt, E.: Free positioning for inductive wireless power system. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011. 17 - 22 Sept. 2011, Hyatt Regency Phoenix & Phoenix Convention Center, Phoenix, Arizona. Piscataway, NJ: IEEE 2011, S. 3480–3487

- [59] Wang, C. S., Covic, G. A. u. Stielau, O. H.: Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51 (2004) 1, S. 148–157
- [60] Aming, F., Haihong, Q., Zhixin, M. u. Pingyan, P.: Analysis of Bifurcation Phenomena Based on Optimized Transformer in Loosely Coupled Inductive Power Transfer System. *International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, 2010. 25 - 27 June 2010, Wuhan, China ; proceedings. Piscataway, NJ: IEEE 2010, S. 3324–3327
- [61] Bronštejn, I. N.: *Taschenbuch der Mathematik. DeskTop*. Haan: Verlag Europa-Lehrmittel 2016
- [62] Lee, J. W., Woo, D. G., Ryu, S. H., Lee, B. K. u. Kim, H. J.: Practical bifurcation criteria considering coil losses and compensation topologies in inductive power transfer systems. *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. 2015, S. 1–6
- [63] Celem Power Capacitors Ltd.: Guide to using Celem capacitors - abgerufen am 15.03.2018. <http://www.celem.com/Page.aspx?id=21&hmenu=37>
- [64] Entwurf DIN IEC 60364-4-43:2017-05; VDE 0100-430:2017-05 - Entwurf; 05/2017. *Errichten von Niederspannungsanlagen - Teil 4-43: Schutzmaßnahmen - Schutz bei Überstrom (IEC 64/2131/CD:2016)*
- [65] DIN IEC 60364-4-44/A2:2017-04; VDE 0100-444/A2:2017-04 - Entwurf; 04/2017. *Errichten von Niederspannungsanlagen - Teil 4-44: Schutzmaßnahmen - Schutz bei Störspannungen und elektromagnetischen Störgrößen (IEC 64/2123/CDV:2016)*
- [66] von Roll Schweiz AG: Wicklungsdrähte und Litzen. http://www.vonroll.com/userfiles/downloads/1454582174049810/Wire_DE_20120516.pdf
- [67] Dominique.Rey@vonroll.com u. Peter.Weyl@vonroll.com: Daten Litze. E-Mail. 2016
- [68] Florian Giezendanner: Optimierung von elektronischen Vorschaltgeräten für Leuchtstoff- und Hochdrucklampen, *ETH Zürich Dissertation ETH Nr. 19776*. Zürich 2011
- [69] J. Lammeraner and M.Stafl: *Eddy Currents*. London: Iliffe Books 1966
- [70] Dowell, P. L.: Effects of eddy currents in transformer windings. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of* 113 (1966) 8, S. 1387–1394
- [71] Ferreira, J. A.: *Electromagnetic modelling of power electronic converters*. The Kluwer international series in engineering and computer science power electronics and power systems, Bd. 77. Boston: Kluwer Academic Publishers 1989
- [72] Wallmeier, P.: Generalization of orthogonality principle to model solenoidal wound multi-winding transformers. *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2014, S. 2195–2202
- [73] Sullivan, C. R. u. Losses, L. W.: Analytical model for effects of twisting on litz-wire losses. *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. 2014, S. 1–10
- [74] Ferreira, J. A.: Analytical computation of AC resistance of round and rectangular litz wire windings. *IEE Proceedings B Electric Power Applications* 139 (1992) 1, S. 21–25

- [75] Günter Bühler: Wirbelstromverluste in Litzleitern. Jahresbericht, Braunschweig 2008. https://www.tu-braunschweig.de/Medien-DB/imab/09-Jahresberichte/2008/02_Bueh_2008.pdf
- [76] Elektrisola Dr. Gerd Schildbach GmbH&Co. KG: Technische Daten für Lackdrähte, angelehnt an IEC 60317 - abgerufen am 10.01.2018, 2015. http://www.elektrisola.com/fileadmin/webdata/german/downloads/ELEKTRISOLA_EnCuWire_IEC_Datasheet_deu.pdf
- [77] DIN EN 60317-0-1:2014-09; 09/2014. *Technische Lieferbedingungen für bestimmte Typen von Wickeldrähten - Teil 0-1: Allgemeine Anforderungen - Runddrähte aus Kupfer, lackisoliert*
- [78] Tang, X. u. Sullivan, C. R.: Stranded wire with uninsulated strands as a low-cost alternative to litz wire. Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242). 1998, S. 289–295
- [79] Elektrisola Dr. Gerd Schildbach GmbH&Co. KG: HF-Litze. Begriffe und Grundlagen - abgerufen am 10.01.2018. <http://www.elektrisola.com/de/hf-litze/begriffe-grundlagen.html>
- [80] Datenblatt Polyesterfolie Mylar A. - abgerufen am 14.04.2018, Fa. DuPont
- [81] Hilgarth, G.: Hochspannungstechnik. Leitfaden der Elektrotechnik. Wiesbaden, s.l.: Vieweg+Teubner Verlag 1992
- [82] Küchler, A.: Hochspannungstechnik. Grundlagen, Technologie, Anwendungen. VDI-Buch. s.l.: Springer-Verlag 2009
- [83] DIN EN 60243-1:2014-01; VDE 0303-21:2014-01; 01/2014. *Elektrische Durchschlagfestigkeit von isolierenden Werkstoffen - Prüfverfahren - Teil 1: Prüfungen bei technischen Frequenzen*
- [84] DIN EN 60674-2; VDE 0345-2:2017-11; 11/2017. *Bestimmung für Isolierfolien für elektrotechnische Zwecke - Teil 2: Prüfverfahren*
- [85] Elanseralathan, K., Thomas, M. J. u. Nagabushana, G. R.: Breakdown of solid insulating materials under high frequency high voltage stress. 2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES). 2016, S. 999–1001
- [86] Pfeiffer, W. u. Paede, M.: About the influence of the frequency on the partial discharge characteristics of enamelled wires. Proceedings: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference (Cat. No.99CH37035). 1999, S. 485–488
- [87] Häberle, G. D.: Tabellenbuch Elektrotechnik. Tabellen, Formeln, Normenanwendung für Mathematik und Fachrechnen, Elektrotechnik/Elektronik, technische Kommunikation, Werkstoffe/Verbindungstechnik. Europa-Fachbuchreihe Elektrotechnik. Haan-Gruiten: Verl. Europa-Lehrmittel Nourney Vollmer 1992
- [88] Pryor, I., Schlobohm, R. u. Brownell, B.: A comparison of aluminum vs. copper as used in electrical equipment. <http://apps.geindustrial.com/publibrary/checkout/Alum-Copper?TNR=White%20Papers%7CAlum-Copper%7Cgeneric>
- [89] Barth, D., Klaus, B. u. Leibfried, T.: Litz wire design for wireless power transfer in electric vehicles. 2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). 2017, S. 1–4

- [90] OXIDKERAMIK J. Cardenas GmbH: Hochleistungskeramik Aluminiumoxid, 2016. <http://oxidkeramik.de/oxidkeramik-werkstoffe/aluminiumoxidkeramik.aspx>
- [91] Elektrisola Dr. Gerd Schildbach GmbH&Co. KG: Verbindungstechnik für Litzen - abgerufen am 07.03.2018, 2015. <http://www.elektrisola.com/de/hf-litze/produkte/begriffe-grundlagen/verarbeitung.html#c4920>
- [92] Amada Miyachi Europe GmbH: Heißkripen von Lackdraht mit Kabelschuhen oder Anschlüssen - abgerufen 07.03.2018, 2018. <http://www.amadamiyachieurope.de/technologien/hei%C3%9Fkripen/>
- [93] Strunk Connect GmbH & Co. KG: Heißrimpttechnologie - abgerufen am 07.03.2018, 2018. <http://www.strunk.de/de/applikationen/heissrimpttechnologie/>
- [94] Lumitos GmbH / Chemie.de: Ferrite - abgerufen am 08.03.2018, 2017. <http://www.chemie.de/lexikon/Ferrite.html>
- [95] Michalowsky, L.: Weichmagnetische Ferrite zum Aufbau von Präzisions-Hochfrequenzbauelementen für Kommunikationstechnik, Automobilindustrie und Industrieautomatisierung: mit 38 Tabellen. Kontakt & Studium, Bd. 584. Renningen: expert Verl. 2006
- [96] Tumański, S.: Handbook of magnetic measurements. Series in sensors. Boca Raton, Fla.: CRC Press 2011
- [97] Epcos AG: Ferrites and Accessories - Epcos Data Book 2013 - abgerufen am 08.03.2018, 2012
- [98] Samwha Electronics: Datenblatt Power Material PL-13. http://www.samwha.com/electronics/product/material/Material%20characteristics_PL-13.pdf
- [99] Brander, T., Gerfer, A., Rall, B. u. Zenkner, H. (Hrsg.): Trilogie der induktiven Bauelemente. Applikationshandbuch für EMV-Filter, getaktete Stromversorgungen und HF-Schaltungen. Künzelsau: Swiridoff Verlag 2013
- [100] Snelling, E. C.: Soft ferrites. Properties and applications. London: Iliffe 1969
- [101] Kabelloses Laden von Elektrofahrzeugen - Abschlussbericht zum Verbundvorhaben, Conductix-Wampfler / Daimler AG, 2011
- [102] Glenn R. Skutt: High-Frequency Dimensional Effects in Ferrite-Core Magnetic Devices, Dissertation. Blacksburg, Virginia 1996
- [103] Bedienungsanleitung zu ANSYS Electronics 18.2, Ansys, I., 2018
- [104] Krasselt, P. F.: Optimierte Netzverträglichkeit von Gleichstrom-Schnellladesystemen durch aktive Netzbeeinflussung, Karlsruher Institut für Technologie (KIT) u. Karlsruher Institut für Technologie Dissertation. Karlsruhe 2016
- [105] Klaus, B., Müller, B., Sack, M. u. Leibfried, T.: Contactless Electric Vehicle Charging - Development of a High Power Resonance Converter. Special Features during Design Process for an Experimental Setup. 2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). Proceedings : 19-22 October 2015, Montréal, Quebec. IEEE 2015, S. 1–6
- [106] Klaus, B., Barth, D., Woll, D. u. Leibfried, T.: Development and construction of a measurement device for testing and safe operation of experimental wireless electric vehicle chargers. 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). IEEE 2017, S. 287–290

- [107] Choi, W.-s., Young, S.-m. u. Kim, D.-w.: Analysis of MOSFET failure modes in LLC resonant converter. 31st International Telecommunications Energy Conference, 2009. IN-TELEC 2009 ; 18 - 22 Oct. 2009, Incheon, Korea (South). Piscataway, NJ: IEEE 2009, S. 1–6
- [108] Aigner, H., Dierberger, K. u. Grafham, D.: Improving the full-bridge phase-shift ZVT converter for failure-free operation under extreme conditions in welding and similar applications. IAS '98. Conference record of the 1998 IEEE Industry Applications Conference : Thirty-Third IAS Annual Meeting : 12-15 October, 1998, St. Louis, Missouri, USA. Piscataway, N.J: IEEE 1998, S. 1341–1348
- [109] Choi, W.-s. u. Young, S.-m.: Effectiveness of fast recovery MOSFETs to reliability of switching power supplies. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2010. 14 - 16 June 2010, Pisa, Italy ; proceedings. Piscataway, NJ: IEEE 2010, S. 1113–1118
- [110] Mecke, R. u. Rathge, C.: High frequency resonant inverter for contactless energy transmission over large air gap. PESC04. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference: conference proceedings : jointly organized with VDE/ETG Conference on Integrated Power Electronics Systems : June 20-25, 2004, Eurogress, Aachen, Germany. Piscataway, N.J: IEEE 2004, S. 1737–1743
- [111] Vishay Siliconix: Power MOSFET Basics. Understanding Superjunction Technology. Application Note 849, 2015. <https://www.vishay.com/docs/66864/an849.pdf>
- [112] Infineon Technologies AG: Primary Side MOSFET Selection for LLC Topology. Application Note, 2014. <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon+-+Application+Note+-+Power+MOSFETs+-+CoolMOS+-+Primary+Side+MOSFET+Selection+for+LLC+Topology.pdf?fileId=5546d46147a9c2e40147d3430e927e5d>
- [113] Specovius, J.: Grundkurs Leistungselektronik. Bauelemente, Schaltungen und Systeme. Springer Verlag 2013
- [114] Microchip Technology Inc.: ATmega324P/V - Complete Datasheet. <https://www.microchip.com/wwwproducts/en/ATmega324P>
- [115] TE Connectivity: Magneto-resistiver Effekt - abgerufen am 23.03.2018. <http://www.te.com/deu-de/industries/sensor-solutions/insights/intro-into-mr-sensor-applications.html>
- [116] Sensitec GmbH: CMS3000 Familie - abgerufen am 23.03.2018, 2018. <https://www.sensitec.com/de/produkte-loesungen/strommessung/cms3000-familie>
- [117] Stier, S. H.: IGBT-Schwingkreiswechselrichter hoher Leistung und hoher Frequenz in modularer Bauweise, Technische Universität Dissertation. Darmstadt 2009
- [118] Lin, P.-C., Ku, Y.-Y., Lai, C.-M., Liao, Y.-H. u. Huang, Y.-S.: Implementation of a PLL-based high frequency resonant ac power supply. SICE annual conference, 2008. 20 - 22 Aug. 2008, Chofu, Tokyo, Japan. IEEE 2008, S. 1329–1334
- [119] item Industrietechnik GmbH 2018: Spindeleinheit KGT. Montageanleitung
- [120] item Industrietechnik GmbH 2018: Gesamtkatalog. https://www.item24.de/download-center/?_ga=2.169876068.573826677.1521639463-69265351.1521639463

- [121] 2010 - 2018 RK Rose+Krieger GmbH: Lineareinheiten - abgerufen am 21.03.2018. <https://www.rk-rose-krieger.com/deutsch/produkte/linear-technik/produkt-kenner/lineareinheiten/spindel-lineareinheiten/>
- [122] GitHub, I.: grbl, 2016. <https://github.com/grbl/grbl>
- [123] Phyrtron GmbH: Mikroschritt. Technik Lexikon. http://www.phytron.de/antrieb/index.php?Set_ID=307&tl_id=29
- [124] Prabhakaran, S. u. Sullivan, C. R.: Impedance-analyzer measurements of high-frequency power passives. Techniques for high power and low impedance. Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344). IEEE 2002, S. 1360–1367
- [125] Karalis, A., Joannopoulos, J. D. u. Soljačić, M.: Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer. *Annals of Physics* 323 (2008) 1, S. 34–48
- [126] Roskopf, A., Bar, E. u. Joffe, C.: Influence of Inner Skin- and Proximity Effects on Conduction in Litz Wires. *IEEE Transactions on Power Electronics* 29 (2014) 10, S. 5454–5461
- [127] Sullivan, C. R. u. Zhang, R. Y.: Simplified design method for litz wire. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. IEEE 2014, S. 2667–2674

Studentische Abschlussarbeiten

- [128] Benedikt Lang: Technische Vergleichsanalyse zur Frequenznachführung beim kontaktlosen Laden von Elektrofahrzeugen, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2013
- [129] Benedikt Müller: Entwicklung und Aufbau eines Resonanzwandlers zum Betrieb induktiver Ladesysteme hoher Leistung im Themenfeld der Elektromobilität, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2015
- [130] Björn Sillmann: Entwurf und Aufbau eines Resonanzübertragers zur induktiven Energieübertragung, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2015
- [131] Dominik Woll: Entwicklung und Aufbau eines Messsystems zur Gewährleistung eines sicheren und funktionellen Betriebs im Rahmen experimenteller induktiver Ladesysteme, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2016
- [132] Humbert Vidal: Fertigstellung und Inbetriebnahme eines Versuchstands zur Vermessung experimenteller induktiver Batterieladesysteme, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2016
- [133] Jessy Kasti: Verlustanalyse zur Charakterisierung von HF-Litzen unter Berücksichtigung von Schlaglänge und Drillgrad, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2016
- [134] Kai König: Verlustmodellierung und Untersuchung des Resonanzverhaltens eines induktiven Ladesystems, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2017

- [135] Manuel Wolf: Entwicklung und Aufbau eines induktiven Energieübertragungssystems zur Untersuchung und Demonstration des kontaktlosen Ladens von Elektrofahrzeugen, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2013
- [136] Markus Lörcher: Entwicklung und Aufbau einer 3-Achsen- Positioniereinheit zur Vermessung experimenteller induktiver Batterieladesysteme, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2015
- [137] Raphael Ackermann: Auslegung der magnetischen Komponenten für ein optimiertes Übertragungsverhalten induktiver Batterieladesysteme, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2015
- [138] Tung Anh Duong: Analyse und Modellierung von Verlustmechanismen in induktiven Energieübertragungssystemen, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2015