

**Entwurf und Implementierung von Verfahren und
Algorithmen in Transponderlesegeräten zur Optimierung
der Übertragungseigenschaften von
LF-Transpondersystemen**

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

genehmigte Dissertation

von

Rebekka Carmen Jacobi

aus

Wuppertal

Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Anton Grabmaier

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dorothea Kolossa

Tag der mündlichen Prüfung: 29.04.2014

Vorwort

In der Zeit in der die vorliegende Dissertation entstanden ist, war ich als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme IMS tätig. Im Rahmen der bestehenden Kooperation mit der Universität Duisburg-Essen war es mir möglich neben meiner Mitarbeit in den Forschungs- und Entwicklungsprojekten zu promovieren.

In erster Linie möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr. rer. nat. Anton Grabmaier, Institutsleiter des Fraunhofer IMS und Leiter des Fachgebietes Elektronische Bauelemente und Schaltungen der Universität Duisburg-Essen, für die Betreuung meiner Dissertation, die wertvollen Impulse und die kontinuierliche Förderung bei meinem beruflichen Werdegang bedanken.

Frau Prof. Dr.-Ing. Dorothea Kolossa, Leiterin der Arbeitsgruppe Kognitive Signalverarbeitung am Institut für Kommunikationsakustik der Ruhr-Universität Bochum, hat schon zu einem frühen Zeitpunkt Mitverantwortung bei der Betreuung meiner Promotion übernommen und diese Arbeit nachhaltig geprägt. Für dieses besondere Engagement möchte ich mich herzlich bedanken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Gerhard Krost danke ich für das Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Als sehr wertvoll habe ich die Zusammenarbeit mit meinen Vorgesetzten und Kolleginnen und Kollegen am Fraunhofer IMS empfunden. An dieser Stelle danke ich hier stellvertretend meinen Vorgesetzten Dr.-Ing. Gerd vom Bögel und Martin Kemmerling und meinen Kolleginnen und Kollegen Dr.-Ing. Jennifer Heß, Dr.-Ing. Andreas Süß, Dr.-Ing. Michael Marx, Dr.-Ing. Sarah Kißler, Dr. rer. nat. Dieter Greifendorf, Felix Weiler, Dr.-Ing. Andreas Hennig und Dr.-Ing. Salvador Grey. Ebenso bedanke ich mich bei Peco Gjurovski und Jan Kaiser, die als Studenten ihren praktischen und nicht minder wichtigen Anteil an dem Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Herrn Dr.-Ing. Hartwig Junge danke ich für seine hilfreichen Tipps im Rahmen des Schreibcoachings für Promovierende an der Universität Duisburg-Essen.

Nicht zuletzt verdanke ich das Gelingen meines Studiums und meiner Promotion meinem Partner Holger Peschelt und meinen Eltern Renate und Reinhold Jacobi, die mich all die Jahre bedingungslos unterstützt und mir den Rücken frei gehalten haben - gerade wenn es schwierig wurde.

Zusammenfassung

Das Ziel dieser Arbeit liegt in der Optimierung der Übertragungseigenschaften von Low-Frequency-Transponderlesegeräten. Der Fokus liegt auf der Entwicklung von neuen Verfahren und Algorithmen, die eine stabile Energie- und Datenübertragung mobiler Lesegeräte unter variierenden Umgebungseinflüssen ermöglichen. Besonders bei passiven Sensortranspondern, die zusätzlich zu einer Identifikationsnummer Messdaten an das Lesegerät übermitteln, stellt die Energieversorgung des Transponderchips und des Sensors eine Herausforderung dar. Um den Sensortransponder über das magnetische Feld mit ausreichend Energie zu versorgen, können mobile, akkubetriebene Lesegeräte für eine verbesserte Energieeffizienz mit einer Lesegerätespule hoher Güte versehen werden.

Jedoch wird das Datensignal in einem Transpondersystem mit einer Lesegerätespule hoher Güte stark verzerrt und somit die Detektion der empfangenen Daten erschwert. Des Weiteren ist es insbesondere bei variierenden Umgebungseinflüssen schwierig, eine stabile Energieversorgung zu gewährleisten, weil die Übertragung der Energie - genau wie die der Daten - unter anderem von Parametern abhängig ist, die durch die Umgebung der Antennenspulen bestimmt werden. Dies konnte bereits mit Messungen des Basisbandsignals oder von Übertragungsfunktionen dokumentiert werden. Darüber hinaus existieren diverse Ansätze, um ein Transpondersystem zu simulieren. Die Verfahren nach dem Stand der Technik umgehen die Problematik variierender Übertragungsfunktionen maßgeblich durch den Einsatz von Antennenspulen niedriger Güte oder analogen Schaltungen, die die Übertragung für bestimmte Rahmenbedingungen stabilisieren sollen. Antennenspulen hoher Güte werden aufgrund diverser auftretender Probleme kaum eingesetzt. Im Rahmen dieser Arbeit ist ein System gesucht, das sich bei Änderungen der Ausgangsbedingungen, sei es bei den Eigenschaften der Antennenspulen oder bei den äußeren Einflüssen, an die neue Umgebung adaptieren kann. Dabei wird die Frage untersucht, in welcher Art

die variierenden Einflüsse, die von Bedeutung sind, simuliert werden können und wie das System auf dieser Basis optimiert werden kann. Die Erkenntnisse fließen in die Entwicklung adaptiver Verfahren und Algorithmen für das Hardware-Front-End sowie für die digitale Signalverarbeitung ein.

Die Übertragungsfunktionen des Transpondersystems werden in einem Modell, welches die äußeren Einflüsse auf die Antennen als variable Parameter mit einbezieht, in Matlab[®]/Simulink[®] simuliert. Ein Vergleich mit Messungen verschiedener Übertragungsfunktionen im Transpondersystem zeigt die Zuverlässigkeit des Modells. Das verzerrte Basisbandsignal wurde zusammen mit anderen Signalen am Lesegeräte-Front-End auf Informationen untersucht, die eine Aussage über die Zuverlässigkeit des erkannten Symbols enthalten, welche in den Detektionsalgorithmen verwendet werden kann. Weiterhin wird ein Demonstrator eines adaptiven Kernmoduls für mobile Transponderlesegeräte vorgestellt. Dieser besteht aus einem digital gesteuerten analogen Front-End und einem FPGA, der von Matlab[®] aus gesteuert werden kann. Mit Hilfe von digitaler Signalverarbeitung können in Kombination mit der dafür ausgelegten Hardware die Energieversorgung sowie die Datendetektion signifikant verbessert werden. Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Verfahren sind energieeffizient, adaptierbar und mit geringem Hardwareaufwand zu implementieren. Bei der Decodierung von Basisbandsignalen, die mit Antennenspulen hoher Güte empfangen worden sind, kann die Bitfehlerrate gegenüber Maximum-Likelihood-Verfahren aus dem Stand der Low-Frequency-Transpondertechnik deutlich verringert werden. Durch Signalverarbeitung wird auch die Energieversorgung stabilisiert. Mit einem Verfahren zur Trägerfrequenzadaptation wird je nach Umgebungseinfluss eine signifikant bessere Energieversorgung als mit adaptiven Verfahren nach dem Stand der Technik erreicht.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Passive LF-Transpondersysteme	2
1.1.1	Einflüsse auf die Übertragungsfunktionen	3
2	Stand der Technik	7
2.1	LF-Transpondertechnologie	7
2.1.1	Ansteuerung des Lesegeräteschwingkreises	9
2.1.2	Demodulation	12
2.1.3	Codierung der Daten	15
2.1.4	Matched-Filter-Empfänger	17
2.2	Möglichkeiten und Grenzen der LF-Transpondertechnologie	20
3	Theorie	25
3.1	Modellierung	26
3.1.1	Physikalische Grundlagen gekoppelter Oszillatoren	28
3.1.2	Übertragungsfunktionen	31
3.1.2.1	Modellierung von Umgebungseinflüssen	37
3.1.2.2	Modellierung der Vorgänge am Transponder bei Mo- dulation	41
3.1.3	Optimale Trägerfrequenz	43
3.1.4	Auswirkungen der Trägerfrequenzadaption auf die Datenüber- tragung	47
3.2	Demodulation und Detektion	48
3.2.1	Demodulationsverfahren	48
3.2.2	Detektionsverfahren	50
3.2.2.1	Korrelationsempfänger	52

3.2.2.2	Faltungscodierung und Viterbialgorithmus	56
3.2.2.3	Zeitvariante Zuverlässigkeitsinformationen	59
4	Untersuchungsansätze und Methoden	63
4.1	Übertragung von Energie und Daten	63
4.1.1	Untersuchung der Übertragungsfunktionen	68
4.1.2	Voruntersuchungen zur Demodulation und Detektion	73
4.1.2.1	Versuchsaufbauten	73
4.1.2.2	Ermittlung des idealen Signals	75
4.1.3	Zuverlässigkeitsinformationen in der Detektion	83
4.2	Demonstrator	96
4.2.1	Konzept des LF-Front-Ends	96
4.2.1.1	Hardwarekonzept	97
4.2.1.2	Digitale Steuerung des analogen LF-Front-Ends	98
4.2.2	Demonstrator Transportkiste	106
4.2.3	Basisbandsignalverarbeitung mit realen Signalen	108
5	Ergebnisse	117
5.1	Übertragung von Energie und Daten	117
5.1.1	Auswertung der Übertragungsfunktionen	119
5.1.1.1	Variation des Abstandes r_{LT} zwischen zwei Ferrit- stabspulen	121
5.1.1.2	Variation des Abstandes r_{LM} zwischen einer Lesege- rätspule und einer Stahlplatte	123
5.1.2	Auswertungen zur Demodulation und Detektion	132
5.1.3	Zuverlässigkeitsinformationen in der Detektion	135
5.2	Demonstrator	138
5.2.1	LF-Front-End	138
5.2.1.1	Hardwarelösung	138
5.2.1.2	Digitale Steuerung des analogen LF-Front-Ends	139
5.2.2	Demonstrator Transportkiste	142
5.2.3	Basisbandsignalverarbeitung mit realen Signalen	149
6	Diskussion	155

6.1	Fazit	155
6.1.1	Demonstrator	157
6.1.2	Modell und adaptive Verfahren	158
6.2	Ausblick	161
6.2.1	Demonstrator	162
6.2.2	Adaptive Verfahren	162
A	Anhang	165
A.1	Koeffizienten	165
A.2	Übertragungsfunktionen	167
B	Veröffentlichungen	171

Abkürzungsverzeichnis und mathematische Symbole

Abkürzungsverzeichnis

ADC	A nalog D igital C onverter
AGC	A utomatic G ain C ontrol
AWGN	A dditive W hite G aussian N oise
BER	B it E rror R ate
BP	B andpass
CRC	C yclic R edundancy C heck
DBP	D ifferential B i- P hase
DFT	D iskrete F ourier t ransformation
FDX	F ull D uplex
FE	F ront- E nd
FEC	F orward E rror C orrection
FIFO	F irst- I n- F irst- O ut
FIR	F inite I mpulse R esponse
FPGA	F ield P rogrammable G ate A rray
HDX	H alf D uplex
HF	H igh F requency
ID	I dentifikationsnummer
ISI	I ntersymbolinterferenz
ISM	I ndustrial, S cientific and M edical
LF	L ow F requency
LS	L east S quares
MAP	M aximum- A - P osteriori
ML	M aximum- L ikelihood

MLSD	Maximum-Likelihood Sequence Detector
NRZ	Non Return to Zero
ODE	Ordinary Differential Equations
OOK	On-Off-Keying
RFID	Radio Frequency Identification
PER	Packet Error Rate
PLL	Phase-locked loop
SCR	Signal-Carrier-Ratio
SDR	Software Defined Radio
SISO	Soft Input Soft Output
SNR	Signal-Noise-Ratio
SOVA	Soft-Output Viterbi Algorithm
TP	Tiefpass
UHF	Ultra High Frequency
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
WPT	Wireless Power Transfer
ZVZI	zeitvariante Zuverlässigkeitsinformationen

Mathematische Symbole

Variablen, deren Signale oder Systeme im Zeit- und im Frequenzbereich verwendet werden, werden im Zeitbereich mit Kleinbuchstaben und im Frequenzbereich mit Großbuchstaben bezeichnet und sind hier nur in einem Bereich aufgeführt.

a_n	Zählerkoeffizient einer Übertragungsfunktion im Laplacebereich
a_K	Kurvenparameter
a_V	Verstärkungsfaktor
A	Fläche
A_{f_C}	dreidimensionales Array mit den optimalen Trägerfrequenzen für die Parametervektoren p_D
A_L	Induktivitätsbelag

b_n	Nennerkoeffizient einer Übertragungsfunktion im Laplacebereich
B	magnetische Flussdichte
B_R	Remanenzflussdichte
c	Konstante
c_K	Kurvenparameter
C	Kapazität
C_R	Abstimmkapazität im Lesegeräteschwingkreis
C_T	Abstimmkapazität im Transponderschwingkreis
C_C	Kapazität des Pufferkondensators am Testtransponder
C_{D1}	Kapazität im Spannungsteiler des Lesegeräteschwingkreises
C_{D2}	Kapazität im Spannungsteiler des Lesegeräteschwingkreises
$C_{I,II}$	Klasse I bzw. Klasse II
d_S	Sendeimpulsfolge
d_{SymMF}	auf den Symboltakt heruntergetasteter Ausgang eines Matched-Filters
$d_{Sym1/2/3/4}$	auf den Symboltakt heruntergetasteter Ausgang des 1.,2.,3.,4. Matched-Filters
d_{Sym}	erster Ausgang des ML-Entscheidungers
d'_{Sym}	zweiter Ausgang des ML-Entscheidungers
dr	infinitesimales Streckenelement
δ_W	Standardeindringtiefe
δ_P	Abtastfunktion
E	elektrische Feldstärke
E^*	Bayesscher Fehler
E_1, E_2	Ereignisse
E_{MSE}	mittlerer quadratischer Fehler im Gradientenverfahren
EINS	logischer Wert eines NRZ-Signals
f	Frequenz
f_A	Abtastfrequenz in der Simulation

f_C	Trägerfrequenz
$f_{C_{\text{Opt}}}$	optimale Trägerfrequenz in der Menge diskreter Trägerfrequenzen
f_S	Frequenz eines Cosinus-förmigen Basisbandsignals
$f_{S_{1/2}}$	Grundfrequenzen eines Basisbandsignals
f_G	Grenzfrequenz in der Demodulation
f_D	Taktfrequenz des FPGAs
f_B	Bandbreite
f_{Max}	Frequenz im Maximum des Betrags einer Übertragungsfunktion oder auch Resonanzfrequenz
f_{Max_E}	Frequenz im Maximum des Betrags der Energieübertragungsfunktion
f_{Max_G}	Frequenz im Maximum des Betrags der Gesamtübertragungsfunktion
Δf_{Max}	Differenz zwischen den den Frequenzen f_{Max_E} und f_{Max_G}
$f_{\Theta}(\theta)$	(A-Priori-)Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
$\hat{f}_{\Theta}(\theta)$	geschätzte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion aus einer Stichprobe
$f_{O \Theta}(o \theta)$	Likelihood-Funktion
$f_{\Theta O}(\theta o)$	A-Posteriori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
φ	Winkel
$F_{\Theta}(\theta)$	Verteilungsfunktion
\mathcal{F}	Ergebnis der Fehlerprüfung nach der Decodierung $\mathcal{F} \in \{F, \bar{F}\}$
F	Fehler
\bar{F}	kein Fehler
Φ	magnetischer Fluss
Φ_g	gesamt erzeugter magnetischer Fluss
g	Datensignal am Sender (Basisbandsignal)
g_D	Generatorpolynom
g_{SS}	Spitze-Spitze-Wert des Datensignals am Sender

h_{DTP}	Impulsantwort der äquivalenten Tiefpass-Datenübertragungsfunktion
h_{DBP}^+	analytisches Signal der Impulsantwort der Datenübertragungsfunktion
h_{S}	Impulsantwort eines Sendefilters
h_{MF}	Impulsantwort eines Matched-Filters
$h_{1/2/3/4}$	Impulsantwort des Matched-Filters für das 1.,2.,3.,4. Symbol
h_{BW}	Bandweite für eine Kerndichteschätzung
H	magnetische Feldstärke
$H_{\text{I,II}}$	Gebiet auf dem eine Beobachtung als Klasse C_{I} bzw. Klasse C_{II} klassifiziert wird
H_{E}	Energieübertragungsfunktion
H_{D}	Datenübertragungsfunktion
H_{S}	Superpositionsübertragungsfunktion
H_{G}	Gesamtübertragungsfunktion
H_{GS}	simuliertes Gesamtübertragungsfunktionsarray zur Parameteridentifikation mit den Parametervektoren p_{D}
H_{GM}	gemessene Gesamtübertragungsfunktion zur Parameteridentifikation
ΔH_{E}	Gewinn in der Energieversorgung in logarithmischer Darstellung
$H'_{\text{DTP}}(f)$	aus dem positiven Frequenzbereich in den Ursprung verschobene Datenübertragungsfunktion
H'_{TPNorm}	aus dem positiven Frequenzbereich in den Ursprung verschobene, normierte Übertragungsfunktion
H_{TPDem}	Kanalübertragungsfunktion für das Nutzspektrum nach der Demodulation
HIGH	digitaler Zustand
$\mathcal{H}\{h(t)\}$	Hilberttransformierte einer Impulsantwort
i	Strom
i_{R}	Strom im Lesegeräteschwingkreis

k	Kopplungsfaktor
k_0	Anzahl der Eingangsbits eines Coders
K	Kernfunktion
l_S	Länge der Spule
L	Induktivität
L_R	Induktivität im Lesegeräteschwingkreis
L_T	Induktivität im Transponderschwingkreis
L'_R	Ersatzinduktivität der Lesegerätespule
LOW	digitaler Zustand
L'	serielle Ersatzinduktivität einer Spule gültig für eine Frequenz
m	Modulationsgrad
m_T	Modulationsgrad am Transponder
m_L	Modulationsgrad am Lesegerät
$m_{L_{fs}}$	frequenzselektiver Modulationsgrad am Lesegerät
μ_0	magnetischen Feldkonstante
μ_r	Permeabilitätszahl
$\mu_{r_{eff}}$	effektive Permeabilitätszahl
μ_S	Schrittweite für Gradientenverfahren
μ_{DL}	Schritt für Gradientenverfahren im diskretisierten Parameterraum, $\in \{-1, 0, 1\}$
μ_{DR}	Schritt für Gradientenverfahren im diskretisierten Parameterraum, $\in \{-1, 0, 1\}$
μ_{DM}	Schritt für Gradientenverfahren im diskretisierten Parameterraum, $\in \{-1, 0, 1\}$
M	Gegeninduktivität
n_0	Anzahl der Ausgangsbits eines Coders, $\in \mathbb{N}$
n_A	Rauschsignal
n_δ	Laufvariable der Summe von Impulsen (Zeitbereich), $\in \mathbb{N}$
n_Δ	Laufvariable der Summe von Impulsen (Frequenzbereich), $\in \mathbb{N}$

n_S	Laufvariable im Gradientenverfahren, $\in \mathbb{N}$
n_L	Laufvariable, $\in \mathbb{N}$
n_R	Laufvariable, $\in \mathbb{N}$
n_M	Laufvariable, $\in \mathbb{N}$
n_F	Laufvariable, $\in \mathbb{N}$
n	Laufvariable der Zähler- oder Nennerkoeffizienten einer Übertragungsfunktion im Laplacebereich, $\in \mathbb{N}$
n_H	Laufvariable für die Datenpunkte des diskretisierten Headersignals, $\in \mathbb{N}$
n_P	Laufvariable für die Datenpunkte der ZVZI der N_P aufgenommenen Symbole, $\in \mathbb{N}$
n_{STFT}	Laufvariable für die Datenpunkte in einem Zeitfenster der diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation, $\in \mathbb{N}$
n_Θ	Laufvariable für die Datenpunkte einer Stichprobe, $\in \mathbb{N}$
N_H	Anzahl der Datenpunkte eines zeitdiskreten Headersignals, $\in \mathbb{N}$
N_{SmpLC}	Anzahl der Taktzyklen des FPGAs pro Periode der Trägerfrequenz am FE, $\in \mathbb{N}$
N_{f_A}	Anzahl der Abtastwerte in der Simulation, $\in \mathbb{N}$
N_{Sym}	Anzahl der Abtastwerte pro Symbolperiode am FE, $\in \mathbb{N}$
N_W	Windungsanzahl, $\in \mathbb{N}$
N_P	Anzahl der Symbole pro Messposition ohne die Headersymbole, $\in \mathbb{N}$
N_δ	Grenze der Laufvariablen n_δ , $\in \mathbb{N}$
N_Δ	Grenze der Laufvariablen n_Δ , $\in \mathbb{N}$
N_L	Grenze der Laufvariable n_L , $\in \mathbb{N}$
N_R	Grenze der Laufvariable n_R , $\in \mathbb{N}$
N_M	Grenze der Laufvariable n_M , $\in \mathbb{N}$
N_F	Grenze der Laufvariable n_F , $\in \mathbb{N}$
N_{STFT}	Anzahl der Datenpunkte in einem Zeitfenster der diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation, $\in \mathbb{N}$
N_Θ	Anzahl der Datenpunkte einer Stichprobe, $\in \mathbb{N}$

NULL	logischer Wert eines NRZ-Signals
∇	Nabla-Operator
o	Ausprägung von O
O	Beobachtung
Ω_{STFT}	Frequenzkomponente in dem Spektrogramm der diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation
p	Parametervektor aus den kontinuierlichen Variablen L'_R , R'_R und M in der Messung
p_D	Parametervektor aus den diskretisierten Variablen L'_R , R'_R und M in der Simulation
$p_{D_{\text{Opt}}}$	optimaler Parametervektor
$P(\theta)$	Wahrscheinlichkeit
$P(\theta o)$	bedingte Wahrscheinlichkeit
$P(\bar{F} ZVZI_2, ZVZI_3)$	A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit für \bar{F} gegeben $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$
Q	Güte eines Schwingkreises oder einer Spule
Q_R	äquivalente Güte des Schwingkreises mit Verlusten durch die Lesegeräteschaltung
r_c	Codierrate
r_{LT}	Abstand zwischen der Lesegerätespule und der Transponderspule
r_{LM}	Abstand zwischen der Lesegerätespule und einem beeinflussenden Material in der Umgebung
$r_{\text{LM}_{\text{norm}}}$	auf den Spulenradius normierter Abstand zwischen einer Spule und einem metallischen Material
ρ_{Header}	Korrelationskoeffizient des gemessenen Headers mit dem idealen Header
ρ_{ZVZI}	Korrelationskoeffizient zwischen den symbolweisen ZV-ZI
R	Widerstand
R'	serieller Ersatzwiderstand einer Spule gültig für eine Frequenz

R_{MOD}	Modulationswiderstand am Transponder
R_{C}	Ersatzwiderstand für den Realteil der Chipimpedanz am Transponder
R_{L}	Ersatzlastwiderstand am Testtransponder
R_{I}	Ersatzwiderstand für den Innenwiderstand des Klasse-D-Verstärkers
R_{R}	serieller Verlustwiderstand im Lesegeräteschwingkreis
R'_{R}	Ersatzwiderstand der Lesegerätespule
R_{T}	Verlustwiderstand im Transponderschwingkreis
s	komplexe Variable im Laplacebereich, hier: $s = j2\pi f$
s_{COD}	codierte Daten am Sender
s'_{COD}	recodierte Daten im mehrstufigen Decodierungsverfahren
s''_{COD}	gewichtete, recodierte Daten im mehrstufigen Decodierungsverfahren
s_{NRZ}	NRZ-Daten am Sender
σ	elektrische Leitfähigkeit
σ_{Ideal}^2	ideale Unsicherheiten
$\sigma_{u_{\text{H}}}$	Standardabweichung eines Signals u_{H}
S_{LF}	Ferritstabspule am Lesegerät
S_{LL}	Luftspule am Lesegerät
S_{LT}	Tunnelspule am Lesegerät
S_{TF}	Ferritstabspule am Transponder
S_{TL}	Luftspule am Transponder
t	Zeit
τ	Größe für die Zeit im Digitalbereich
τ_{STFT}	Zeitfenster in dem Spektrum der diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation
θ	Ausprägung von Θ
T_{Sym}	Symboldauer
T	Periodendauer $T = 1/f_{\text{C}}$

T_1	Teilungsfaktor eines kapazitiven Spannungsteilers für den Abgriff des Sample&Hold-Verstärkers
T_2	Teilungsfaktor eines kapazitiven Spannungsteilers für den Abgriff des ADC 2
Θ	Zufallsvariable
u	Spannung
u_{Dz}	Durchbruchspannung an der Z-Diode D_Z am Testtransponder
u_{IdealT}	ideales Signal am Transponder
u_{Ideal}	ideales Signal am Empfänger
u_{HIGH}	eingeschwungener Zustand von u_{IdealT} bei HIGH-Pegel
u_{LOW}	eingeschwungener Zustand von u_{IdealT} bei LOW-Pegel
u'_R	Eingangssignal (Spannung) des Klasse-D-Verstärkers
u_{RecBB}	gleichspannungsbehaftetes Ausgangssignal (Spannung) eines Demodulators
u'_{Rec}	demoduliertes Signal (Spannung) am Ausgang des Sample&Hold-Verstärkers
u''_{Rec}	demoduliertes und mittelwertbefreites Signal (Spannung) am ADC 1
u_{RL}	Signal (Spannung) am Ersatzwiderstand R_L am Testtransponder
u_{SG}	Signal (Spannung) am Signalgenerator zum Schalten des Modulationswiderstandes
$u_{SS\&H}$	Steuersignal (Spannung) für den Sample&Hold-Verstärker
u_{SADC1}	Steuersignal (Spannung) für den ADC 1
u_{SADC2}	Steuersignal (Spannung) für den ADC 2
\bar{u}_H	Mittelwert eines Signals u_H
u_{IH}	Header aus dem idealen Empfangssignal
u_{RH}	Header aus dem gemessenen Empfangssignal
U_R	Signal (Spannung) am Verstärkerausgang des Lesegeräts
U_{Rec}	Signal (Spannung) am Empfängerabgriff des Lesegeräts

U_{Rec_1}	Superpositionsanteil des Trägers an dem Signal am Empfängerabgriff des Lesegeräts
U_{Rec_2}	modulierter Transponderanteil an dem Signal am Empfängerabgriff des Lesegeräts
U_{T}	Signal (Spannung) am Transponder
V_{L}	Vektor mit diskreten Werten des Parameters L'_{R}
V_{R}	Vektor mit diskreten Werten des Parameters R'_{R}
V_{M}	Vektor mit diskreten Werten des Parameters M
V_{F}	Vektor mit diskreten Werten der Trägerfrequenz f_{C}
x	moduliertes Datensignal im Bandpassbereich
x_{D}	binäre Daten
X_{L}	serielle Reaktanz einer Spule
y	gemessenes Datensignal im TP-Bereich am Empfänger
y_{δ}	empfangenes Datensignal nach Multiplikation mit einer Impulsfolge
y'	ideales Datensignal im Tiefpassbereich am Empfänger
y_{SS}	Spitze-Spitze-Wert des Datensignals am Empfänger
$ZVZI_{1/2/3/4/5}$	zeitvariante Zuverlässigkeitsinformationen aus einer ersten, zweiten, dritten, vierten oder fünften Beobachtung

1. Einleitung

Die drahtlose Identifizierung von Objekten, Tieren und Personen findet eine rasche Verbreitung und ist ein schnell wachsender Markt [1]. Auch bei der Implantation von Sensoren, sei es in einer Maschine oder im menschlichen Körper, wird zunehmend auf drahtlose Übertragung der Sensordaten gesetzt. Hier gilt es, im Besonderen die Reichweite und Zuverlässigkeit von mobilen Systemen zur drahtlosen Identifizierung oder zum Auslesen drahtloser Sensorik zu optimieren.

Die Übertragung kann durch Transpondersysteme realisiert werden. Sie bestehen im einfachsten Fall aus einem Lesegerät und einem Transponder. Der Transponder übermittelt Daten an das Lesegerät und besteht aus einem Chip mit einem Front-End zur drahtlosen Kommunikation. Transponder gibt es in passiver und in aktiver Ausführung, wobei die passiven Transponder im Unterschied zu aktiven Transpondern keine eigene Energieversorgung besitzen, sondern über ein vom Lesegerät ausgesendetes Feld versorgt werden. Passive Transponder weisen gegenüber aktiven Transpondern bedeutende Vorteile auf, auch wenn sie nicht die Reichweite von aktiven Transpondern erreichen. So ist ihr Betrieb nicht durch die Batterielebensdauer beschränkt und die Abmessungen lassen sich gegenüber aktiven Transpondern weiter reduzieren. Passive Transponder werden überall dort eingesetzt, wo keine großen Reichweiten erforderlich sind oder ein Batteriewechsel nicht oder nur aufwendig durchführbar ist - beispielsweise bei Implantaten, zu denen eine drahtlose Kommunikation notwendig ist [2]. Die Transpondertechnik ist unter dem Begriff **R**adio **F**requency

Identification (RFID) in der Logistik und anderen Anwendungsfeldern bekannt geworden. RFID-Chips übermitteln als Daten eine feste **I**dentifikationsnummer (ID) und gegebenenfalls zusätzlich auf dem Chip gespeicherte Daten. Damit eignen sie sich als berührungslose Schlüssel, Ausweise und zur Identifikation von Objekten. Eine darüber hinaus weit verbreitete Einsatzmöglichkeit liegt in der Diebstahlsicherung, die jedoch nicht darauf angewiesen ist eine ganze ID zu übermitteln. Weiterhin gibt es die Möglichkeit, Sensoren an die Transponder anzubinden. Diese Sensortransponder senden nach der ID paketweise Messdaten, die in den Sendepausen ermittelt werden. Als mögliche Sensoren seien hier Druck-, Temperatur- oder auch Biosensoren genannt, die aus anwendungsbezogenen Gründen nicht oder nur aufwendig per leitungsgebundener Übertragung ausgelesen werden können. Transpondersysteme arbeiten in verschiedenen **I**ndustrial, **S**cientific and **M**edical (ISM)-Bändern zum Beispiel in den Frequenzbereichen **L**ow **F**requency (LF), **H**igh **F**requency (HF) und **U**ltra **H**igh **F**requency (UHF). Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist die Optimierung von LF-Transpondersystemen. LF-Übertragungssysteme besitzen in metallischer oder auch wasserhaltiger Umgebung erhebliche Vorzüge gegenüber den höherfrequenten Systemen, die in dieser Umgebung nur eingeschränkt und nur mit Hilfe spezieller Aufbauten eingesetzt werden können. Die LF-Technologie ist somit für Anwendungen in metallischen Industrieumgebungen, der Medizintechnik sowie in der Landwirtschaft von besonderem Interesse.

1.1 Passive LF-Transpondersysteme

Abbildung 1.1 stellt das in dieser Arbeit vorliegende LF-Transpondersystem dar, welches typischerweise mit einer Trägerfrequenz zwischen 120 kHz und 135 kHz arbeitet. Die Kommunikation zwischen dem Lesegerät und dem Transponder basiert auf induktiver Kopplung (vgl. Abbildung 1.1).¹ Die Energie für den passiven Transponder sowie die Daten werden über das magnetische Feld übertragen. In dem System sind zwei Schwingkreise gekoppelt - ein Serienschwingkreis am Lesegerät und ein Paral-

¹Das Lesegerät könnte zum Beispiel durch ein **O**n-**O**ff-**K**eying (OOK) des Feldes auch Daten senden und damit zu einem Schreib-/Lesegerät werden. Aus Gründen der Einfachheit und da die Kommunikationsrichtung Schreib-/Lesegerät→Transponder nicht im Fokus steht, wird hier der Begriff des Lesegerätes verwendet.

lerschwingkreis am Transponder. Beide Schwingkreise bestehen aus einer Antennenspule und einem Abstimmkondensator C_R am Lesegerät, bzw. C_T am Transponder. Ein Leistungsverstärker, der an dem Serienschwingkreis angeschlossen ist, verstärkt das Trägersignal im Lesegerät. Parallel zum Abstimmkondensator C_R befindet sich ein kapazitiver Spannungsteiler, an dem das Signal für einen Demodulator im Lesegerät abgegriffen wird. An dem Parallelschwingkreis am Transponder ist ein Mikrochip und ein Gleichrichter zur Spannungsversorgung angeschlossen. Ein Widerstand R_{MOD} ist über einen Schalter parallel zum Transponderschwingkreis geschaltet. In Abbildung 1.1 ist ein Verfahren zur Datenübertragung mit einer sogenannten ohmschen Lastmodulation gezeigt. Der Widerstand R_{MOD} wird abhängig vom Datensignal parallel zu- oder weggeschaltet. Für die Kommunikation vom Transponder zum Lesegerät wird in dem Großteil der Systeme die ohmsche oder kapazitive Lastmodulation eingesetzt [1]. Die zusätzliche Last verursacht eine Änderung des Stroms in der Transponderspule und somit im resultierenden magnetischen Feld. Dies kann im Lesegerät an dem Empfängerabgriff, bestehend aus dem kapazitiven Spannungsteiler C_{D1} und C_{D2} , detektiert werden [3].

1.1.1 Einflüsse auf die Übertragungsfunktionen

Die Abmessungen der LF-Transpondersysteme sind sehr klein gegenüber der Wellenlänge (im km-Bereich). Somit kann das Feld eines LF-Transpondersystems als quasistationär angenommen werden [4]. Die Antennen an Lesegerät und Transponder bestehen aus Luft- oder Ferritspulen, die mit einem Kondensator zu einem Parallel- oder Serienschwingkreis abgestimmt werden. Die induktiv gekoppelten Antennenschwingkreise bilden ein System von gekoppelten Oszillatoren mit gleichen oder nah beieinander liegenden Resonanzfrequenzen.

An mobile Transpondersysteme werden folgende Anforderungen gestellt: sie sollten handliche Abmessungen besitzen, energieeffizient arbeiten und flexibel einsetzbar sein. Die Schwingkreise führen zu einer Resonanzüberhöhung in der Übertragungsfunktion und somit bei der Resonanzfrequenz zu einer höheren induzierten Spannung an der empfangenden Spule. Je schmalbandiger der Schwingkreis ausgelegt wird, desto höher ist die Güte und somit auch die zur Energieversorgung des Transponders benötigte induzierte Spannung in der Resonanz. Zu beachten ist jedoch, dass durch

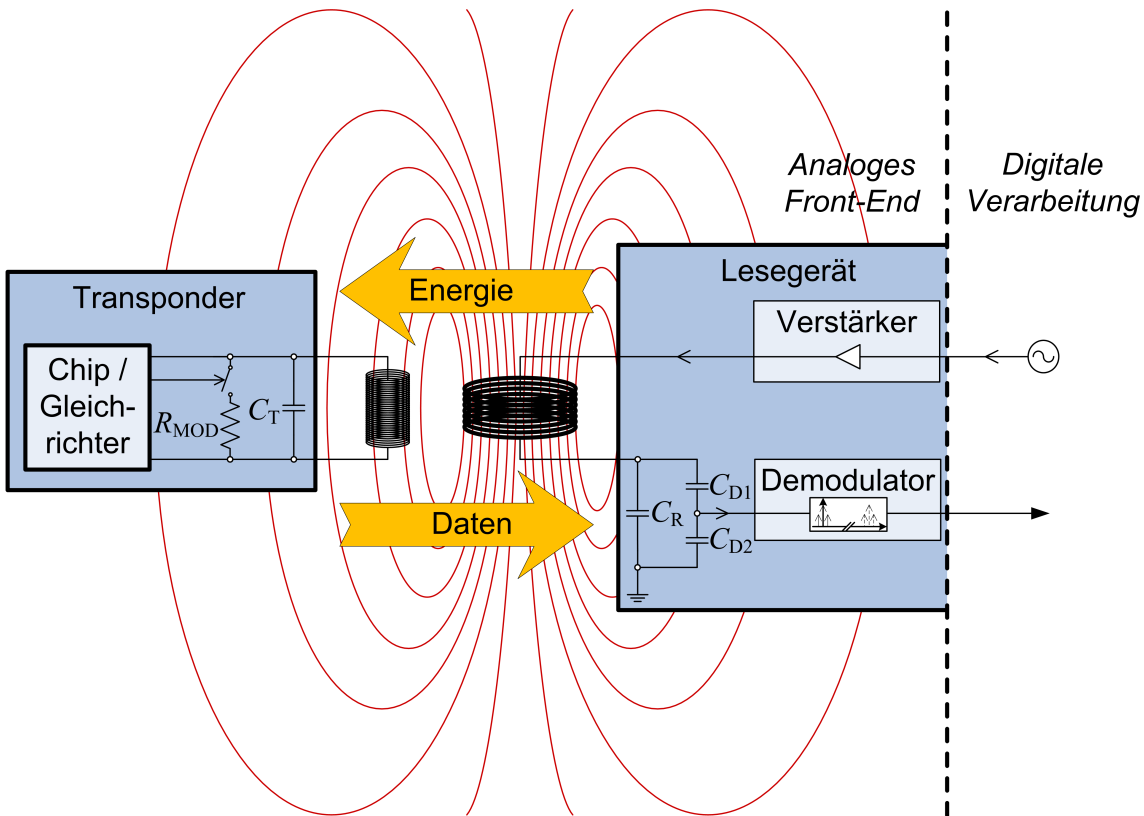


Abbildung 1.1: Prinzip der Kommunikation in einem LF-Transpondersystem nach [3], modifiziert

den antiproportionalen Zusammenhang zwischen Güte und Bandbreite gleichzeitig Signalkomponenten, die in der Nähe der Resonanzfrequenzen liegen, sehr stark verzerrt werden und gegenüber der Resonanzfrequenz stark gedämpft werden [2]. Im Falle von Transpondersystemen werden bei hoher Güte der Antennen die Seitenbänder des Trägers, die die Daten des Transponders enthalten, entsprechend beeinflusst. Bei der Einstellung der Güte ist einerseits darauf zu achten, dass die erforderliche Energieversorgung durch die Spannungsüberhöhung sichergestellt werden kann und andererseits die Daten in den Seitenbändern noch dekodiert werden können. Die Reichweite von passiven Transpondersystemen hängt von zwei Faktoren ab:

- in wie weit der Transponderchip mit genügend Energie versorgt wird und
- in wie weit der Empfänger die aufmodulierten Daten noch korrekt lesen kann.

Im Folgenden werden diese beiden Faktoren in **Energereichweite** und **Lesereichweite** unterschieden. Jeweils der kritischere Faktor, entsprechend der mit der kürzeren Entfernung, bestimmt die **resultierende Reichweite**.

In der Tabelle 1.1 ist der Zusammenhang zwischen der Güte, der Energereichweite und der Lesereichweite dargestellt. Bei mobilen Systemen nach dem Stand der Technik mit Antennen niedriger oder mittlerer Güte bildet die Energereichweite den limitierenden Faktor, da im Empfangspfad ausreichend Bandbreite für das gesendete Transpondersignal zur Verfügung steht [2]. Vor dem Hintergrund mobiler Geräte im Akkubetrieb wird in dieser Arbeit die Energereichweite durch Erhöhen der Antennengüte erweitert. In diesem Fall ist die Energereichweite stark von der Trägerfrequenz abhängig, da Einflüsse der Umgebung, die den Antennenschwingkreis verstimmen, signifikante Auswirkungen besitzen. Wenn mit Antennen sehr hoher Güte auf der optimalen Trägerfrequenz gesendet wird, so ist der limitierende Faktor der resultierenden Reichweite die Lesereichweite, da der Empfänger die gesendeten Daten unter bestimmten Bedingungen nicht mehr korrekt dekodieren kann. In dieser Arbeit soll die Einstellung der Trägerfrequenz und die Signaldetektion im Lesegerät optimiert werden, um energieeffiziente Geräte mit hoher Reichweite zu ermöglichen.

System	Güte	Energereichweite	Lesereichweite
mobil - Stand der Technik	–	–	+
mobil - Stand der Technik mit Antenne hoher Güte	+	(+)	–
Ziel: adaptives Kernmodul für mobile Transponderlesegeräte	+	+	+

Tabelle 1.1: Eigenschaften von Systemen, die dem Stand der Technik entsprechen im Vergleich mit den Eigenschaften des Zielsystems

Zur Optimierung der resultierenden Reichweite muss der Datenkanal und der Energiekanal in der entsprechenden Konfiguration betrachtet werden. Während der Energiekanal die Energereichweite bestimmt, so beeinflusst der Datenkanal zusammen mit der Superposition des Trägers maßgeblich die Lesereichweite. Für eine erweiter-

te resultierende Reichweite durch verbesserte Signalverarbeitung müssen die Energieversorgung des Transponders sowie die Detektion der Daten am Lesegerät optimiert werden. Mobile Anwendungen stellen des Weiteren den Anspruch, einen geringen schaltungstechnischen Aufwand aufzuweisen und idealerweise die Funktion von Schaltungen durch den Einsatz entsprechender Algorithmen zu kompensieren. Die Implementierung von Algorithmen in Form von digitaler Signalverarbeitung bringt gegenüber analogen Schaltungen einen weiteren entscheidenden Vorteil. Das Lesegerät ist flexibel einsetzbar und kann sich im laufenden Betrieb anpassen, um das System unter den gegebenen Randbedingungen wieder zu optimieren. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird mit den hier erprobten Verfahren ein Demonstrator eines adaptiven Kernmoduls für mobile Transponderlesegeräte entwickelt.

2. Stand der Technik

2.1 LF-Transpondertechnologie

Ein Transponderlesegerät für passive Transponder enthält einen Sender und einen Empfänger. Der Sender versorgt den Transponder mit Energie über das magnetische Feld, während der Empfänger die Signaländerung an der Lesegerätespule, welche durch die Modulation des Transponders hervorgerufen wird, detektiert. Für die Übertragung der Daten vom Transponder zum Lesegerät werden **Full Duplex** (FDX)-Transpondersysteme betrachtet, in denen, wie in Abbildung 1.1 gezeigt, eine simultane Übertragung von Energie und Daten stattfindet. Der ausgesendete Träger, der um ein Vielfaches größer ist als das modulierte Datensignal, überlagert das vom Transponder gesendete Signal und beeinträchtigt die Detektion der Daten am Empfänger. Auf Grund des geringen Modulationsgrades am Empfänger ist bei diesem Kommunikationsprinzip eine besondere Aufmerksamkeit auf die Demodulation und Detektion der Daten zu legen. Darüber hinaus gibt es ein alternatives Verfahren - das **Half Duplex** (HDX)-Verfahren. In der vorliegenden Arbeit und vielfach in der Literatur wird das HDX-Verfahren darüber definiert, dass der Träger während des Sendens des Datenpaketes aussetzt und erst nach einer definierten Zeitdauer vom Lesegerät wieder aktiviert wird. HDX-Transponder benötigen zur Energieversorgung während des Sendens einen großen Pufferkondensator, der die Abmessungen der Transponder vergrößert. Somit erweist sich das Verfahren für den Aufbau beispielsweise möglichst kleiner medizinischer Implantate, die als Anwendung von

großem Interesse sind, als ungeeignet. HDX-Verfahren werden meist zur reinen ID-Übermittlung genutzt und in Anwendungen eingesetzt, in denen kein kontinuierlicher Betrieb, wie es bei Sensortranspondern der Fall ist, notwendig ist.

Die ISO 11785 ist bis heute eine der wichtigsten Normen für den LF-RFID-Bereich. Entwickelt wurde sie zusammen mit der ISO 11784 um einen Standard für die Tieridentifikation einzuführen. Die beiden Normen wurden allerdings auch schon recht früh auf viele Transpondertechnologien in anderen Anwendungsgebieten angewendet. Die neuere Tiertranspondernorm ISO 14223 versteht sich als Erweiterung ihrer Vorgänger - zum Beispiel für die Benutzung von Sensortranspondern [5]. Die ISO 11785 ist somit eine wichtige Basis für die neuen Transpondernormen. Sie beschreibt das technische Konzept der Kommunikation und Energieversorgung in einem Transpondersystem, während die ISO 11784 die Codestruktur festlegt.

Neben den Tiertranspondernormen ist die ISO 18000-2 eine wichtige Grundlage für bestehende Entwicklungen in der Transpondertechnik für den Frequenzbereich unter 135 kHz.

Es gibt derzeit zwei mobile Lesegeräte mit einer für diesen Gerätetyp hohen Reichweite auf dem Markt. Das ARE H5 von AEG und das Lesegerät ISO MAX V von DATAMARS sind nach den ISO-Standards für den Tiertransponderbereich entworfen worden und verdeutlichen exemplarisch den Stand der Technik in der LF-Transpondertechnik. Werden die beiden Lesegeräte in ihrer Leistungsfähigkeit verglichen, so erzielt das DATAMARS Lesegerät eine höhere Reichweite als das AEG-Lesegerät. Dafür ist die mögliche Anzahl an Lesezyklen mit einer Batterieladung beim DATAMARS Lesegerät geringer. Im AEG-Lesegerät wird eine Antennenspule zur Felderzeugung und eine gesonderte Antennenspule für den Datenempfang eingesetzt. Im DATAMARS-Lesegerät wird eine gemeinsame Antennenspule für das Senden von Energie und das Empfangen von Daten genutzt. Das DATAMARS-Lesegerät besitzt eine Antennenschwingkreisgüte von $Q \approx 44$. Dies ist vergleichsweise hoch, da für induktiv gekoppelte Systeme häufig eine optimale Güte Q in der Größenordnung 10 bis 30 angegeben wird, wobei hier die zur Kommunikation benötigte Bandbreite die begrenzende Größe ist [1].

Das Prinzip getrennter Sende- und Empfangsantennenspulen kann genutzt werden, um die Spulen für ihren Einsatzzweck zu optimieren. Durch entsprechende Wahl der Geometrien kann die Überkopplung des Trägers auf die Empfangsspule verringert werden und je nach Anordnung ein höheres Signal-Träger-Verhältnis erreicht werden. Ein weiterer Vorteil ergibt sich dadurch, dass der Empfängerabgriff von der Sendespule, an der Spannungen bis in den kV-Bereich liegen können, galvanisch getrennt ist. Des Weiteren kann die Empfangsspule für eine größere Bandbreite ausgelegt werden als die Sendespule. Dieses Prinzip erfordert jedoch einen hohen materiellen und räumlichen Aufwand für mobile Lesegeräte und wird daher im Rahmen dieser Arbeit nicht eingesetzt.

Unter anderem im Patent [6] wird der Vorteil mehrerer Spulen genutzt, um mit einem Lesegerät mit zwei Empfangsspulen ein Signal, welches auf einem Hilfsträger in einem großen Frequenzabstand zum Hauptträger moduliert ist, zu detektieren. Die vorliegende Arbeit besitzt jedoch das Ziel den Hardwareaufwand gering zu halten und energieeffiziente Konzepte einzusetzen. Daher ist es nicht sinnvoll ein Verfahren mit einem Hilfsträger einzusetzen.

Hohe Güten der Antennenschwingkreise führen zu einer effizienteren Energieübertragung, aber es ist schwierig, das System in einem gestimmten Zustand zu halten, da die Bandbreite des Systems mit Erhöhung der Güte abnimmt [7]. Darüber hinaus können sehr hohe Spannungen in diesen Systemen auftreten, für die Maßnahmen getroffen werden müssen [7].

Neben der erschwerten Datenübertragung durch eine sehr geringe Bandbreite sind dies die Gründe, weshalb Transpondersysteme fast ausschließlich nicht mit einer hohen Antennengüte entworfen werden. Die Herausforderung besteht darin, Wege zu finden wie mit den beschriebenen auftretenden Problemen umgegangen werden kann, um den Einsatz von energieeffizienten mobilen Transpondersystemen zu ermöglichen.

2.1.1 Ansteuerung des Lesegeräteschwingkreises

Stationäre, aber auch mobile, Transponderlesegeräte nutzen meist eine feste Trägerfrequenz, die von dem zu Grunde gelegten ISO-Standard bestimmt wird. Um die Energieübertragung zu optimieren, besitzen einige Lesegeräte eine einstellbare

Abstimmkapazität, die die Resonanzfrequenz des Schwingkreises für eine begrenzte Variation der Induktivität der Antennenspule auf die Trägerfrequenz abstimmen kann. Die Realisierung erfolgt mit einer Anordnung aus schaltbaren Kondensatoren, die insbesondere in Serienschwingkreisen auf Grund der erforderlichen Spannungsfestigkeit entsprechend große Abmessungen besitzen. Das Patent [8] beschreibt ein Verfahren mit einer Anordnung aus Kondensatoren, deren Kapazitätswerte binär gestuft sind. Ein Algorithmus sucht in sukzessiver Approximation die optimale Kapazität, um die Spannung oder den Strom des Schwingkreises zu maximieren [8]. Bei Verwendung von Hochvoltkondensatoren ist die Methode auf Grund der räumlichen Abmessungen, die eine solche Schaltung benötigt, nicht für mobile Geräte geeignet. Eine ähnliche Vorgehensweise zeigt ein Versuchsaufbau eines **Wireless Power Transfer (WPT)**-Systems mit einer Korrekturspannungsquelle, welche bei Verstimmungen des Senderschwingkreises die Spannung über der restlichen Reaktanz der Schwingkreisimpedanz kompensiert [9].

Auch für Transponder werden unter anderem in dem Patent [10] Konzepte zur Anpassung der Abstimmkapazität vorgestellt. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf Verfahren zur Optimierung auf der Lesegeräteseite, dennoch ist an dieser Stelle anzumerken, dass sich der Transponder zumeist in einer stationären, wenn auch metallischen Umgebung befindet. Dies ermöglicht eine feste Anpassung auf die entsprechende Umgebung, während das Lesegerät in unterschiedlichen Umgebungen eingesetzt wird und vom Nutzer in variablen Abständen zum Transponder sowie zu den umgebenden Materialien positioniert wird.

Eine alternative Möglichkeit zur Anpassung eines Lesegerätes in verschiedenen Umgebungen ist der Einsatz von Eigenschwingern, die Regelkreise für einen stabilen Betrieb benötigen. Soll aufgrund von geforderter Energieeffizienz eine Klasse-D-Endstufe implementiert werden, so gibt es den Ansatz, eine **Phase-locked loop (PLL)** zur Regelung der Trägerfrequenz einzusetzen [11]. Im Patent [12] wird das Verfahren eines spannungsgesteuerten und phasengeregelten Oszillators mit einem Phasenkomparator und einem Filter näher beschrieben. Die Trägerfrequenz wird auf die Resonanzfrequenz der Antennenimpedanz geregelt [11], [12].

In [13] und [14] wird ein WPT-System mit zwei Serienschwingkreisen vorgestellt, bei welchem die Frequenz am Sender auf die Bedingung geregelt wird, dass sich ei-

ne Phasendifferenz von Null zwischen Spannung und Strom am Verstärkerausgang ergibt. Am Empfänger wird die Spannung über der Last geregelt. Diese Regelung setzt bei Überversorgung ein Signal zum Sender ab, welches den Sender in einen Burst-Modus versetzt. Um eine stabile und definierte Ausgangsspannung am Empfänger bei verschiedenen Lastwiderständen zu garantieren, wird eine Verstimmung der beiden Schwingkreise zueinander empfohlen.[13], [14]

Die mit diesen Prinzipien eingestellte Trägerfrequenz kann sich bei Verstimnungen der Lesegeräteantenne durch zum Beispiel unterschiedliche Abstände zu metallischen Gegenständen signifikant von der optimalen Trägerfrequenz zur Energieübertragung unterscheiden [15]. Abbildung 2.1 zeigt einen Vergleich der Impedanz $Z(f)$ und der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ ¹ aus der Veröffentlichung [15]. Die optimalen Trägerfrequenzen, die den Frequenzen der Maxima der Energieübertragungsfunktion entsprechen, weichen abhängig von der Güte der Antennenspulen von den Resonanzfrequenzen der Impedanz ab.

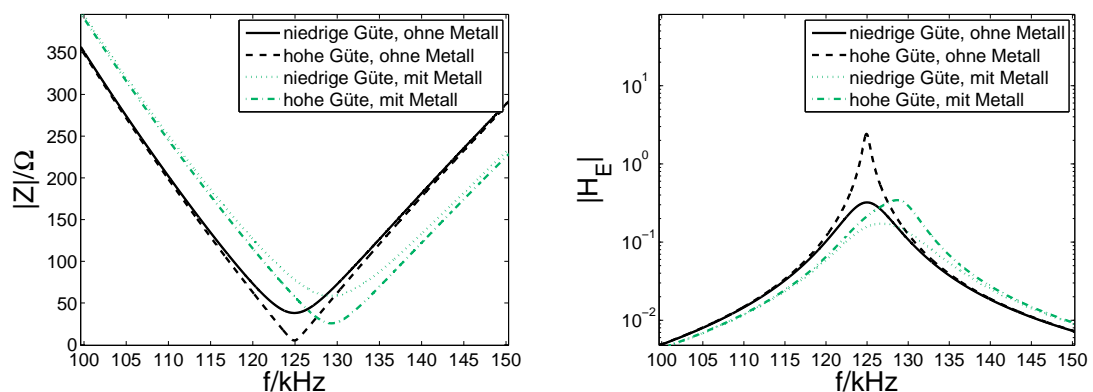


Abbildung 2.1: Simulation der Lesegeräteantennenimpedanz mit angekoppeltem Transponder (links) und der Energieübertragungsfunktion (rechts) nach [15], modifiziert

Derzeit gibt es bereits WPT- und Transpondersysteme, welche Metall detektieren können.

¹Die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ beschreibt die Spannungsübertragung vom Lesegerät zum Transponder und wird in Kapitel 3 definiert.

Ein Prototyp eines WPT-Systems, welches in [16] vorgestellt wird, besitzt einen eingebauten Metalldetektor, um das System vor einem unerwünschten Erhitzen von metallischen Gegenstände in der Umgebung des Empfängers sicherheitshalber ausschalten zu können. Das Metall wird mittels einer Gütemessung des Empfängerschwingkreises detektiert. Die Messung der Güte erfolgt iterativ bei mehreren Frequenzen, während der Sender nach dem Laden eines Pufferkondensators am Empfänger das Feld ausschaltet. Am Empfänger werden die Ergebnisse der Gütemessung bei verschiedenen Frequenzen gespeichert. Der Maximalwert wird an den Sender zurückgegeben. Der Sender gleicht diesen Wert mit einem Schwellwert ab. Unterschreitet die ermittelte Güte den Schwellwert, so schaltet sich der Sender ab. Die Messung erfolgt über eine bekannte Methode, die die Spitzenwerte verschiedener Spannungen im Schwingkreis abgleicht. Das System kann Metall jedoch nur in der Nähe des Empfängers detektieren.[16]

Insbesondere bei Tiertranspondern kann es vorkommen, dass sich ein Transponder zum Beispiel durch starke Muskelaktivität eines Tiers nach einiger Zeit nicht mehr an der ursprünglich implantierten Stelle befindet [17]. Das Patent [17] stellt ein Verfahren vor, welches die Anwesenheit eines Transponders, unabhängig vom vollständigen Auslesen der Daten, erkennt und die Detektion eines Transponders durch das Aussenden eines Warnsignals optimieren soll. Es wird lediglich die Reduktion der Leistungsübertragung mit einem Detektionsverfahren erkannt, welches typischerweise auch in Metalldetektoren eingesetzt wird [17].

Das Verfahren detektiert zwar Umgebungsänderungen, jedoch kann es weder zwischen Verlusten durch einen Transponder oder durch umgebende Materialien unterscheiden noch lässt sich mit diesem Verfahren die Übertragung selbst optimieren.

2.1.2 Demodulation

Über den Reaktanzen im Lesegeräteschwingkreis kann je nach Güte des Schwingkreises und der Ausgangsspannung des Verstärkers eine Spannung bis in den kV-Bereich hinein anliegen [3]. Aus diesem Grund wird, wie in Abbildung 1.1 gezeigt, das Signal für den Empfänger über dem Kondensator C_{D2} und nicht direkt über dem Abstimmkondensator C_R abgegriffen. Der kapazitive Spannungsteiler aus C_{D1} und C_{D2} muss

daher für jede Lesegeräteantenne angepasst werden, um den nachgeschalteten Demodulator vor zu hohen Spannungen zu schützen.

Im Rahmen dieser Arbeit wird als Modulationsverfahren die in der LF-Transponder-technik weit verbreitete Lastmodulation zu Grunde gelegt. Die kapazitive und die ohmsche Lastmodulation erzeugen eine Modulation der Amplitude sowie je nach Auslegung zusätzlich eine Modulation der Phase [1]. Hier wird die Amplitudendemodulation von Transpondersignalen verwendet, da sie in einer großen Breite von Anwendungen eingesetzt werden kann.

Die Hüllkurvendemodulation wird als inkohärentes, aber einfaches Verfahren zur Amplitudendemodulation sehr häufig in LF-Transponderlesegeräten eingesetzt [3]. Abbildung 2.2 zeigt eine auf die elementaren Bauelemente reduzierte Schaltung eines einfachen Hüllkurvendemodulators. Hierbei ist das Ausgangssignal u_{RecBB} noch gleichspannungsbehaftet. Vor einer digitalen Verarbeitung sollte der Gleichspannungsanteil entfernt werden und das Basisband anschließend verstärkt werden, um den Einfluss des Quantisierungsrauschens bei der Abtastung zu minimieren.

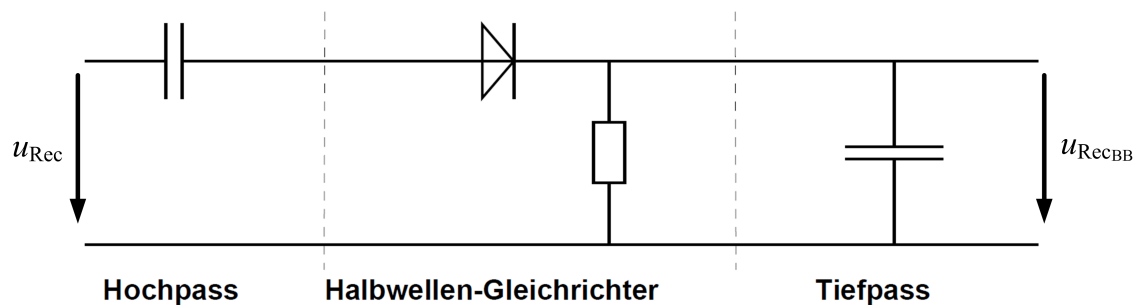


Abbildung 2.2: Prinzipschaltbild eines Hüllkurvendemodulators nach [18], modifiziert

Vor dem Tiefpass (TP)-Filter in Abbildung 2.2 ergibt sich ein Spektrum, welches neben dem Basisbandsignal den modulierten Träger und geradzahlige Oberwellen des modulierten Trägers enthält [18]. Da der Modulationsgrad am Empfängerabgriff bei Transpondersystemen mit Antennen hoher Güte entsprechend klein werden kann, ist hier ein sehr steilflankiger TP-Filter notwendig, um den hohen Trägeranteil und dessen Oberwellen von dem Basisbandsignal zu trennen [3].

Im Patent [19] wird aus diesem Grund ein Verfahren vorgestellt, welches zwei Hüllkurvendemodulationen mit je einer Halbwelle des amplitudenmodulierten Trägers parallel einsetzt und anschließend die beiden Basisbandsignale subtrahiert. Dieses Verfahren verschiebt die Hauptkomponente des Restträgers im Frequenzbereich zu der doppelten Trägerfrequenz. Hierdurch wird die anschließende Filterung erleichtert und es können darüber hinaus gleichphasige Störungen in den beiden Basisbandsignalen durch die Subtraktion kompensiert werden.[19]

Alternativ werden die synchrone Demodulation und die Quadraturdemodulation eingesetzt, die mit analogen Mischern realisiert werden können [3]. Der Aufwand für einen analogen Mischer im Demodulationsverfahren ist höher als der Aufwand für den Hüllkurvendemodulator, da ein Sinussignal konstanter Amplitude mit der Trägerfrequenz f_C vorliegen muss, welches einen festen Winkel (optimalerweise $\varphi = 0^\circ$ oder $\varphi = 180^\circ$) zum empfangenen Signal besitzt. Im Spektrum ergeben sich das Basisband und modulierte Anteile bei der doppelten Trägerfrequenz und ihren Vielfachen [18]. Aus diesem Grund kann im Vergleich zum Hüllkurvendemodulator der notwendige analoge TP-Filter für eine höhere Grenzfrequenz ausgelegt werden und die Flanke des Filters muss weniger steil sein [3].

Eine Mischform dieser üblichen Demodulationsverfahren wird in [20] und [21] für Transpondersysteme, die Lastmodulation verwenden, vorgestellt. In [21] werden separate Antennen für das Senden der Energie und das Empfangen der Daten genutzt, wodurch eine Trägerunterdrückung erreicht werden soll. Die Demodulation erfolgt durch Berechnung eines phasenverschobenen und verstärkten Hilfsträgers, der durch Addition zu dem abgegriffenen Träger einen Inphase- und einen Quadraturanteil erzeugt, welche je nach Modulationsart in ihrer Amplitude variieren und mit zwei einfachen Hüllkurvendemodulatoren demoduliert werden können [20], [21].

Den beiden Methoden, der Demodulation mit einem Hüllkurvendemodulator und der Demodulation durch Heruntermischen ist gemein, dass sie analoge Filter mit festen Grenzfrequenzen vor der Digitalisierung erfordern [3]. Dies begrenzt die Flexibilität eines Front-Ends auf dem diese Verfahren eingesetzt werden.

2.1.3 Codierung der Daten

Codierungen für passive Transpondersysteme dürfen die Energieversorgung des Transponders nicht beeinträchtigen, wie dies beispielsweise bei einer **Non Return to Zero** (NRZ)-Codierung auftreten könnte [22]. Für den LF-Bereich sind Manchester- und Formen der **Differential Bi-Phase** (DBP)-Codierung standardisiert. Diese Codierungen werden im Folgenden weiter betrachtet, da sie die zuvor genannte Bedingung erfüllen, eine hohe Codierrate von 0,5 besitzen und zudem aus ihrem Datenstrom der Takt wiedergewonnen werden kann. Typische Codierungen aus höheren Frequenzbereichen, wie Miller-8, benötigen eine hohe Datenrate und eine große Bandbreite. Diese Anforderungen können in LF-Transpondersystemen nicht erfüllt werden.

Die ISO 18000-2 definiert die Manchestercodierung (vgl. Abbildung 2.3) als die Standardcodierung im Transponder und eine spezielle Codierung mit der halben Datenrate für den Inventarisierungsprozess, der einer Bestandsaufnahme der im Feld befindlichen Transponder dient [23]. Der Manchestercode ist darüber definiert, dass in jeder Symbolmitte ein Übergang stattfindet, dessen Richtung darüber entscheidet ob das Symbol eine NULL oder eine EINS darstellt.

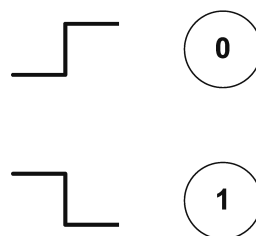


Abbildung 2.3: Symbole des Manchestercodes

Im allgemeinen Teil der ISO 11785 ist modified DBP als Codierung für FDX-Systeme angegeben [24]. Diese leitet sich von der DBP-Codierung oder auch FM0-Codierung (Abbildung 2.4(a)) ab, die dadurch gekennzeichnet ist, dass an jedem Symbolbeginn ein Übergang stattfindet und ein Übergang in der Mitte kennzeichnet, dass eine NULL gesendet wurde. Die modified DBP-Codierung wurde in den Standard aufgenommen, weil die Flanke der Einhüllenden des Trägers an LOW-HIGH-Übergängen nicht sehr steil ist [24]. Wie in Abbildung 2.4(b) gezeigt, wird bei der modifizierten Form jeder HIGH-LOW Übergang eines DBP-Signals um eine 1/4 Symbollänge

Modified DBP erfordert vier Ausgangswerte je Eingangswert, da eine Einteilung in 1/4 Symbol­längen erfolgt. Das modified DBP-Signal kann mit dem in Abbildung 2.6 gezeigten modifizierten DBP-Codierer erzeugt werden.

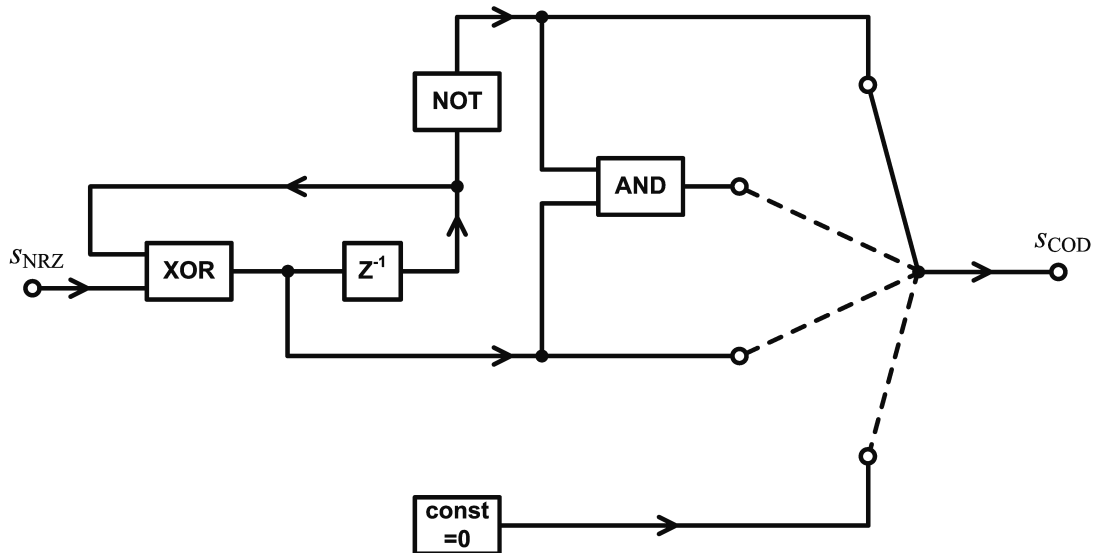


Abbildung 2.6: Codierer für einen modified DBP-Code. Die Taktung der Register erfolgt im vierfachen Symboltakt

Bei normgerechten Transpondern sehen die ISO-Normen einen **Cyclic Redundancy Check (CRC)** vor, wenn die Zuverlässigkeit der decodierten Daten geprüft werden soll. Dieser verwendet ein sogenanntes Generatorpolynom zur Polynomdivision modulo 2 um Fehler zu erkennen. In der ISO 18000-2 und der ISO 11785 ist das Generatorpolynom

$$g_D(x_D) = x_D^{16} + x_D^{12} + x_D^5 + 1 \quad (2.1)$$

zur Erstellung eines 16 bit CRCs für eine 64 bit ID angegeben [23], [24]. Auch die neuere ISO-Norm 14223-2 bezieht sich auf das in der ISO 11785 genannte Polynom, welches Daten von einer Länge von mindestens 48 bit, abhängig vom Kommando auch deutlich länger, durchlaufen.

2.1.4 Matched-Filter-Empfänger

Nach der Demodulation erfolgt in Lesegeräten, in denen ein digitaler Signalprozessor integriert ist, die Abtastung des Basisbandsignals und die anschließende Quantisierung mit einem **Analog Digital Converter (ADC)**. Das digitalisierte Signal wird

nachfolgend in dem Signalprozessor verarbeitet und decodiert. Je nach Einsatzumgebung können die gewonnenen Daten auf dem Lesegerät angezeigt und gespeichert werden oder an ein Back-End-System, z.B. einen Server, weitergegeben werden.

Ein wichtiger Verarbeitungsschritt für die Decodierung mit digitalen Signalprozessoren ist meist der Einsatz eines sogenannten Matched-Filters. Dies ist ein Verfahren, dessen Integration in die digitale Verarbeitung von Transpondersignalen zum Stand der Technik geworden ist. Der Matched-Filter ermöglicht es, Datensignale durch eine Korrelation mit den a priori bekannten Symbolformen auch aus einem stark verrauschten Signal zu extrahieren.

Im Patent [10] ist gezeigt, wie der Matched-Filter mit Hilfe eines Sequenzgenerators angepasst werden kann. Dies deutet nicht auf eine Anpassung der Signalform, sondern einzig auf eine Anpassung der verschiedenen Folgen aus Rechtecksignalen je nach Protokoll hin. Das Patent [25] erwähnt eine verbesserte Vorgehensweise im Korrelationsprozess durch die Verwendung eines sinusförmigen Mustersignals. Im Patent [26] wird ein adaptives Verfahren beschrieben, welches die Symbollänge des Matched-Filters anhand einer an einem Header ermittelten wahrscheinlichsten Symboldauer anpasst.

Eine gleitende Korrelation über zwei Symbole kann im Falle von Synchronisationsproblemen zu einem verbesserten Decodierergebnis führen [27]. Das Patent [28] erweitert den Korrelationsprozess um eine halbe Symbollänge vor und nach dem DBP-Symbol, um das Ergebnis der Korrelation zu verbessern.

In [29] und [30] wird ein Ansatz für eine System-on-Chip-Implementierung eines UHF-Lesegerätes gezeigt, in dem verschiedene Datenraten mit zwölf parallelen Korrelatoren mit bis zu 22% Frequenzabweichung erkannt werden. Ein zweiter Korrelator ist für die eigentliche Erkennung des in einem Zwischenspeicher hinterlegtem Empfangssignals verantwortlich [29], [30].

Aufbauend auf diesem Ansatz wird in [31] eine ressourcensparende Implementierung eines Algorithmus vorgeschlagen, der die Synchronisation bei Abweichungen in der Datenrate verbessert. Nach einer Digitalisierung des Empfangssignals mit einem ADC erfolgt die Demodulation und eine Integration in einem Moving-Average-Block, welcher unter der Annahme eines rechteckigen Datensignals den Matched-

Filter darstellt. Nach einem Komparator werden die binären Datenwerte mit drei anpassbaren Raten heruntergetastet und anschließend parallel an drei Korrelatoren geführt. Das Signal mit der größten Amplitude gibt an, welche die passendste Datenrate ist. Die Raten zum Heruntertasten können für die folgenden Symbole nachgeführt werden. Das System wurde in Simulink[®] erstellt und anschließend wurde mit der HDLCoder-toolbox ein Very High Speed Integrated Circuit **H**ardware **D**escription **L**anguage (VHDL)-Code erzeugt, welcher auf dem **F**ield **P**rogrammable **G**ate **A**rray (FPGA) eines RFID-Testaufbaus implementiert wurde.[31]

In [32] wird eine Methode vorgestellt, welche eine durch den Datenkanal auftretende **I**ntersymbolinterferenz (ISI) kompensieren soll, um hohe Datenraten in einem HF-Transpondersystem zu erreichen. Es wird ein Modell für die Übertragungstrecke präsentiert, welches das Transpondersystem aufgrund der Lastmodulation nicht mehr als lineares System ansieht. Auf dieser Basis wird ein **L**east **S**quares (LS)-Ansatz für einen Entzerrungsfilter präsentiert, der die Koeffizienten für einen **F**inite **I**mpulse **R**esponse (FIR)-Filter schätzt und keine Kenntnis über den Kanal benötigt. Das System empfängt zunächst eine Trainingssequenz vom Transponder, welche am Lesegerät a priori bekannt ist. Da sich die Koeffizienten des Entzerrungsfilters für jede Abstandsvariation ändern, wird die Trainingssequenz vor jedem Datenpaket gesendet, um die neuen Koeffizienten berechnen zu können. Das Verfahren berechnet einen Filtervektor, den sogenannten Least Squares Equalizer, welcher danach auf das ganze Paket angewendet wird.[32]

Die zeitvariante Kanaländerung, beziehungsweise die Nichtlinearität durch die Lastmodulation wird bei der Filterung nicht gesondert betrachtet. Simulationen in [32] zeigen die Verbesserung durch den Algorithmus gegenüber einem nicht entzerrten Signal bei einem vergleichsweise geringem Gütefaktor der Lesegeräteantenne und einem Kopplungsfaktor von $k = 0,05$ und $k = 0,5$.

Das Prinzip des Matched-Filters wird im Unterkapitel 3.2 vertieft. Ausführliche Herleitungen befinden sich in der zugrunde gelegten Literatur (siehe [33] u.a.).

2.2 Möglichkeiten und Grenzen der LF-Transpondertechnologie

LF-Systeme oder Systeme in den darunter liegenden Frequenzbereichen haben gegenüber Systemen in höheren Frequenzbereichen signifikante Vorteile, wenn es gefordert ist, Energie in metallgekapselte Transponder zu übertragen. Ansätze für solche Systeme, die Energie und Daten durch Metall übertragen, werden beispielsweise in [34] vorgestellt. Die vorgestellten Ansätze setzen stationäre Systeme ein, in denen der Abstand zwischen den Spulen und dem Metall konstant bleibt und das Lesegerät an das Stromnetz angeschlossen werden kann.

Einige Ansätze aus dem UHF-Bereich können auf ihre Eignung im LF-Bereich überprüft und erweitert werden. Dabei sind die Randbedingungen in LF-Transpondersystemen zu beachten. So ist die Datenrate in LF-Systemen stark beschränkt, da die Trägerfrequenz signifikant niedriger ist und der Datenkanal eine geringe Bandbreite besitzt. Aufwendigere Codierungen wie zum Beispiel die höherwertigen Miller-Codierungen sind auf Grund des geringen Datendurchsatzes nicht sinnvoll. Darüber hinaus ergeben sich bei induktiver Kopplung im Nahfeld andere physikalische Effekte als in UHF-Systemen. Unter Einbeziehung der technischen Rahmenbedingungen und der physikalischen Effekte sollen im Folgenden Ansätze für eine optimierte Übertragung in LF-Systemen entwickelt werden.

Besonders im UHF-Bereich werden sogenannte **Software Defined Radio** (SDR)-Verfahren eingesetzt, die rein digital implementierbar sind und somit je nach Bedarf verändert werden können. Sie haben zum Ziel kostengünstige und flexible Transpondersysteme zu ermöglichen [35]. Unter anderem wurde in [35] die Leistungsfähigkeit eines Transpondersystems untersucht, welches aus einem universellen **RFID-Front-End** (FE) und einem in Software implementierten Lesegerät und Transponder besteht. In [36] wird eine Platine für schnelle Prototypenentwicklung beschrieben, die Signale in verschiedenen Empfangsstärken verarbeiten kann. Vor der Digitalisierung mit einem ADC und der eigentlichen Demodulation im Digitalbereich befindet sich eine Trägerunterdrückung auf dem analogen Teil der Platine [36]. Reine SDR-Systeme sind dafür ausgelegt, schnell neue Konzepte testen zu können und flexibel verschiedene Protokolle einzusetzen. Sie sind möglichst universell ausgelegt und we-

niger mit dem Hintergrund entworfen worden sehr schwache Transpondersignale zu detektieren.

Die aktuellen Entwicklungen sind maßgeblich auf den UHF- und die darüber liegenden Frequenzbereiche fokussiert. So sind auch die folgenden vorgestellten, teils patentierten, Verfahren in ihrer rechtlichen Gültigkeit nicht auf bestimmte Frequenzbereiche beschränkt, jedoch nehmen sie explizit Bezug auf Verfahren und Phänomene aus der hochfrequenten RFID-Datenübertragung im Fernfeld wie zum Beispiel Backscattering oder Fading.

In [37] wird ein adaptives Verfahren beschrieben, um über Backscattering empfangene QAM-Signale eines RFID-Tags im Lesegerät zu demodulieren und zu dekodieren. Der Decoder verwendet ein iteratives Verfahren für sich schnell ändernde Kommunikationskanäle, welches die Koordinaten der Inphase- und Quadraturkomponenten anhand eines Referenzsignals laufend korrigiert und eine Entscheidung über das empfangene Signal trifft [37].

Das Paper [27], welches ein robustes Detektionsverfahren in UHF-Systemen beschreibt, zeigt einen Ansatz wie die Eigenschaften des DBP-Codes in der Decodierung genutzt werden können. Die DBP-Codierung kann als Markov-Prozess erster Ordnung beschrieben werden und wird mit einer **Maximum-Likelihood Sequence Detector** (MLSD) decodiert [27].

Das Ziel des Patents in [38] ist es, einen Ressourcen sparenden Viterbidecodierer für ein RFID-Lesegerät einzusetzen. Die Codierung des Signals sollte einem Markov-Prozess erster Ordnung, genauer einer DBP-Codierung, entsprechen. Nach dem Empfang eines Signals wird die Korrelation mit jedem möglichen Sendesymbol berechnet. Es folgt die Berechnung modifizierter Korrelationswerte auf Basis von sich aus der Decodierung ergebenden, stationären Übergangswahrscheinlichkeiten. Anschließend erfolgt die Decodierung der Sequenz mit einem MLSD. Dieses Verfahren kann mit einem höheren Rechenaufwand auch für jeweils zwei oder mehr Symbole in Folge durchgeführt werden.[38]

Eine Alternative zur Decodierung und gleichzeitigen Optimierung der Synchronisierung ist ein Viterbi-basierter Algorithmus, ein sogenannter JVSS-Algorithmus (**Jiggle-Viterbi with Substate Selection**), der in [39] vorgestellt wird. Dieser Viterbi-

Algorithmus erweitert jeden Zustand auf zwei Subzustände, welche einem gestauchten und einem gestrecktem DBP-Symbol entsprechen. Die Längen der hinterlegten Symbolformen und die Synchronisierung können während des Lesens dynamisch angepasst werden. Der Algorithmus wird in einem UHF-Transpondersystem mit einer DBP-Basisbandcodierung angewendet, welches den Lesevorgang mit einem Trainingssignal startet.[39]

Das Patent in [40] stellt ein System vor, welches für schwierige Empfangsumgebungen, speziell bei niedrigem SNR, hohen Interferenzen oder Dopplereffekten entwickelt wurde. Es handelt sich um einen Faltungsdecoder, der die von einem Transponder gesendete DBP- oder Miller-codierte Sequenz schätzt. Es wird ein Trellis kreiert, welcher für jedes Symbol eine berechnete Wahrscheinlichkeit aller möglichen Kombinationen von quantisierten Phasenlagen, Taktraten und Symbolen enthält. Der wahrscheinlichste Pfad durch den Trellis entspricht dem Ausgangssignal des Decoders. Dabei werden in einem iterativen Verfahren mit den Ausgängen verschiedener Matched-Filter-Sets, welche abhängig von möglichen Symbolen, Takt- oder Baudraten und der Phasenlage des Empfangssignals generiert werden, Übergangswahrscheinlichkeiten bestimmt. Ziel der Iterationen ist es, die Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu minimieren. Wenn sich die errechneten Wahrscheinlichkeiten nicht mehr signifikant ändern oder alternativ eine festgelegte Anzahl von Wiederholungen erreicht ist, erfolgt die Decodierung. Die bestimmten Wahrscheinlichkeiten werden dem Decoder im **Soft Input Soft Output (SISO)**-Verfahren an Stelle von harten Entscheidungen zur Verfügung gestellt. Dieses Verfahren wird parallel auch für das invertierte Empfangssignal durchgeführt. Die wahrscheinlichste Symboldauer, die wahrscheinlichste Phasenlage und der wahrscheinlichste Datenwert werden bestimmt. Des Weiteren werden mit einem Kanalschätzer mehrere Variablen, unter anderem die Koeffizienten eines Kanalverzerrers, laufend aktualisiert.[40]

In [41] wird ein nicht normkonformer Faltungscoder mit einer Codierrate von $r_c = \frac{1}{2}$ und fünf Speicherelementen für ein UHF-Transpondersystem vorgeschlagen. Die hohe Anzahl der Verzögerungselemente würde die Codierrate bei den kleinen Paketlängen in LF-Sensortranspondersystemen deutlich verschlechtern, da das Datenpaket um entsprechend viele Bits mit NULLEN aufgefüllt werden müsste.

Derselbe Autor stellt in [42] einen iterativen Decoder für ein UHF-Transpondersystem vor. Der Decoder maximiert die symbolweise A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit (**M**aximum-**A**-**P**osteriori (MAP)-Kriterium). Auf der Transponderseite werden die Daten zunächst mit einem Faltungscoder mit vier Speicherelementen und einer Codierate von $r_c = \frac{1}{2}$ codiert. Anschließend werden die Daten von einem Interleaver verschachtelt und wiederum DBP- oder Miller-codiert bevor sie gesendet werden.[42]

Für LF-Sensortranspondersysteme ist dieses Verfahren insbesondere auf der Transponderseite als zu aufwendig zu bewerten. Zudem verringert sich auch hier die Datenrate signifikant.

Im Folgenden sollen die Eigenschaften der, auch im LF-Bereich genutzten, DBP-Codierung für die Detektion genutzt werden. Die vorgestellten Verfahren [37], [27], [38], [39], [40], [41] und [42] sind allerdings auf typische Probleme im UHF-Bereich ausgerichtet und berücksichtigen nicht die im LF-Bereich auftretenden Effekte und Grenzen. Im Abschnitt 2.1 ist der Stand der Technik im LF-Bereich dargestellt. Der Stand der Technik soll auf Basis eines hier entwickelten, digital gesteuerten analogen FEs mit einem neuen Verfahren zur Adaption der Trägerfrequenz sowie eines in mehreren Schritten verbesserten Verfahrens zur Datendetektion erweitert werden.

3. Theoretische Grundlagen

Die Schwingkreise des Lesegeräts und des Transponders bilden ein System gekoppelter Oszillatoren. Dabei besitzen die Kanäle für die Energie und die Daten verschiedene Übertragungsfunktionen, deren Verhalten sich unterscheidet. Auf der Lesegeräteseite wird üblicherweise ein Serienschwingkreis eingesetzt, während der Transponderchip an einen Parallelschwingkreis angeschlossen wird. Die Schwingkreise besitzen dabei meist verschiedene Güten. Dies ist durch die kleinere Bauform der Transponderspulen gegenüber der üblichen Bauform von Lesegerätespulen sowie der Belastung der Transponderschwingkreise durch den Chip bedingt. Die Güte der Schwingkreise und verschiedene Veränderungen in der Umgebung beeinflussen die Übertragungsfunktionen. Die Ursachen für eine gestörte Übertragung liegen nicht nur in einer großen Entfernung zwischen Transponder und Empfänger. Auch hohe Kopplung und Verstimmung der Antennenspulen können die Übertragung beeinträchtigen wie im Folgenden gezeigt wird.

In metallischer oder allgemein leitfähiger Umgebung werden aus physikalischen Gründen bevorzugt LF-Transpondersysteme eingesetzt. Metall beeinflusst allerdings auch LF-Systeme signifikant. Es verstimmt die Resonanzfrequenz der Schwingkreise und führt zu Verlusten durch Wirbelströme. Des Weiteren verändern ferromagnetische Materialien die Parameter der Übertragungsfunktionen. Bei sehr hoher Kopplung von Schwingkreisen durch das Annähern der Transponderspule an die Lesegerätespule oder an andere Transponderspulen kommt es zu veränderten Charakteristika

in den Übertragungsfunktionen. Diese Einflüsse werden in ihrer Auswirkung für die hier beschriebene Anwendung untersucht. Nach der Analyse der verschiedenen Effekte ist es das Ziel, unter den gegebenen Rahmenbedingungen mobiler Anwendungen die Energieversorgung des Transponders und die Empfangseigenschaften auf der Lesegeräteseite zu verbessern. Die resultierende Reichweite ist wie in Kapitel 1 beschrieben das Minimum der Lesereichweite und der Energiereichweite. Dies führt zu einem mehrdimensionalen Optimierungsproblem, bei welchem das System zunächst die Energieversorgung des Transponders optimieren muss, um anschließend die Daten vom Transponder empfangen und verarbeiten zu können. Mit Werkzeugen der digitalen Signalverarbeitung soll den Anforderungen bei veränderlichen Energie- und Datenkanälen begegnet werden, um auch bei Verstimmungen, Verzerrungen und niedrigem **Signal-Noise-Ratio** (SNR) eine zuverlässige Kommunikation mit dem Transponder zu gewährleisten.

3.1 Modellierung

Ein Ziel dieser Arbeit ist, Systeme mit weit über den im Stand der Technik üblichen Antennengüten in Modellen und Messungen zu analysieren. Auf dieser Basis können Algorithmen entwickelt werden, die das Übertragungsverhalten in den verschiedenen Umgebungen optimieren und eine stabile Energie- und Datenübertragung ermöglichen. Zum anderen wird auch eine Antennenspule in einer mobilen Anwendung behandelt, deren Güte bau- und einsatzbedingt reduziert ist.

Um die gegebenen Anforderungen für mobile Lesegeräte zu erfüllen, wird als Basis für die folgenden Ansätze zunächst ein System zu Grunde gelegt, welches zusammengefasst die folgenden Eigenschaften besitzt:

- hohe Güte der (Lesegeräte-)Antenne realisierbar
- weitestgehend reduzierter Hardwareaufwand
- fremderregte Trägerfrequenz, digital einstellbar
- flexibel einsetzbar
- Klasse-D-Verstärker als Antrieb in Kombination mit einem Serienschwingkreis

- Demodulation des Transpondersignals vor der Abtastung und Quantisierung durch einen ADC

Antennen hoher Güte ermöglichen es, die Effizienz bei der Übertragung von Energie zum Transponder zu erhöhen. Mit dem Fokus auf mobile Systeme wird ein Konzept entworfen, welches darauf ausgelegt ist möglichst wenige analoge Bauelemente einzusetzen. Der Träger soll mittels eines digitalen Rechtecksignals erzeugt werden. Durch das Setzen von Grenzwerten für die Frequenz im Digitalbereich können gesetzliche Bestimmungen eingehalten werden, die die Regelung der Trägerfrequenz innerhalb eines bestimmten Frequenzbereichs erfordern. Bei dem Entwurf des Hardware-Konzeptes wurde auf die Flexibilität des FEs geachtet. So kann der Empfangspfad durch digitale Steuerung an die aktuelle Trägerfrequenz adaptiert werden, da das entwickelte Konzept keine analogen Filter mit fester Grenzfrequenz im Direktpfad erfordert.

Als Antrieb des Serienschwingkreises wird ein Klasse-D-Verstärker ausgewählt, da er energieeffizient ist, ein stabiles Verhalten besitzt und mit dem Rechtecksignal des Digitalteils angesteuert werden kann [15]. Der Klasse-D-Verstärker wird mit einem Serienschwingkreis kombiniert, um Verluste gering zu halten. Die Form der Ausgangsspannung ist von der Last am Verstärker abhängig. Die Ausgangsspannung kann vereinfacht als rechteckig angenommen werden und besitzt somit wie bekannt ein Betragsspektrum mit diskreten Frequenzkomponenten, welche mit dem Betrag eines Kardinalsinus gewichtet sind.

Der Serienschwingkreis zeigt ein Impedanzminimum bei seiner Resonanzfrequenz auf und sorgt bei ausreichender Güte für einen sinusförmigen Strom [43]. Ein Parallelschwingkreis zeigt ein Impedanzmaximum bei der Resonanzfrequenz auf und würde für die Harmonischen der Trägerfrequenz eine niederohmige Last darstellen und somit zu hohen Verlusten führen. Der Serienschwingkreis bringt jedoch gegenüber dem Parallelschwingkreis einen Effekt mit sich, der im Weiteren beachtet werden muss. Jede reale Spule besitzt nicht nur einen seriellen Verlustwiderstand, sondern auch eine parasitäre Kapazität, die sich parallel zu der Induktivität der Spule ausbildet. Diese verursacht eine zweite Resonanzfrequenz im Antennenschwingkreis, die höher liegen muss als die Trägerfrequenz des Systems, damit die Spule noch mit

einem Abstimmkondensator zu einem Serienschwingkreis verschaltet werden kann. Die parallele Resonanzfrequenz des Antennenschwingkreises liegt meist bei Frequenzen weit oberhalb der genutzten Trägerfrequenz. Sie macht sich allerdings bei den steilen Schaltflanken des Klasse-D-Verstärkers bemerkbar und kann je nach Spule nicht außer Acht gelassen werden.

Infolge der geringen Bandbreite der Antenne und der Superposition des Trägers auf den Empfängerabgriff am kapazitiven Spannungsteiler ist der Modulationsgrad des Transpondersignals mitunter sehr gering. Aus diesem Grund erfolgt die Demodulation des Transpondersignals vor der Digitalisierung durch einen ADC. Wie tiefergehend im Abschnitt 3.2 erläutert, erfolgt die Demodulation unter möglichst geringem Aufwand und geringer Signalverzerrung. Das Trägersignal wird bei einem passiven Transpondersystem im Lesegerät erzeugt und steht somit für eine synchrone Demodulation mittels eines Sample&Hold-Verstärkers zur Verfügung. Die Phasenlage zwischen dem im Lesegerät erzeugtem Trägersignal und dem abgegriffenen Empfangssignal kann insbesondere bei Antennenschwingkreisen hoher Güte starken Schwankungen unterliegen. Die Phasenlage der Abtastung zum Träger unterliegt daher einer kontinuierlichen Steuerung.

3.1.1 Physikalische Grundlagen gekoppelter Oszillatoren

Das Induktionsgesetz von Faraday ergibt sich in seiner Differentialform

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (3.1)$$

und in seiner Integralform

$$\oint E \cdot dr = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A B \cdot dA \quad (3.2)$$

mit dem Nabla-Operator ∇ , dem elektrischen Feld E , der magnetischen Flussdichte B und dem infinitesimalen Streckenelement dr sowie der Fläche A .

Der magnetische Fluss Φ ist dabei definiert als

$$\Phi = \int_A B \cdot dA \quad (3.3)$$

mit dem sich

$$\oint E \cdot dr = -\frac{\partial}{\partial t} \Phi \quad (3.4)$$

ergibt [44] u.a.

Aus diesen Grundgleichungen der theoretischen Elektrotechnik können die Größen Induktivität und Gegeninduktivität definiert werden. Unter der Bedingung konstanter Permeabilität ergibt sich die induzierte Spannung u nach [45] aus dem Induktionsgesetz mit

$$u = -\frac{d\Phi_g}{dt} = -L \cdot \frac{di}{dt}. \quad (3.5)$$

mit der Induktivität L , dem insgesamt erzeugten magnetischen Fluss Φ_g und dem diesen Fluss erzeugenden Strom i .

Befindet sich eine zweite Leiterschleife im magnetischen Feld der ersten Leiterschleife, so wird ein Teil des erzeugten magnetischen Flusses der ersten Leiterschleife die zweite Leiterschleife durchsetzen und vice versa. Nach [46] ergibt sich die Gegeninduktivität M_{21} als Proportionalitätsfaktor zwischen dem Strom i_1 im ersten Stromkreis und dem magnetischen Fluss Φ_{21} in der zweiten Leiterschleife, welcher von dem Strom i_1 verursacht wurde:

$$\Phi_{21} = M_{21} \cdot i_1. \quad (3.6)$$

Die nach dem Induktionsgesetz induzierte Spannung in der zweiten Leiterschleife kann nach [46] mit

$$u_2 = -M_{21} \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (3.7)$$

berechnet werden.

Dabei gilt für die Verkettung der Leiterschleifen $M_{21} = M_{12} = M$ [46]. Die beschriebenen Vorgänge gelten somit jeweils auch vice versa, wobei die Verkettung in beiden Fällen durch dieselbe Größe, der Gegeninduktivität M , beschrieben ist.

Bei maximaler Kopplung, das heißt der Streufluss geht gegen Null, beträgt der Wert der Gegeninduktivität M nach [46]

$$M_{\text{Max}} = \sqrt{L_1 \cdot L_2}. \quad (3.8)$$

Dieser Fall ist ein Idealfall, der in der Praxis nicht zu erwarten ist. Befindet sich kein Transponder im Lesegerätefeld oder ist der Abstand zwischen den Spulen sehr groß, so geht der Wert für die Gegeninduktivität gegen Null.

In Transpondersystemen befinden sich Induktivitäten in Form von Antennenspulen, die zusammen mit Kapazitäten resonante Elemente in Form von Schwingkreisen bilden, um eine hohe Energieeffizienz zu erreichen. Das Transpondersystem lässt sich als ein System aus gekoppelten Oszillatoren beschreiben. Die in diesem Falle induktive Kopplung k ($0 \leq k \leq 1$) ergibt sich durch die Gegeninduktivität M ($0 \leq M \leq \sqrt{L_1 \cdot L_2}$). Die Kopplung wird im Rahmen dieser Arbeit über den Abstand variiert, wobei, falls nicht anders erwähnt, eine konzentrische und parallele Ausrichtung der Spulen zueinander vorausgesetzt wird.

Werden zwei verlustfreie Schwingkreise induktiv gekoppelt, so ergeben sich nach [47] die Maschengleichungen

$$j2\pi f L_1 I_1 - j \frac{1}{2\pi f C_1} I_1 + j2\pi f M I_2 = 0 \quad (3.9)$$

und

$$j2\pi f L_2 I_2 - j \frac{1}{2\pi f C_2} I_2 + j2\pi f M I_1 = 0 \quad (3.10)$$

mit der Frequenz f , den jeweiligen Induktivitäten L_1 und L_2 , den jeweiligen Kapazitäten C_1 und C_2 sowie dem Primärstrom I_1 und dem Sekundärstrom I_2 .

Die Resonanzfrequenzen der beiden einzelnen Schwingkreise ergeben sich nach der Thomsonformel zu

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}. \quad (3.11)$$

Bei einer nicht vernachlässigbaren Gegeninduktivität und somit einer nicht vernachlässigbaren Kopplung zwischen den Schwingkreisen und übereinstimmenden Resonanzfrequenzen $f_1 = f_2 = f_0$ ergeben sich nach [47] zwei Maxima in den Strömen über der Frequenz bei

$$f' = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}}, \quad f'' = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}}. \quad (3.12)$$

In Transpondersystemen ist die Kopplung zwischen den Schwingkreisen meist sehr gering [43]. Ist die Kopplung nach Gleichung 3.12 nicht zu vernachlässigen und es bilden sich zwei identifizierbare Maxima aus, so wird von einer hohen Kopplung gesprochen.

3.1.2 Übertragungsfunktionen

Induktiv gekoppelte Transpondersysteme werden in sehr verschiedenen Umgebungen eingesetzt. Die Einsatzgebiete reichen von der Medizintechnik, über die Landwirtschaft bis hin zum Einsatz in der Industrie, beispielsweise in Maschinen zur Überwachung von Systemparametern. Die Lesegeräteantenne sowie auch die Transponderantenne wird zumeist für den jeweiligen Einsatzzweck individuell ausgewählt oder auch optimiert. Die Antennenschwingkreise werden an die entsprechenden Quellen und Lasten angepasst. Ist die Energieversorgung und Kommunikation problematisch, so kann eine numerische Feldsimulation Aufschluss über die Feldverteilung der eingesetzten Spule geben. Dies ermöglicht eine Optimierung der Positionierung und der Spulengeometrien. Das im Anschluss vorgestellte Modell befasst sich mit der Wechselwirkung der gekoppelten Oszillatoren, einem weiteren Analyseschritt, der nicht zu vernachlässigen ist. Gerade unter der am Anfang dieses Abschnitts genannten Bedingung, der hohen Güte der Lesegeräteantenne, stellt diese Analyse einen wichtigen Schritt bei der Optimierung des Systems dar. Transpondersysteme mit Antennen hoher Güte reagieren sehr empfindlich auf Änderungen im System oder der Systemumgebung. Um ein stabiles Verhalten zu erreichen und das Lesegebiet für den Transponder zu vergrößern, ist es nötig ein geeignetes Modell der Übertragungstrecke zu entwickeln, welches die auftretenden Effekte simulieren kann.

Vorhergehende Arbeiten haben verschiedene Ansätze verfolgt, um Transpondersysteme zu modellieren. Sensortranspondersysteme, die per Wellenausbreitung Energie und Daten übertragen, können in Matlab[®]/Simulink[®] mit dämpfungsbehafteten **Additive White Gaussian Noise** (AWGN)-Übertragungskanälen modelliert werden [48]. Die in den Messungen der vorliegenden Arbeit erzeugten Magnetfelder werden als quasistationäre, zeitlich langsam veränderliche Felder bezeichnet [4]. Die Simulationsmethoden von zum Beispiel UHF-Transpondersystemen sind somit nicht anwendbar, um die hier interessierenden physikalischen Vorgänge zu simulieren. Um ein induktiv gekoppeltes Transpondersystem mit quasistationären Feldern zu simulieren, wird in [21] unter der Annahme, dass die Kopplung zwischen Lesegerät und Transponder gering ist, die variable Impedanz des Transponders durch eine variable Spannungsquelle ersetzt. Die Energieübertragungsfunktion und die Veränderungen im System während der Lastmodulation werden nicht betrachtet.

Auch die Dissertation [49] setzt sich mit der Modellierung und Simulation induktiv gekoppelter Transpondersysteme auseinander. Hier wird eine Schleifenantenne durch eine Induktivität und zwei Widerstände in Serie modelliert, für die verschiedene Möglichkeiten der Leistungsanpassung vorgestellt werden. Abschließend erfolgt eine Modellierung eines Transpondersystems mit der Hardwarebeschreibungssprache Verilog-A und eine statistische Analyse logischer Gatternetze.[49]

Die Dissertation ist auf die zuverlässige Ermittlung der Größen für die Induktivität und für die Verlustwiderstände von Schleifenantennen, abhängig von zum Beispiel geometrischen Parametern, fokussiert. Sie bezieht sich auf den schaltungstechnischen Entwurf und den Entwurf der Antennen selber und nicht auf die in dieser Arbeit fokussierten Themen.

Ein anderer Ansatz in [50] verwendet eine Eigenwertanalyse, um ein induktiv gekoppeltes Transpondersystem im HF-Bereich zu simulieren. Unter der Annahme eines gleichen Induktivitätsbelags A_L für die Antennenspulen und eines Kopplungsfaktors $k = 1$ wird die niedrigste Resonanzfrequenz induktiv gekoppelter Systeme bestimmt. Abschließend werden Messungen der niedrigsten Resonanzfrequenz gestapelter Transponder mit den zuvor bestimmten Frequenzen verglichen.[50]

Diese Analyse bezieht sich ausschließlich auf eine spezielle Leseumgebung in Transpondersystemen und beschreibt des Weiteren nur die Wechselwirkungen zwischen den Transpondern.

In [32] und [51] wird die Lastmodulation in HF-Systemen als Nichtlinearität angesehen. Die Lastmodulation zum Übertragen von Daten vom Transponder zum Lesegerät wird durch das Schalten zwischen zwei Systemen simuliert. Das Modell ist auf eine kurze Simulationszeit hin optimiert. Die Realisierung erfolgt anhand von zwei diskreten linearen Zustandsraumdarstellungen von einem System mit einem Lastwiderstand und einem System ohne Lastwiderstand.[32], [51]

Die Modellierung im Rahmen dieser Arbeit erfolgt in einem kontinuierlichen System mit variablen Parametern. Im Folgenden wird ein Modell eines induktiv gekoppelten Transpondersystems auf Basis der aus einem Ersatzschaltbild abgeleiteten komplexen Übertragungsfunktionen vorgestellt, welches Einflüsse der Umgebung auf die Energie- und Datenübertragung über Parametervariationen berücksichtigt. Ein Ver-

gleich der Simulationsergebnisse mit Messwerten in Kapitel 5 zeigt die Zuverlässigkeit des vorgestellten Modells. Betrachtet wird hier der Einfluss einer variierenden Kopplung und der Einfluss von umgebenden Materialien.

Die Lesegerätesspule und die Transponderspule können auch als Transformator mit einer sehr schwachen Kopplung interpretiert werden [1]. Abbildung 3.1 zeigt ein für ein Transpondersystem abgewandeltes Transformatorersatzschaltbild.

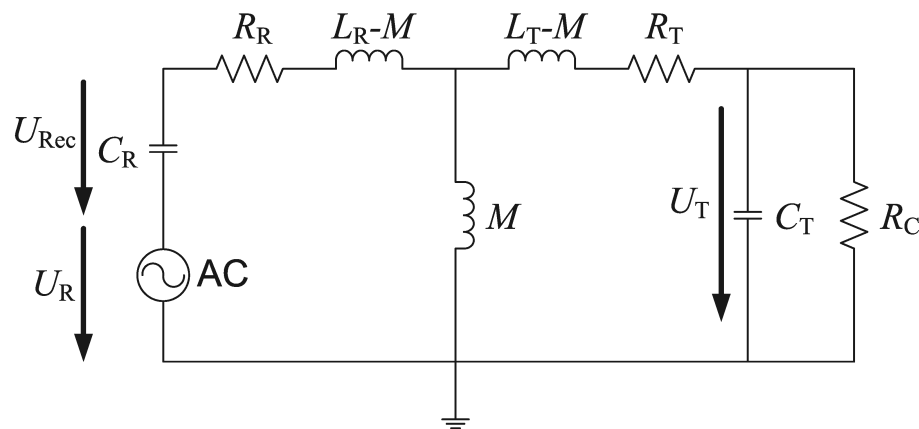


Abbildung 3.1: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines induktiv gekoppelten Transpondersystems nach [15], modifiziert

Die Gegeninduktivität M im mittleren Zweig bestimmt, wie viel Energie zwischen den Schwingkreisen ausgetauscht werden kann und somit, wie hoch die Kopplung zwischen den beiden Oszillatoren ist. C_R und C_T sind die bereits in Kapitel 1 vorgestellten Abstimmkapazitäten im Lesegeräte- und im Transponderschwingkreis. L_R und L_T sind die Induktivitäten der Spulen im Lesegeräte- und im Transponderschwingkreis. Jede reale Spule besitzt des Weiteren einen, teils frequenzabhängigen, reellen Impedanzanteil, der sich aus dem Widerstand des Drahtes und anderen Verlusten der Spule ergibt. Die seriellen Widerstände R_R und R_T umfassen diese und weitere Verluste auf die im Folgenden noch eingegangen wird. Der reelle Impedanzanteil der Spulen dämpft die Schwingkreise auch ohne ein weiteres Einsetzen von Widerständen. Die Güte der Abstimmkondensatoren sollte stets so hoch gewählt sein, dass die Eigenschaften der Spule über die Güte des Schwingkreises entscheiden.

Unter dieser Bedingung bestimmt maßgeblich die Spule die Güte des Schwingkreises mit

$$Q = \frac{X_L}{R} \quad (3.13)$$

mit der seriellen Reaktanz X_L und dem seriellen Widerstand R der Spule [52].

Die parasitären Kapazitäten der Spulen werden beim Antennenentwurf möglichst klein gehalten um sicherzustellen, dass die Eigenresonanzen höher liegen als die Trägerfrequenz. Somit kann der Einfluss der parasitären Kapazität einer Spule in veränderten Ersatzparametern erfasst werden und muss nicht als eigenes Bauelement modelliert werden. Mit einem LCR-Meter wird die serielle Ersatzinduktivität L' und der serielle Ersatzwiderstand R' messtechnisch bei der initialen Trägerfrequenz f_C erfasst. Daraus kann die Güte der Antennenspulen ermittelt werden. Die gemessenen Werte sind aufgrund der parasitären Kapazität der Spule immer nur für die bei der Messung verwendete Frequenz gültig. Sie können bei einer Eigenresonanz der Spule, die um einiges größer ist als die Messfrequenz, jedoch auch für die benachbarten Frequenzbereiche der Messfrequenz bei der Modellierung genutzt werden [43].

U_R bezeichnet die Spannung am Verstärkerausgang des Lesegeräts. Um das Datensignal des Transponders auswerten zu können, wird die Spannung U_{Rec} über dem Abstimmkondensator abgegriffen und gegebenenfalls heruntergeteilt. Die Spannung am parallelen Transponderschwingkreis ist mit U_T bezeichnet.

Die Modulation erfolgt mit dem Schalten eines Modulationswiderstandes R_{MOD} am Transponder. Die Modulation kann grundsätzlich seriell oder parallel erfolgen. Üblicherweise und im Rahmen dieser Arbeit erfolgt die Modulation parallel zum Transponderchip - im Modell entsprechend parallel zu dem Ersatzwiderstand für den Chip R_C und der Abstimmkapazität C_T .

Mittels einer Netzwerkanalyse können Übertragungsfunktionen für die hier interessierenden Spannungen ermittelt werden. Das Gesamtsystem lässt sich dabei, wie in [53] und [54] gezeigt, in Einzelübertragungsfunktionen zerlegen (vgl. Abbildung 3.2).

Am Sender des Lesegeräts und am Transponder befinden sich die bekannten Spannungen U_R und U_T . Die Spannung am Empfänger des Lesegeräts U_{Rec} setzt sich

nach [54] aus zwei Hilfsgrößen, dem Superpositionsanteil des Trägers U_{Rec_1} und dem modulierten Transponderanteil U_{Rec_2} zusammen, wobei

$$U_{\text{Rec}_1} = U_{\text{Rec}}(f)|_{M=0} \quad (3.14)$$

und

$$U_{\text{Rec}} = U_{\text{Rec}_1} + U_{\text{Rec}_2}. \quad (3.15)$$

Im Folgenden werden die einzelnen Übertragungsfunktionen des Transpondersystems in Abbildung 3.2 beschrieben. Für die Energieübertragung vom Lesegerät zum Transponder wird eine Energieübertragungsfunktion

$$H_E(f) = \frac{U_T(f)}{U_R(f)} \quad (3.16)$$

definiert, die die Spannungsübertragung vom Ausgang des Verstärkers am Lesegerät zum Schwingkreis des Transponders beschreibt [54].

Die Datenübertragungsfunktion in dem Modell des Transpondersystems ist nach [54] definiert als

$$H_D(f) = \frac{U_{\text{Rec}_2}(f)}{U_T(f)} = \frac{U_{\text{Rec}}(f) - U_{\text{Rec}_1}(f)}{U_T(f)} = \frac{U_{\text{Rec}}(f) - U_{\text{Rec}}(f)|_{M=0}}{U_T(f)}. \quad (3.17)$$

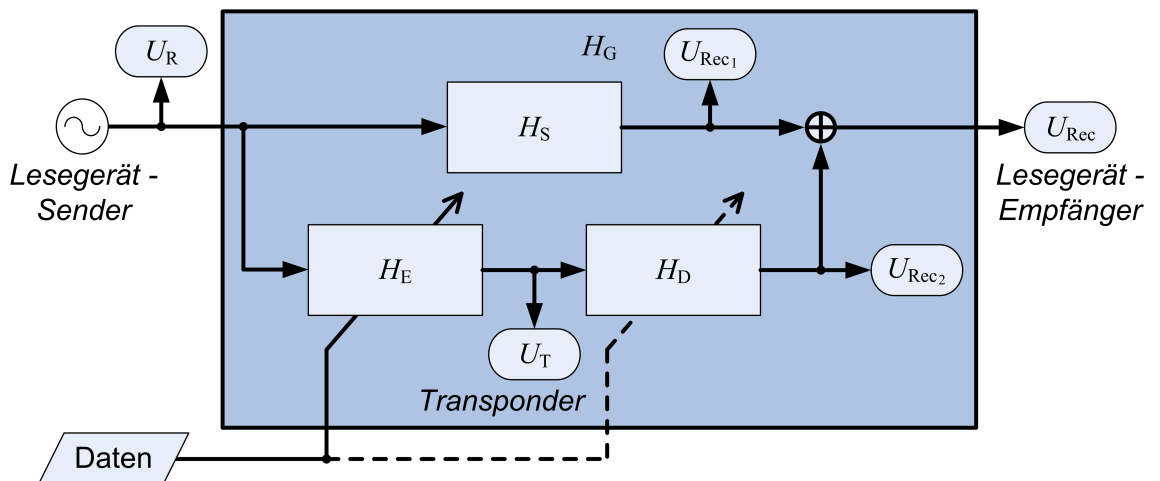


Abbildung 3.2: Modell des Transpondersystems nach [54], modifiziert

Die Überlagerung des Trägers auf den Empfängerabgriff ist nach [54] definiert über die Superpositionsübertragungsfunktion

$$\begin{aligned}
 H_S(f) &= \frac{U_{\text{Rec}}(f)|_{M=0}}{U_R(f)} = \frac{U_{\text{Rec}_1}(f)}{U_R(f)} = \frac{U_{\text{Rec}}(f) - U_{\text{Rec}_2}(f)}{U_R(f)} \\
 &= \frac{U_{\text{Rec}}(f) - U_T(f) \cdot H_D(f)}{U_R(f)} \\
 &= \frac{U_{\text{Rec}}(f) - U_R(f) \cdot H_E(f) \cdot H_D(f)}{U_R(f)}. \tag{3.18}
 \end{aligned}$$

Die Gesamtübertragungsfunktion ergibt sich nach [54] aus den einzelnen Übertragungsfunktionen mit

$$H_G(f) = \frac{U_{\text{Rec}}(f)}{U_R(f)} = H_S(f) + H_E(f) \cdot H_D(f). \tag{3.19}$$

Wie in [54] beschrieben, liegt ein bedeutender Unterschied zu vielen nachrichtentechnischen Systemen darin, dass die Daten nicht als Eingangssignal, sondern als Steuersignal in das System eingehen (vgl. Abbildung 3.2). Die Daten verändern die Energieübertragungsfunktion H_E durch das Schalten des Modulationswiderstandes R_{MOD} am Transponder. Auch die Datenübertragungsfunktion H_D wird durch das Schalten des Modulationswiderstands verändert. Hier sind die Änderungen allerdings weitaus geringer als bei der Energieübertragungsfunktion H_E , auf die das Schalten des Modulationswiderstands einen signifikanten Einfluss hat.[54]

Die Übertragungsfunktionen können in den Laplacebereich überführt werden und als gebrochen rationale Funktionen der komplexen Variablen s mit den jeweiligen Zählerkoeffizienten a_n und den Nennerkoeffizienten b_n dargestellt werden.¹ Es ergibt sich nach [43] für die Energieübertragungsfunktion eine Funktion mit dem Zählergrad 2 und dem Nennergrad 4

$$H_E(s) = \frac{a_{E2} \cdot s^2 + a_{E1} \cdot s + a_{E0}}{b_{E4} \cdot s^4 + b_{E3} \cdot s^3 + b_{E2} \cdot s^2 + b_{E1} \cdot s + b_{E0}}. \tag{3.20}$$

Die Datenübertragungsfunktion besitzt mit

$$H_D(s) = \frac{a_{D2} \cdot s^2 + a_{D1} \cdot s + a_{D0}}{b_{D2} \cdot s^2 + b_{D1} \cdot s + b_{D0}} \tag{3.21}$$

¹Die Abhängigkeiten der Koeffizienten von den Parametern des Transpondersystems sind im Anhang ausgeführt.

eine Funktion mit dem Zählergrad 2 und dem Nennergrad 2 [2]. Für die Superposition des Trägers ergibt sich nach [43] eine Übertragungsfunktion mit dem Zählergrad 0 und dem Nennergrad 2

$$H_S(s) = \frac{a_{S0}}{b_{S2} \cdot s^2 + b_{S1} \cdot s + b_{S0}}. \quad (3.22)$$

Dies zeigt, dass die Charakteristika der Energie- und der Datenübertragungsfunktion sowie der Gesamtübertragungsfunktion, in die alle drei Übertragungsfunktionen eingehen, deutliche Unterschiede aufweisen können. So können bei einem auf beiden Seiten gestimmten Transpondersystem, welches mit den Übertragungsfunktionen 3.20, 3.21 und 3.22 beschrieben wird, nur in der Energieübertragungsfunktion, welche ein System der vierten Ordnung beschreibt, zwei Maxima durch hohe Kopplung der Antennenspulen auftreten. Diese Maxima treten folglich auch in der Gesamtübertragungsfunktion auf, da die Energieübertragungsfunktion ein Teilsystem beschreibt.

3.1.2.1 Modellierung von Umgebungseinflüssen

Das vorliegende Modell beschreibt die Funktion eines Transpondersystems in einer neutralen Umgebung. Induktiv gekoppelte LF-Transpondersysteme für RFID oder drahtlose Sensoren sind oftmals die bevorzugte Technologie, wenn es Energie und Daten in schwierigen, insbesondere leitfähigen, Umgebungen drahtlos zu übertragen gilt [15]. Gleichwohl üben leitfähige Umgebungen einen erheblichen Einfluss auf die Übertragungsfunktionen aus. Auch nicht leitende Materialien, wie Ferrite, beeinflussen die Übertragungsfunktionen. Es gilt zu untersuchen, wie bestimmte Materialien Einfluss in Form von Verlusten und Verstimmungen der Antennenschwingkreise auf das Transpondersystem ausüben.

In einem Gebiet konstanter Permeabilität ist nach [45] die Induktivität L definiert als der Proportionalitätsfaktor zwischen dem insgesamt erzeugten Induktionsfluss Φ_g und dem diesen Fluss erzeugenden Strom i (vgl. auch Gleichung 3.5), so dass gilt

$$\Phi_g = L \cdot i. \quad (3.23)$$

Änderungen des resultierenden Induktionsflusses durch Umgebungseinflüsse führen zu einem veränderten Proportionalitätsfaktor zwischen dem Induktionsfluss und dem

erzeugenden Strom, einer Ersatzinduktivität L' [54]. Ebenso erhöht sich der gemessene Ersatzwiderstand R' einer realen Spule, wenn zusätzlich zu den Verlusten in der Spule Verluste durch Umgebungseinflüsse auftreten [54].

Befinden sich elektrisch leitfähige Materialien in der Nähe einer Antennenspule, so entstehen nach dem Induktionsgesetz sogenannte Wirbelströme im Material und diese Wirbelströme erzeugen wiederum ein Magnetfeld, das dem erzeugenden Feld entgegenwirkt. Das Material erwärmt sich durch den auftretenden Wirbelstrom [45]. Dieser Energieentzug aus dem magnetischen Feld wird als Wirbelstromverlust bezeichnet [45].

Der Wirbelstrom ist im Material nicht homogen verteilt. Nach [55] kann die sogenannte Standardeindringtiefe δ_W eines homogenen Magnetfelds in einen ebenen Körper vereinfacht berechnet werden mit

$$\delta_W = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0\mu_r\sigma f}} \quad (3.24)$$

mit der magnetischen Feldkonstante μ_0 , der Permeabilitätszahl μ_r und der elektrischen Leitfähigkeit σ . Die Standardeindringtiefe ist definiert als die Tiefe, in der nur noch circa 37% der Wirbelstromdichte von der Oberfläche vorhanden ist [55].

Die Ausprägung eines Wirbelstroms wird somit abhängig von der Trägerfrequenz, dem Material sowie der Geometrie und der Ausrichtung des metallischen Gegenstands zu der feldverursachenden Spule variieren.

Die Berechnung des Einflusses von Wirbelströmen kann über analytische Verfahren nur näherungsweise und nur für bestimmte Geometrien erfolgen [56]. Eine numerische Feldsimulation erlaubt bei einer ausreichenden Genauigkeit eine umfassende Analyse des resultierenden Magnetfeldes eines bestimmten Transpondersystems in einer definierten Umgebung. Dieses aufwändige Verfahren ist für eine generelle Entwicklung von adaptiven Algorithmen jedoch ungeeignet. Es gilt ein Verfahren zu suchen, welches die Integration des Umgebungseinflusses in das bestehende Modell erlaubt. Auf der Ebene des bestehenden Modells können Algorithmen in der digitalen Signalverarbeitung unter dem simulierten Einfluss von verschiedenen System- und Umgebungsparametern entwickelt und getestet werden. Um den Einfluss der Umgebung auf ein Transpondersystem zu erfassen, fließen die veränderten gemessenen Ersatzwerte der Antennenspulen L' und R' in das Modell ein.

Die Änderung der äquivalenten Induktivität L' und des äquivalenten Widerstands R' durch das Annähern einer Spule an Metall wird in der Literatur, beispielsweise in [57], je nach Modellierung mit verschiedenen Formeln mit unterschiedlichen Komplexitätsstufen beschrieben. Im Allgemeinen verursachen Wirbelströme bei der feldverursachenden Spule eine Reduzierung der äquivalenten Induktivität L' durch die Feldschwächung und eine Erhöhung des äquivalenten Widerstands R' aufgrund der auftretenden Verluste. In [58] wird eine Funktion gegeben, welche an Messdaten angeglichen werden kann:

$$\frac{L'(r_{\text{LMnorm}})}{L} \approx a_K - b_K \cdot e^{-c_K \cdot r_{\text{LMnorm}}} \quad (3.25)$$

mit den Kurvenparametern a_K , b_K und c_K (wobei $a_K \approx 1$) und dem auf den Spulenradius normierten Abstand zum Metall r_{LMnorm} . In [58] werden für die Annäherung einer Kupferplatte folgende Parameter ermittelt: $a_K = 0,97$, $b_K = 0,44$ und $c_K = 5,38$. Werden diese Parameter in die Gleichung 3.25 eingesetzt, so ergibt sich die in Abbildung 3.3 gezeigte Kurve, die die Abhängigkeit der äquivalenten Induktivität vom Abstand der Spule zum Metall zeigt.

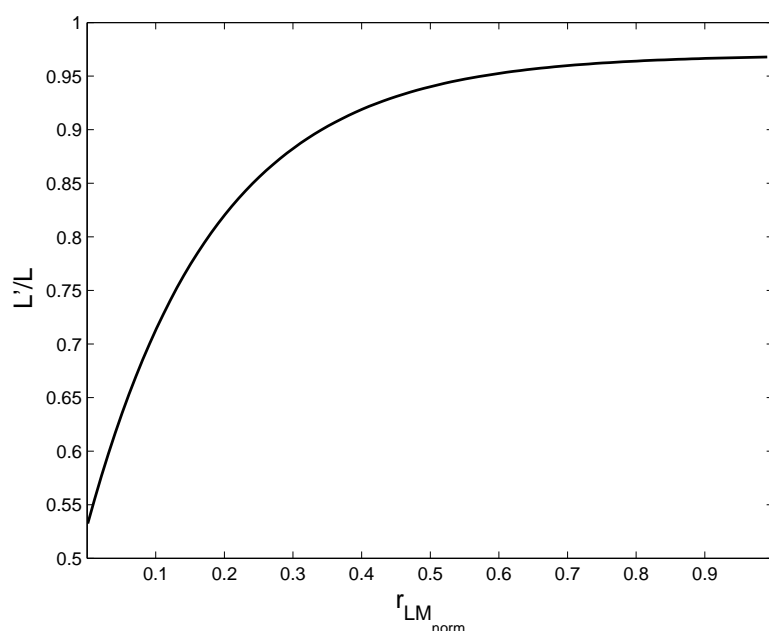


Abbildung 3.3: Normierte äquivalente Induktivität einer Spule über dem normierten Abstand zum Metall r_{LMnorm}

3.1. Modellierung

Ferromagnetische Stoffe zeichnen sich im Vergleich zu diamagnetischen und paramagnetischen Stoffen durch sehr große Permeabilitätszahlen aus [59]. Dabei ist bei ferromagnetischen Stoffen der Zusammenhang zwischen der magnetischen Feldstärke H und der magnetischen Flussdichte B weder linear noch eindeutig [44]. Es muss die jeweilige Materialantwort, beziehungsweise hier die Magnetisierung, mit einbezogen werden. Der Zusammenhang zwischen H und B ist für ein Material an der sogenannten Hysteresekurve abzulesen (vgl. Abbildung 3.4).

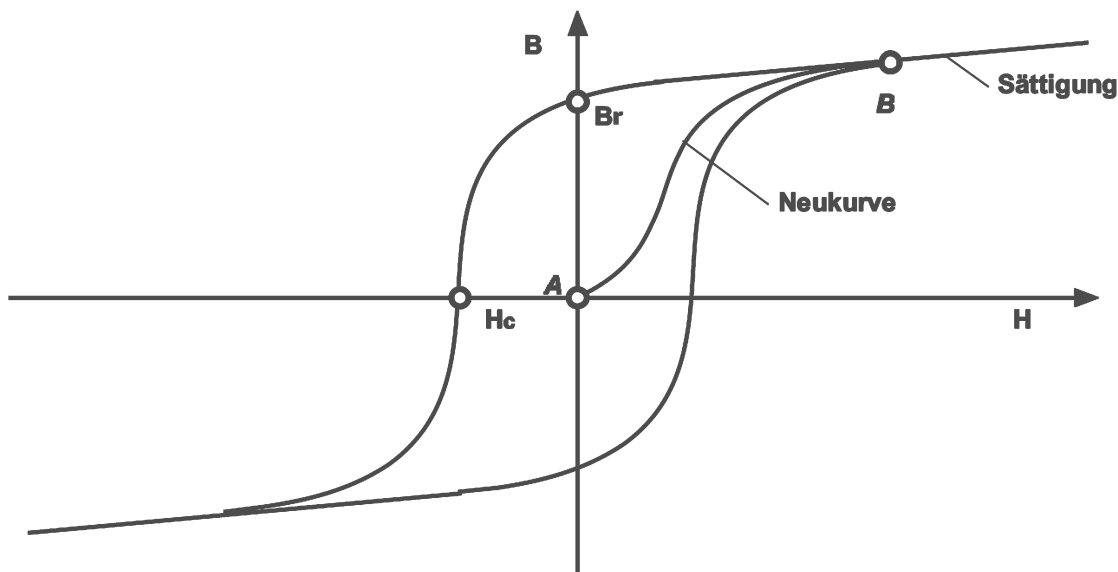


Abbildung 3.4: Typische Hysteresekurve eines ferromagnetischen Materials [1]

Bei ferromagnetischem Metall überwiegt durch eine hohe Leitfähigkeit meist der feldschwächende Effekt der Wirbelströme den der Erhöhung der Permeabilität μ_r . In der Transpondertechnik werden allerdings auch gesinterte ferromagnetische Materialien mit sehr hohen elektrischen Widerständen eingesetzt. Sogenannte Ferrite bestehen zum Beispiel aus Fe_3O_4 , NiFe_2O_4 oder MnFe_3O_4 [59]. Um Ummagnetisierungsverluste zu minimieren, werden Ferritmaterialien mit einer geringen Remanenzflussdichte B_R verwendet (weichmagnetisch) [44]. Wenn die Abmessungen der Antennenspulen und somit die durchflutete Fläche in einer Transponderanwendung verkleinert werden müssen, können Ferritmaterialien hoher Permeabilität in die Spule eingebracht werden, um die Gegeninduktivität wieder zu erhöhen ($M \approx \mu_r \cdot H \cdot A$) [1]. Ferrit als

Kernmaterial in der Spule erhöht die Induktivität nach [60] proportional zu der aufgrund der offenen Geometrie eines Stabes reduzierten effektiven Permeabilitätszahl $\mu_{\text{r,eff}}$

$$L = \frac{\mu_{\text{r,eff}} \cdot \mu_0 \cdot N_{\text{W}}^2 \cdot A}{l_{\text{S}}} \quad (3.26)$$

mit der Windungszahl N_{W} , der Länge der Spule l_{S} und der Querschnittsfläche der Spule A . Die Kernverluste erhöhen allerdings auch den äquivalenten Widerstand R' .

Somit verursachen leitfähige Materialien oder (nichtleitende) Ferrite in der Umgebung einer Antennenspule eine veränderte gemessene Ersatzinduktivität L' und einen veränderten gemessenen Ersatzwiderstand R' . Dies macht sich in einer Verstimmung und Dämpfung der Schwingkreise bemerkbar. Mit dem Ziel einer adaptiven Systemanpassung ist beispielsweise eine Modellierung der Wirbelströme im Metall und ihrer Wechselwirkung mit dem Transpondersystem für die Vielzahl von möglichen Situationen nicht möglich. Eine adaptive Anpassung erfordert eine abstrakte Systemmodellierung, die den Einfluss von umgebenden Materialien auf eine Modifikation der vorliegenden Modellparameter reduziert. Veränderungen in den die Spule umgebenden Materialien können durch die Berücksichtigung eines L' für die Induktivität und eines R' für den Serienwiderstand der Spule in den Übertragungsfunktionen des Transpondermodells modelliert werden. Für das Ziel dieser Arbeit reicht es aus, wenn das System im Lesegerät „blind“ ist für die lokalen Vorgänge im Material [43]. Entscheidend ist die Erkennung der äquivalenten Parameter L' und R' sowie der Gegeninduktivität M , welche die Charakteristika des gegenwärtigen Transpondersystems global aus Sicht des Lesegerätes beschreiben [43].

3.1.2.2 Modellierung der Vorgänge am Transponder bei Modulation

Im Folgenden werden die Vorgänge am Transponder bei einer Lastmodulation mit einem rechteckigem Signal betrachtet. Aufgrund von nichtlinearen Bauelementen in der Transponderschaltung können nichtlineare Effekte auftreten. Das Zuschalten der Last R_{MOD} bei einem HIGH-Pegel bewirkt am Transponderschwingkreis eine Verringerung der Spannung u_{T} . Bei einem rechteckigem Schaltsignal ergibt sich durch den Pufferkondensator, der bei passiven Transpondern hinter dem Gleichrichter für eine kontinuierliche Energieversorgung des Chips sorgt, der vereinfacht dargestellte Verlauf der Einhüllenden in Abbildung 3.5. Die Einhüllende $u_{\text{ideal,T}}$ stellt dabei mit

den Zuständen u_{HIGH} und u_{LOW} für den HIGH- beziehungsweise LOW-Pegel der zu übertragenen Daten das ideale Basisbandsignal am Transponder für große Abstände dar.

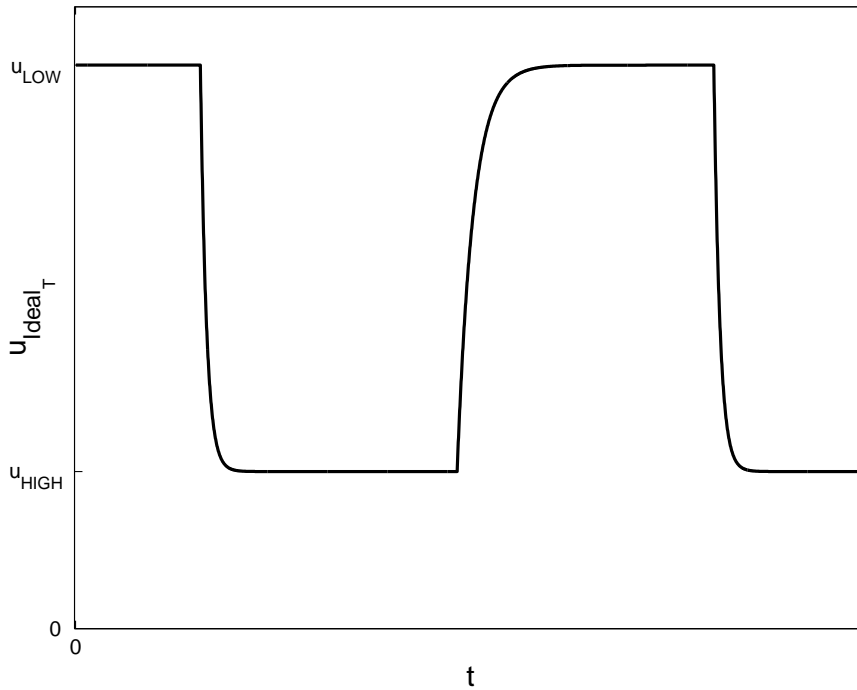


Abbildung 3.5: Qualitativ gezeichnete Einhüllende der Transponderspannung u_T bei Lastmodulation nach [2], modifiziert

In [61] werden die Vorgänge während einer Lastmodulation eingehend betrachtet. Der Einschwingvorgang beim Zuschalten des Modulationswiderstandes mit Beginn des HIGH-Pegels wird maßgeblich durch R_{MOD} bestimmt. Anschließend bleibt die Spannung über dem Transponder auf dem Wert u_{HIGH} , welcher von der reduzierten Güte des Transponderschwingkreises bestimmt wird. Mit Beginn eines erneuten LOW-Pegels ist der Modulationswiderstand R_{MOD} nicht mehr parallel zum Transponderschwingkreis geschaltet und die Spannung steigt. Zunächst hängt die Spannung dabei von der Güte des Transponderschwingkreises ab. Übersteigt die Spannung über dem Transponderschwingkreis eine Schwellspannung, die durch die aktuelle Versorgungsspannung und den Spannungsabfall am Gleichrichter und

einem Schalttransistor bestimmt wird, so wird der Pufferkondensator am Chip nachgeladen.[61]

Im Rahmen dieser Arbeit werden der Einschwingvorgang auf u_{HIGH} sowie der erneute Spannungsanstieg auf u_{LOW} , wie in Kapitel 4 gezeigt, für große Abstände hinreichend mit zwei Exponentialfunktionen beschrieben. Wird die Kopplung weiter erhöht, so muss die Spannung über dem Chip begrenzt werden. Im einfachsten Fall erfolgt das Schützen des Chips vor Überspannung mit Z-Dioden. Die dadurch verursachten nichtlinearen Verzerrungen werden gesondert in Kapitel 4 betrachtet.

3.1.3 Optimale Trägerfrequenz

Bei der Wahl der optimalen Trägerfrequenz in einem Transpondersystem wird zunächst nur die Energieversorgung des Transponders betrachtet. Hier ist die Reichweitenerhöhung bei geringer Kopplung zwischen der Lesegeräte- und der Transponderspule von Interesse sowie auch die Anpassung der Frequenz bei hoher Kopplung. Bei hoher Kopplung der Antennenspulen ergeben sich zwei, mit zunehmender Kopplung auseinander liegende, Maxima in der Energieübertragungsfunktion (vgl. Gleichung 3.12), so dass sich für die ursprüngliche Resonanzfrequenz der Schwingkreise bei Erhöhung der Kopplung eine verringerte Spannungsübertragung ergeben kann. Das Modell kann darüber hinaus durch Modifikation der in die Koeffizienten eingehenden Parameter die Effekte von verschiedenen Umgebungen auf ein LF-Transpondersystem simulieren. LF-Systeme werden aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften insbesondere in metallischen Umgebungen eingesetzt [15]. Leitfähige Materialien in denen Wirbelströme auftreten, beeinträchtigen allerdings signifikant die Energieversorgung [15].

Bei diesen Anwendungen besteht häufig die Herausforderung, einen in Metall gekapselten oder einen von Metall umgebenen Transponder mit einem mobilen Lesegerät auszulesen. Dies kann zum Beispiel ein Sensortransponder für raue Umgebungen sein, der in einer Metallschraube sitzt, ein titangekapseltes medizinisches Implantat oder ein drahtloser Drucksensor in einem VIP (**V**acuum **I**nsulation **P**anel) für die Bauindustrie [15], [62]. Der Transponder sitzt in diesen Anwendungen fest in der metallischen Umgebung. Der Transponderschwingkreis wird mit Kenntnis der durch das Metall veränderten Induktivität auf die gewünschte Initialträgerfrequenz

abgestimmt. Durch die direkte metallische Umgebung, die schon beim Entwurf berücksichtigt wurde, sind weitere Verstimmungen des Transponders im Normalfall nicht zu erwarten [54]. Daher konzentrieren sich die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Optimierungsansätze auf die variierende Dämpfung und Verstimmung der Lesegeräteantenne, welche relativ zum Metall bewegt wird, und auf eine variierende Kopplung beziehungsweise Gegeninduktivität im Transpondersystem.

Die optimale Trägerfrequenz $f_{C_{\text{Opt}}}$ wird mit der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ definiert über

$$f_{C_{\text{Opt}}} = \arg \max_{f_C} |H_E(f_C)| \quad (3.27)$$

wobei f_C alle einstellbaren Trägerfrequenzen am Transponderlesegerät umfasst [54].

Es gilt einen Algorithmus zu finden, der mit Kenntnis des Transpondersystems abhängig von den durch die Umgebung verursachten Verstimmungen und Verlusten oder einer hohen Kopplung der Resonatoren adaptiv die optimale Trägerfrequenz $f_{C_{\text{Opt}}}$ bestimmt. Adaptive Systeme nach dem Stand der Technik ermitteln das Minimum der Lesegeräteantennenimpedanz (vgl. Kapitel 2). Die Frequenz des Minimums der Impedanz ist ein guter Anhaltspunkt, sie entspricht allerdings nicht in allen Fällen der optimalen Trägerfrequenz zur Energieversorgung des Transponders wie auch in [15] beschrieben.

Die Koeffizienten der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ sind am Lesegerät unbekannt. Unter Kenntnis der nicht durch die Umgebung veränderten Parameter und des aktuellen Parametervektors

$$p = [L'_R \ R'_R \ M] \quad (3.28)$$

können die Koeffizienten a_{E2} , a_{E1} , a_{E0} , b_{E4} , b_{E3} , b_{E2} , b_{E1} und b_{E0} ermittelt werden und die aktuelle Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ wäre vollständig bestimmt [43]. Es ist somit das Ziel, den Parametervektor p abzuschätzen.

Durch das Verhältnis der komplexen Werte der Eingangsspannung und der Spannung über dem Empfängerabgriff liegt der Wert der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ bei der aktuellen Trägerfrequenz f_C vor. Wird die Trägerfrequenz variiert, so ergeben sich nach [43] für N_F Variationen und Messungen der Spannung

über dem Empfängerabgriff N_F Stützstellen der Gesamtübertragungsfunktion mit $n_F \in \{1, \dots, N_F\} \subset \mathbb{N}$:

$$H_{G_M}(V_F(n_F), p) = \frac{U_{\text{Rec}}(V_F(n_F), p)}{U_{\text{R}}(V_F(n_F))}. \quad (3.29)$$

Der Vektor V_F enthält dabei die diskreten Werte der Trägerfrequenz f_C , an denen der Wert der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ ermittelt werden soll. Die Systemparameter L'_R und R'_R der Lesegerätespule sowie die Gegeninduktivität M sind wie beschrieben von den aktuellen Umgebungseinflüssen und der Positionierung der Lesegerätespule zu der Transponderspule abhängig. Die restlichen Systemparameter werden als konstant betrachtet.

Aus der Messung der Gesamtübertragungsfunktion $H_{G_M}(V_F(n_F), p)$ ist der passende Parametervektor p zu bestimmen. Für eine spätere Echtzeitimplementierung muss ein möglichst schnelles und ressourcensparendes Verfahren entwickelt werden.

Mit Hilfe des Modells wird ein vierdimensionales Array berechnet, welches die Werte der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ abhängig von den verschiedenen Parametern enthält. Die Parameter L'_R , R'_R und M werden ebenso wie zuvor die Frequenz auf einen Bereich begrenzt, diskretisiert und in den Vektoren V_L , V_R und V_M der Länge N_L , N_R und N_M hinterlegt [43].

Der jeweilige Parametervektor für die Simulation ergibt sich nach [43] aus den Vektoren über die Variation der Laufvariablen $n_L \in \{1, \dots, N_L\} \subset \mathbb{N}$, $n_R \in \{1, \dots, N_R\} \subset \mathbb{N}$ und $n_M \in \{1, \dots, N_M\} \subset \mathbb{N}$ mit

$$p_D = [V_L(n_L) \ V_R(n_R) \ V_M(n_M)]. \quad (3.30)$$

Für jede Kombination dieser Parametervektoren werden nach [43] die Werte der Gesamtübertragungsfunktion bei den diskreten Frequenzen berechnet, so dass sich ein vierdimensionales Array der Größe $N_F \times N_L \times N_R \times N_M$ ergibt, für welches gilt:

$$H_{G_S}(n_F, n_L, n_R, n_M) = H_G(V_F(n_F), p_D(n_L, n_R, n_M)). \quad (3.31)$$

Der Wertebereich der Vektoren sowie die Abstände zwischen den Werten müssen physikalisch und mathematisch sinnvoll gewählt sein, um eine effektive und effiziente Adaption der Trägerfrequenz zu erreichen. Des Weiteren kann die Trägerfrequenz f_C

systembedingt nur diskret und in nicht äquidistanten Abständen eingestellt werden. Das Kapitel 4 geht weiter auf diese Punkte ein.

Es gibt mehrere Methoden, um den Parametervektor einer Funktion zu schätzen. Hier wird die bewährte Methode der kleinsten Quadrate verwendet. Es ist der Parametervektor $p_{D_{\text{Opt}}}$ zu finden, für den der quadratische Abstand zwischen den simulierten Übertragungsfunktionen H_{G_S} und der gemessenen Übertragungsfunktion H_{G_M} minimal wird, so dass nach [43] gilt:

$$p_{D_{\text{Opt}}} = \arg \min_{p_D} \left(\sum_{n_F=1}^{N_F} (|H_{G_S}(n_F, p_D)| - |H_{G_M}(n_F)|)^2 \right). \quad (3.32)$$

Die Suche nach dem Minimum in der Abweichung wird somit direkt im Frequenzbereich ausgeführt. Der Algorithmus schätzt den optimalen Parametervektor $p_{D_{\text{Opt}}}$ mit den diskretisierten Parametern L'_R , R'_R und M , der die gemessene Übertragungsfunktion am besten beschreibt.

Unter Kenntnis des Parametervektors $p_{D_{\text{Opt}}}$ können die aktuellen Koeffizienten in die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ eingesetzt werden und es kann die optimale Frequenz anhand der Ermittlung des Maximums von $|H_E(f)|$ bestimmt werden [43]. Mit dieser optimalen Frequenz kann die optimale diskrete Trägerfrequenz f_C , die in dem System eingestellt werden kann, ermittelt werden. Dieses Verfahren ist jedoch zu aufwendig für eine Echtzeitanwendung. Es wird daher ein alternatives Verfahren entwickelt, welches bei der Implementierung in einer Echtzeitanwendung weniger Ressourcen benötigt.

Aus dem Modell kann nach [43] an Hand der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ ein dreidimensionales Array $A_{f_C}(n_L, n_R, n_M)$ der Größe $N_L \times N_R \times N_M$ berechnet werden, in der die optimalen Trägerfrequenzen für alle Kombinationen der Parameter in den Vektoren V_L , V_R und V_M hinterlegt sind mit

$$A_{f_C}(n_L, n_R, n_M) = f_{C_{\text{Opt}}}(p_D(n_L, n_R, n_M)) = \arg \max_{f_C} |H_E(f_C, p_D(n_L, n_R, n_M))|. \quad (3.33)$$

Die Detektion des optimalen Parametervektors $p_{D_{\text{Opt}}}$ kann in einer späteren Implementierung in einer Echtzeitanwendung zum Beispiel über den in der Literatur als

Gradientenverfahren oder Verfahren des steilsten Abstiegs bekannten Algorithmus erfolgen, der häufig für adaptive FIR-Filter verwendet wird.

Das Gradientenverfahren kann in allgemeiner Form nach [63] u.a. beschrieben werden mit

$$p(n_S + 1) = p(n_S) + \mu_S \left[-\frac{\partial E_{\text{MSE}}(n_S)}{\partial p(n_S)} \right] \quad (3.34)$$

mit dem mittleren quadratischen Fehler E_{MSE} und der Schrittweite μ_S . Im vorliegenden Fall diskreter Parametervektoren kann dies durch

$$p_D(n_S + 1) = [V_L(n_L(n_S) + \mu_{D_L}) \quad V_R(n_R(n_S) + \mu_{D_R}) \quad V_M(n_M(n_S) + \mu_{D_M})] \quad (3.35)$$

mit $\mu_{D_L}, \mu_{D_R}, \mu_{D_M} \in \{-1, 0, 1\}$ ersetzt werden, um sich im diskretisierten Parameterraum zu bewegen.

Unter Verwendung des Gradientenverfahrens kann der optimale Parametervektor $p_{D_{\text{Opt}}}$ ressourcen- und zeitsparend ermittelt werden, da nicht zuerst für alle Parameterkombinationen der quadratische Fehler ermittelt werden muss. Ist die zu minimierende Funktion nicht streng konvex, das heißt besitzt sie mehr als ein Minimum, so muss jedoch für alle Minima geprüft werden, ob sie dem globalen Minimum entsprechen [64]. Dies sollte in einer Implementierung mit den jeweiligen Parametern überprüft werden und beispielsweise durch das sorgfältige Setzen des Startpunktes oder der Startpunkte beachtet werden. Im Kapitel 6 wird dieses Thema nochmals aufgegriffen.

3.1.4 Auswirkungen der Trägerfrequenzadaption auf die Datenübertragung

Das beschriebene Verfahren, die Trägerfrequenz zu adaptieren, kann zu dem Fall führen, dass die Trägerfrequenz signifikant von der Resonanzfrequenz des Lesegeräteschwingkreises abweicht. Die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ wird maßgeblich von den Eigenschaften der Lesegeräteantenne bestimmt. Im beschriebenen Fall weicht der Träger somit auch signifikant von dem Maximum der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ ab [3]. Die Seitenbänder des modulierten Trägers werden unsymmetrisch (nicht konjugiert gerade) verzerrt [3]. Die Auswirkungen dieser unsymmetrischen linearen Verzerrung unterscheiden sich je nach Art des Demodulationsverfahrens.

Bei kohärenter Demodulation ergibt sich nach [33] mit der aus dem positiven Frequenzbereich in den Ursprung verschobenen, normierten Übertragungsfunktion $H'_{\text{TP}_{\text{Norm}}}(f)$ und ihrer komplex Konjugierten $H'^*_{\text{TP}_{\text{Norm}}}(f)$ eine äquivalente Kanalübertragungsfunktion für das Nutzspektrum $H_{\text{TP}_{\text{Dem}}}(f)$, welche nur vom zur Trägerfrequenz konjugiert geraden Anteil der Kanalübertragungsfunktion abhängt:

$$H_{\text{TP}_{\text{Dem}}}(f) = \frac{1}{2} (H'_{\text{TP}_{\text{Norm}}}(f) + H'^*_{\text{TP}_{\text{Norm}}}(-f)). \quad (3.36)$$

Somit führen lineare Verzerrungen in der Datenübertragungsfunktion auch nur zu linearen Verzerrungen im Datensignal [65]. Die in der LF-Transpondertechnik häufig eingesetzte Hüllkurvendemodulation zählt nicht zu den kohärenten Demodulationsarten. Hier führt eine zur Trägerfrequenz nicht konjugiert gerade Übertragungsfunktion zu nichtlinearen Verzerrungen im empfangenen Datensignal [33].

3.2 Demodulation und Detektion

3.2.1 Demodulationsverfahren

Die Demodulation des abgegriffenen Signals soll im Lesegerät aus den zuvor genannten Gründen, wie in [3] beschrieben, über eine synchrone Abtastung mit dem geforderten geringen Aufwand realisiert werden. Die praktische Umsetzung erfolgt mittels einer sehr kurzen Abtastung eines Sample&Hold-Verstärkers im Maximum des Trägersignals. Abgetastet wird in jedem Maximum des Trägersignals; im Rahmen dieser Arbeit entspricht dies 32 Abtastungen pro Symbol. Während der restlichen Periodendauer des Trägersignals wird der abgetastete Wert gehalten und liegt als Spannung am Ausgang an. Dieses Verfahren ermöglicht eine geringe zusätzliche Signalverzerrung durch den Modulationsvorgang. Es kann ohne steiflankige Filter im Signalpfad realisiert werden und ist digital steuerbar.[3]

Das zu demodulierende Signal hat im **Bandpass** (BP)-Bereich die Form

$$x(t) = g(t) \cdot \cos(2\pi f_C t) \quad (3.37)$$

wobei f_C die Trägerfrequenz ist, um die das Basisbandsignal $g(t)$ im Frequenzbereich verschoben ist. Das übertragene gleichspannungsbehaftete Basisbandsignal habe die Form

$$g(t) = a_V \cdot (1 + m \cdot \cos(2\pi f_S t)) \quad (3.38)$$

wobei f_s die Frequenz des übertragenen Basisbandsignals ist mit $f_s \ll f_C$. a_V ist als Verstärkungsfaktor und m als der entsprechende Modulationsgrad mit $m \leq 1$ definiert.

Die Abtastung mit einem Sample&Hold-Verstärker kann als Multiplikation mit einer Folge von sehr schmalen Impulsen und der Haltevorgang als anschließende TP-Filterung verstanden werden [66]. Die Folge sehr schmaler Impulse kann als periodische Diracfunktion, einer sogenannten Abtastfunktion $\delta_P(t)$ dargestellt werden [3]. Abbildung 3.6 zeigt eine schematische Darstellung von dem vereinfachten Modell eines Sample&Hold-Verstärkers als Demodulator.

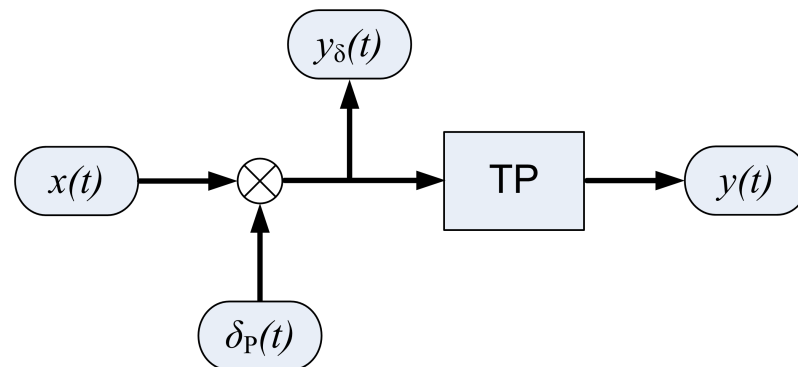


Abbildung 3.6: Modell eines Sample&Hold-Verstärkers als Demodulator nach [3], modifiziert

Voraussetzung für eine korrekte Unterabtastung und somit Demodulation des Signals sowie für die Erhaltung des SNR ist ein bandbegrenzttes Signal $x(t)$ [18], [66]. Das abgegriffene Empfangssignal am kapazitiven Spannungsteiler ist durch die geforderte hohe Güte des Antennenschwingkreises bandbegrenzt. Aus diesem Grund kann, zu Gunsten der genannten Anforderungen des geringen Aufwands und der geringen zusätzlichen Signalverzerrung, auf eine vorgeschaltete BP-Filterung verzichtet werden [3].

Nach Abbildung 3.6 erzeugt die Abtastung des Eingangssignals das Signal

$$y_\delta(t) = x(t) \cdot \delta_P(t) \quad \circ \rightarrow \bullet \quad Y_\delta(f) = X(f) * \Delta_P(f). \quad (3.39)$$

Nach [67] ist die Fouriertransformierte der Abtastfunktion $\delta_P(t)$ gegeben mit

$$\delta_P(t) = \sum_{n_\delta=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n_\delta T) \quad \Delta_P(f) = \frac{1}{T} \sum_{n_\Delta=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - n_\Delta \frac{1}{T}\right) \quad (3.40)$$

wobei hier die Periodendauer mit $T = 1/f_C$ definiert ist.

Das Signal $Y_\delta(f)$ ergibt sich somit nach [3] im Frequenzbereich als

$$Y_\delta(f) = \left(G(f) * \frac{1}{2} (\delta(f + f_C) + \delta(f - f_C)) \right) * \frac{1}{T} \sum_{n_\Delta=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - n_\Delta \frac{1}{T}\right). \quad (3.41)$$

Über die Ausblendeigenschaft der Diracfunktion ergibt sich nach [3]

$$Y_\delta(f) = \frac{1}{2} (G(f + f_C) + G(f - f_C)) * \frac{1}{T} \sum_{n_\Delta=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - n_\Delta \frac{1}{T}\right) \quad (3.42)$$

$$= \frac{1}{2T} \sum_{n_\Delta=-\infty}^{+\infty} \left(G\left(f + f_C - n_\Delta \frac{1}{T}\right) + G\left(f - f_C - n_\Delta \frac{1}{T}\right) \right). \quad (3.43)$$

Durch die TP-Wirkung des Haltevorgangs mit einer Grenzfrequenz f_G mit $f_S < f_G < f_C - f_S$ ergibt sich schließlich das Signal

$$Y(f) = \frac{1}{2T} (G(f) + G(f)) \quad y(t) = \frac{1}{T} g(t) \quad (3.44)$$

welches wieder das Basisbandsignal $g(t)$ enthält [3].

3.2.2 Detektionsverfahren

Das rechteckige Datensignal des Transponderchips (vgl. Abbildungen 2.3 und 2.4), welches den Modulationswiderstand R_{MOD} schaltet, wird durch die Schaltung am Transponder-Front-End und durch den schmalbandigen Datenkanal signifikant beeinflusst. Die Datenübertragungsfunktion wird maßgeblich von der Charakteristik des Lesegeräteschwingkreises bestimmt. Insbesondere bei Lesegeräteschwingkreisen hoher Güte führt dies zu einem schmalbandigen Kanal, da nach [52] u.a. für die Bandbreite f_B von Schwingkreisen gilt:

$$f_B = \frac{f_{Max}}{Q}. \quad (3.45)$$

Im Folgenden werden sogenannte ideale Signale bestimmt, welche die für die Signale typischen Verzerrungen aufweisen ohne mit variierenden additiven Störungen behaftet zu sein. Aus den Kenntnissen typischer Verzerrungen ist ein ideales Signal am Transponder u_{Ideal_T} zu ermitteln. Durch Berücksichtigung des Datenkanals lässt sich ein ideales Signal am Empfänger u_{Ideal} ermitteln, welches in der Analyse und in der Detektion eingesetzt werden kann. Der Datenkanal, welcher unter Vernachlässigung der Trägersuperposition aus der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ und dem Amplitudendemodulator besteht, kann mit Hilfe des analytischen Signals der Impulsantwort der Datenübertragungsfunktion im äquivalenten TP-Bereich dargestellt werden [2].

Das in dieser Arbeit eingesetzte Demodulationsverfahren entspricht einer kohärenten Amplitudendemodulation. Hier führen die linearen Kanalverzerrungen der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ auch nur zu linearen Verzerrungen im demodulierten Empfangssignal [65]. Somit kann das durch den linear verzerrenden Datenkanal beeinflusste Empfangssignal mittels einer Faltung

$$y(t) = g(t) * h_{\text{DTP}}(t) \quad (3.46)$$

ermittelt werden, wobei $h_{\text{DTP}}(t)$ der Impulsantwort der äquivalenten TP-Übertragungsfunktion des Datenkanals entspricht [2]. Das Signal am Transponder u_{Ideal_T} entspricht hier dem Signal $g(t)$ und das Signal am Empfänger u_{Ideal} entspricht $y(t)$, wenn $g(t)$ und $y(t)$ frei von Störungen sind.

Die äquivalente TP-Übertragungsfunktion des gesamten Datenkanals $H_{\text{DTP}}(f)$ vom Transpondersignal u_{Ideal_T} zum demodulierten Empfangssignal u_{Ideal} ergibt sich entsprechend zu Gleichung 3.36 gewichtet mit dem Modulationsgrad m für einen kohärenten Amplitudendemodulator mit dem konjugiert geraden Spektralanteil der aus dem positiven Frequenzbereich in den Ursprung verschobenen Datenübertragungsfunktion $H'_{\text{DTP}}(f)$ nach [65] zu

$$H_{\text{DTP}}(f) = m \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{H'_{\text{DTP}}(f)}{H'_{\text{DTP}}(0)} + \frac{H'^*_{\text{DTP}}(-f)}{H'^*_{\text{DTP}}(0)} \right]. \quad (3.47)$$

Somit ergibt sich die Impulsantwort $h_{\text{DTP}}(t)$ nach [65] entsprechend mit dem Realteil der normierten Impulsantwort der Übertragungsfunktion $H'_{\text{DTP}}(f)$

$$h_{\text{DTP}}(t) = m \cdot \text{Re} \left\{ \frac{h'_{\text{DTP}}(t)}{H'_{\text{DTP}}(0)} \right\}. \quad (3.48)$$

$h_{\text{DBP}}^+(t)$ wird in der Herleitung in [2] als das analytische Signal der Impulsantwort der Datenübertragungsfunktion $H_{\text{D}}(f)$ eingeführt. Das Spektrum des analytischen Signals besitzt durch die Addition der Impulsantwort mit einem imaginären Anteil, der die Hilberttransformierte der Datenimpulsantwort $\mathcal{H}\{h_{\text{D}}(t)\}$ enthält,

$$h_{\text{DBP}}^+(t) = h_{\text{D}}(t) + j\mathcal{H}\{h_{\text{D}}(t)\} \quad (3.49)$$

keine Anteile bei negativen Frequenzen [65].

Mit der Impulsantwort $h'_{\text{DTP}}(t)$ der aus dem positiven Frequenzbereich in den Ursprung verschobenen Datenübertragungsfunktion mit

$$h'_{\text{DTP}}(t) = \frac{1}{2} h_{\text{DBP}}^+(t) \cdot e^{-j2\pi f_{\text{CT}} t} \quad (3.50)$$

ergibt sich schließlich nach [65]

$$h_{\text{DTP}}(t) = m \cdot \text{Re} \left\{ \frac{\frac{1}{2} h_{\text{DBP}}^+(t) \cdot e^{-j2\pi f_{\text{CT}} t}}{H'_{\text{DTP}}(0)} \right\}. \quad (3.51)$$

Im vorliegenden System kann unter Kenntnis der äquivalenten TP-Übertragungsfunktion $H_{\text{DTP}}(f)$ und Einsatz des idealen Signals am Transponder $u_{\text{IDEAL}_T}(t)$ das ideale Signal am Empfänger $u_{\text{IDEAL}}(t)$ über die Gleichung 3.46 ermittelt werden.

3.2.2.1 Korrelationsempfänger

Der Matched-Filter ist eine Komponente eines Korrelationsempfängers, der ausführlich beispielsweise in [33] hergeleitet wird. Unter Ausnutzung der Kreuzkorrelationsfunktion soll ein Nutzsignal in einem gestörten Signal erkannt werden. Da sich eine Kreuzkorrelation auch durch eine Faltung mit der zeitinvertierten Signalfolge darstellen lässt, wird der Korrelationsempfänger in der digitalen Signalverarbeitung zumeist mit Hilfe von Matched-Filtern realisiert. Abbildung 3.7 zeigt ein Übertragungssystem mit einer Sendeimpulsfolge d_{S} und einem Matched-Filter mit der Impulsantwort h_{MF} .

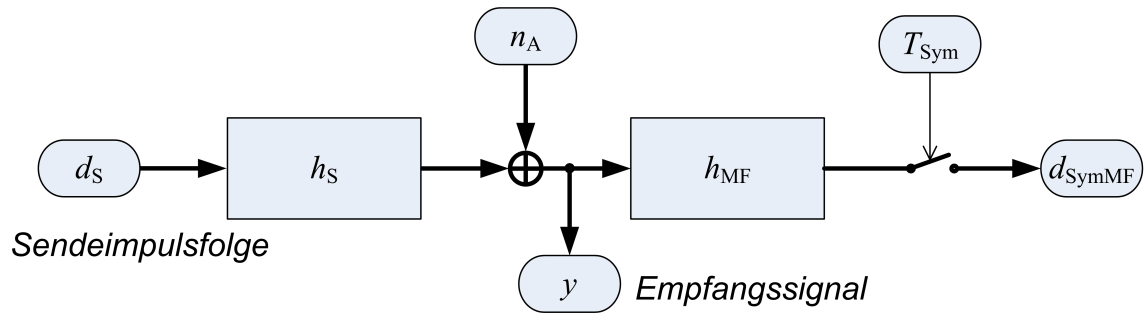


Abbildung 3.7: Übertragungssystem mit einem Matched-Filter nach [65], modifiziert

Die Impulsantwort des Matched-Filters ergibt sich dabei nach [65] und [33] als

$$h_{MF}(t) = c \cdot h_S(T_{Sym} - t) \quad (3.52)$$

mit einer beliebigen Konstante c und der Impulsantwort des Sendefilters h_S .

Dieser sogenannte Matched-Filter-Empfänger beruht nach [33] auf dem MAP-Prinzip, das sich bei gleichen A-priori-Wahrscheinlichkeiten der Sendesymbole auf den **Maximum-Likelihood (ML)**-Ansatz reduzieren lässt. Für gaußverteiltes Rauschen n_A entspricht der Matched-Filter-Empfänger dem optimalen ML-Empfänger. Das Empfangssignal wird zu einem oder mehreren Filtern geleitet, deren Impulsantworten den zeitlich invertierten Sendesymbolformen entsprechen. Nach einer Abtastung auf den Symboltakt T_{Sym} und gegebenenfalls einer Korrektur bei verschiedenen Symbolenergien kann ein Entscheider aus dem heruntergetasteten Signal d_{SymMF} das mit der höchsten Wahrscheinlichkeit gesendete Symbol ermitteln. Dabei ist gefordert, dass keine ISI auftritt oder zumindest die erste Nyquistbedingung erfüllt ist, um eine unabhängige Entscheidung über das am wahrscheinlichsten gesendete Symbol fällen zu können.[33]

Im Rahmen dieser Arbeit tritt insbesondere bei den Antennenschwingkreisen hoher Güte ISI auf. Dies kann zusammen mit Rauschen und variierenden periodischen Störungen zu Fehlern in der Decodierung führen. Im Folgenden wird beschrieben wie der Matched-Filter-Empfänger unter diesen Umständen optimiert wird.

Das ideale Signal am Transponder u_{Ideal_T} kann mit den im Abschnitt 3.1.2.2 betrachteten Exponentialfunktionen beschrieben werden. Mittels der äquivalenten TP-Übertragungsfunktion des Datenkanals $H_{D_{TP}}(f)$ können ideale Signalformen am Empfänger simuliert werden. Dabei ist auf Grund der hohen Güte und der entsprechenden ISI der Energiegehalt im Transpondersystem zu beachten [2]. Das System befindet sich zunächst eingeschwungen im Initialzustand LOW, bis ein Paket gesendet werden soll. Durch das Schalten des Modulationswiderstandes R_{MOD} im Zustand HIGH sinkt die Spannung u_T am Transponder sowie auch die Spannung u_{Rec} am Lesegerät. Beim Zurückschalten in den Zustand LOW steigen die Spannungen wieder etwas und vice versa.

Ein ideales Paketsignal oder ein ideales Headersignal müssen demnach ausgehend von dem eingeschwungenen Initialzustand LOW simuliert werden. Für die Symbole variiert der Initialzustand abhängig von den zuvor gesendeten Symbolen [2]. Für die hier betrachteten Codierungen DBP und Manchester werden die Symbolformen, unter voriger Berücksichtigung eines gemittelten Energiezustands für die Modulation, abhängig von einem Vorgängerwert simuliert (vgl. Tabelle 3.1). Aufgrund der im Kapitel 2 erläuterten Besonderheiten der Codierungen ergeben sich abhängig vom Vorgängerwert und vom Sendesymbol insgesamt sechs verschiedene Symbolformen. Die Formen (HIGH-)LOW-HIGH und (LOW-)HIGH-LOW treten bei beiden Codierungen auf.

DBP-Codierung	Manchestercodierung
(HIGH-)LOW-LOW	(HIGH-)LOW-HIGH
(LOW-)HIGH-HIGH	(LOW-)HIGH-LOW
(HIGH-)LOW-HIGH	(LOW-)LOW-HIGH
(LOW-)HIGH-LOW	(HIGH-)HIGH-LOW

Tabelle 3.1: Auftretende Symbolformen der DBP- und der Manchestercodierung abhängig vom Sendesymbol und dem Vorgängerwert in Klammern nach [2]

Für den Einsatz als Impulsantwort in den Matched Filtern werden sie mit einer Länge von T_{Sym} ausgeschnitten, auf $N_{\text{Sym}} = 32$ Punkte heruntergetastet, mittelwertbefreit, normiert und zeitlich invertiert. Das Empfangssignal wird im Detek-

tionsprozess je nach Codierung in die vier entsprechenden Filter aufgeteilt, deren Impulsantworten aus den idealen Symbolformen am Empfänger ermittelt worden sind.

Aufgrund einer erhöhten Kopplung zwischen den Schwingkreisen sinkt der Modulationsgrad am Transponder bei geringen Abständen. Im Idealfall sollten von dem Fall hoher Kopplung bis zur resultierenden Reichweite keine Positionen in der Übertragungstrecke auftreten, in denen der Transponder durch eine verschwindende Modulation nicht gelesen werden kann. Die Ermittlung idealer Symbolformen konzentriert sich daher zunächst auf die Detektion im Fall eines großen Abstands, beziehungsweise einer geringer Kopplung zwischen den Spulen, um die Lesereichweite zu erhöhen. Mit Erhöhung der Kopplung kann es allerdings zu einer Energieübersorgung des Transponders kommen, bei welcher nichtlineare Schaltungselemente eine Zerstörung des Chips verhindern. Dies kann in Standardtransponderschaltungen dazu führen, dass der Modulationsgrad bei einer bestimmten Kopplung sehr gering wird oder auch gänzlich verschwindet. In diesen Fällen muss der Matched Filter auf Grund einer stark verzerrten Symbolform für geringe Abstände adaptiert werden.

Änderungen in der Umgebung der Spulen oder ein gegenseitiges Annähern der Spulen, d.h. Erhöhen der Kopplung, nehmen auch Einfluss auf die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$. Weiterhin kann es, wie im Abschnitt 3.1.4 erläutert, bei dem vorgestellten Verfahren zur Trägerfrequenzadaption zu dem Fall kommen, dass die Trägerfrequenz nicht mehr im Maximum der Datenübertragungsfunktion liegt. Zumeist liegen hier Umgebungsänderungen zu Grunde die Verluste verursachen und die Bandbreite erhöhen. Bei Verlusten in der Umgebung erhöht sich auch die Kopplung bei der Energereichweite, da nun ein geringerer Abstand der axial ausgerichteten Spulen erforderlich ist, um den Transponder mit ausreichend Energie zu versorgen. Die Datenübertragung in einem unbeeinflussten System mit hoher Schwingkreisgüte und geringer Kopplung zwischen den Spulen bei der Energereichweite stellt insofern den „Worst-Case“ für die Datenübertragung dar. Dennoch kann es mit dem für diesen „Worst-Case“ optimierten Matched-Filter-Empfänger zu dem Fall kommen, dass die Symbole durch eine veränderte Datenübertragungsfunktion nicht mehr erkannt werden. Mit dem Verfahren zur Trägerfrequenzadaption sind alle Informationen bekannt, die nötig sind um für bestimmte Extremfälle von Verstimmung,

Dämpfung oder auch Energieübersorgung des Transponders nicht nur optimale Trägerfrequenzen, sondern auch optimale Matched-Filter-Koeffizienten zu hinterlegen. Die Anzahl an benötigten Filtersets kann dabei sehr viel geringer ausfallen als die Anzahl an Trägerfrequenzen. Dies würde auch die parallele Ausführung von Matched-Filter-Sets erlauben. Im Kapitel 4 wird beispielhaft für einen Versuchsaufbau gezeigt, wie sich die äquivalenten TP-Übertragungsfunktionen des Datenkanals $H_{D_{TP}}(f)$, mit denen die optimalen Symbolformen berechnet werden können, unter Einfluss von Metall verändern.

3.2.2.2 Faltungscodierung und Viterbialgorithmus

Eine Art der Kanalcodierungen ist die Faltungscodierung. Die ursprüngliche Information wird nicht mehr in einer zusammenhängenden Sequenz beibehalten, wie es bei den Blockcodes der Fall ist, sondern die Redundanz wird kontinuierlich hinzugefügt. Die Codierrate r_c ist nach [68] definiert als

$$r_c = k_0/n_0 \tag{3.53}$$

mit k_0 als Anzahl der Eingangsbits für die n_0 Ausgangsbits berechnet werden.

Abbildung 3.8 zeigt den Codierer des DBP-Codes und des modified DBP-Codes als endlichen Zustandsautomaten.

Wie in den Abbildungen 2.5 und 2.6 in Kapitel 2 zu sehen, besitzen die Codierer des DBP-Codes und des modified DBP-Codes ein Verzögerungselement. Sie sind somit gedächtnisbehaftet. Der DBP-Code kann als Faltungscoder mit einer Codierrate von $r_c = \frac{1}{2}$ aufgefasst werden.

Bei der Darstellung in Abbildung 3.8 wird deutlich, dass die Zustandsautomaten beider Codierungen die gleiche Struktur besitzen. Somit wird mit dem modified DBP gegenüber dem DBP keine zusätzliche Redundanz im Sinne der Kanalcodierung erzielt. Die Anzahl der möglichen Zustände ist die gleiche - allein die Symbole unterscheiden sich.

Die Darstellung des Faltungscoders als sogenannter Trellis in Abbildung 3.9 verdeutlicht den zeitlichen Ablauf der Codierung. Der nächste Zustand in der Codierung ist abhängig von dem Ausgangszustand und dem zu codierenden Eingangswert.

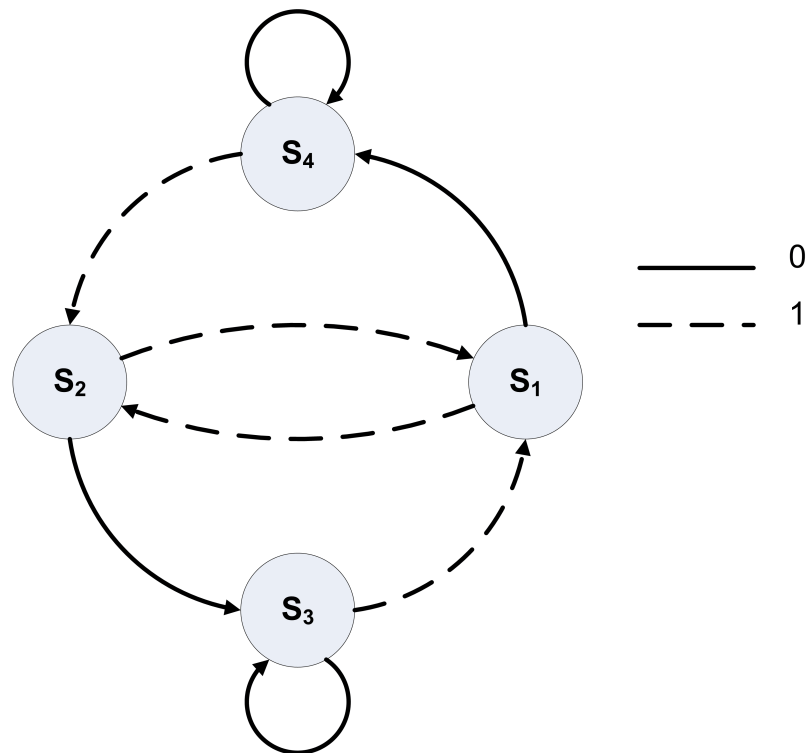


Abbildung 3.8: Zustandsautomat für eine (modified) DBP-Codierung

Durch die ISI des Datenkanals ist auch ein Manchester-codiertes Signal gedächtnisbehaftet [2]. Mit den vier simulierten Symbolen abhängig von einem Vorgängerwert aus dem Abschnitt 3.2.2.1 kann auch für das Manchestersignal ein Zustandsautomat entwickelt werden (Vgl. Abbildung 3.10). Das Signal ist allerdings durch den Kanal viel schwächer gedächtnisbehaftet als ein DBP-Signal, welches schon durch die Codierung gedächtnisbehaftet ist [2].

Der Viterbialgorithmus ist ein effizientes Verfahren, um einen Faltungscode anhand eines optimalen Pfades durch den Trellis zu decodieren.

Der von Viterbi entwickelte Decodierungsalgorithmus ist ein Maximum-Likelihood-Verfahren, das durch rekursive Berechnung die wahrscheinlichste Empfangsfolge ermittelt [33]. Dabei wird der Ansatz verfolgt, dass nicht alle möglichen Pfade in die Berechnung mit einbezogen werden, sondern nur ein Bruchteil der möglichen Pfade während der rekursiven Berechnung verfolgt wird [33].

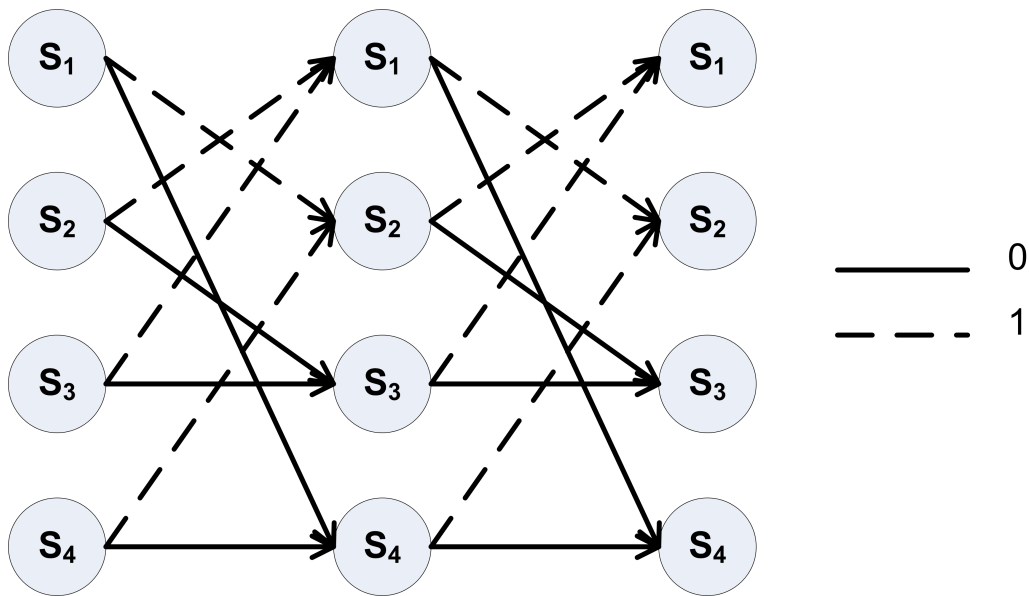


Abbildung 3.9: Trellis für einen (modified) DBP-Codierer

Laut [63] kann der Viterbialgorithmus in vier Schritten dargestellt werden. Während der Berechnung werden die Wahrscheinlichkeiten des besten Pfads zu jedem Zustand an jedem Zeitpunkt kumuliert. Daraus wird die beste Zustandssequenz zum jeweiligen Zustand am entsprechenden Zeitpunkt ermittelt. Die Schritte bestehen im Einzelnen in

- Initialisierung der kumulierten Wahrscheinlichkeit der Zustände und der Zustandssequenz,
- rekursive Berechnung der ML-Zustandssequenzen und ihrer Wahrscheinlichkeiten,
- Ermitteln des Endzustands mit der höchsten Wahrscheinlichkeit und
- Zurückverfolgen des sich daraus ergebenden wahrscheinlichsten Pfads.[63]

Der ermittelte Pfad wird häufig der Überlebenspfad oder „Survivor“ genannt [65]. Von ihm ausgehend kann die decodierte NRZ-Datenfolge aus dem Trellis abgelesen werden.

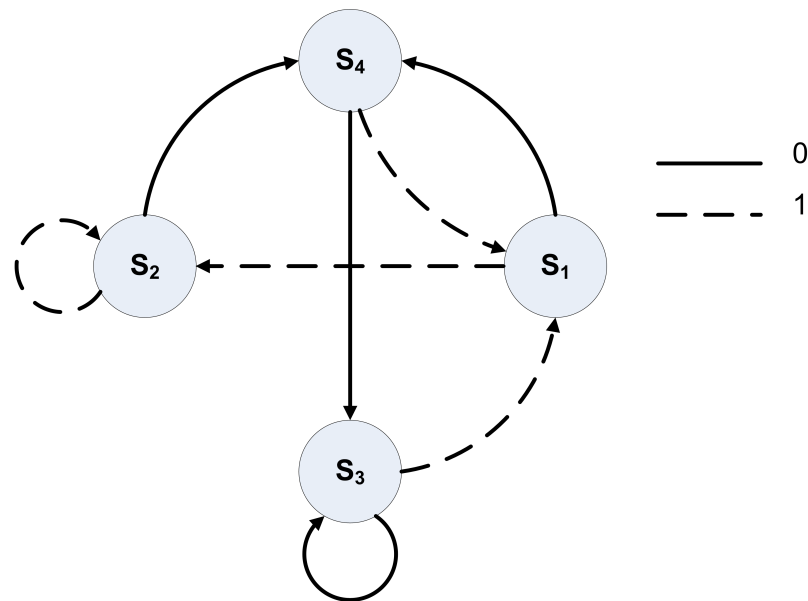


Abbildung 3.10: Zustandsautomat für die Manchester-Codierung in einem gedächtnisbehafteten System

3.2.2.3 Zeitvariante Zuverlässigkeitsinformationen

Der Viterbialgorithmus hat den Vorteil, dass eine sogenannte Soft-Decision-Decodierung einfach implementiert werden kann [68]. Eine Soft-Decision-Decodierung beruht auf dem Prinzip, dass nicht nur binäre Werte an den Eingang des Decoders gegeben werden, sondern auch die Zuverlässigkeit, mit der dieser Wert ermittelt wurde. Ein Decoder, der diese zusätzlichen Informationen im Viterbialgorithmus verarbeiten kann, heißt Soft-Viterbidecoder. In [69] wird vorgeschlagen, die gegebenenfalls verbliebene Korrelation aus der Quelle und die Matched-Filter-Ausgänge für zwei verschiedene Symbole in Form eines sogenannten Log-Likelihood-Verhältnisses als Soft-Input für einen Decoder zu nutzen. In der Sprachsignalverarbeitung, beispielsweise in [70], wird die Unsicherheit einer Schätzung als zusätzliche Information in einem Verfahren zur Spracherkennung eingesetzt.

Sogenannte Zuverlässigkeitsinformationen geben an, wie verlässlich eine empfangene Information unter dem Einfluss einer Störung ist. Wird ein Nutzsignal zu verschiedenen Zeitpunkten unterschiedlich in der Art und Stärke beeinflusst, so entspricht dies einer zeitvarianten Störung und erfordert zeitvariante Zuverlässigkeitsinformationen (ZVZI).

Um das Verbesserungspotential der Nutzung von ZVZI abzuschätzen, werden die sogenannten idealen Unsicherheiten im Empfangssignal y ermittelt, indem es mit einem idealen Referenzsignal y' verglichen wird, welches für Voruntersuchungen generiert werden kann. Das ideale Referenzsignal y' entspricht hier dem Signal u_{Ideal} für eine bekannte Datenfolge. Die idealen Unsicherheiten ergeben sich nach [71] aus

$$\sigma_{\text{Ideal}}^2(\Omega_{\text{STFT}}, \tau_{\text{STFT}}) = ||Y'(\Omega_{\text{STFT}}, \tau_{\text{STFT}}) - |Y(\Omega_{\text{STFT}}, \tau_{\text{STFT}})||^2. \quad (3.54)$$

Die Matrizen $Y'(\Omega_{\text{STFT}}, \tau_{\text{STFT}})$ und $Y(\Omega_{\text{STFT}}, \tau_{\text{STFT}})$ können mittels einer diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation berechnet werden, die Informationen über die Fourierkoeffizienten im jeweiligen Zeitfenster τ_{STFT} bei der Frequenzkomponente Ω_{STFT} liefert. Die idealen Unsicherheiten ergeben sich aus der quadratischen Differenz der Beträge der jeweiligen Fourierkoeffizienten [71].

Die Zuverlässigkeit einer Beobachtung soll dem Viterbidecoder mittels einer A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit übermittelt werden [2]. Eine A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit kann über das Bayes-Theorem berechnet werden.

Das Bayes-Theorem lautet nach [72] u.a. in allgemeiner Form

$$P(E_1|E_2) = \frac{P(E_2|E_1) \cdot P(E_1)}{P(E_2)} \quad (3.55)$$

mit den bedingten Wahrscheinlichkeiten $P(E_1|E_2)$ und $P(E_2|E_1)$ von den Ereignissen E_1 und E_2 .

In [72] u.a. wird das Verhalten einer Zufallsvariablen häufig über ihre Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $f_{\Theta}(\theta)$ oder ihre Verteilungsfunktionen $F_{\Theta}(\theta)$ beschrieben. Die Verteilungsfunktion einer Zufallsvariablen Θ mit einer möglichen Ausprägung θ definiert sich über

$$F_{\Theta}(\theta) = P(\Theta \leq \theta). \quad (3.56)$$

Die Verteilungsfunktion ist auch über das Integral der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion darstellbar als

$$F_{\Theta}(\theta) = \int_{-\infty}^{\theta} f(t)dt, \quad (3.57)$$

so dass unter der Bedingung der Stetigkeit gilt $f_{\Theta}(\theta) = \frac{dF_{\Theta}(\theta)}{d\theta}$. Die Wahrscheinlichkeit lässt sich somit auch als Fläche unter der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion interpretieren.[72]

Nach [63] ergibt sich das Bayes-Theorem mit einer mit Θ zusammenhängenden Beobachtung O mit den Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen als

$$f_{\Theta|O}(\theta|o) = \frac{f_{O|\Theta}(o|\theta) \cdot f_{\Theta}(\theta)}{f_O(o)}. \quad (3.58)$$

$f_{\Theta}(\theta)$ und $f_O(o)$ entsprechen dabei den A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen, $f_{O|\Theta}(o|\theta)$ entspricht der sogenannten Likelihood-Funktion und $f_{\Theta|O}(\theta|o)$ wird als A-Posteriori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion bezeichnet [63].

Die Zuordnung einer Beobachtung zu einer Klasse, die die Beobachtung zur Folge gehabt haben könnte, nennt man Klassifikation [63]. In der Kommunikationstechnik kann eine Beobachtung zum Beispiel einem möglichen Sendesignal zugeordnet werden [63].

In der vorliegenden Arbeit soll die Decodierung optimiert werden, indem zeitvariante Zuverlässigkeitsinformationen als zusätzliche Beobachtungen in die Decodierung mit einfließen. Anhand eines Vergleichs mit der Sendefolge erfolgt zunächst eine Einteilung in die Klassen F (Fehler) und \bar{F} (kein Fehler). Das Ergebnis dieser Fehlerprüfung nach der Decodierung wird mit \mathcal{F} bezeichnet, wobei $\mathcal{F} \in \{F, \bar{F}\}$. Die Beobachtung entspricht dabei den zeitvarianten Zuverlässigkeitsinformationen.

Fehler bei einer Klassifikation treten auf, wenn sich die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen zweier Klassen überlappen [63]. In der überlappenden Region könnte eine Stichprobe o prinzipiell zu der einen Klasse als auch zu der anderen Klasse gehören [63].

Der Bayessche Fehler bei der Klassifikation in die Klassen C_I und C_{II} kann nach [73] formuliert werden als

$$E^* = \int_{o \in H_I} P(C_{II}|o) f_O(o) do + \int_{o \in H_{II}} P(C_I|o) f_O(o) do \quad (3.59)$$

mit der A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $f_O(o)$ sowie mit dem Gebiet H_I auf dem o als C_I klassifiziert wird und mit dem Gebiet H_{II} auf dem o als C_{II} klassifiziert wird. Der Bayessche Fehler sagt demnach etwas darüber aus, wie wahrscheinlich eine falsche Klassifikation von o ist. Anhand der Histogramme von Zuverlässigkeitsinformationen mit der Kenntnis, dass ein Symbol richtig oder falsch erkannt wurde,

kann visuell ein erster Eindruck des Bayesschen Fehlers einer Zuverlässigkeitsinformation gewonnen werden.

Die Zuverlässigkeitsinformationen liegen als Signale mit unbekannter Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion vor. Aus den vorliegenden Stichproben können allerdings Histogramme gewonnen werden, die einen Eindruck über die Verteilung des Signals vermitteln. Da die Probenanzahl für Histogramme endlich ist, ist eine Möglichkeit gesucht von den Daten der Histogramme auf Wahrscheinlichkeitsdichten schließen zu können. Ist die genaue Art der Verteilung nicht bekannt, so kann ein nichtparametrisches Verfahren, die Kerndichteschätzung, angewendet werden. Die Kerndichteschätzung stellt dabei eine Art Glättung des Histogramms aus einer Stichprobe dar [74].

Nach [75] lautet die Kerndichteschätzung auf Basis von N_Θ Datenpunkten einer Stichprobe mit der Laufvariablen n_Θ

$$\hat{f}_\Theta(\theta) = \frac{1}{N_\Theta} \sum_{n_\Theta=1}^{N_\Theta} \frac{1}{h_{\text{BW}}} K\left(\frac{\theta - \theta_{n_\Theta}}{h_{\text{BW}}}\right) \quad (3.60)$$

wobei h_{BW} ein Glättungsparameter, die sogenannte Bandweite, ist und K die Kernfunktion. Je größer h_{BW} ist, umso glatter wird die anhand von Stichproben geschätzte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion [75]. Die Charakteristik der geschätzten Funktion hängt dabei weniger von der Wahl der Kernfunktion ab, sondern im Wesentlichen von der Wahl der Bandweite h_{BW} [74].

4. Untersuchungsansätze und Methoden

4.1 Übertragung von Energie und Daten

Um die unterschiedlichen Einflüsse auf die Übertragung von Energie und Daten zu untersuchen, wurde im Kapitel 3 ein Modell mit variablen Parametern vorgestellt. Die hergeleiteten Übertragungsfunktionen ergeben sich in Form von Differentialgleichungen, die in den Laplacebereich transformiert sind. Sie werden in dieser Form in ein Simulink[®]-Modell implementiert.

Als Lösungsverfahren für die **Ordinary Differential Equations** (ODE) wird das in Matlab implementierte ode45-Verfahren genutzt. Dieses Verfahren, welches auf den Dormand-Prince-Gleichungen der Runge-Kutta-Methode basiert, eignet sich gut für nichtsteife Differentialgleichungen [76].

Für die Simulationen wird ein Pseudorauschen generiert, welches auf die Simulationszeit und die Abtastfrequenz f_A der simulierten Signale in dem kontinuierlichen Modell abgestimmt ist. Das generierte Pseudorauschen hat eine endliche, definierte Länge. Das zeitdiskrete Signal hat die Eigenschaft, dass die **Diskrete Fouriertransformation** (DFT) eines generierten Pseudorauschens ein weißes Amplitudenspektrum und eine zufällige Phase besitzt. Somit eignet sich das auf die Simulationsparameter abgestimmte Pseudorauschen als Eingangssignal der Simulation, um die spektralen Eigenschaften der Übertragungsfunktionen zu untersuchen.

Um die Zuverlässigkeit des Modells zu zeigen, werden verschiedene Versuchsaufbauten mit Transponder- und Lesegerätespulen in verschiedenen Konfigurationen und Umgebungen aufgebaut. Die Übertragungsfunktionen werden mit dem Netzwerkanalysator Anritsu MS4630B gemessen.

Es werden drei Proben von Lesegerätespulen vorgegeben, die charakteristisch in drei verschiedenen mobilen Anwendungen in einem LF-Transpondersystem eingesetzt werden könnten. Dabei werden zwei Spulen mit hoher Güte eingesetzt (S_{L_F} und S_{L_L}) sowie eine Spule, die bauartbedingt eine geringere Güte besitzt (S_{L_T}).

Lesegerätespulen:

- Ferritstabspule (S_{L_F})
- Luftspule (S_{L_L})
- Tunnelspule (S_{L_T})

Für den Transponder werden zwei Spulen vorgegeben, die für verschiedene Einsatzzwecke typischerweise in LF-Transpondersystemen verwendet werden.

Transponderspulen:

- Ferritstabspule (S_{T_F})
- Luftspule (S_{T_L})

Die Abbildungen 4.1 und 4.2 zeigen die ausgewählten Antennen für die folgenden Versuche.

Mit einem LCR-Meter wird die serielle Ersatzinduktivität L' und der serielle Ersatzwiderstand R' bei 125 kHz ermittelt (vgl. Tabelle 4.1). Aus diesen beiden Werten kann die Güte der Antenne bei 125 kHz berechnet werden.

Die Spulen werden mit Kondensatoren abgestimmt, so dass sich ein Serienschwingkreis für die Lesegerätespulen und ein Parallelschwingkreis für die Transponderspulen mit einer Resonanzfrequenz bei 125 kHz ergibt. Werden Verluste durch den Verstärker und die Kondensatoren vernachlässigt, so ergäbe sich für die Spule S_{L_F} bei



Abbildung 4.1: Lesegerätesspulen S_{LF} , S_{LL} und S_{LT} (von links nach rechts)



Abbildung 4.2: Transponderspulen S_{TF} (links) und S_{TL} (rechts)

einer Ausgangsspannung des Verstärkers von 5 V (Spitze-Spitze) durch die Spannungsüberhöhung eine Spannung von über 1,4 kV (Spitze-Spitze) über der Spule, beziehungsweise über den Kondensatoren. Aus diesem Grund befindet sich an den

Spule	serielle Ersatzinduktivität L'/H	serieller Ersatzwiderstand R'/Ω	Güte Q
S_{LF}	$2,45 \times 10^{-3}$	6,7	287,2
S_{LL}	$1,94 \times 10^{-3}$	7,8	195,3
S_{LT}	904×10^{-6}	21,2	33,5
S_{TF}	$1,04 \times 10^{-3}$	29,3	27,9
S_{TL}	$1,03 \times 10^{-3}$	24,9	32,4

Tabelle 4.1: Ermittelte äquivalente Parameter der Lesegeräte- und Transponderspulen bei 125 kHz

4.1. Übertragung von Energie und Daten

Lesegeräteschwingkreisen parallel zur Abstimmkapazität ein zweifacher kapazitiver Spannungsteiler, an dem zwei Empfangssignale unterschiedlicher Amplitude abgegriffen werden können. Die Schwingkreise mit den kapazitiven Netzwerken werden mit einer Impedanzmessung am Netzwerkanalysator Anritsu MS4630B überprüft. Abbildung 4.3 zeigt den Betrag der gemessenen Impedanzen über einen Frequenzbereich von 50 kHz bis 200 kHz mit den Minima bei circa 125 kHz.

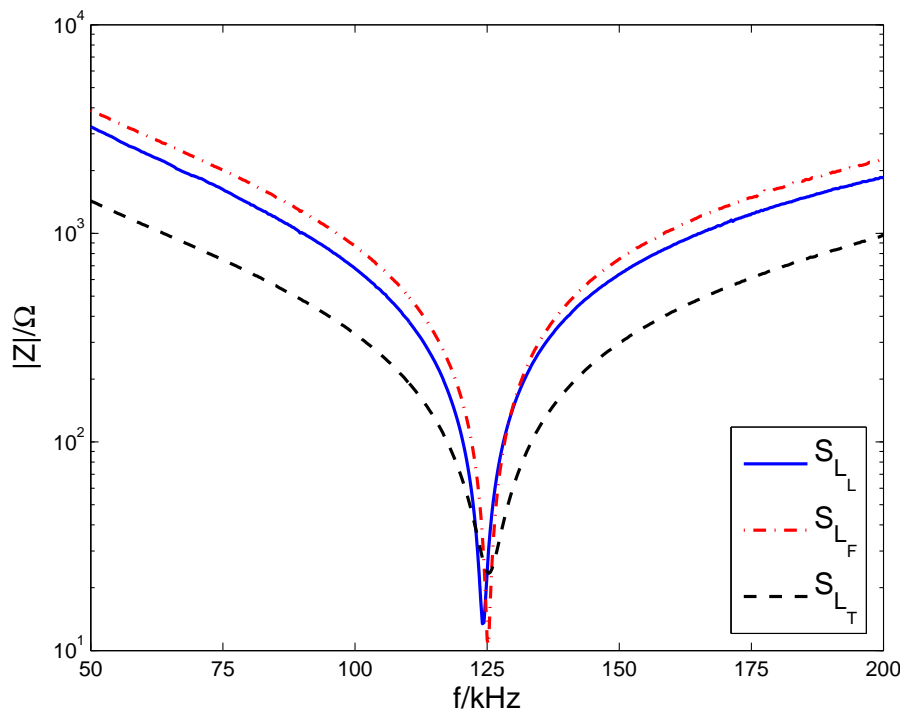


Abbildung 4.3: Impedanzmessung der Lesegeräteschwingkreise mit den Spulen S_{L_L} , S_{L_F} und S_{L_T}

Für die Kombination einer Lesegerätespule mit einer Transponderspule sollen die Übertragungsfunktionen im Modell messtechnisch verifiziert werden. Dafür können mit dem Netzwerkanalysator sogenannte Transmission Characteristics gemessen werden. In dieser Messung wird die Spannungsübertragungsfunktion in Amplitude und Phase für diskrete Frequenzen ermittelt. Der Frequenzabstand zwischen den Messfrequenzen wird zu 150 Hz gewählt, um auch bei Antennenspulen hoher Güte alle wichtigen Charakteristika der Übertragungsfunktionen abzubilden.

In der Simulation wird im Widerstand R_R , zusätzlich zu dem Ersatzwiderstand der Lesegerätespule R'_R und dem Verlust durch die kapazitive Abstimmuschaltung, der Innenwiderstand der Klasse-D-Endstufe berücksichtigt. Für die Messung mit dem Netzwerkanalysator wird dieser zusätzliche Widerstand R_I als diskretes Bauteil seriell zum Lesegeräteschwingkreis geschaltet.

Die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ können in einem Versuchsaufbau mit einem Lesegeräteschwingkreis und einem mit einem Ersatzwiderstand R_C belasteten Transponderschwingkreis messtechnisch erfasst werden (vgl. Abbildung 4.4 und Abbildung 4.5). Gleichsam kann die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$ in einem Versuchsaufbau, wie in Abbildung 4.5 gezeigt, gemessen werden, jedoch in Abwesenheit des Transponderschwingkreises. Die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ kann in dem Versuchsaufbau nicht direkt gemessen werden. Sie kann über die Messung der Gesamtübertragungsfunktion, in die sie mit zunehmender Kopplung eingeht, verifiziert werden.

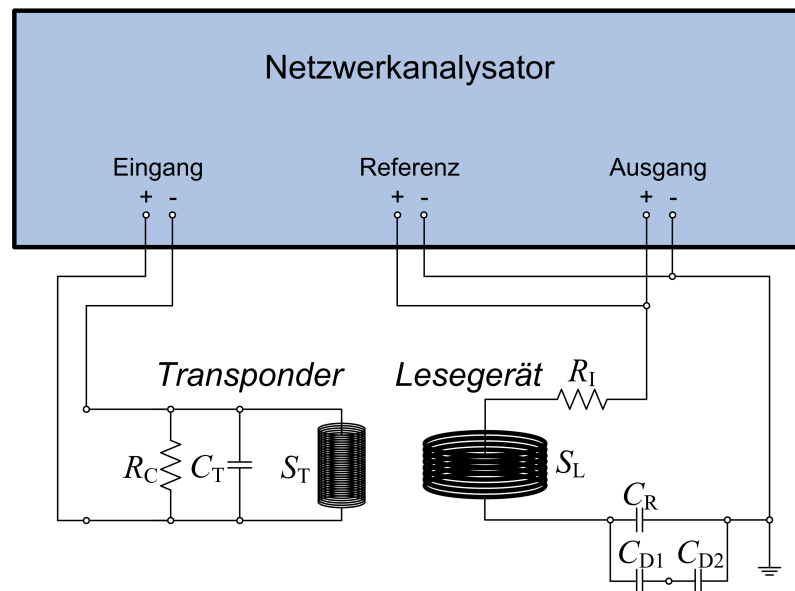


Abbildung 4.4: Schematisch gezeichneter Versuchsaufbau zur Messung der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ nach [43], modifiziert

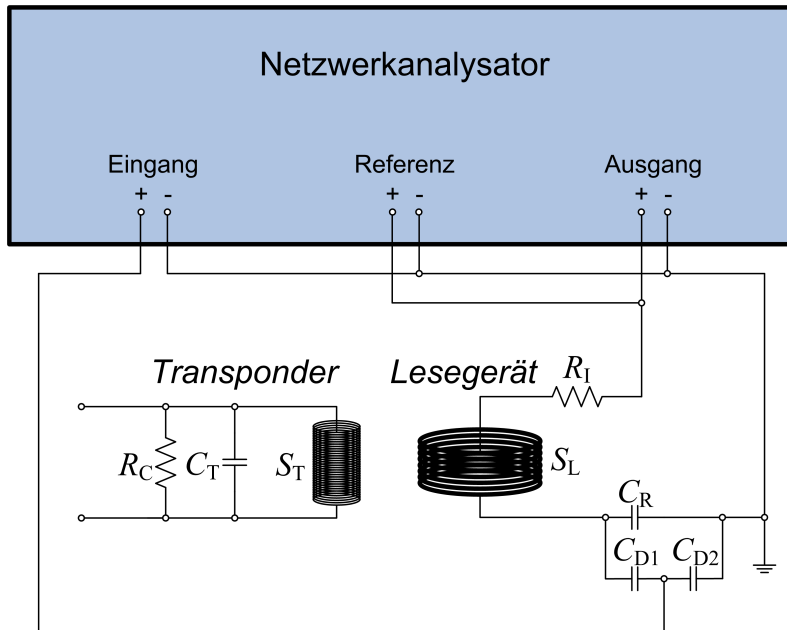


Abbildung 4.5: Schematisch gezeichneter Versuchsaufbau zur Messung der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ nach [43], modifiziert

4.1.1 Untersuchung der Übertragungsfunktionen zur Verbesserung der Energieübertragung

Wie in Kapitel 2 beschrieben, gibt es bereits Lesegeräte, die ihre Trägerfrequenz bei Änderungen der Umgebung anpassen. Diese Lesegeräte regeln ihre Trägerfrequenz in die Resonanz des Lesegeräteschwingkreises, welche sich abhängig von der äquivalenten Güte des Lesegeräteschwingkreises und des Transponderschwingkreises von der optimalen Trägerfrequenz $f_{C_{Opt}}$ (vgl. Kapitel 3) unterscheidet. In dem Demonstrator soll keine zusätzliche Impedanzmessung implementiert werden, sondern es ist das Ziel die vorhandenen Messsignale für die adaptiven Verfahren zu nutzen. Die aktuellen Koeffizienten der Energieübertragungsfunktion sind in einem Lesegerät nicht bekannt. Die messbare Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$, die im direkten Zusammenhang mit der vom Lesegerät gesehenen Impedanz der Schwingkreise steht, zeigt allerdings die Charakteristika des gesamten Systems.

Die für die Energieübertragung und die Parameterschätzung wichtigen Übertragungsfunktionen, die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ werden in verschiedenen Konstellationen gemessen und mit

den Übertragungsfunktionen aus dem Modell verglichen. Dazu werden auf der Transponderseite zwei verschiedene Werte für den Widerstand R_C festgelegt, die die Belastung des Schwingkreises durch den Realteil des Transponderchips inklusive der Gleichrichter- und der Modulationsschaltung darstellen. Um die in der Praxis relevante Bandbreite von Sensor- und ID-Transpondern abzudecken, wird ein Widerstand zu $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$ und ein Widerstand zu $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$ gewählt [43].

Um den Bereich zu erfassen, in dem die äquivalenten Parameter der Spulen durch Änderungen in den umgebenden Materialien variieren, werden verschiedene Materialproben ausgewählt (vgl. Abbildung 4.6), die den Spulen angenähert werden. Die ermittelten Werte können auch als Anhaltspunkte für die Simulationsparameter herangezogen werden.



(a) Stahl



(b) Aluminium



(c) Kupferlegierung



(d) Ferritstab

Abbildung 4.6: Vier Materialproben, deren Einfluss auf die Spulen S_{L_L} und S_{L_F} untersucht wird

Es werden drei unterschiedliche ferromagnetische und nicht-ferromagnetische Metallplatten sowie ein Ferritstab ausgewählt. Die Metalle können sich typischerweise in der Umgebung, in der der Transponder verbaut ist, befinden. Der Ferritstab besteht aus einem schlecht leitendem Ferrit, der typischerweise als Wickelkörper für LF-Antennenspulen eingesetzt wird. Bei hoher Kopplung von Ferritantennenspulen nimmt der Ferrit der jeweiligen gekoppelten Spule Einfluss auf die Induktivität und den Widerstand der anderen Spule.

Der Ferritstab besitzt einen Durchmesser von 8 mm und eine Länge von 4,5 cm. Die Seiten der Metallplatten sind jeweils ca. 13,5 cm lang. Die Aluminiumplatte hat eine Dicke von 2 mm, während die Stahlplatte und die Kupferplatte eine Dicke von 1 mm besitzen.

Mit dem LCR-Meter können die äquivalenten Parameter L' und R' der vom Material beeinflussten Spulen bei 125 kHz gemessen werden. Abbildung 4.7 zeigt die Messung der äquivalenten Induktivität L' und des äquivalenten Widerstands R' der Spule S_{L_L} bei den Abständen $r_{LM} = 6 \text{ cm}, 5 \text{ cm}, 4 \text{ cm}, 3 \text{ cm}, 2 \text{ cm}, 1 \text{ cm}, 0,5 \text{ cm}$ und 0 cm zu den Metallproben. Abbildung 4.8 zeigt die gleiche Messung für die Spule S_{L_F} , bei der zusätzlich zu dem Einfluss von Metall auch der Einfluss von schlecht leitendem Ferrit untersucht wurde. Die initialen Messwerte von L' und R' , das heißt die Spulenparameter ohne Beeinflussung von umgebenden Materialien, sind als Grenzwerte in Form von roten Linien in den Abbildungen eingetragen.

Es ist anzumerken, dass die gemessenen Werte bei dem Abstand $r_{LM} = 0 \text{ cm}$ abhängig von der Positionierung oder auch von dem Anpressdruck starken Änderungen unterliegen. Dies erklärt sich aus dem mathematischen Zusammenhang, welcher im Kapitel 3 für die Abhängigkeit der äquivalenten Induktivität von dem Abstand zu Metall gegeben wurde. Die Steigung der Kurve wird mit abnehmendem Abstand deutlich größer.

Der Wertebereich der Simulationsparameter wird anhand der gemessenen Werte L' und R' ermittelt und um einen kleinen Bereich extrapoliert. Der Zusammenhang zwischen dem Abstand r_{LM} und den Parametern L' und R' ist nicht linear. Jedoch kann die optimale Trägerfrequenz schon für kleine Parameteränderungen signifikant ihren Wert ändern.

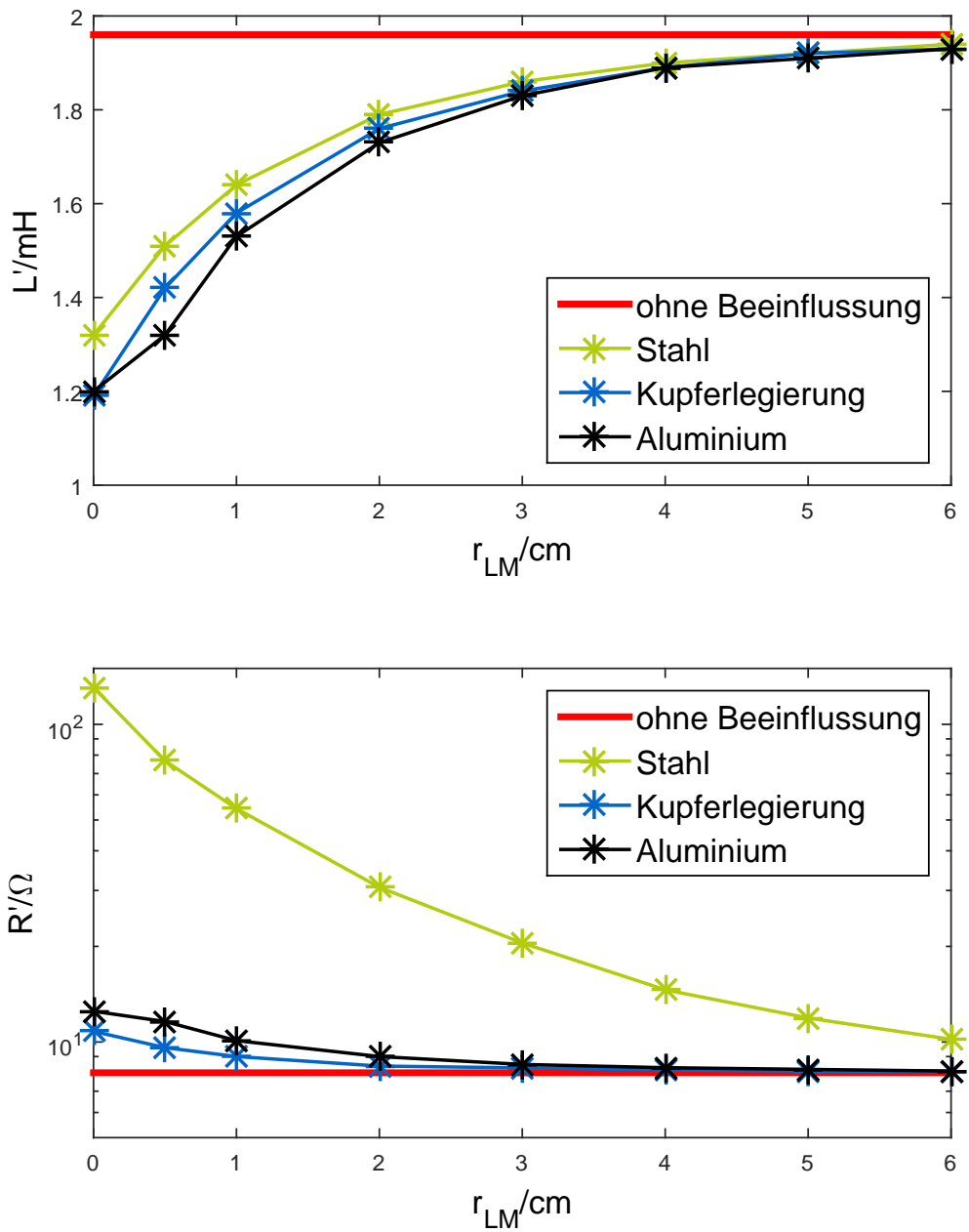


Abbildung 4.7: Messung der Ersatzparameter L' und R' der Spule S_{LL} bei verschiedenen Abständen r_{LM} zu Metallen

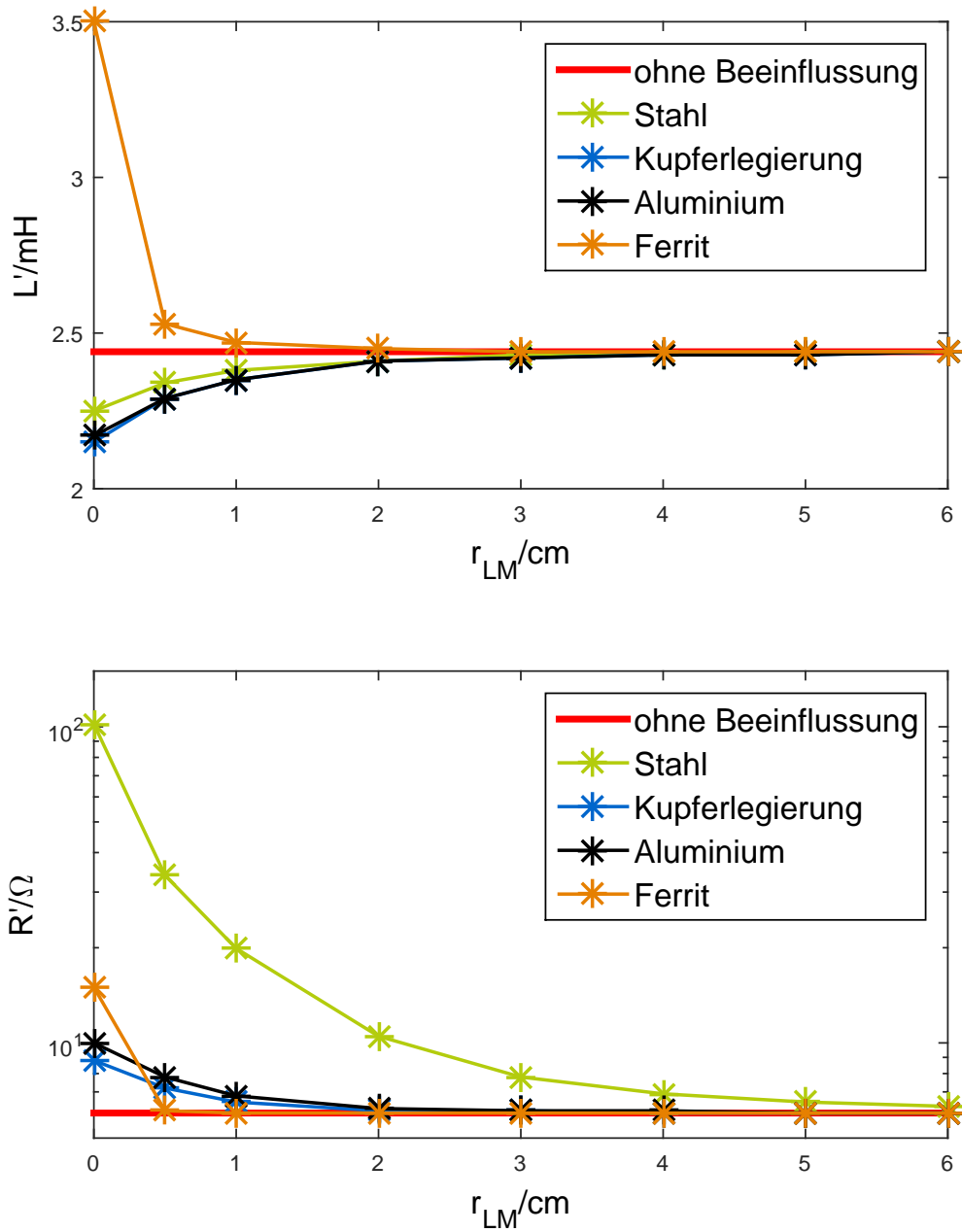


Abbildung 4.8: Messung der Ersatzparameter L' und R' der Spule S_{LF} bei verschiedenen Abständen r_{LM} zu Metallen und Ferrit

Für die Simulation des Gesamtübertragungsfunktionsarrays H_{GS} und des Arrays der optimalen Trägerfrequenzen A_{f_C} hat sich ein konstanter Abstand zwischen den einzelnen Parameterwerten als gut geeignet erwiesen.

4.1.2 Voruntersuchungen zur Demodulation und Detektion

4.1.2.1 Versuchsaufbauten

Zunächst wird das Demodulationsprinzip, welches in Kapitel 3 vorgestellt wurde, mit verschiedenen Sample&Hold-Verstärkern in einem Lochrasteraufbau auf seine Eignung geprüft. Die Signale am Versuchsaufbau werden mit einem Oszilloskop abgetastet und gespeichert. Dabei ist darauf zu achten, dass ein ganzzahliges Vielfaches an Abtastpunkten in einer Periode liegen. Die Abtastung durch einen ADC kann anschließend in Matlab[®] durch ein Heruntertasten simuliert werden. Die Abtastung des Empfangssignals u_{Rec} erfolgt bei allen Sample&Hold-Verstärkern kurz vor dem Maximum mit einem 300 ns langen Impuls. Mit einer Matched-Filter-Decodierung werden die Signale bei geringem Abstand und bei großem Abstand verglichen. Die Wahl fällt auf den Sample&Hold-Verstärker AD783 von Analog Devices, der sich durch eine hohe Genauigkeit bei einer vertretbaren Abtastdauer und eine hohe Eingangsimpedanz auszeichnet.

Für die folgenden Versuche wird ein Testtransponder diskret aufgebaut. Die in Abbildung 4.9 gezeigte Schaltung emuliert einen Sensortransponder.

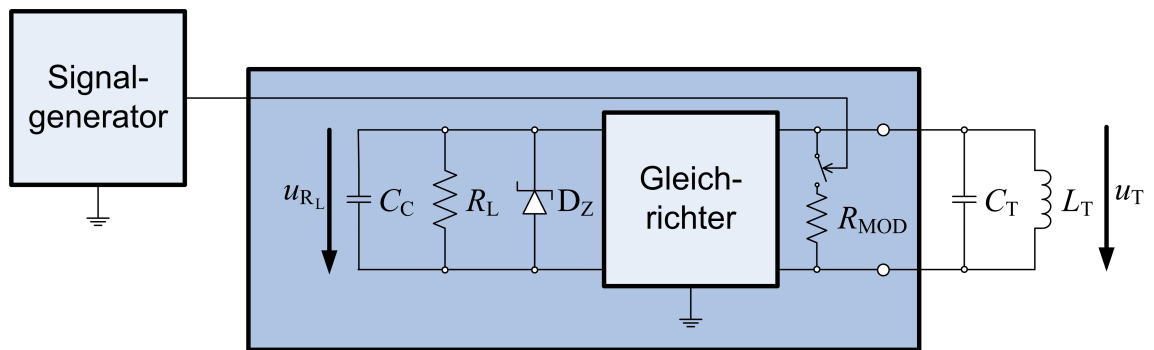


Abbildung 4.9: Prinzipschaltbild des aufgebauten Testtransponders

Im Testtransponder befindet sich eine Transistorschaltung, die den Modulationswiderstand R_{MOD} abhängig von dem Datensignal eines Signalgenerators schaltet. Ein

Gleichrichter generiert die Versorgungsspannung u_{R_L} , die vom Pufferkondensator mit der Kapazität C_C stabilisiert wird. Die Z-Diode D_Z begrenzt die Versorgungsspannung bei der Durchbruchspannung u_{D_Z} , um eine Zerstörung der Schaltung bei Erhöhung der Kopplung zwischen den Spulen zu verhindern. R_L bildet die restliche Last des Realteils des Chips und der Sensorschaltung nach, die noch nicht durch die diskrete Schaltung abgebildet ist. Die zu untersuchende Transponderspule kann mit der jeweiligen Abstimmkapazität C_T an den Eingangsklemmen angeschlossen werden. Die Modulation erfolgt durch das parallele Hinzuschalten des Modulationswiderstandes R_{MOD} . Im Falle einer sehr guten Energieversorgung führt die Spannungsbegrenzung durch die Z-Diode zu einer Verringerung des Modulationsgrades am Transponder m_T . Der Modulationsgrad am Lesegerät m_L wird von dem Modulationsgrad am Transponder und dem Verhältnis zwischen der Superposition des Trägers und der Rückwirkung des Transponders auf den Lesegeräteschwingkreis bestimmt. Im Fall einer sehr guten Energieversorgung ist die Kopplung zwischen dem Transponderschwingkreis und dem Lesegeräteschwingkreis entsprechend hoch. Dies gleicht den geringeren Modulationsgrad am Transponder m_T etwas aus.

Einer der Vorteile des Testtransponders ist, dass mit dem Signalgenerator definierte Datenpakete in Manchester- oder wahlweise DBP-Codierung gesendet werden können [2]. Im Rahmen dieser Arbeit werden zwei verschiedene NRZ-Datenfolgen mit insgesamt 32 Symbolen eingesetzt, die typischerweise in Sensortransponderapplikationen verwendet werden. Der Header besteht aus 7 Bit, gefolgt von 17 Nutzbit und einem CRC von 8 Bit. Verwendet wird ein typischer CRC mit dem Generatorpolynom

$$g_D(x_D) = x_D^8 + x_D^5 + x_D^4 + 1, \quad (4.1)$$

der über 17 Nutzbit berechnet wird.

Die Versuche am Demonstrator werden mit zwei NRZ-Datenfolgen durchgeführt, die jeweils Manchester- und DBP-codiert im Signalgenerator hinterlegt werden. Mit der beschriebenen Codestruktur ergeben sich die möglichen NRZ-Datenfolgen s_{NRZ} :

1. 1101 0010 0001 0101 1001 1111 0011 1101
2. 1101 0010 0111 1000 0001 0000 0111 1100.

Mit den zwei untersuchten Codierungen und den zwei möglichen NRZ-Folgen ergeben sich vier Testpakete, die mit MAN1, MAN2, DBP1 und DBP2 bezeichnet werden. Die Untersuchungen zu den Detektionsverfahren werden im Folgenden mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_L} durchgeführt.

4.1.2.2 Ermittlung des idealen Signals

In vielen Verfahren wird ein Rechtecksignal, welches in einem bandbegrenzten System nicht unverzerrt übertragen werden könnte, für die Korrelation im Empfänger genutzt. Insbesondere in den hier genutzten Transpondersystemen mit Antennen hoher Güte sind die Empfangssignale in einem solchen Maße verzerrt, dass die Vereinfachung eines rechteckigen Empfangssignals nicht mehr getroffen werden kann. Für die weiteren Analysen soll aus der Kenntnis des Modells ein ideales Signal am Empfänger modelliert werden. Dazu wird zunächst das Basisbandsignal, beziehungsweise die Einhüllende der Spannung u_T , betrachtet. In einer Messung wird die Spannung u_T am Testtransponder mit der Spule S_{T_L} ermittelt. Dafür wird der Transponder bei dem kritischsten Abstand, der Energiereichweite, positioniert.

Die Energiereichweite wird im Rahmen der nachfolgenden Messungen als der Abstand definiert, bei dem über dem Ersatzlastwiderstand R_L im Minimum noch gerade eine Spannung u_{R_L} von 3 V abfällt. Abbildung 4.10 zeigt die Spannungen am Transponder über ein Datenpaket.

Der obere Teil der Abbildung zeigt die Ausgangsspannung des Signalgenerators, der das Schalten des Modulationswiderstandes R_{MOD} steuert. Der untere Teil der Abbildung zeigt die Spannung u_T über dem Transponderschwingkreis und die Spannung u_{R_L} über dem Ersatzlastwiderstand mit dem 3 V-Schwellwert, auf den u_{R_L} zum Ende des Pakets abgefallen ist. Die LOW-Amplitude von u_T verringert sich ebenfalls mit fortwährender Lastmodulation. Der Modulationsgrad am Transponder m_T ist somit am Ende des Pakets etwas geringer als am Anfang des Pakets. Nach Beendigung der Modulation erreichen die Spannungen am Transponder nach einer gewissen Zeit wieder ihren vorherigen Wert.

Um ein ideales Signal am Empfänger zu ermitteln, soll hier zunächst das ideale Signal am Transponder modelliert werden. Dazu wird die Symbolform am Ende eines Pakets bei der Energiereichweite betrachtet.

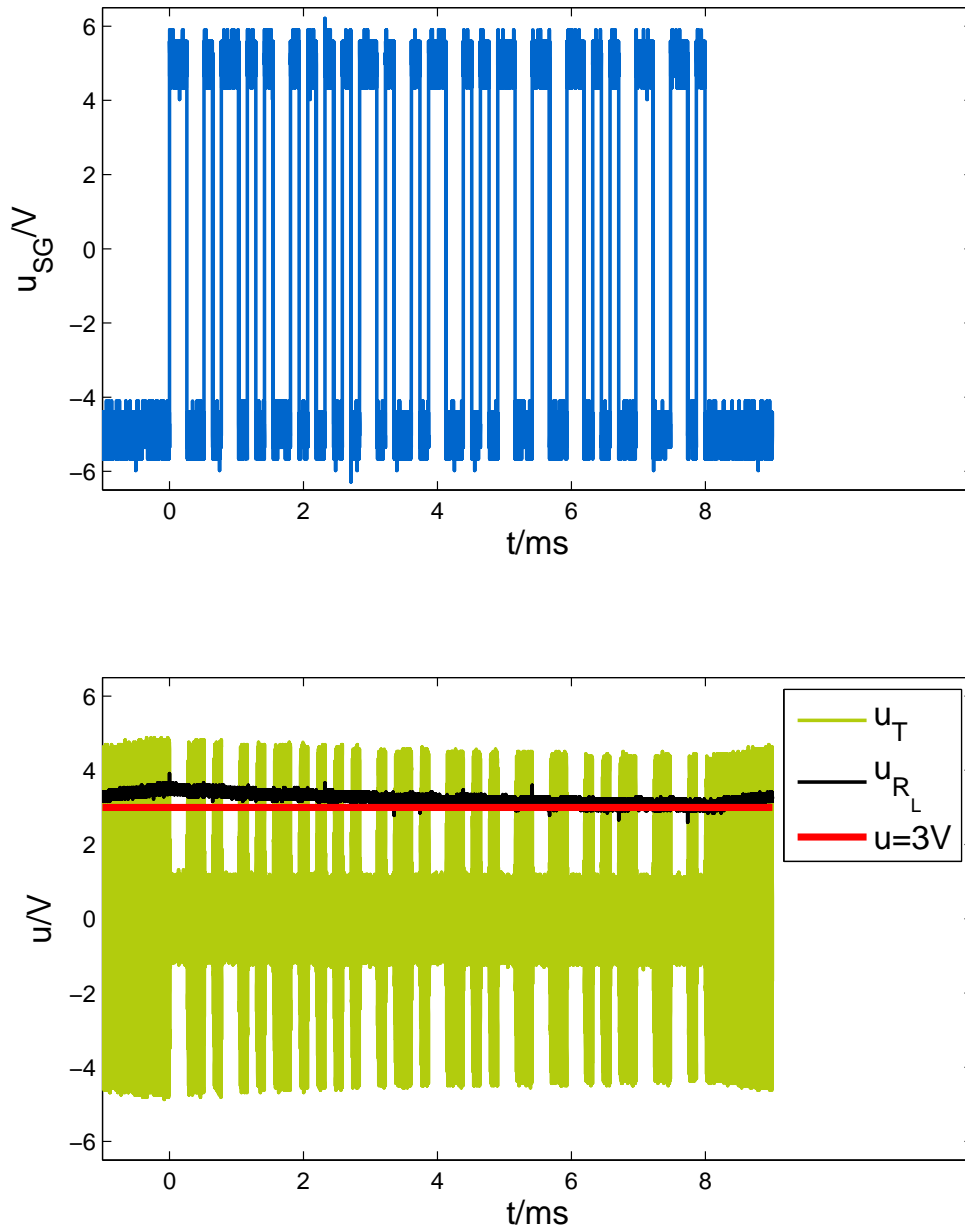


Abbildung 4.10: Schaltspannung des Signalgenerators (oben) und die Spannungen u_T und u_{R_L} bei Lastmodulation am Testtransponder (unten) über ein komplettes Paket

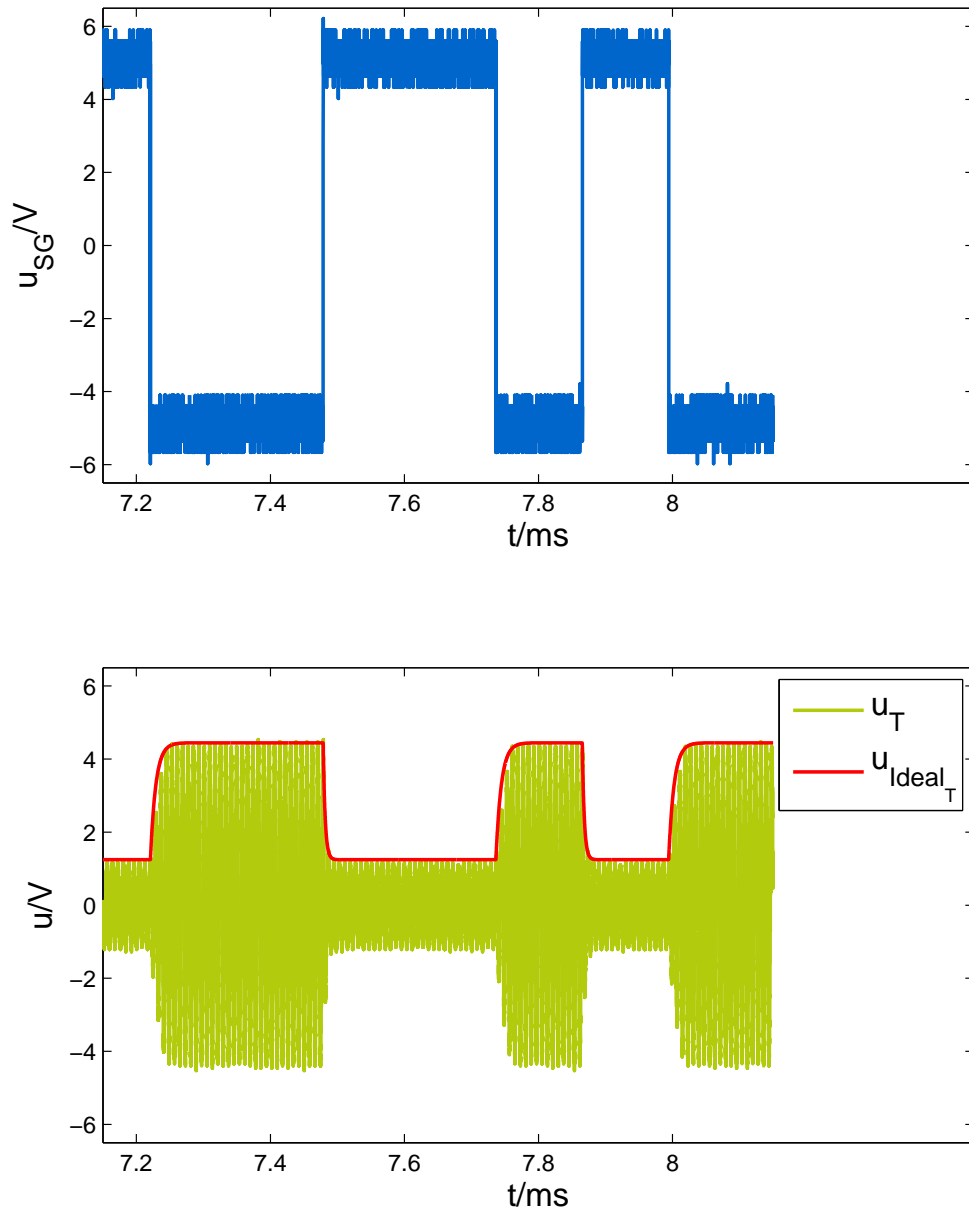


Abbildung 4.11: Gemessene Schaltspannung vom Signalgenerator (oben) und die Spannungen u_T am Testtransponder und die modellierte Einhüllende u_{Ideal_T} bei Lastmodulation (unten) über Symbole am Ende eines Pakets

Die Einhüllende des Transpondersignals wird, wie näher im Kapitel 3 beschrieben, nach [61] modelliert, wobei das Signal am LF-Testtransponder hinreichend mit zwei Exponentialfunktionen und den Grenzwerten u_{HIGH} und u_{LOW} für den HIGH- beziehungsweise LOW-Pegel approximiert werden kann [2].

Abbildung 4.11 zeigt einen Ausschnitt am Ende des Pakets mit der gemessenen Spannung u_{T} am Transponderschwingkreis und der modellierten Einhüllenden u_{IdealT} .

Die Datenübertragungsfunktion $H_{\text{D}}(f)$ wird im BP-Bereich in einer Simulation bei diskreten Frequenzen ermittelt. Unter Berücksichtigung des dämpfenden Innenwiderstands der Klasse-D-Endstufe ergibt sich eine Bandbreite $f_{\text{B}} = 770$ Hz. Mit Hilfe des Basisbandsignals am Transponder und der Datenübertragungsfunktion $H_{\text{D}}(f)$, die in den äquivalenten TP-Bereich verschoben wird, kann das ideale Signal am Empfänger bei geringer Kopplung modelliert werden. Die Transformation in den TP-Bereich erfolgt mit der in Kapitel 3 beschriebenen Methode nach [65].

Bei zum Träger symmetrischen Verzerrungen kann die transformierte Übertragungsfunktion aus dem TP-Bereich durch eine Rücktransformation wieder in den BP-Bereich verschoben werden. In Abbildung 4.12 sind die originale und die rücktransformierte Übertragungsfunktion aufgetragen.

Durch Faltung des idealen Transpondersignals u_{IdealT} mit der äquivalenten TP-Übertragungsfunktion $H_{\text{DTP}}(f)$ lässt sich das ideale Signal am Empfänger u_{Ideal} berechnen. Ist das System im LOW-Zustand eingeschwingen, so ergibt sich mit dem idealen Transpondersignal, welches für das Datenpaket der vorhergehenden Untersuchungen ermittelt wurde, der in Abbildung 4.13 gezeigte Verlauf des Signals u_{Ideal} am Empfänger.

Mit der äquivalenten TP-Übertragungsfunktion $H_{\text{DTP}}(f)$ können nun auch ideale Symbolformen für den Matched-Filter-Empfänger gewonnen werden. Die Symbole werden aus den vorliegenden Kenntnissen für ein unbeeinflusstes System mit geringer Kopplung zwischen Lesegeräte- und Transponderspule berechnet. Da der genaue Energiegehalt im Transpondersystem für ein Symbol nicht bekannt ist, befindet sich das System zu Beginn der kurzen Symbolsequenz in einem mit dem Mittelwert der modulierten Datensequenz eingeschwingenen Zustand und wird dann für eine halbe Symboldauer auf den definierten Vorgängerwert gebracht, bevor das Symbol den

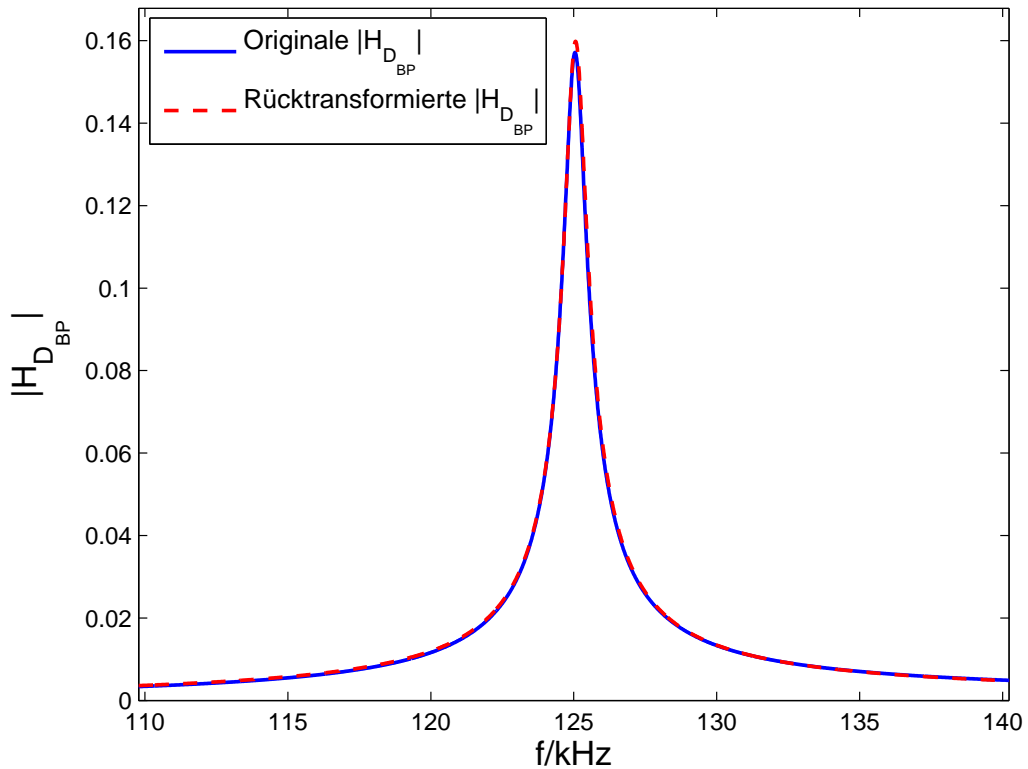


Abbildung 4.12: Datenübertragungsfunktion $|H_D(f)|$ im BP-Bereich im Original und die Rücktransformierte der äquivalenten TP-Übertragungsfunktion

Filter durchläuft (vgl. Abschnitt 3.2.2.1) [2]. Aus den mit diesem Verfahren ermittelten Symbolformen lassen sich angepasste Matched-Filter-Koeffizienten für große Abstände zwischen den Antennenspulen ermitteln. Die idealen Signale, ob für Symbole oder auch für den Header, werden auf 32 Punkte pro Symbol heruntergetastet, einem Mittelwertabzug und einer anschließenden Normierung unterworfen. Für die Nutzung als Koeffizienten eines Matched-Filters müssen die Signale noch zeitlich invertiert werden. Die auf diesem Weg ermittelten Koeffizienten für die Symbolformen bilden das Matched-Filter-Set 1.

Wie zuvor beschrieben, unterscheidet sich der Modulationsgrad am Transponder m_T durch die Superposition des Trägers auf den Empfängerabgriff von dem Modulationsgrad am Lesegerät. Die parallele Lastmodulation verursacht eine Verringerung

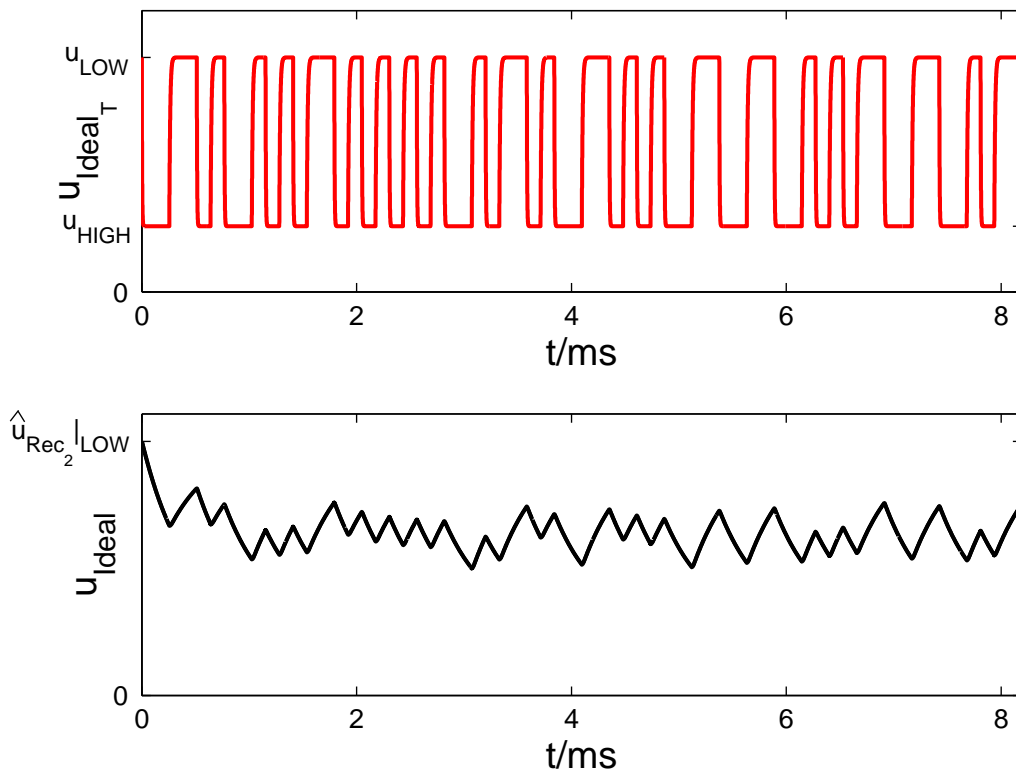


Abbildung 4.13: Ideales Signal am Transponder u_{ideal_T} (oben) und am Empfänger u_{ideal} (unten)

der Trägeramplitude. Somit definiert sich der Modulationsgrad am Transponder als

$$m_T = \frac{g_{\text{SS}}}{\hat{u}_T}, \quad 0 \leq m_T \leq 1 \quad (4.2)$$

mit dem Spitze-Spitze-Wert g_{SS} des Datensignals am Sender g und der Amplitude \hat{u}_T des Trägers am Transponder u_T (vgl. Abbildung 4.9).

Die Modulation soll nun für den Fall einer Energieübersorgung des Transponders durch eine erhöhte Kopplung untersucht werden. Abbildungen 4.14 und 4.15 zeigen die Aufzeichnung der Transponderspannung $u_T(t)$ mit einem hochauflösenden Oszilloskop. Die Aufzeichnung zeigt die Spannung $u_T(t)$ (in Ocker) und die Spannung $u_{\text{SG}}(t)$ am Signalgenerator (in Grün), welche den Modulationswiderstand schaltet, über ein komplettes Paket. Der Modulationsgrad am Transponder liegt bei dieser

Messung bei $m_T = 0,015$. Im Vergleich dazu liegt der Modulationsgrad bei der Energereichweite bei $m_T = 0,72$. Der Modulationsgrad am Transponder sinkt zwar signifikant, dennoch sinkt der Modulationsgrad am Lesegerät nicht im selben Maße, da wie zuvor beschrieben die Kopplung bei Energieübersorgung deutlich erhöht ist.

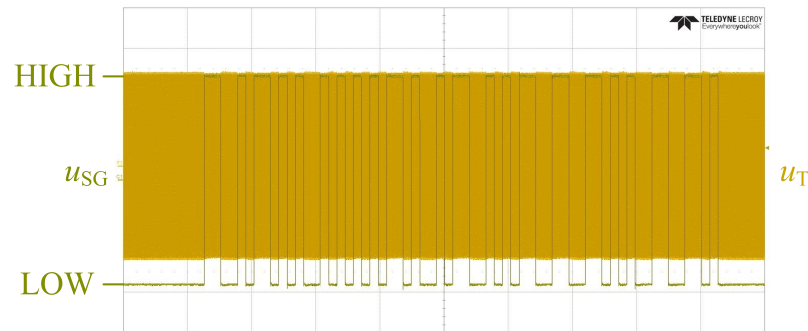


Abbildung 4.14: Oszilloskop-Screenshot von $u_{SG}(t)$ und $u_T(t)$ bei geringem Modulationsgrad durch Übersorgung des Transponders

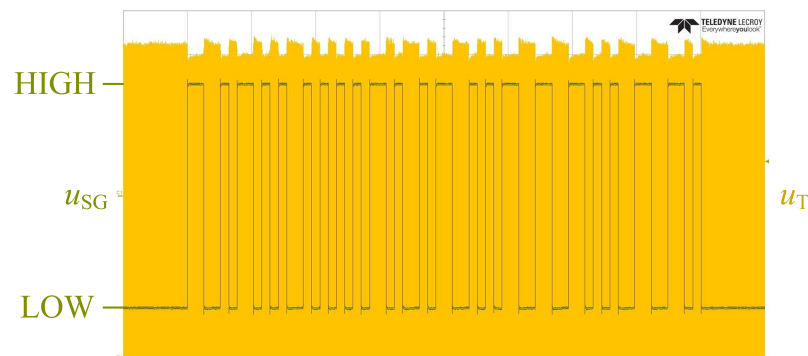


Abbildung 4.15: Oszilloskop-Screenshot von $u_{SG}(t)$ und $u_T(t)$ bei geringem Modulationsgrad durch Übersorgung des Transponders, hier mit der Spannung $u_T(t)$ in der Vergrößerung

Da das Datensignal bei geringen Abständen zusätzlich durch die nichtlinearen Bauelemente am Transponder verzerrt wird, werden für diesen Fall experimentell gesonderte Matched-Filter-Koeffizienten bestimmt. Es werden 100 Proben von Signalen (vgl. Abbildung 4.16 und 4.17), die bei einem geringen Abstand aufgenommen worden sind, gemittelt. Anschließend werden die gesuchten Signalformen abhängig von

einem bekannten Vorgängerwert ausgeschnitten. Mit ihnen wird das Matched-Filter-Set 2 ermittelt.

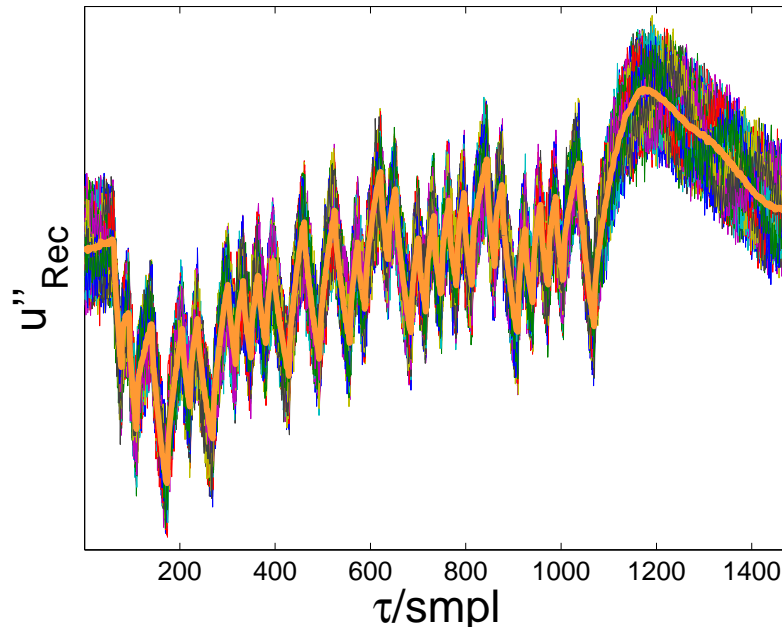


Abbildung 4.16: 100 aufgenommene Manchester-Pakete des NRZ-Signals 1 und der durch Mittelung berechnete Verlauf (fett gezeichnet), aus welchem mittelwertbefreite und normierte Ausschnitte für das Matched-Filter-Set 2 verwendet werden können

Wie im Kapitel 3 ausgeführt, kann es bei der Verstimmung einer Lesegerätespule durch Metall und der Anwendung des Verfahrens zur Trägerfrequenzadaptation zu anderen als im Matched-Filter-Set 1 berücksichtigten linearen Verzerrungen des Datensignals kommen. Die Symbole enthalten unterschiedliche Frequenzanteile. Zumeist reicht es für die korrekte Decodierung aus, die Energie der Symbole anzupassen, da die höheren Signalfrequenzen durch eine Verringerung der Spulengüte nicht mehr so stark gegenüber den niedrigeren Signalfrequenzen gedämpft werden. Bei einer einfachen Anpassung der Gewichtung der Matched-Filter-Ausgänge wurden in einem Versuch auch bei der Lesereichweite alle Symbole erkannt. Dies ist durch die größere Kopplung bei der nun verringerten Energiereichweite und durch die Vergrößerung der Bandbreite zu erklären. In Anwendungen, in denen die Umgebung das System in

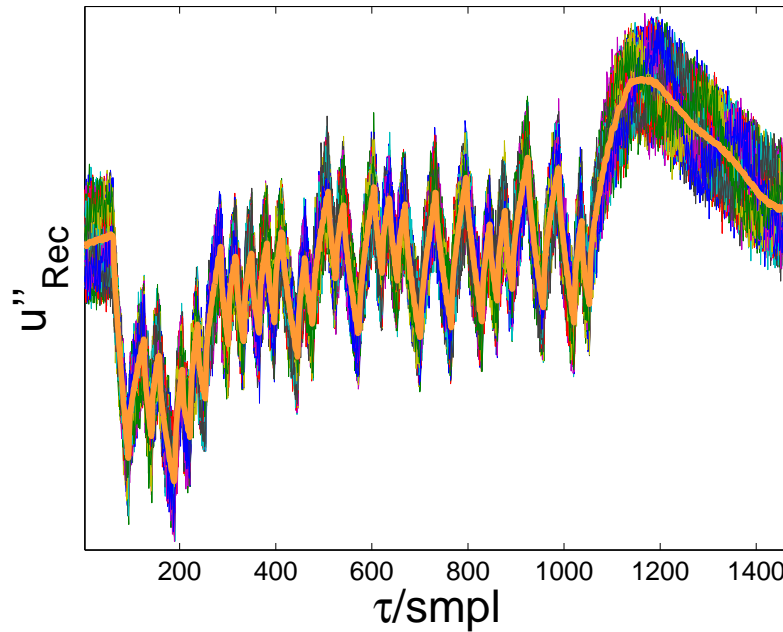


Abbildung 4.17: 100 aufgenommene DBP-Pakete des NRZ-Signals 1 und der durch Mittelung berechnete Verlauf (fett gezeichnet), aus welchem mittelwertbefreite und normierte Ausschnitte für das Matched-Filter-Set 2 verwendet werden können

einer Weise beeinflusst, dass bei der vorliegenden Verstimmung und Dämpfung des Datenkanals die Matched-Filter-Koeffizienten des Sets 1 nicht mehr zu einer erfolgreichen Decodierung führen, kann die Parameterschätzung zur Hilfe genommen werden. Abhängig von dem erkannten Parametervektor $p_D = [L'_R, R'_R, M]$ können modifizierte Matched-Filter-Koeffizienten hinterlegt werden. Die idealen Symbole werden in diesem Fall mit den veränderten TP-Datenübertragungsfunktionen $H_{D_{TP}}(f, p_D)$ berechnet (vgl. Gleichung 3.46) und als Matched-Filter-Koeffizienten im Lesegerät gespeichert.

4.1.3 Zuverlässigkeitsinformationen in der Detektion

Da der Header auch in einer regulären Anwendung bekannt ist, eignet er sich für eine erste Abschätzung, wie gut die empfangene Signalqualität ist, bezogen auf die Matched-Filter-Symbole, die anhand des idealen Signals gewonnen wurden. Mit dem ausgeschnittenen Header $u_{RH}(n_H)$ aus dem Empfangssignal wird durch die diskrete

4.1. Übertragung von Energie und Daten

Kreuzkorrelation mit dem idealen Header $u_{IH}(n_H)$ der Korrelationskoeffizient ρ_{Header} über N_H Datenpunkte berechnet mit

$$\rho_{\text{Header}} = \sum_{n_H=0}^{N_H-1} \frac{\frac{u_{IH}(n_H) - \bar{u}_{IH}}{\sigma_{u_{IH}}} \cdot \frac{u_{RH}(n_H) - \bar{u}_{RH}}{\sigma_{u_{RH}}}}{N_H - 1}, \quad -1 \leq \rho_{\text{Header}} \leq 1 \quad (4.3)$$

wobei \bar{u}_H den Mittelwert und σ_{u_H} die Standardabweichung eines Headersignals u_H beschreibt. Würden die Signale exakt übereinstimmen, ergäbe sich durch die Normierung ein Korrelationskoeffizient von $\rho_{\text{Header}} = 1$. Abbildung 4.18 zeigt die ermittelten Korrelationskoeffizienten mit den vier Testpaketen DBP1, DBP2, MAN1 und MAN2 über verschiedene Abstände r_{LT} zwischen den Spulen. Die Korrelationskoeffizienten ρ_{Header} wurden dabei jeweils aus 100 Messungen gemittelt.

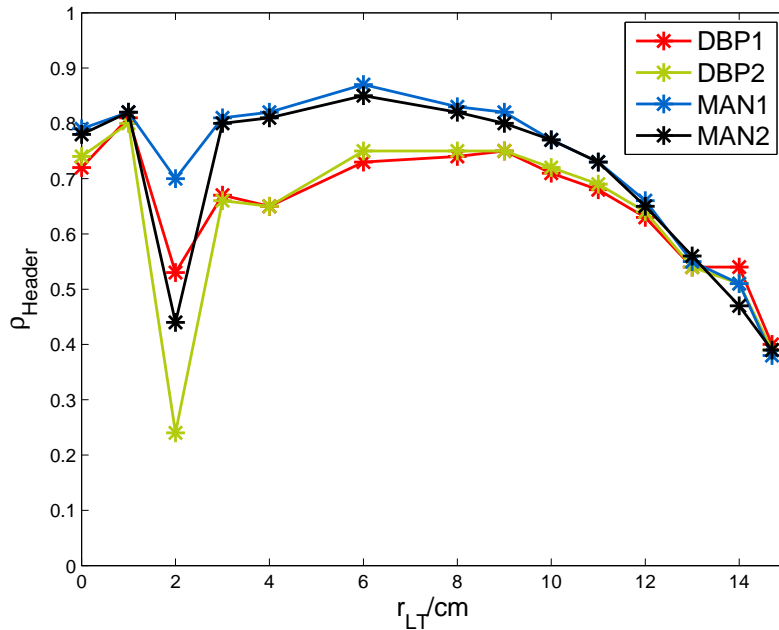


Abbildung 4.18: aus je 100 Messungen gemittelter Korrelationskoeffizient ρ_{Header} zwischen dem gemessenen Header und dem idealen Header für die vier Testpakete bei verschiedenen Abständen r_{LT}

Das Testpaket DBP1 soll auf seine idealen Unsicherheiten σ_{Ideal}^2 hin untersucht werden (vgl. Abschnitt 3.2.2.3). Es werden die Messungen von je 100 Paketen an den charakteristischen Abständen $r_{LT} = 1 \text{ cm}$ und $r_{LT} = 2 \text{ cm}$ sowie $r_{LT} = 9 \text{ cm}$ und

$r_{LT} = 14,7$ cm ausgewählt. Das ideale Referenzsignal y' ist in der regulären Anwendung unbekannt. Es wird für diese Untersuchung nach der in Kapitel 3 beschriebenen Methode für die Gewinnung von u_{Ideal} für ein Paketsignal modelliert. Das Empfangssignal y wird über eine von Matlab[®] gesteuerte Schnittstelle von dem FPGA, der am analogen FE angeschlossen ist, empfangen (vgl. Unterkapitel 4.2). Für die Untersuchung der idealen Unsicherheiten σ_{Ideal}^2 werden die Signale zunächst präpariert (vgl. Abbildung 4.19). Die Signale y' und y werden einem Mittelwertabzug und einer Normierung unterworfen.

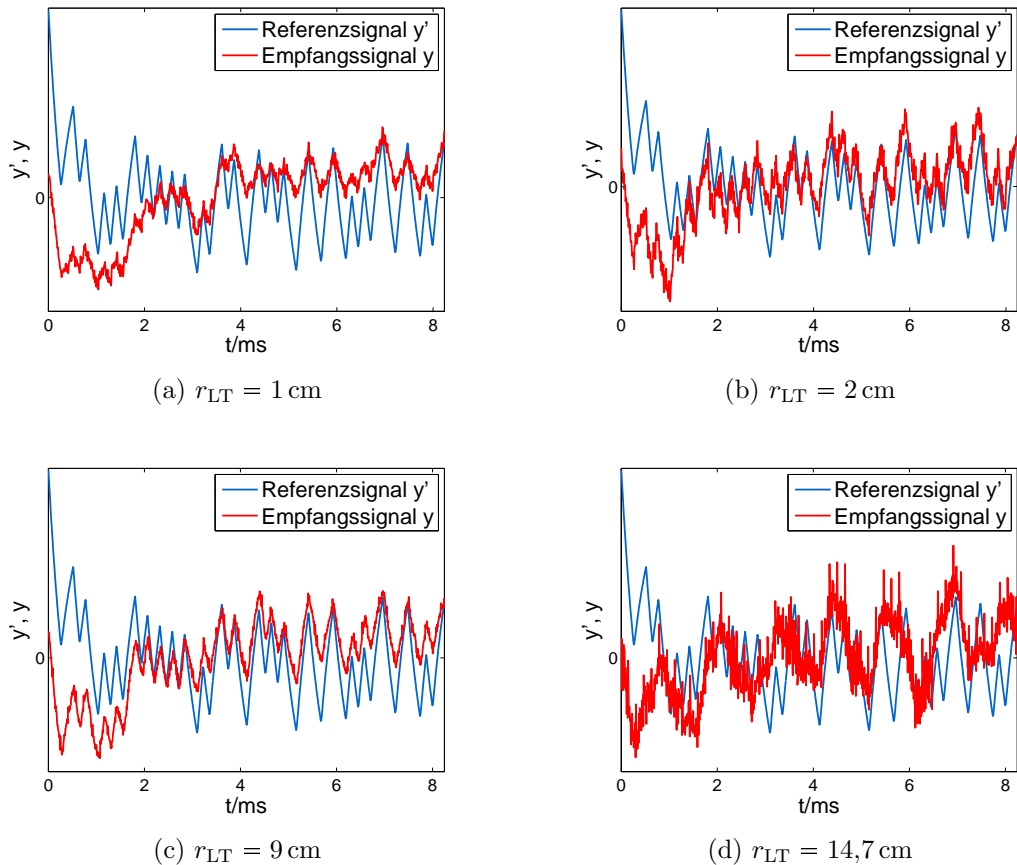


Abbildung 4.19: normierte ideale Referenzsignale y' und normierte Empfangssignale y eines DBP1-Pakets bei verschiedenen Abständen r_{LT}

In der für die Berechnung benötigten diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation wird ein Rechteckfenster verwendet (vgl. Abschnitt 3.2.2.3). Die Fenster überlappen sich um 50%, wobei ein Fenster die doppelte Länge eines Symbols besitzt und jeweils

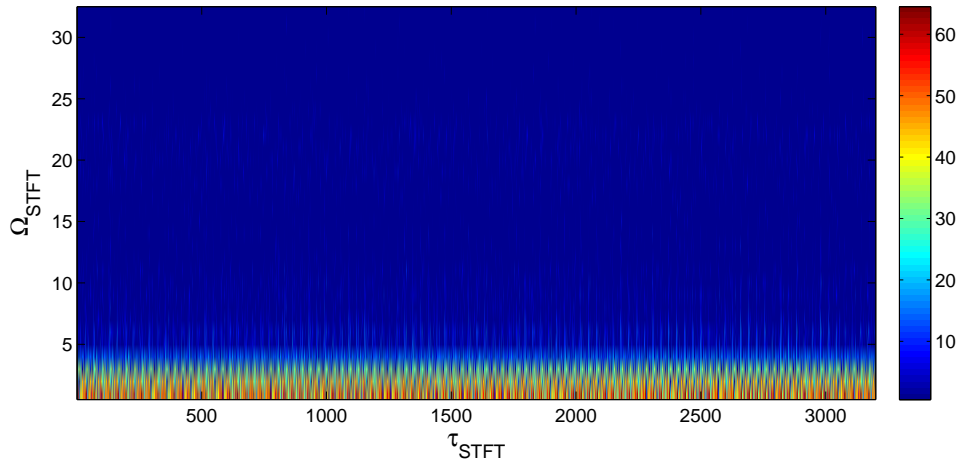
eine halbe Symbollänge vor dem zu untersuchendem Symbol startet, beziehungsweise auch eine halbe Symbollänge nach dem zu untersuchendem Symbol endet. Die Verdopplung der Fensterlänge ermöglicht eine entsprechend um den Faktor zwei verbesserte Frequenzauflösung in der diskreten Fouriertransformation. Dies ermöglicht es, den Gleichanteil eines Symbols von der niedrigsten auftretenden Signalfrequenz (zum Beispiel bei dem Symbol HIGH-HIGH) zu unterscheiden. Für die Zeitfenster τ_{STFT} ergeben sich bei den Frequenzkomponenten Ω_{STFT} über die DFT des Signals y die zugehörigen Fourierkoeffizienten

$$Y(\Omega_{\text{STFT}}, \tau_{\text{STFT}}) = \frac{1}{N_{\text{STFT}}} \cdot \sum_{n_{\text{STFT}}=1}^{N_{\text{STFT}}} \left(y \left(n_{\text{STFT}} + (\tau_{\text{STFT}} - 1) \cdot \frac{N_{\text{STFT}}}{2} \right) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N_{\text{STFT}}} \cdot (n_{\text{STFT}} - 1) \cdot (\Omega_{\text{STFT}} - 1)} \right) \quad (4.4)$$

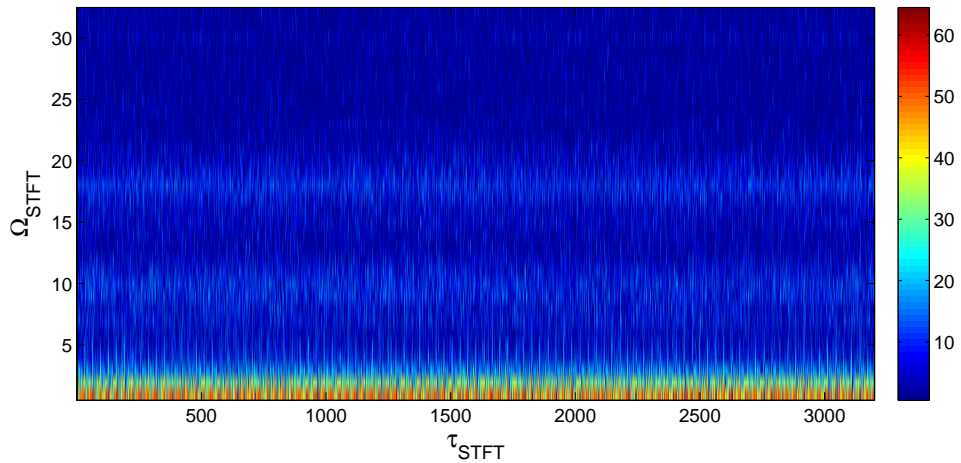
bei N_{STFT} Datenpunkten in einem Zeitfenster und $\Omega_{\text{STFT}} = 1, 2, \dots, N_{\text{STFT}}$.

Erfolgt wie im vorhergehenden Kapitel erläutert die Berechnung der Unsicherheit zwischen den mit der Kurzzeit-Fouriertransformation erzeugten Koeffizienten, so ergeben sich die Matrizen in den Abbildungen 4.20 und 4.21 für die ausgewählten Signale. τ_{STFT} kennzeichnet den Index des Zeitfensters und Ω_{STFT} kennzeichnet den Index der Frequenzkomponente der diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation.

Für die Abstände $r_{\text{LT}} = 2 \text{ cm}$ und $r_{\text{LT}} = 14,7 \text{ cm}$ zeigen sich über einen weiten Frequenzbereich hohe Unsicherheiten. Dabei enthält die erste Frequenzkomponente ($\Omega_{\text{STFT}} = 1$) maßgeblich die Unsicherheit, die sich durch unterschiedliche Gleichanteile in einem Symbol ergeben. $\Omega_{\text{STFT}} = 2$ und $\Omega_{\text{STFT}} = 3$ sind die wichtigsten Frequenzkomponenten, da sie die Grundfrequenzen des Datensignals enthalten. Die Unsicherheit variiert über der Zeit sowie auch über der Frequenz. Es ist daher erforderlich, die Zuverlässigkeit innerhalb eines Pakets in zeitvarianten Informationen, den sogenannten ZVZI für jedes Symbol zu erfassen.



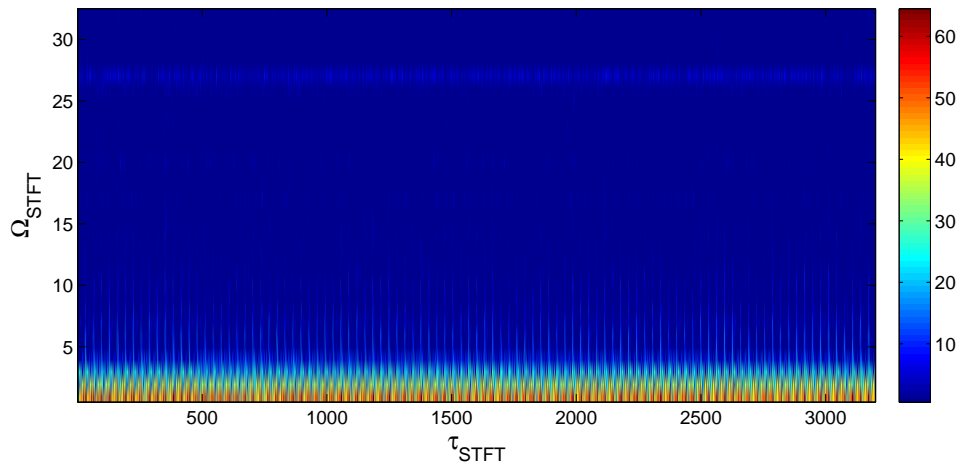
(a) $r_{LT} = 1 \text{ cm}$



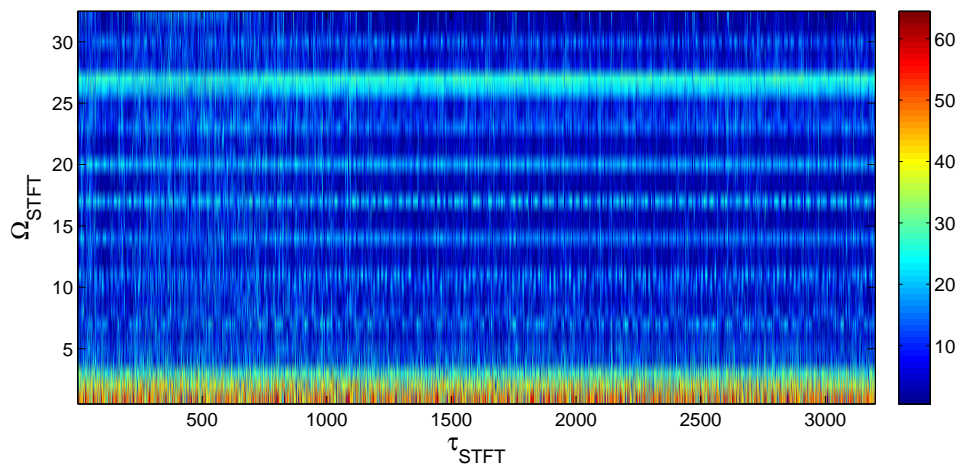
(b) $r_{LT} = 2 \text{ cm}$

Abbildung 4.20: Ideale Unsicherheiten σ_{Ideal}^2 zwischen dem idealen Referenzsignal y' und dem Empfangssignal y , berechnet mit der diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation nach Gleichung 3.54, für jeweils 100 DBP1-Pakete bei geringen Abständen r_{LT}

Für ein LF-Transpondersystem ergeben sich verschiedene ZVZI, die es zu bewerten gilt. Je nachdem, ob und in welchen zeitlichen Abständen sich signifikante Änderungen ergeben, kann die Einteilung in symbol- oder paketweise Zuverlässigkeitsinformationen erfolgen.



(a) $r_{LT} = 9 \text{ cm}$



(b) $r_{LT} = 14,7 \text{ cm}$

Abbildung 4.21: Ideale Unsicherheiten σ_{Ideal}^2 zwischen dem idealen Referenzsignal y' und dem Empfangssignal y , berechnet mit der diskreten Kurzzeit-Fouriertransformation nach Gleichung 3.54, für jeweils 100 DBP1-Pakete bei großen Abständen r_{LT}

Mögliche Zuverlässigkeitsinformationen und ihre Zeitvarianz:

Die folgenden ZVZI können nach [2] eine Information über die Zuverlässigkeit der Erkennung eines Symbols enthalten:

- $ZVZI_1$ - Amplitude des höchsten Matched-Filter-Ausgangssignals nach dem ML-Entscheider d_{Sym} (vgl. Abbildung 4.34)
- $ZVZI_2$ - Differenz zwischen dem höchsten Matched-Filter-Ausgangssignal und dem zweithöchsten Matched-Filter-Ausgangssignal nach dem ML-Entscheider $d_{\text{Sym}} - d'_{\text{Sym}}$ (vgl. Abbildung 4.34)
- $ZVZI_3$ - frequenzselektiver Modulationsgrad $m_{L_{fs}}$ (vgl. Gleichung 4.5)
- $ZVZI_4$ - klassischer Modulationsgrad m_L (vgl. Gleichung 4.6)

Die folgende ZVZI kann eine Information über die Zuverlässigkeit der Erkennung eines Pakets enthalten:

- $ZVZI_5$ - Korrelationskoeffizient über den Header eines Pakets ρ_{Header}

Bei einer symbolweisen Zuverlässigkeitsinformation kann die Fehlerkorrektur mit einer Soft-Decision-Decodierung innerhalb eines Pakets verbessert werden. Anhand von paketweisen Zuverlässigkeitsinformationen kann der Komplexitätsgrad einer Decodierung bestimmt werden oder auch entschieden werden ganze Pakete mit Messdaten aus einer Messkurve herauszunehmen. Sensortransponder messen häufig einen Verlauf von Daten, zum Beispiel einen Druck. In einer sicherheitsrelevanten Anwendung kann im Lesegerät zusätzlich zu einem CRC mit Hilfe von Zuverlässigkeitsinformationen entschieden werden, ob die Messdaten im Kurvenverlauf angezeigt werden, um Pakete die mit einem CRC fehlerhaft als richtig erkannt worden sind zu vermeiden.

Der Header hat eine charakteristische Symbolform, die sich durch den eingeschwungenen Energiezustand am Anfang der Modulation ergibt. Die Kreuzkorrelation oder der Matched-Filter zur Berechnung des Header-Korrelationskoeffizienten kann auch zur Synchronisation eingesetzt werden, da ein Paketanfang in einem Datenstrom erkannt werden kann. Falls dies nicht mehr notwendig ist, reicht es für die $ZVZI_5$ aus, den bereits synchronisierten Header mit dem idealen Header elementweise zu multiplizieren und akkumulieren.

Je nach Transponder und Übertragungsstrecke verändert sich der Modulationsgrad innerhalb eines Pakets. Häufig wird der Modulationsgrad am Ende des Pakets geringer, wenn die gespeicherte Energie während der Lastmodulation sinkt. Der Modulationsgrad wird auf seine Nutzbarkeit als ZVZI zu einen mit der klassischen Berechnungsmethode im Zeitbereich untersucht sowie auch mit einer alternativen frequenzselektiven Methode.

Bei der frequenzselektiven Methode zur Bestimmung des Modulationsgrades ($ZVZI_3$) werden mittels der Kurzzeit-Fouriertransformation Spektrogramme der Signale des ADC 1 und des ADC 2 (vgl. Abschnitt 4.2.1), die das empfangene Basisbandsignal und das empfangene BP-Signal digitalisieren, erstellt. Die Fenster werden wie schon bei der Berechnung der idealen Unsicherheiten so gewählt, dass sich die DFT-Punkte eines Gleichanteils von denen der niedrigsten Datensignalfrequenz im Basisband unterscheiden. Ebenso überlappen sich die Fenster um 50 %, wobei sich das zu untersuchende Symbol jeweils in der Mitte des Fensters befindet. Um den frequenzselektiven Modulationsgrad $m_{L_{fs}}$ zu ermitteln, werden DFT-Punkte des Basisbandsignals in ein Verhältnis mit den DFT-Punkten des Trägers gesetzt. Nach [2] werden in jedem Zeitabschnitt τ_{STFT} die Beträge des Spektrogramms des Basisbandsignals bei den beiden möglichen Frequenzkomponenten der Grundfrequenz $\Omega_{STFT}(f_{S_1})$ und $\Omega_{STFT}(f_{S_2})$ addiert und in Relation zu dem Betrag des Spektrogramms des BP-Signals bei der Frequenzkomponente $\Omega_{STFT}(f_C)$ des Trägers gesetzt:

$$m_{L_{fs}}(\tau_{STFT}) = 2 \cdot \frac{|Y(\tau_{STFT}, \Omega_{STFT}(f_{S_1}))| + |Y(\tau_{STFT}, \Omega_{STFT}(f_{S_2}))|}{|U_{Rec}(\tau_{STFT}, \Omega_{STFT}(f_C))|}. \quad (4.5)$$

Die klassische Berechnung des Modulationsgrades erfolgt nach [2] im Zeitbereich mit dem Spitze-Spitze-Wert des demodulierten Datensignals y_{SS} und dem Maximum des BP-Signals am Empfängerabgriff

$$m_L = \frac{y_{SS}}{\hat{u}_{Rec}}, \quad 0 \leq m_L \leq 1. \quad (4.6)$$

Die frequenzselektive Methode zur Bestimmung des Modulationsgrades aus Gleichung 4.5 hat den Vorteil, dass insbesondere die in dem Basisbandsignal y vorhandenen Störungen nicht mit in die Berechnung einbezogen werden, solange sie nicht in den entsprechenden Frequenzkomponenten liegen. Allerdings werden auch die zur Signalform gehörenden Oberschwingungen nicht mit in die Berechnung einbezogen.

Im Folgenden werden die potentiellen ZVZI weitergehend untersucht. Dabei wird die DBP-Codierung genutzt, da sie nach der optimierten Matched-Filter-Decodierung noch eine deutlich höhere **Bit Error Rate** (BER) aufzeigt als die Manchestercodierung und ein DBP-Paket bedingt durch die Codierung stärker gedächtnisbehaftet ist. Somit ist das Optimierungspotential durch weitere Decodierungsstufen höher einzuschätzen als bei der Manchestercodierung. Die Untersuchung erfolgt an je 100 Paketen des NRZ-Signals 1 und des NRZ-Signals 2, wobei der Header wegen seiner speziellen Charakteristik und der Bekanntheit im Lesegerät ausgenommen wird. So ergeben sich noch $N_P = 5000$ Symbole je Messposition. Es wird ein Abstand von $r_{LT} = 13$ cm ausgewählt, bei dem der BER des Matched-Filter-Empfängers mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_L} und einem $R_C \approx 20$ k Ω signifikant steigt.

Die Abbildungen 4.22 und 4.23 zeigen Histogramme für die vier potenziellen ZVZI $ZVZI_1$, $ZVZI_2$, $ZVZI_3$ und $ZVZI_4$, die symbolweise Informationen liefern. Die Daten der ZVZI wurden für jedes Symbol danach klassifiziert, ob der Matched-Filter-Empfänger das Symbol richtig oder nicht richtig erkannt hat. Aus diesen zwei Klassen können die Histogramme für \bar{F} (kein Fehler) und F (Fehler) erstellt werden. An ihnen lässt sich der Bayessche Fehler für eine Klassifikation mit den entsprechenden ZVZI abschätzen.

Des Weiteren werden die für jedes Symbol ermittelten potentiellen ZVZI auf ihre gegenseitige Abhängigkeit untersucht. Der Korrelationskoeffizient $\rho_{ZVZI}(ZVZI_{1/2/3/4}, ZVZI_{1/2/3/4})$ wird über die normierte Kreuzkorrelationsfunktion der mittelwertfreien und auf ihre Standardabweichung normierten ZVZI berechnet. Der Korrelationskoeffizient ρ_{ZVZI} zwischen den mittelwertbefreiten und normierten ZVZI $ZVZI'_1$ und $ZVZI'_2$ wird bei einer Signalverschiebung von Null abgelesen, so dass

$$\rho_{ZVZI}(ZVZI'_1, ZVZI'_2) = \sum_{n_P=0}^{N_P-1} \frac{ZVZI'_1(n_P) \cdot ZVZI'_2(n_P)}{N_P - 1}, \quad -1 \leq \rho_{ZVZI} \leq 1. \quad (4.7)$$

Die in Tabelle 4.2 aufgetragenen Daten zeigen ein der Kreuzkorrelation entsprechendes symmetrisches Verhalten zur Diagonalen, in der der jeweilige Korrelationskoeffizient der Autokorrelationsfunktion aufgetragen ist. Der Korrelationskoeffizient $\rho_{ZVZI}(ZVZI_2, ZVZI_3)$ zwischen der $ZVZI_2$ und der $ZVZI_3$ ist am geringsten. Der

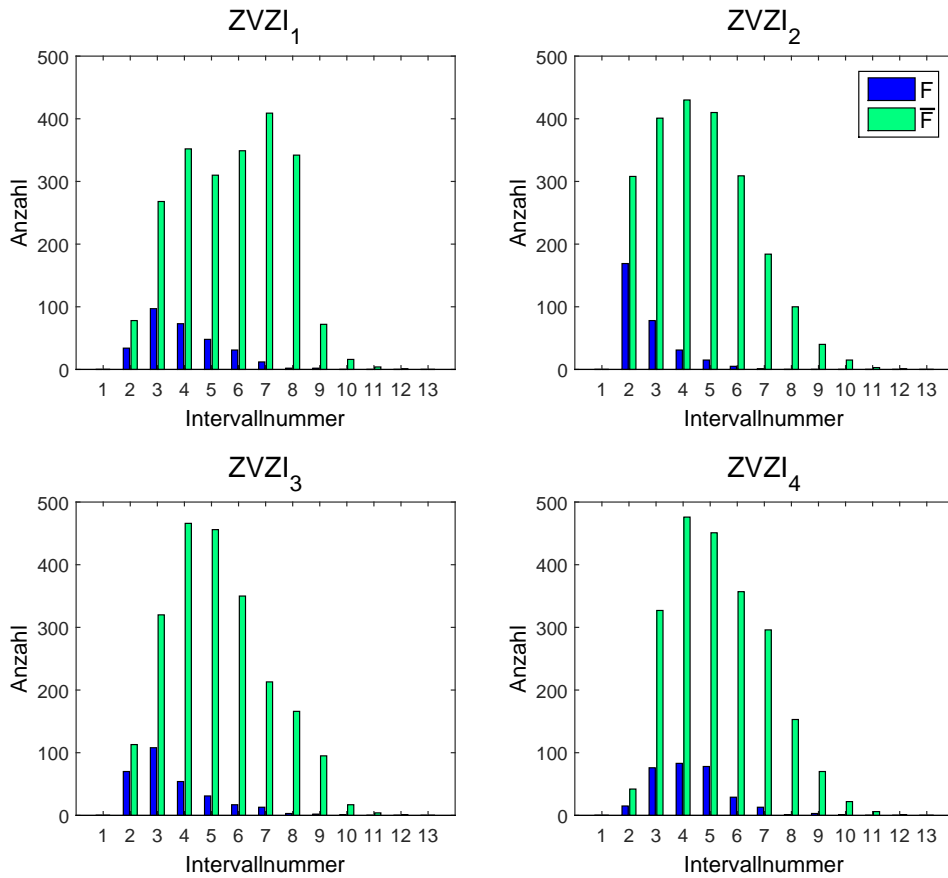


Abbildung 4.22: Histogramm für die ZVZI $ZVZI_1$, $ZVZI_2$, $ZVZI_3$ und $ZVZI_4$ über 13 Intervalle bei $r_{LT} = 13$ cm mit 100 DBP1-Paketen (Matched-Filter-BER: 0,1196)

Korrelationskoeffizient $\rho_{ZVZI}(ZVZI_2, ZVZI_3)$ lässt eine Aussage über einen linearen Zusammenhang der zwei ZVZI zu. In der Abbildung 4.24 ist die Punktwolke aus den $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ über $N_P = 5000$ Werte aufgetragen. Aus dieser lässt sich auch kein eindeutiger nichtlinearer Zusammenhang erkennen.

Die $ZVZI_2$ und die $ZVZI_3$ tragen laut Abschätzung des Bayesschen Fehlers in den Histogrammen nutzbare Beobachtungen für eine Klassifikation bei. Der Korrelationsanalyse entsprechend sind diese ZVZI weitgehend unabhängig voneinander.

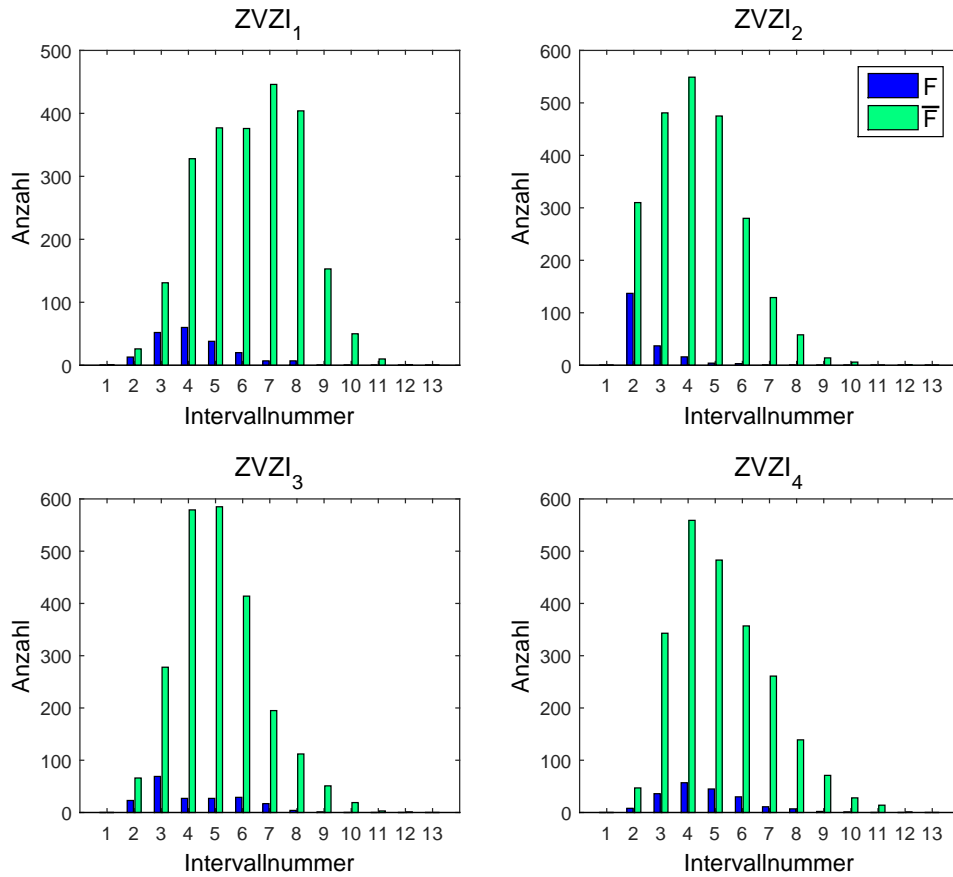


Abbildung 4.23: Histogramm für die ZVZI $ZVZI_1$, $ZVZI_2$, $ZVZI_3$ und $ZVZI_4$ über 13 Intervalle bei $r_{LT} = 13$ cm mit 100 DBP2-Paketen (Matched-Filter-BER: 0,0788)

Demzufolge werden diese Informationen für die weitergehende Optimierung der Klassifikation ausgewählt und vereinfacht als statistisch unabhängig betrachtet.

Abbildung 4.25 zeigt die gemeinsamen zweidimensionalen Histogramme für die $ZVZI_2$ und die $ZVZI_3$, die aus den Vektoren mit den Daten der 13 Intervalle der eindimensionalen Histogramme berechnet worden sind. Die Daten wurden für die Werte, deren Symbol der Klasse \bar{F} (kein Fehler) oder F (Fehler) angehört, getrennt verarbeitet. Die Histogramme zeigen, dass auch mit der Kombination der zwei ZVZI keine eindeutige Klassifizierung ohne Bayesschem Fehler möglich ist, da sich

ρ_{ZVZI}	$ZVZI_1$	$ZVZI_2$	$ZVZI_3$	$ZVZI_4$
$ZVZI_1$	1,0000	0,6304	0,6488	0,7002
$ZVZI_2$	0,6304	1,0000	0,2561	0,2958
$ZVZI_3$	0,6488	0,2561	1,0000	0,6750
$ZVZI_4$	0,7002	0,2958	0,6750	1,0000

Tabelle 4.2: Korrelationskoeffizient $\rho_{ZVZI}(ZVZI_{1/2/3/4}, ZVZI_{1/2/3/4})$ zwischen den ZVZI $ZVZI_1$, $ZVZI_2$, $ZVZI_3$ und $ZVZI_4$ nach [2]

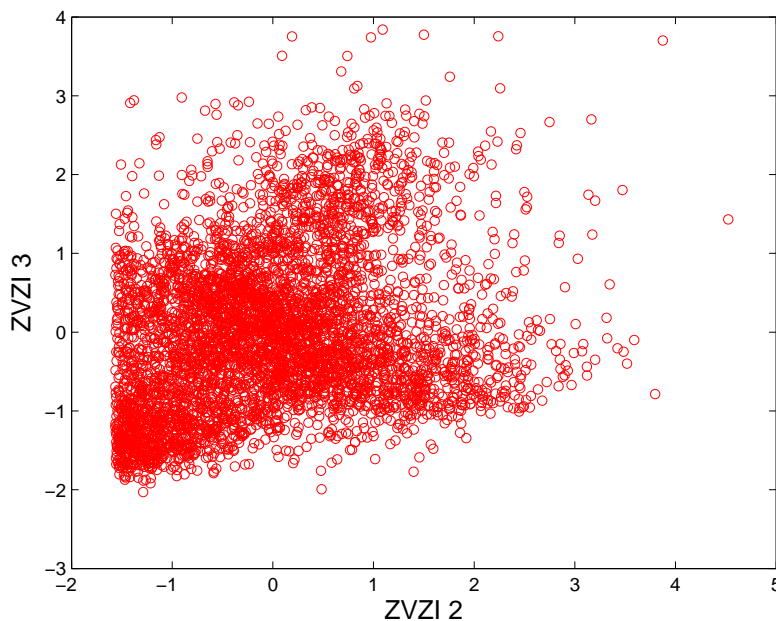


Abbildung 4.24: Punktwolke der $ZVZI_2$ und der $ZVZI_3$

die Gebiete überlappen. Die Zentren der Verteilungen liegen allerdings eindeutig an verschiedenen Positionen.

Die A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen und die Likelihood-Funktionen für \bar{F} der $ZVZI_2$ und der $ZVZI_3$ sollen mit einem nichtparametrischem Verfahren, der sogenannten Kerndichteschätzung, gewonnen werden.

Es wird ein Verfahren von [77] genutzt, welches sich für die Schätzung von Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen bewährt hat und als Quellcode für Matlab[®] vorliegt. Der Kerndichteschätzer kann eindimensionale Wahrscheinlichkeitsdichtefunk-

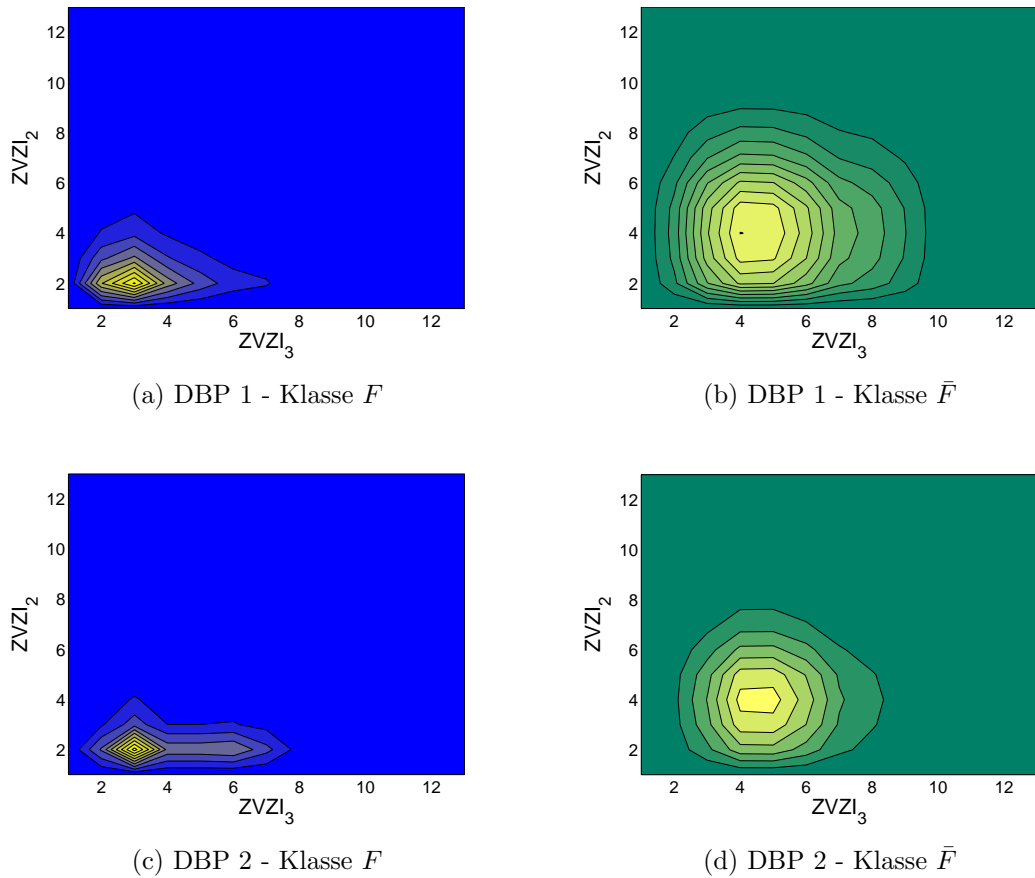


Abbildung 4.25: Gemeinsame Histogramme für die $ZVZI_2$ und die $ZVZI_3$ berechnet mit den 13 Intervallen der Histogramme in Abbildung 4.22 und 4.23

tionen in vorgegebenen Wertebereichen aus Stichproben berechnen. Der Algorithmus nimmt einen Gaußschen Kern an und wählt automatisch eine Bandweite. Dabei ist der Kerndichteschätzer dafür ausgelegt auch multimodale Wahrscheinlichkeitsdichten korrekt abzuschätzen.[77]

Die A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $f(ZVZI_2)$ und die Likelihood-Funktion $f(ZVZI_2|\bar{F})$ werden jeweils für einen gemeinsamen Wertebereich $ZVZI_2 \in [ZVZI_{2_{\text{Min}}}, ZVZI_{2_{\text{Max}}}]$ und die A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $f(ZVZI_3)$ und die Likelihood-Funktion $f(ZVZI_3|\bar{F})$ werden jeweils für einen gemeinsamen Wertebereich $ZVZI_3 \in [ZVZI_{3_{\text{Min}}}, ZVZI_{3_{\text{Max}}}]$ ermittelt, um die nachfolgenden Berechnungen zu vereinfachen. Der Wertebereich der ZVZI wird für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen bei allen Kerndichteschätzungen mit einer Ge-

naugigkeit von 2^{10} Werten aufgelöst, so dass die ZVZI einem diskreten Wert $\{ZVZI_{\text{Min}}, ZVZI_{\text{Min}} + \frac{ZVZI_{\text{Max}} - ZVZI_{\text{Min}}}{2^{10} - 1}, ZVZI_{\text{Min}} + 2 \frac{ZVZI_{\text{Max}} - ZVZI_{\text{Min}}}{2^{10} - 1}, \dots, ZVZI_{\text{Max}}\}$ zugeordnet werden.

4.2 Demonstrator

4.2.1 Konzept des LF-Front-Ends

Abbildung 4.26 zeigt das Prinzip des in [15] vorgestellten Konzepts für den Aufbau eines hardwarereduzierten FE.

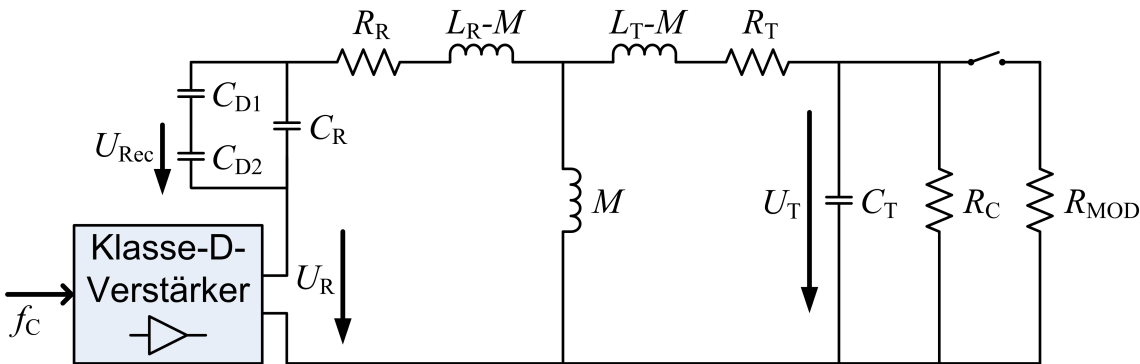


Abbildung 4.26: Ersatzschaltbild mit einem gesteuerten Klasse-D-Verstärker und einem geeigneten Empfängerabgriff nach [15], modifiziert

Das FE soll mit verschiedenen Antennen arbeiten. Zu einer Antennenspule am Lesegerät gehört mindestens ein kapazitiver Spannungsteiler (C_{D1} , C_{D2}), der je nach Güte der jeweiligen Antennenspule angepasst werden kann. Dies ermöglicht eine individuelle Reduzierung der Empfangsspannung auf einen durch das FE festgelegten Maximalwert.

Die Lesegerätespulen S_{LF} , S_{LL} und S_{LT} werden mit dem jeweiligen kapazitiven Netzwerk an den Klasse-D-Verstärker und den Empfängerabgriff des FEs angeschlossen. Insbesondere die Güten der Spulen S_{LF} und S_{LL} sind so hoch, dass der Innenwiderstand der Klasse-D-Endstufe und die Verluste im kapazitiven Netzwerk nicht vernachlässigt werden können. Daher wird eine äquivalente Güte Q_R eingeführt, die die Verluste durch die Lesegeräteschaltung berücksichtigt (vgl. Tabelle 4.3).

Das Empfangssignal wird in zwei Empfangspfade aufgeteilt. Zum einen wird das Signal wie im Abschnitt 3.2.1 beschrieben mit einem Sample&Hold-Verstärker demoduliert und nach weiterer Verarbeitung von einem ADC 1 abgetastet. Zum anderen wird das Empfangssignal in einem zweiten Zweig von einem ADC 2 im BP-Bereich abgetastet (vgl. Abbildung 4.27). Für diese Empfangszweige bedarf es zweier verschiedener kapazitiver Abgriffe, da sich die Eingangsspannungsbereiche der nachfolgenden Bauelemente unterscheiden. In der Tabelle 4.3 sind die messtechnisch ermittelten Werte der äquivalenten Güte der Schwingkreise und die Teilungsfaktoren der beiden kapazitiven Spannungsteiler für den Pfad des Sample&Hold-Verstärkers und den Pfad des ADC 2 aufgelistet. Die kapazitiven Spannungsteiler, aus denen sich die Teilungsfaktoren T_1 und T_2 ergeben, wurden so ausgelegt, dass die Eingänge der nachfolgenden Schaltungselemente des Empfängers auch bei Anregung der parasitären Spulenresonanz nicht übersteuert werden.

Spule	äquivalente Güte Q_R	Teilungsfaktor S&H - T_1	Teilungsfaktor ADC 2 - T_2
S_{LF}	190,4	216,5	268,8
S_{LL}	161,2	164,8	205,8
S_{LT}	31,6	56,7	71,9

Tabelle 4.3: Äquivalente Güte der Schwingkreise am FE und die Teilungsfaktoren der kapazitiven Spannungsteiler

4.2.1.1 Hardwarekonzept für das LF-Front-End

KONZEPT DER SENDERSEITE

Der Aufwand für die Hardware im Analogteil des Lesegerätes soll mit Hinblick auf mobile Anwendungen so gering wie möglich gehalten werden. Des Weiteren erfordert eine mobile Lösung einen energieeffizienten Ansatz. Ein Klasse-D-Verstärker eignet sich gut, um diese Anforderungen zu erfüllen [15]. Dieser Ansatz erlaubt einen stabilen Betrieb und zudem eine einfache Ansteuerung des Verstärkers mit einem rechteckigem Eingangssignal. Auf der Lesegeräteseite wird eine Antennenspule in Reihe zu dem kapazitiven Netzwerk, bestehend aus einer Abstimmkapazität und den Spannungsteilern, an den Verstärker angeschlossen (vgl. Abbildung 4.27). Durch

einen Serienschwingkreis hoher Güte werden die Verluste minimiert. Über den Reaktanzen kann eine nahezu sinusförmige Spannung abgegriffen werden.

In der vorliegenden Arbeit wird die Trägerfrequenz, wie in [15] und [54] vorgeschlagen, digital angepasst. Das Ziel ist hierbei zunächst die Optimierung der Energieversorgung des Transponders. Der eingesetzte Klasse-D-Verstärker erlaubt die einfache Umsetzung des in Abbildung 4.27 gezeigten Konzepts, da dieser direkt mit dem rechteckigem Signal einer digitalen Verarbeitungseinheit angesteuert werden kann.

KONZEPT DER EMPFÄNGERSEITE

Um der Anforderung der Hardwareminimierung nachzukommen, ist es wünschenswert das Empfangssignal so früh wie möglich an der Antenne abzutasten. Andererseits sollen möglichst wenig Informationen aus dem Empfangssignal verloren gehen, um auch unter den schwierigen Bedingungen eines niedrigen SNR und **Signal-Carrier-Ratio** (SCR) die Daten mit Hilfe von digitalen Algorithmen decodieren zu können. Die Spannung über den Reaktanzen im Antennenschwingkreis liegt teils bis in den kV-Bereich hinein, während sich die Modulation im mV-Bereich befinden kann.

Bei einer direkten Abtastung des modulierten Trägers würde sich auch nach einer optimal arbeitenden **Automatic Gain Control** (AGC)-Einheit die Schwierigkeit ergeben, das Signal mit hinreichend genauer Auflösung zu erfassen. Mit einem 16bit-ADC ist das Erkennen von HIGH-LOW-Übergängen theoretisch noch möglich, jedoch geht die Information aus der Signalform weitgehend verloren. Die Detektion der Daten wäre sehr anfällig gegenüber Rauschen und Verzerrungen. Aus diesen Gründen erfolgt eine synchrone Demodulation mittels eines Sample&Hold-Verstärkers und eine DC-Kompensation vor der Quantisierung durch einen ADC. Mit diesem Ansatz kann auf eine AGC-Einheit verzichtet werden.

4.2.1.2 Digitale Steuerung des analogen LF-Front-Ends

Das Hardwarekonzept ermöglicht eine Steuerung des analogen FE von der digitalen Verarbeitungseinheit. Abbildung 4.27 zeigt den Signalflussplan zwischen dem digitalen und dem analogen Teil des Demonstrators.

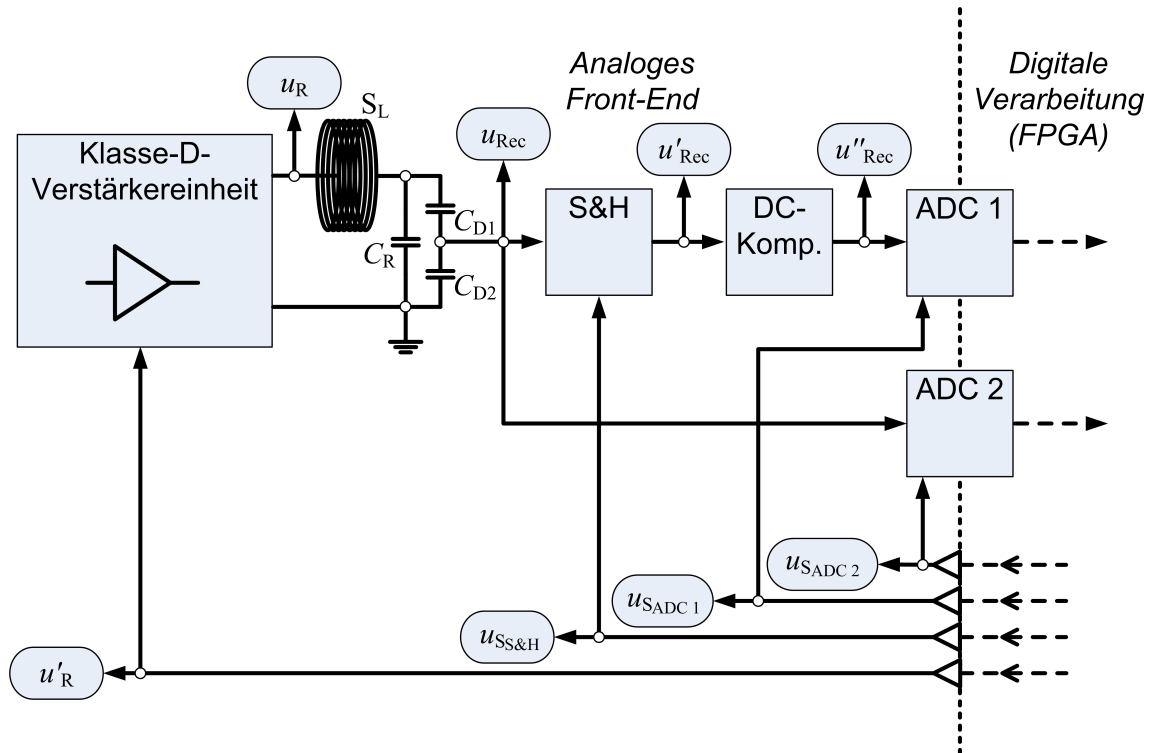


Abbildung 4.27: Schematischer Signalflussplan eines digital gesteuerten analogen Lesegeräte-Front-Ends nach [3], modifiziert

$u_{SS\&H}$, u_{SADC1} und u_{SADC2} bezeichnen dabei die jeweiligen Steuersignale aus dem Digitalteil für den Sample&Hold-Verstärker, den ADC 1 sowie den ADC 2. u'_R ist das rechteckige Eingangssignal des Klasse-D-Verstärkers, das ebenfalls im FPGA generiert wird. u'_{Rec} bezeichnet das demodulierte Empfangssignal am Ausgang des Sample&Hold-Verstärkers, welches nach dem Abzug des Gleichanteils in der DC-Kompensation zu dem Signal u''_{Rec} wird.

Die Implementierung der erforderlichen digitalen Algorithmen erfolgt auf einem bestehenden Rapid-Prototyping-Board mit einem Xilinx FPGA, welches in [78] näher beschrieben ist. Das analoge FE wird über eine Steckerleiste, welche Versorgungsspannungen sowie Signale führt, mit dem Rapid-Prototyping-Board verbunden. Das Rapid-Prototyping-Board besitzt serielle Schnittstellen, über die eine Kommunikation mit einem PC aufgebaut werden kann.

STEUERUNG DER SENDERSEITE UND PARAMETERIDENTIFIKATION

Um die Trägerfrequenz einzustellen, ist im FPGA ein Zustandsautomat realisiert, in dem mit den Taktzyklen des FPGA bis zu einem Grenzwert hochgezählt wird, um anschließend einen Wechsel in den nächsten Zustand auszulösen [54]. Der Grenzwert entspricht der Anzahl von Taktzyklen, die mit der Taktfrequenz des FPGA f_D in einer halben Periodendauer der einzustellenden Trägerfrequenz f_C liegen. Beim Zustandswechsel schaltet das Ausgangssignal des Zustandsautomaten von LOW auf HIGH oder vice versa. Dabei kann die Trägerfrequenz nur in diskreten Schritten eingestellt werden. Um die Trägerfrequenz erfolgreich zu regeln, erfordert es im Digitalbereich einen Prozessor mit einer hohen Taktung, um eine ausreichend genaue Frequenzauflösung zu gewährleisten. Die diskreten Trägerfrequenzen ergeben sich nach [43] in Abhängigkeit der Taktfrequenz des FPGAs f_D und der Anzahl von Taktzyklen pro Trägerfrequenzperiode N_{SmpLC} mit

$$f_C = \frac{f_D}{N_{\text{SmpLC}}}, \quad N_{\text{SmpLC}} \in \mathbb{N}. \quad (4.8)$$

Der eingesetzte FPGA kann mit bis zu 200 MHz getaktet werden. Bei jeder Trägerfrequenz sollen die HIGH- und LOW-Zeiten gleich lang sein. Daher werden nur Frequenzen mit einer geraden Anzahl von Taktzyklen N_{SmpLC} pro Periode zugelassen [43]. Abbildung 4.28 zeigt die sich ergebenden diskreten Trägerfrequenzen über der zugehörigen Anzahl von Taktzyklen pro Periode für einen Frequenzbereich von 100 kHz bis 180 kHz.

Die Frequenzauflösung ergibt sich nach Umformung mit der Abhängigkeit

$$\Delta f_C = \frac{f_C^2}{f_C + f_D/2}. \quad (4.9)$$

Bei einer typischen Trägerfrequenz von $f_C = 125$ kHz beträgt die Frequenzauflösung 156 Hz [43]. Dies stellt eine ausreichend hohe Regelgenauigkeit für die Versuche mit dem Demonstrator dar.

Das abgetastete Signal U_{Rec} kann zusammen mit dem im Lesegerät bekannten Ausgangssignal U_{R}' Informationen über die momentane äquivalente Güte sowie über die Verstimmung des angeschlossenen Schwingkreises liefern. Aus dem Signal U_{R}' kann das Signal U_{R} abgeschätzt werden, da die Eigenschaften des Klasse-D-Verstärkers

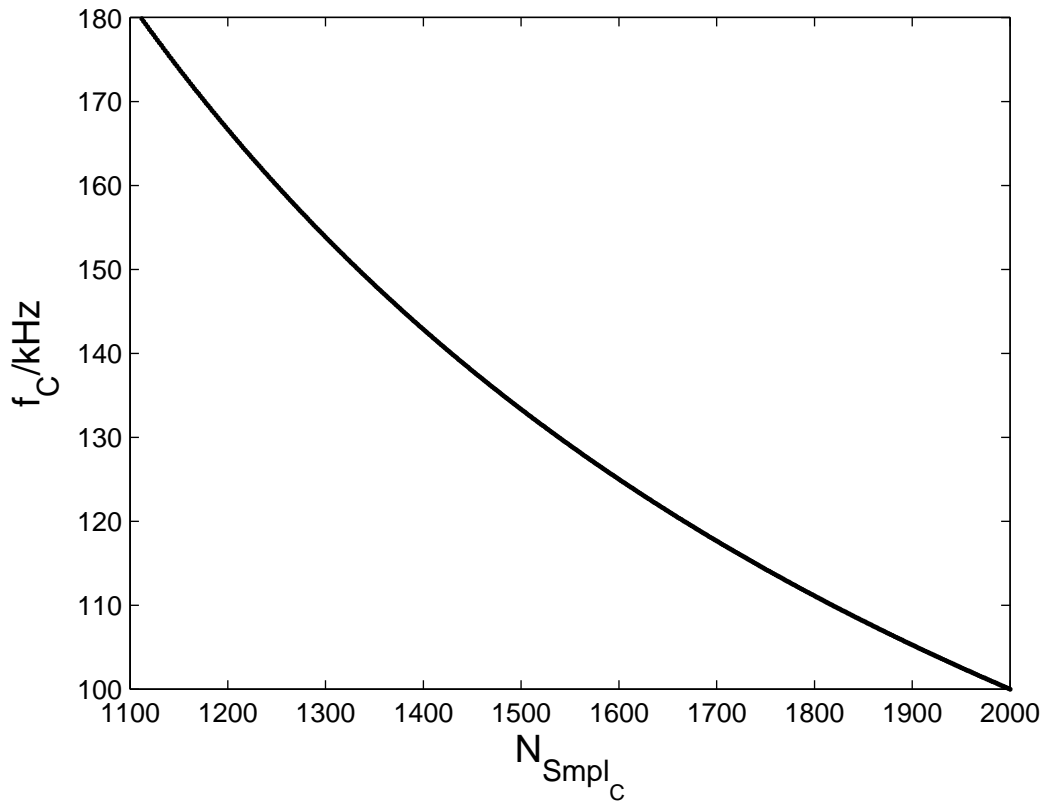


Abbildung 4.28: Mögliche Trägerfrequenzen im Frequenzbereich 100 kHz bis 180 kHz bei einer Taktfrequenz $f_D = 200$ MHz

bekannt sind. Des Weiteren ist das Verhältnis des kapazitiven Spannungsteilers für jede Antenne bekannt (vgl. Tabelle 4.3). Die Phase zwischen den Spannungen U_R und U_{Rec} gibt an, ob die Resonanzfrequenz der Lesegeräteantenne mit der Trägerfrequenz f_C übereinstimmt und in welche Richtung die Frequenzen gegebenenfalls voneinander abweichen. Ist die Trägerfrequenz f_C auf die Resonanzfrequenz der Lesegeräteantenne abgestimmt, so gibt das Verhältnis der Amplituden U_R zu U_{Rec} an, wie sich die äquivalente Güte Q_R in verschiedenen Umgebungen ändert. Über das Verhältnis der Spannungen U_{Rec} zu U_R kann der Übertragungsfaktor der Gesamtübertragungsfunktion H_{G_M} bei der jeweiligen Trägerfrequenz f_C ermittelt werden. Hiermit kann die in Kapitel 3 beschriebene Parameterschätzung des Vektors $p_{D_{\text{Opt}}}$ erfolgen, aus der die optimale Trägerfrequenz $f_{C_{\text{Opt}}}$ abgeleitet wird.

Als Stützstellen für die Simulation der Gesamtübertragungsfunktionen H_{G_S} wird ein Frequenzbereich von 100 kHz bis 180 kHz ausgewählt, um alle in den Versuchsumgebungen auftretenden Maxima zu erfassen [43]. Sind in einer späteren Implementierung nur bestimmte bekannte Situationen zu erwarten, so kann der Bereich weiter eingegrenzt werden [43]. Je weniger Stützstellen gemessen werden müssen und anschließend in die Berechnung eingehen, umso schneller ist das System in der Adaption. Um den Rechenaufwand weiter zu reduzieren, wird für die Parameterschätzung nur jede fünfte Trägerfrequenz in diesem Bereich ausgewählt (vgl. Abbildung 4.29) [43]. Gerade bei den Antennen hoher Güte muss jedoch darauf geachtet werden, dass alle möglichen Maxima mit einer ausreichenden Genauigkeit abgebildet werden. Abbildung 4.29 zeigt die Frequenzen, für die in der Simulation der jeweilige komplexe Übertragungsfaktor mit einem Sinussignal ermittelt wird, da die Frequenzen nicht äquidistant sind. Je ausgewählter Trägerfrequenz erfolgt eine Simulation des Systems mit den im Laplacebereich beschriebenen Übertragungsfunktionen. Die Signale werden mit einer Abtastfrequenz $f_A = 100 \cdot f_C$ digitalisiert, so dass sich die interessierenden DFT-Komponenten für die simulierte Gesamtübertragungsfunktion H_{G_S} mit N_{f_A} Abtastwerten bei dem Index $N_{f_A}/100 + 1$ ergeben.

Die Werte der Gesamtübertragungsfunktion H_{G_M} werden in den ausgewählten Frequenzen gemessen. Sie bilden somit die Stützstellen, an denen die am FE gemessene Übertragungsfunktion H_{G_M} mit den simulierten Übertragungsfunktionen H_{G_S} verglichen werden kann.

Am FE ist die Ausgangsspannung des Klasse-D-Verstärkers, beziehungsweise die Eingangsspannung der zu messenden Übertragungsfunktion H_{G_M} , nahezu rechteckig. Durch die starke Filterung des Antennenschwingkreises werden die Oberschwingungen der Grundfrequenz jedoch derart stark gedämpft, dass nur das sinusförmige Signal der Grundfrequenz einen relevanten Anteil an dem Ausgangssignal besitzt.

STEUERUNG DER EMPFÄNGERSEITE

Eine kapazitive wie auch ohmsche Lastmodulation am Transponder führt zu einer Modulation der Amplitude, während die Phase je nach Modulationsverfahren nahezu konstant bleiben kann [1]. Daher erfolgt in einem allgemeinen Ansatz die synchrone Demodulation durch eine Abtastung nahe des Maximums oder Minimums des

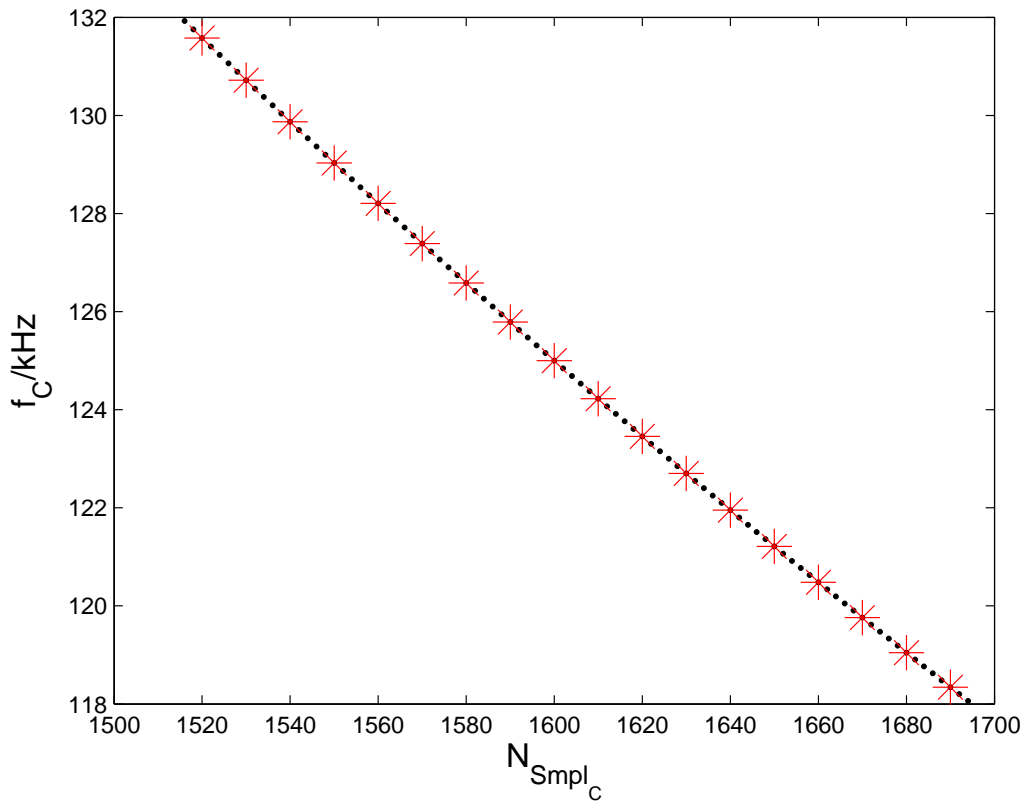


Abbildung 4.29: Die möglichen Trägerfrequenzen im Frequenzbereich von 118 kHz bis 132 kHz (schwarz) und mit roten Asterisken markiert die Frequenzen zur Ermittlung der Systemparameter in diesem Frequenzbereich

Empfangssignals. Die Abtastung erfolgt, wie in [3] beschrieben mit der Frequenz des Trägersignals f_C , die in einem Transponderlesegerät bekannt ist. Die Phasenverschiebung zwischen dem Sende- und dem Empfangssignal beträgt nur im Fall eines abgestimmten Systems 90° . Stimmt die Resonanzfrequenz des Antennenschwingkreises nicht mit der Trägerfrequenz f_C überein, so ergibt sich ein davon abweichendes Phasenverhältnis. Bei Schwingkreisen hoher Güte ist der Phasenverlauf im Bereich der Resonanz entsprechend steil. Dies bedeutet, dass sich das Phasenverhältnis zwischen dem Sendesignal U_R und dem Empfangssignal U_{Rec} schon bei kleinen Änderungen der Trägerfrequenz oder der Resonanzfrequenz des Schwingkreises stark ändert [3]. Anhand der unter dem Nyquistkriterium erfolgenden Abtastung von U_{Rec} vor dem

Sample&Hold-Verstärker kann die Phasenverschiebung zwischen dem ausgesendeten Sendesignal U_R und dem Empfangssignal U_{Rec} kontinuierlich ermittelt werden [3].

Der eingesetzte Sample&Hold-Verstärker muss in einer möglichst kurzen Zeit möglichst genau den Spannungspegel am Eingang erfassen. Dies erfordert einen Kompromiss zwischen den beiden Anforderungen, um ein optimales Ergebnis zu erzielen. Durch die Abtastung nahe des Maximums oder Minimums des Empfangssignals u_{Rec} wird zudem der Amplitudenfehler in dem Signal u'_{Rec} , der sich durch Phasenfehler in der Abtastung ergibt, möglichst gering gehalten [3]. Wie in Kapitel 3 beschrieben, kann die parasitäre Kapazität der Spulen nicht immer vernachlässigt werden. Zum Zeitpunkt einer Schaltflanke des Klasse-D-Verstärkers wird durch den Einfluss der parasitären Kapazität der Spule ein unerwünschter, hochfrequenter Signalanteil in dem Empfangssignal u_{Rec} erzeugt [3]. Befindet sich der Lesegeräteantennenschwingkreis in Resonanz, so liegt die Schaltflanke des Klasse-D-Verstärkers genau im Maximum des Sinussignals am Empfängerabgriff [3]. Der Abtastimpuls wird aus diesem Grund etwas vor das Maximum gezogen, um eine Abtastung des hochfrequenten Signalanteils der parasitären Parallelresonanz zu vermeiden [3].

Nach der Abtastung des Sample&Hold-Verstärkers befindet sich in u'_{Rec} das Datensignal im Basisband und der Trägeranteil im Empfangssignal liegt als Gleichspannung vor [3]. Vor der Quantisierung mittels eines ADCs wird der Gleichspannungsanteil in einer DC-Kompensation eliminiert [3]. In der DC-Kompensation wird das Signal u'_{Rec} abgezweigt und einem aktiven TP mit einer Verstärkung von -1 zugeführt. In einer Addierer-Operationsverstärkerschaltung wird das Ausgangssignal des Sample&Hold-Verstärkers u'_{Rec} und das des TP-Filters addiert.

Der variierende Gleichanteil des demodulierten Empfangssignals u'_{Rec} ist anschließend weitgehend eliminiert und das Signal kann nach einer analogen Verstärkung mit einem festen Verstärkungsfaktor von dem ADC abgetastet werden. Dieses Verfahren ist aufgrund des bestehenden direkten Pfades verzögerungsarm und verzerrt die demodulierte Signalform, welche systembedingt Pulse durch die Klasse-D-Schaltflanken und die Schaltflanken der Sample&Hold-Abtastung beinhaltet, nicht zusätzlich durch steilflankige Filter [3]. Die Dimensionierung des TP-Filters erfolgt unter zwei Bedingungen. Die Grenzfrequenz muss so gewählt sein, dass die niedrigste Datenfrequenz nicht eliminiert wird und der Filter sollte ein möglichst kurzes

Einschwingverhalten besitzen. Im Einschaltmoment werden die nachfolgenden Komponenten durch nichtlineare Bauelemente vor zu hoher Eingangsspannung geschützt. Der Filter muss jedoch eingeschwingen sein, bis der Transponder ein erstes Datenpaket zur Auswertung sendet.

Am Ausgang des Verstärkers ergibt sich das Basisbandsignal u''_{Rec} , das nun wiederum mit der Frequenz f_C vom ADC 1 abgetastet wird, um die pro Trägerperiode gewonnenen Basisbandsignalinformationen in den Digitalteil zu übertragen [3]. Zur Realisierung dieses Konzepts muss der ADC 1 laufend vom FPGA bezüglich der Dauer der Abtastung, des Abtastzeitpunktes (Phaselage zum Träger) und der Abtastrate gesteuert werden. Wie schon bei dem Sample&Hold-Verstärker, so muss auch beim ADC 1 der Abtastzeitpunkt sorgsam gewählt sein. Der Abtastzeitpunkt wird in einem störungsfreien Abschnitt während des Haltevorgangs des Sample&Hold-Verstärkers gewählt. Durch die Kenntnis der Zeitpunkte der systembedingten Störungen im Signal können die Abtastzeitpunkte des Sample&Hold-Verstärkers und des ADC 1 in dem Konzept des digital gesteuerten analogen FE entsprechend angepasst werden [3]. Somit ist ein Filtern des Signals im Empfangspfad zum Unterdrücken der auftretenden Pulse nicht nötig, solange der Impuls keinen zusätzlichen Nulldurchgang verursacht. Dies kann in den meisten Fällen durch einen Ferrit, der an einer Leitung des Antennenschwingkreises befestigt wird, verhindert werden.

Wie in [3] beschrieben, tastet der ADC 2 das Signal u_{Rec} am Empfängerabgriff der Antenne mit einem Takt von 10 MHz ab (vgl. Abbildung 4.27). Aus dem abgetasteten Signal wird der Nulldurchgang und somit der Abtastzeitpunkt für den Sample&Hold-Verstärker sowie den ADC 1 ermittelt. Es ergibt sich demnach ein Jitter von 100 ns in der Abtastung. Dieser zeitliche Fehler wandelt sich bei der Abtastung in einen Amplitudenfehler. Um diesen Fehler zu minimieren, wurden zum einen die Abtastzeitpunkte nahe an die Maxima des Empfangssignals gelegt, wo die Steigung eines sinusförmigen Signals gering ist. Zum anderen wird der Jitter im FPGA durch einen Algorithmus verringert. Bekanntermaßen kann ein Sinus in seinem Nulldurchgang mit einer Geradengleichung approximiert werden. Der Algorithmus im FPGA nutzt diesen Zusammenhang und ermittelt mit einem Interpolationsverfahren nach einer Nulldurchgangsdetektion anhand des aktuellen Wertes und des Vorgängerwertes den Zeitpunkt des Nulldurchgangs. Mit der Taktfrequenz

des FPGA von $f_D = 200$ MHz kann der Jitter der Abtastung des Sample&Hold-Verstärkers und des ADC 1 auf 5 ns bis 10 ns verringert werden.[3]

4.2.2 Demonstrator Transportkiste

Im Folgenden soll ein Anwendungsbeispiel für die Lesegerätespule S_{LT} und die Transponderspule S_{TF} gezeigt werden, welches näher in [79] beschrieben ist. Die Spule wird in eine handelsübliche Transportkiste, im Englischen auch „flight case“ genannt, eingesetzt (vgl. Abbildung 4.30). Mit der Spule können in Z-Richtung orientierte Transponder innerhalb der Transportkiste ausgelesen werden.

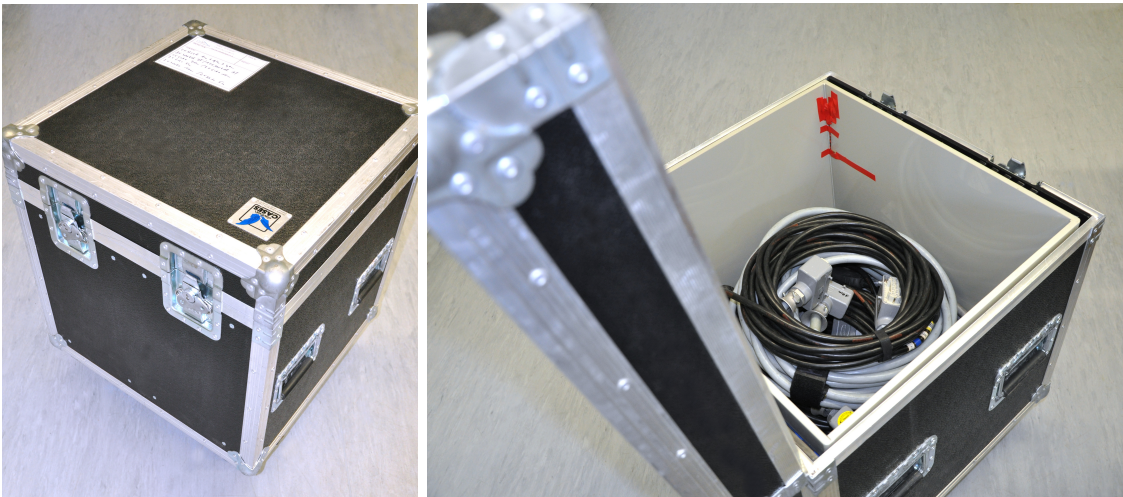


Abbildung 4.30: Die Transportkiste in geschlossenem Zustand nach [79] und bei geöffnetem Deckel mit eingesetzter Lesegerätespule S_{LT} und Kabeln von oben fotografiert

Die Metallbeschläge der Transportkiste beeinflussen die äquivalenten Parameter L' und R' der Spule durch die hervorgerufenen Wirbelströme deutlich. Dieser Einfluss ist während des Einsatzes konstant und wird mit einer entsprechend angepassten Abstimmkapazität berücksichtigt. Somit ist der Antennenschwingkreis auch in der Transportkiste auf die initiale Trägerfrequenz gestimmt. Wie in Tabelle 4.4 aufgeführt, sinkt allerdings die Güte der Spule gegenüber dem in Tabelle 4.3 aufgeführten Wert durch die Verluste im Metall und die Teilungsfaktoren der kapazitiven Spannungsteiler müssen neu angepasst werden.

Spule	äquivalente Güte	Teilungsfaktor	Teilungsfaktor
	Q_R	S&H - T_1	ADC 2 - T_2
S_{L_T} in der Transportkiste (Deckel geöffnet)	20,9	22,5	29,1

Tabelle 4.4: Äquivalente Güte des Schwingkreises am FE und die Teilungsfaktoren an den kapazitiven Empfängerabgriffen für die Spule S_{L_T} eingesetzt in die Transportkiste

Beim Füllen der Transportkiste mit Kabeln und anderer metallischer Ausrüstung, die sich typischerweise in diesen Transportkisten befindet, ergeben sich weitere Beeinflussungen des magnetischen Felds und somit der äquivalenten Parameter L' und R' der Spule. Für die nachfolgenden Untersuchungen dienen Kabel (vgl. Abbildung 4.30 (rechts)), Stahlseile und Schäkel (vgl. Abbildung 4.31).

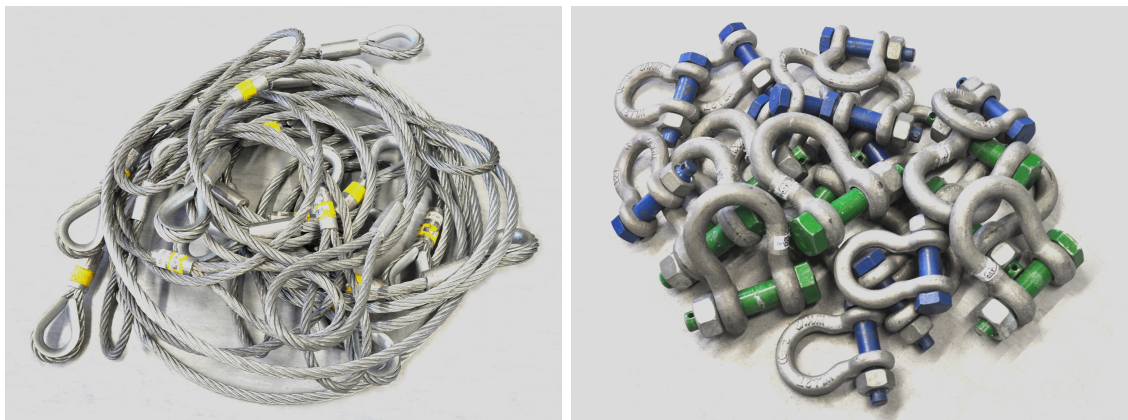


Abbildung 4.31: Metallisches Füllmaterial (Stahlseile (links) und Schäkel (rechts))

Die Berechnung des Arrays H_{G_S} mit den Gesamtübertragungsfunktionen zur Parameterschätzung und des Arrays A_{f_C} mit den optimalen Trägerfrequenzen muss in diesem Fall nur für eine stellvertretende geringe Gegeninduktivität ausgeführt werden. Die Gegeninduktivität ist unabhängig von der Positionierung der Transponderspule S_{T_F} so gering, dass sie keinen sichtbaren Einfluss auf die Gesamtübertragungsfunktion H_G ausübt. Bei diesen geringen Kopplungen hat der Wert der

Gegeninduktivität auch keinen nennenswerten Einfluss auf den Wert der optimalen Trägerfrequenz.

4.2.3 Basisbandsignalverarbeitung mit realen Signalen

Abbildung 4.32 zeigt den Versuchsaufbau, mit dem die Daten für die Versuche in der digitalen Signalverarbeitung gewonnen werden.

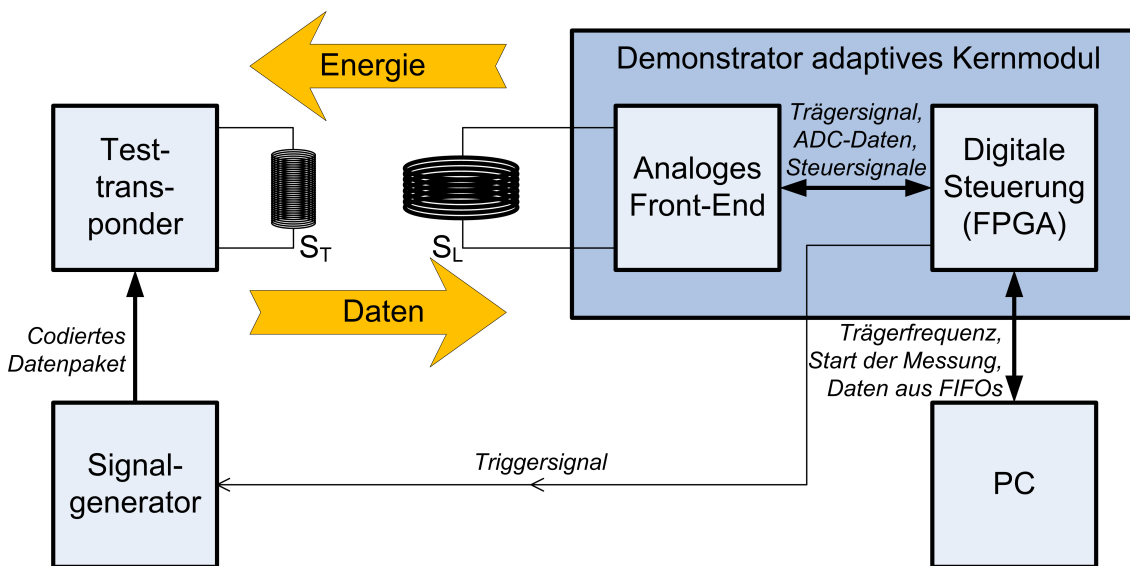


Abbildung 4.32: Versuchsaufbau mit dem Demonstrator des adaptiven Kernmoduls nach [2], modifiziert

Das Startsignal zur Messung wird von Matlab aus an den FPGA gesendet. Im FPGA werden mit diesem Signal **F**irst-**I**n-**F**irst-**O**ut (FIFO)-Speicher mit den Daten der beiden ADCs gefüllt. Der Zustandsautomat, der die FIFOs steuert, beginnt mit dem Speichern mit der steigenden Flanke des internen Trägersignals u'_R . Dies ermöglicht es, die relative Phasenlage des Signals u_{Rec} zu u'_R zu gewinnen.

Für die Untersuchungen ist sicher zu stellen, dass die Signale an den richtigen Stellen ausgewertet werden und somit die Bewertung verschiedener Ansätze zuverlässig ist. Daher bekommt der Signalgenerator mit dem Start einer Messung vom FPGA einen Triggerimpuls, so dass bekannt ist, wann die zu untersuchenden Signalsequenzen beginnen. Diese Synchronisierung würde in einem späteren System an Hand

des Headers erfolgen. Beispielsweise mit Hilfe der Kreuzkorrelation und einer anschließenden Spitzendetektion kann der Header auf Grund seiner Länge und der charakteristischen Signalform vergleichsweise einfach erkannt werden.

Die Daten der ADCs werden in mehreren Iterationen bei verschiedenen Randbedingungen gespeichert. Variiert werden der Abstand zwischen Lesegeräte- und Transponderspule, das Datenpaket sowie die Codierung im Transponder und die Umgebung des Transpondersystems. Während der Messungen werden mit einem Oszilloskop Spannungen am analogen FE und am Transponder abgegriffen, um sicher zu stellen, dass das System auf die richtige Trägerfrequenz gestimmt ist. Weiterhin wird das Senden des Pakets und die Versorgungsspannung am Transponder u_{RL} während der Modulation geprüft und dokumentiert. Unterschreitet die Versorgungsspannung des Transponders während des Sendens den Schwellwert von 3 V, so ist die Energiereichweite überschritten. Bei der Variation des Abstands zwischen den Spulen werden Messungen bei verschiedenen Abständen von $r_{LT} = 0$ mm bis zur Energiereichweite durchgeführt. Die letzte Messposition entspricht der ermittelten Energiereichweite.

Nach Wahl der Trägerfrequenz muss die Paketfrequenz für den Transponder im Signalgenerator entsprechend eingestellt werden. Die Paketfrequenz ergibt sich als Kehrwert der Paketdauer, die sich mit der Anzahl der Symbole pro Paket und der Symboldauer $T_{\text{Sym}} = 32 \cdot \frac{1}{f_C}$ berechnen lässt.

Abbildung 4.33 gibt einen Überblick über die in [2] beschriebene Decodierung und die Analyse in Matlab[®] mit den am FE gewonnenen Signalen.

Aus den zwei empfangenen Datenströmen werden zunächst die Pakete ausgeschnitten. Anschließend erfolgt ein Mittelwertabzug. Nach der Berechnung des Modulationsgrads nach den zwei beschriebenen Verfahren zur Ermittlung von $ZVZI_3$ und $ZVZI_4$ wird das Signal des ADC 1 auf seine Standardabweichung normiert und dem Matched-Filter-Empfänger zugeführt. Die Koeffizienten in den Matched-Filtern für die unterschiedlichen Symbole werden mit einem Korrekturfaktor gewichtet, welcher die unterschiedlichen Energien der Symbole ausgleicht.

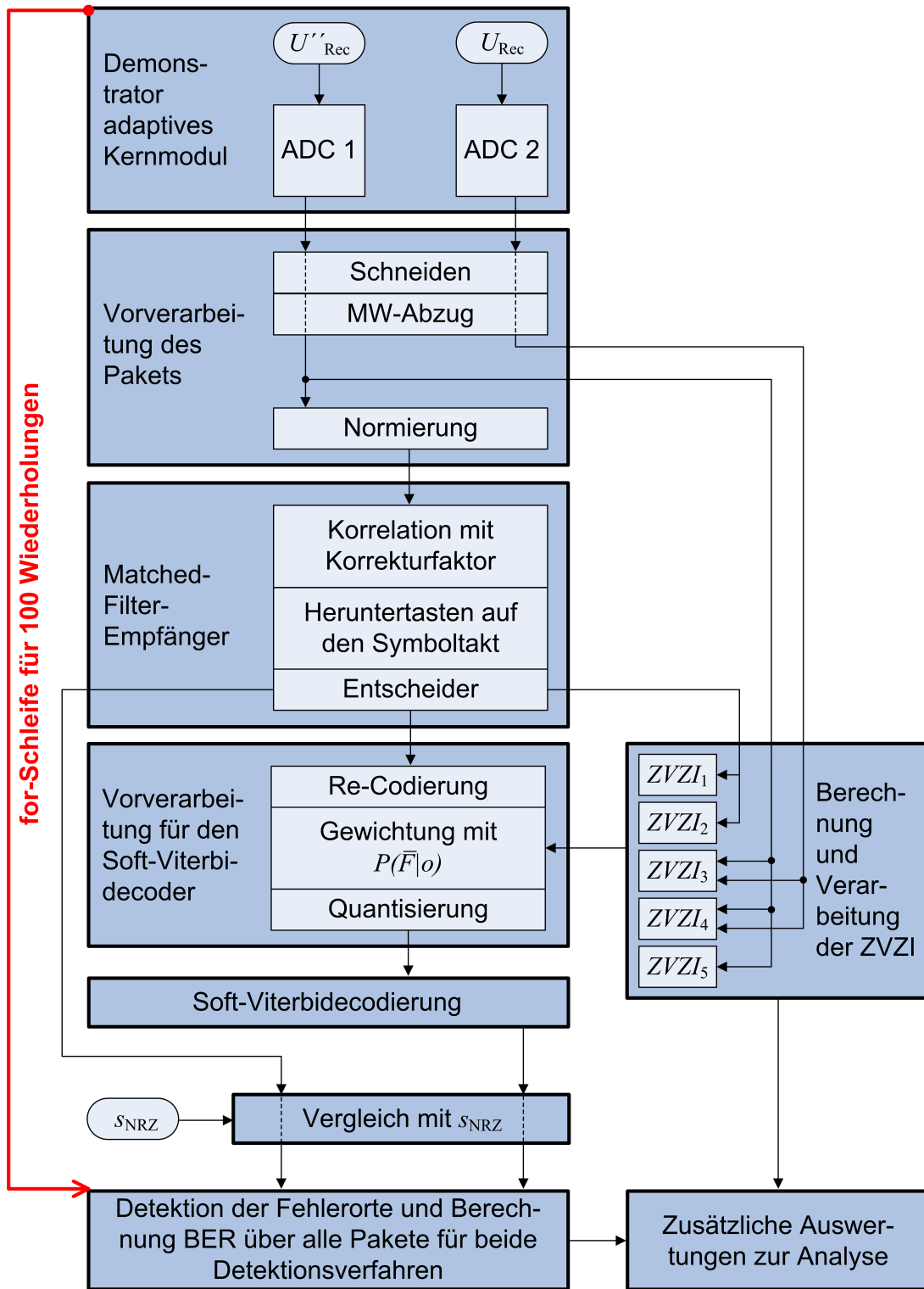


Abbildung 4.33: Vereinfachter Ablauf des Decodier- und Analyseprozesses als Blockschaltbild

Nach der Korrelation mit den jeweiligen vier Filtern mit den Impulsantworten h_1 , h_2 , h_3 und h_4 des ausgewählten Sets erfolgt ein Heruntertasten auf den Symboltakt (vgl. Abbildung 4.34). Die vier Datenströme $d_{\text{Sym}1}$, $d_{\text{Sym}2}$, $d_{\text{Sym}3}$ und $d_{\text{Sym}4}$ werden einem Entscheider zugeführt, der das höchste und das zweithöchste Signal d_{Sym} und d'_{Sym} detektiert und die Werte dieser beiden Signale an die Berechnung der ZVZI weitergibt. Aus der Erkennung des höchsten Signals kann die vom Matched-Filter-Empfänger decodierte NRZ-Datenfolge ermittelt und der CRC geprüft werden. Für die Analysen mit den in diesem Fall bekannten Paketen wird die decodierte NRZ-Datenfolge mit der vorliegenden gesendeten NRZ-Datenfolge s_{NRZ} verglichen.

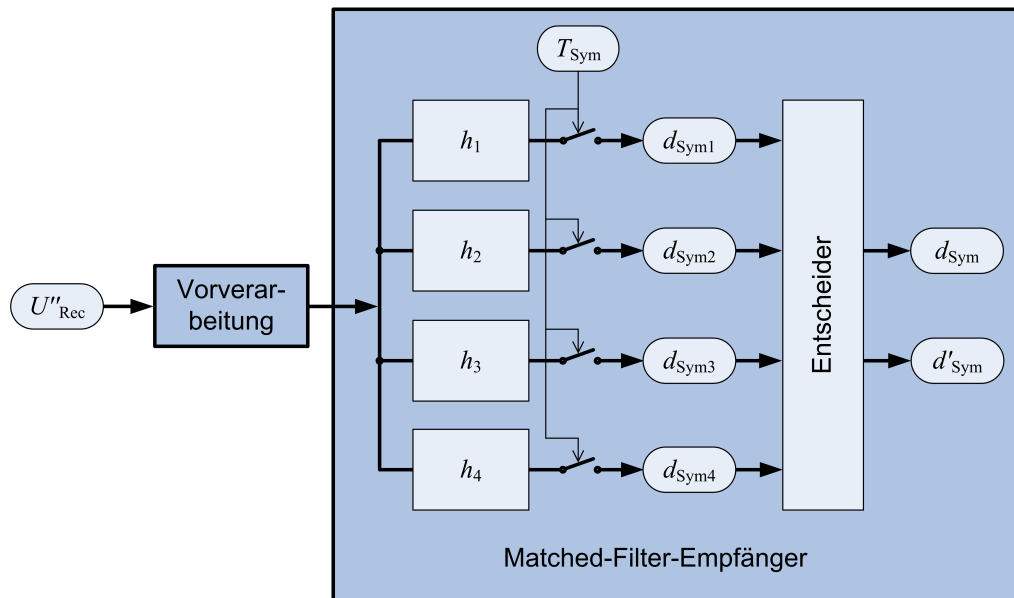


Abbildung 4.34: Signalflussdiagramm des Matched-Filter-Empfängers

Soll das Signal noch einer weiteren Decodierungsstufe, dem Soft-Viterbidecoder, zugeführt werden, so wird es anhand der erkannten Zustände im Matched-Filter-Empfänger wieder codiert. Das Eingangssignal am FE kann auf Grund seiner verzerrten Form nicht direkt von einem Viterbidecoder verarbeitet werden. Die von dem ML-Entscheider erkannten Zustände werden für jedes Symbol in die entsprechend zu dem jeweiligen Zustand gehörenden HIGH-LOW-Folgen umgesetzt. Somit entsteht wieder ein digitaler Datenstrom s'_{COD} , der von einem Viterbidecoder verarbeitet werden kann.

Aus der Kenntnis der Standardabweichung der Matched-Filter-Ausgänge werden die Korrekturfaktoren für die Matched-Filter-Koeffizienten gewonnen. Für die Matched-Filter-Koeffizienten, die für den Fall geringer Kopplung optimiert worden sind (Set 1), werden die Messungen über allen betrachteten Abständen in die Berechnung der Korrekturfaktoren mit einbezogen. Für die Matched-Filter-Koeffizienten, die für den Fall der Überversorgung des Transponders bei geringen Abständen optimiert worden sind (Set 2), werden die Messungen über den kritischen Abständen $r_{LT} = 1 \text{ cm}$ und $r_{LT} = 2 \text{ cm}$ in die Berechnung der Korrekturfaktoren einbezogen. Diese Methode führt zu einer robusteren Decodierung und somit zu einer deutlich geringeren BER. Abbildung 4.35 zeigt die Verteilung des ML-Entscheidungssignals d_{Sym} vor der Normierung und nach der Normierung mit Korrekturfaktoren. Das Signal d_{Sym} sollte für eine feste Messumgebung, unabhängig davon welchem der vier Matched-Filter das Signal vom Entscheider entnommen wurde, in einer ähnlichen Größenordnung liegen.

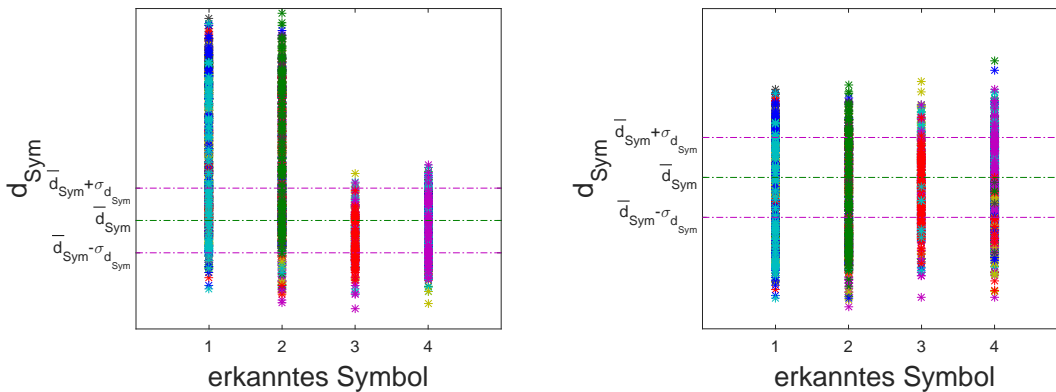


Abbildung 4.35: d_{Sym} von 100 Messungen bei $r_{LT} = 12 \text{ cm}$ mit einer DBP-Codierung, aufgetragen nach der Entscheidung für ein Symbol vor (links) und nach (rechts) der Normierung der Matched-Filter-Koeffizienten mit Korrekturfaktoren (\bar{d}_{Sym} - Mittelwert über alle Werte, $\sigma_{d_{\text{Sym}}}$ - Standardabweichung über alle Werte)

Nach der Wiederholung des Prozesses in Abbildung 4.33 für alle Pakete einer Messung kann eine BER-Berechnung über alle Pakete erstellt werden und die Ergebnisse der Decodierverfahren können verglichen werden. Das Ermitteln der Fehlerorte mit den dazugehörigen ZVZI dient der Analyse und der Optimierung des hier vorgestellten

ten Decodierverfahrens. Aus diesen Informationen werden zum Beispiel die Verteilung der Fehlerorte, die Histogramme zur Abschätzung des Bayesschen Fehlers der ZVZI oder die Standardabweichung der Matched-Filter-Ausgänge gewonnen.

Der Bayessche Fehler der ZVZI wird für jeweils $N=100$ Datenpakete mit Hilfe der Histogramme abgeschätzt, die getrennt für die verschiedenen Messsituationen betrachtet werden. Die Daten werden für die Histogramme wie zuvor erläutert in die zwei Klassen F und \bar{F} eingeteilt. Die Prüfung, ob ein Fehler aufgetreten ist, kann für jedes Symbol durch den Vergleich der vom Matched-Filter-Empfänger decodierten Datenfolge mit der originalen NRZ-Folge s_{NRZ} durchgeführt werden.

Für die Soft-Viterbidecodierung wird die A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit aus den Daten der schon zuvor ausgewählten Messungen bei dem Abstand $r_{\text{LT}} = 13$ cm zwischen den Spulen S_{L_L} und S_{T_L} mit $R_{\text{C}} \approx 20$ k Ω gewonnen (vgl. Abschnitt 4.1.3). Aus den Messungen mit dem DBP1- und dem DBP2-Paket ergibt sich eine gemeinsame BER von 0,0992, wobei der Header hier wiederum aus allen Analysen ausgenommen wird. Daraus ergibt sich eine A-Priori-Wahrscheinlichkeit

$$P(\bar{F}) = 1 - \text{BER} = 0,9008 \quad (4.10)$$

für alle $N_{\text{P}} = 5000$ DBP-Symbole [2].

Mit den Daten der Histogramme bei $r_{\text{LT}} = 13$ cm können mit dem Kerndichteschätzer, wie in Abschnitt 4.1.3 beschrieben, eindimensionale Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für die $ZVZI_2$ und die $ZVZI_3$ abgeschätzt werden.

Dies erfolgt zuerst mit allen Daten der ZVZI der $N_{\text{P}} = 5000$ DBP-Symbole, um A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen zu gewinnen. Im Folgenden werden nur die Daten der ZVZI, deren Symbol richtig erkannt worden ist, dem Kerndichteschätzer übergeben. Daraus ergeben sich eindimensionale Likelihood-Funktionen der ZVZI. Unter der Annahme statistischer Unabhängigkeit der $ZVZI_2$ und der $ZVZI_3$ können durch Multiplikation aus den einzelnen eindimensionalen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen die gemeinsamen zweidimensionalen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen berechnet werden. Aus der so ermittelten gemeinsamen A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $f(ZVZI_2, ZVZI_3)$ sowie der gemeinsamen Likelihood-Funktion $f(ZVZI_2, ZVZI_3|\bar{F})$ und der A-Priori-Wahrscheinlichkeit $P(\bar{F})$ kann nach

dem Bayes-Theorem eine A-Posteriori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $f(\bar{F}|ZVZI_2, ZVZI_3)$ berechnet werden. Auf Grund der Abhängigkeit von zwei Beobachtungen besitzt die A-Posteriori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $f(\bar{F}|ZVZI_2, ZVZI_3)$ demnach ebenfalls zwei Dimensionen. Aus ihr wird eine Matrix ermittelt, in der für jede Kombination diskretisierter $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ eine bedingte Wahrscheinlichkeit $P(\bar{F}|ZVZI_2, ZVZI_3)$ hinterlegt ist, die eine zusätzliche Information über die Zuverlässigkeit eines Symbols für den Soft-Viterbidecoder liefert.

Für den Soft-Viterbidecodierer wird der recodierte Datenstrom s'_{COD} mit der A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit

$$P(\bar{F}|ZVZI_2, ZVZI_3) = \frac{P(ZVZI_2, ZVZI_3|\bar{F}) \cdot P(\bar{F})}{P(ZVZI_2, ZVZI_3)} \quad (4.11)$$

für eine korrekte Erkennung unter Kenntnis der Beobachtung der ZVZI gewichtet, die nach dem Bayes-Theorem berechnet wird (vgl. Gleichung 3.58). Da der Header im Lesegerät bekannt ist, werden die ersten sieben Symbolformen fest hinterlegt und mit einer Wahrscheinlichkeit von 1 versehen. Die restlichen Symbole werden bei einem HIGH-Level von 1 und einem LOW-Level von -1 mit der A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit gewichtet (vgl. Abbildung 4.33):

$$s''_{\text{COD}} = P(\bar{F}|ZVZI_2, ZVZI_3) \cdot s'_{\text{COD}}. \quad (4.12)$$

Der Soft-Viterbidecodierer in Matlab[®] benötigt ein Eingangssignal bestehend aus Werten im Integer-Datenformat, die im Bereich zwischen Null und einer Zweierpotenz minus Eins liegen [76]. Null repräsentiert dabei die als zuverlässigste erkannte NULL und der maximale Integer-Wert repräsentiert die als zuverlässigste erkannte EINS [76]. Dabei ist eine Quantisierung in bis zu 13 bit möglich [76]. Vor der eigentlichen Decodierung in Matlab[®] erfolgt somit eine Quantisierung und eine Abbildung der gewichteten Daten auf den entsprechenden Bereich. In der anschließenden Soft-Viterbidecodierung wird die am wahrscheinlichsten gesendete NRZ-Datenfolge ermittelt, welche hier wiederum mit der bekannten Datenfolge s_{NRZ} verglichen wird.

Das Ergebnis der Soft-Viterbidecodierung verbessert sich dabei mit einer Verfeinerung der Quantisierung, bis ein Optimum erreicht ist. Eine Quantisierung auf 7 bit

hat sich dabei im vorliegenden Fall als optimal erwiesen. Bei einer weiteren Verfeinerung ergeben sich keine weiteren Verbesserungen.

5. Ergebnisse

5.1 Übertragung von Energie und Daten

Diese Arbeit legt einen besonderen Fokus auf Transpondersysteme mit Spulen hoher Güte. An dieser Stelle soll exemplarisch gezeigt werden, inwiefern Spulen hoher Güte die Energieversorgung des Transponders verbessern. Dafür wird die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ mit der Lesegerätespule S_{LF} und der Transponderspule S_{TF} bei $R_C = 200 \text{ k}\Omega$ betrachtet. Als Referenzgüte für die Lesegerätespule wird zum einen die originale Güte $Q = 287$ der S_{LF} genutzt und zum anderen auf die für ein Lesegerät nach dem Stand der Technik hohe Antennengüte von $Q = 44$ zurückgegriffen (vgl. Kapitel 2). Aus diesen beiden Antennengüten ergeben sich bei einer gegebenen Induktivität der S_{LF} die Verlustwiderstände der Spulen. Werden diese mit einem in Experimenten ermittelten Verlustwiderstand für den Innenwiderstand der Klasse-D-Endstufe und für die Verluste im kapazitiven Netzwerk beaufschlagt, so sinkt die Güte des Schwingkreises mit der originalen S_{LF} auf $Q_R < 200$, während die Güte des Schwingkreises mit einer Antennenspule nach dem Stand der Technik bei $Q_R > 40$ bleibt. Wird die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ mit den beiden durch zusätzliche Verluste verringerten Gütewerten bei einer Kopplung ($M = 5 \times 10^{-6} \text{ H}$) simuliert (vgl. Abbildung 5.1), so ergibt sich trotz der Verluste durch den Innenwiderstand der Klasse-D-Endstufe und das kapazitive Netzwerk eine um 13 dB verbesserte Spannungsversorgung durch die hohe Güte der Lesegerätespule S_{LF} .

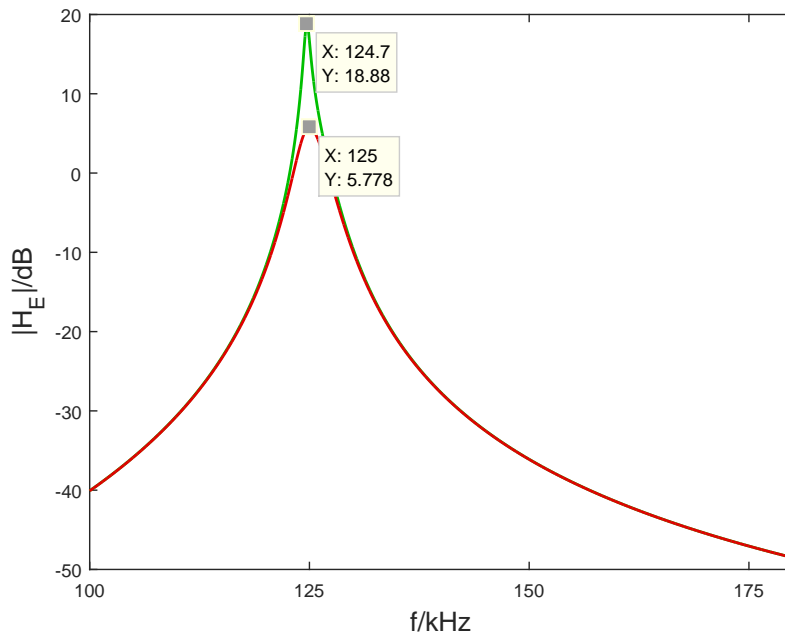


Abbildung 5.1: Die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ simuliert mit den Werten der Transponderspule S_{TF} und den Werten der Lesegerätspule S_{LF} (grün) sowie mit den Werten einer Lesegerätspule mit geringerer Güte, wie sie nach dem Stand der Technik in Transpondersystemen eingesetzt wird (rot)

Im Kapitel 3 wurde ein Modell eines Transpondersystems hergeleitet, welches Umgebungsänderungen durch einen Parametervektor p aus den Variablen L'_R , R'_R und M berücksichtigt.

Der Vorteil eines Modells liegt unter anderem darin, dass Parameter einzeln variiert werden können, ohne, wie es in der realen Umgebung häufig vorkommt, automatisch andere Parameter mit zu ändern.¹

Bei einer hohen Güte der Antennenspule fallen die Übertragungsfunktionen neben ihren Maxima im Amplitudenverlauf stark ab. Dies bedeutet für die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$, dass zum einen die Energieversorgung des Transponders von der korrekten Trägerfrequenz abhängt

¹Die Abbildungen A.1, A.2 und A.3 im Anhang zeigen die Auswirkung der Variation eines einzelnen Parameters des Parametervektors p_D auf die Übertragungsfunktionen.

sowie zum anderen, dass die Bandbreite für die Daten sehr gering ist und die Daten durch das System stark gedämpft und verzerrt werden.

Die Bandbreite der Übertragungsfunktionen sinkt mit einem verringerten Widerstand R_R im Lesegeräteschwingkreis, wobei die Bandbreite der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ proportional zum Widerstand R_R ist.

Die Bandbreite der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ und die Bandbreite der Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$ sind nicht von der Kopplung der Schwingkreise abhängig. Bei der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ steigt die Bandbreite bei Erhöhung der Kopplung, bis schließlich bei hoher Kopplung zwei Maxima auftreten. Bei einem gleich bleibenden Modulationsgrad am Transponder steigt der Modulationsgrad am Empfänger m_L bei Erhöhung der Kopplung durch den höheren Verstärkungsfaktor in der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$, während die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$ konstant bleibt.

Die Modulation erfolgt über die Änderung der Übertragungsfunktionen $H_E(f)$ und $H_D(f)$ durch das Belasten des Transponderschwingkreises mit dem Modulationswiderstand R_{MOD} . Die Abbildung 5.2 zeigt die unterschiedlichen Auswirkungen in den Übertragungsfunktionen bei geringer Kopplung zwischen den Schwingkreisen.

Während die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ bei geschaltetem Modulationswiderstand deutliche Unterschiede zu der Übertragungsfunktion ohne Modulationswiderstand zeigt, so sind in der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ nur leichte Veränderungen zu erkennen.

5.1.1 Auswertung der Übertragungsfunktionen zur Verbesserung der Energieübertragung

Der Vergleich von Simulationen und Messungen der Übertragungsfunktionen zeigt die Zuverlässigkeit des Modells. Wie im Abschnitt 4.1 beschrieben, werden die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ zu diesem Zweck bei verschiedenen Umgebungseinflüssen mit einem Netzwerkanalysator gemessen.

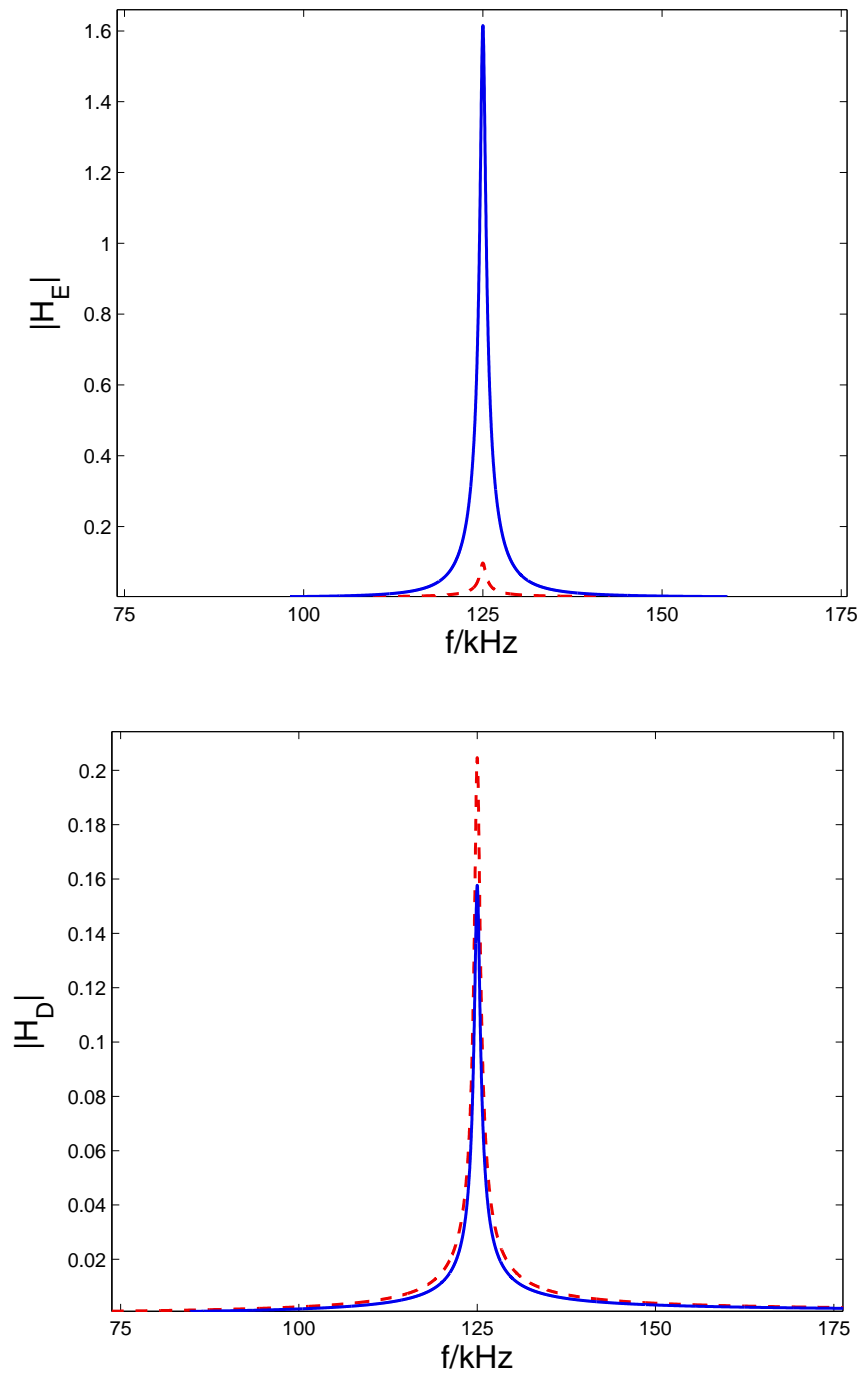


Abbildung 5.2: Simulation der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ ohne Modulationswiderstand (blau durchgezogen) und mit einem Modulationswiderstand (rot gestrichelt), der den Transponderschwingkreis belastet, in einem Transpondersystem mit den Luftspulen S_{L_L} und S_{T_L}

Es wird eine Versuchsumgebung ausgewählt, in der die Kopplung zwischen einer Lesegerätespule und einer Transponderspule auf Ferritstäben variiert wird. Eine weitere Versuchsumgebung zeigt den Einfluss einer der im Kapitel 4 vorgestellten Metallplatten auf das Transpondersystem. Im zweiten Teil dieses Kapitels wird im Abschnitt 5.2.2 eine dritte Versuchsumgebung - der Demonstrator der Transportkiste - betrachtet. Hier können die Übertragungsfunktionen in praxisnahen Situationen bei verschiedenen Beladungen der Transportkiste untersucht werden.

5.1.1.1 Variation des Abstandes r_{LT} zwischen zwei Ferritstabspulen

Bei der Messung mit dem Netzwerkanalysator wird eine nicht vernachlässigbare Eingangskapazität an die Ausgangsklemmen des jeweiligen Systems geschaltet. Diese wird für die Messung der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ mit einer angepassten Abstimmkapazität kompensiert. Bei der Messung der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ ergibt sich nur eine geringfügige Abweichung, da sich der Abgriff im zum Abstimmkondensator parallelen kapazitiven Spannungsteiler befindet.

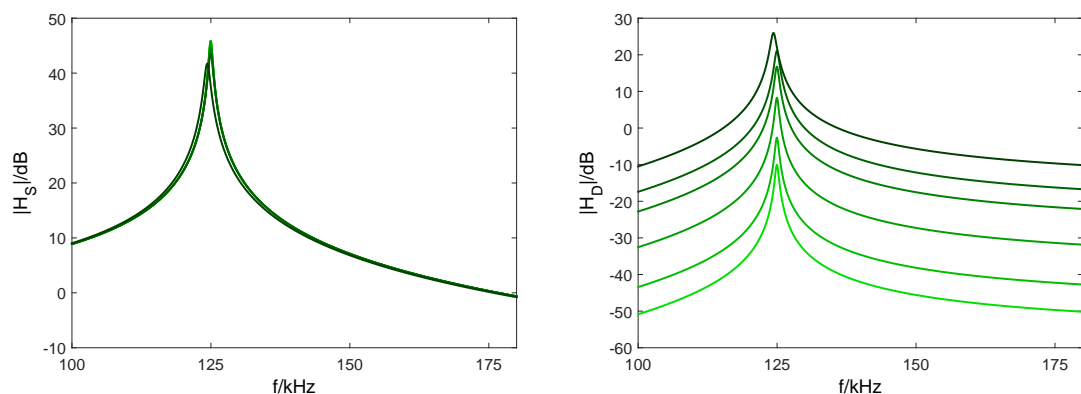


Abbildung 5.3: Die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$ und die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ simuliert mit den Spulen S_{L_F} und S_{T_F} bei einem variierenden Abstand r_{LT} zwischen der Lesegerätespule und der Transponderspule für $R_C \approx 200$ k Ω . Je dunkler die Übertragungsfunktion geplottet wurde, desto näher befindet sich die Transponderspule an der Lesegerätespule

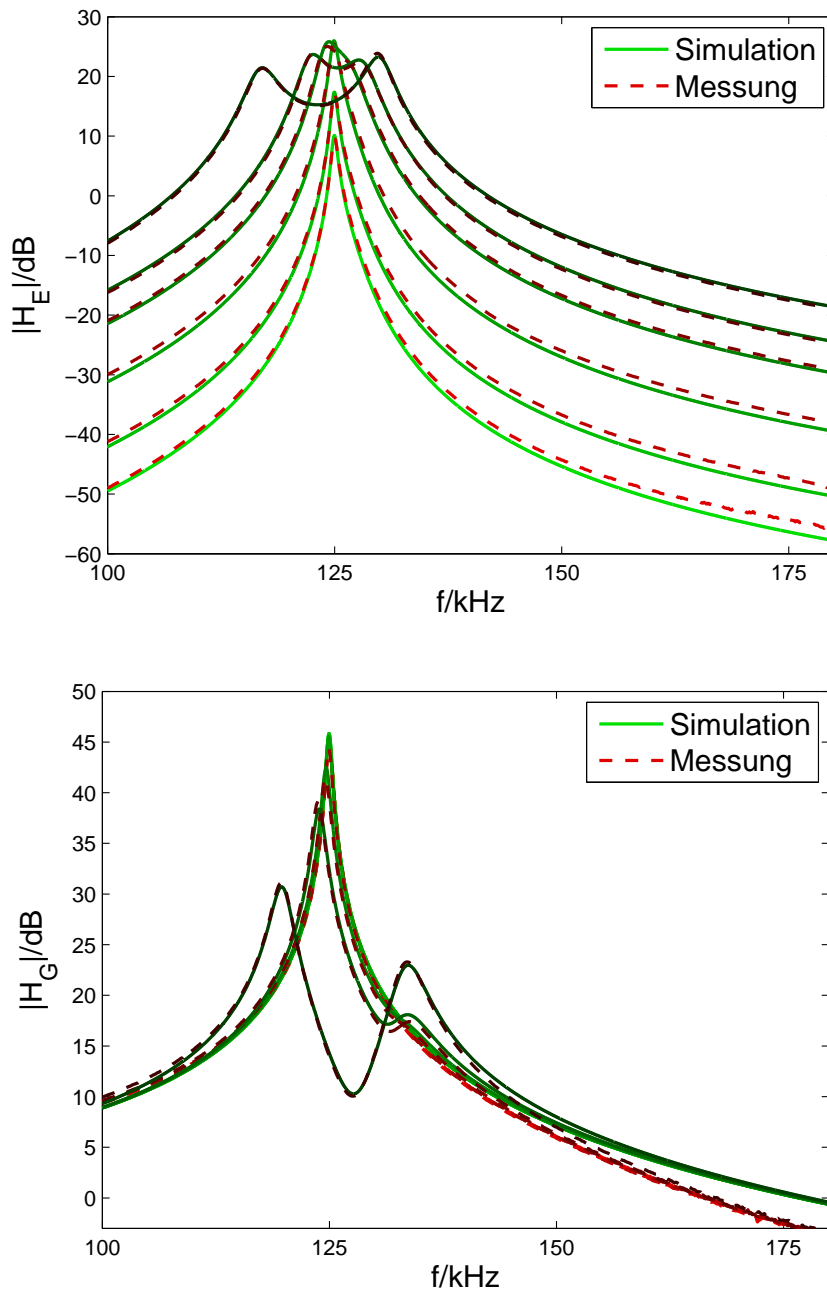


Abbildung 5.4: Die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ simuliert und gemessen mit den Spulen S_{LF} und S_{TF} bei einem variierenden Abstand r_{LT} zwischen der Lesegerätespule und der Transponderspule für $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$. Je dunkler die Übertragungsfunktion geplottet wurde, desto näher befindet sich die Transponderspule an der Lesegerätespule

Einzig bei der Simulation der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ bei hoher Kopplung muss die nun verringerte Kapazität C_T für den Vergleich mit der Messung beachtet werden, da die Abstimmung des Transponders sichtbaren Einfluss auf die am Lesegerät gemessene Übertragungsfunktion besitzt. Die Abbildungen 5.3 und 5.4 zeigen den Einfluss einer Erhöhung der Kopplung zwischen der Lesegeräte- und der Transponderspule.

Mit Erhöhung der Kopplung M erhöhen sich bei dieser Messung auch leicht die Induktivität L_T und der Widerstand R_T der Transponderspule S_{TF} durch den Einfluss des Ferrits der Lesegerätesspule S_{LF} . Da die Abhängigkeit durch Messungen bekannt ist, kann sie bei der Berechnung der Arrays H_{GS} zur Parameterschätzung und A_{f_C} zur entsprechenden Hinterlegung der optimalen Trägerfrequenzen berücksichtigt werden.

5.1.1.2 Variation des Abstandes r_{LM} zwischen einer Lesegerätesspule und einer Stahlplatte

Die Abbildungen 5.5 und 5.6 zeigen den Einfluss einer Stahlplatte auf die Übertragungsfunktionen bei Annäherung an die Lesegerätesspule S_{LL} .

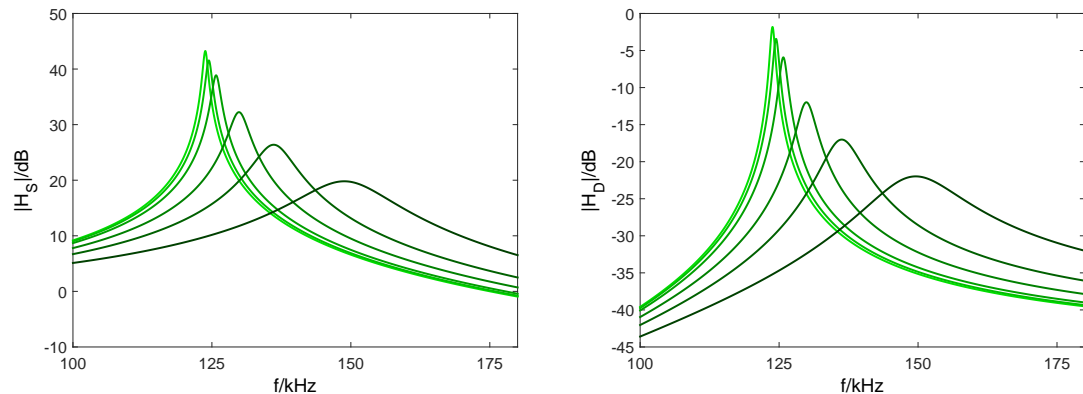


Abbildung 5.5: Die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$ und die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ simuliert mit den Spulen S_{LL} und S_{TF} bei einem variierenden Abstand r_{LM} zwischen der Lesegerätesspule und der Stahlplatte für $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$. Je dunkler die Übertragungsfunktion geplottet wurde, desto näher befindet sich das Metall an der Lesegerätesspule - nach [43], modifiziert

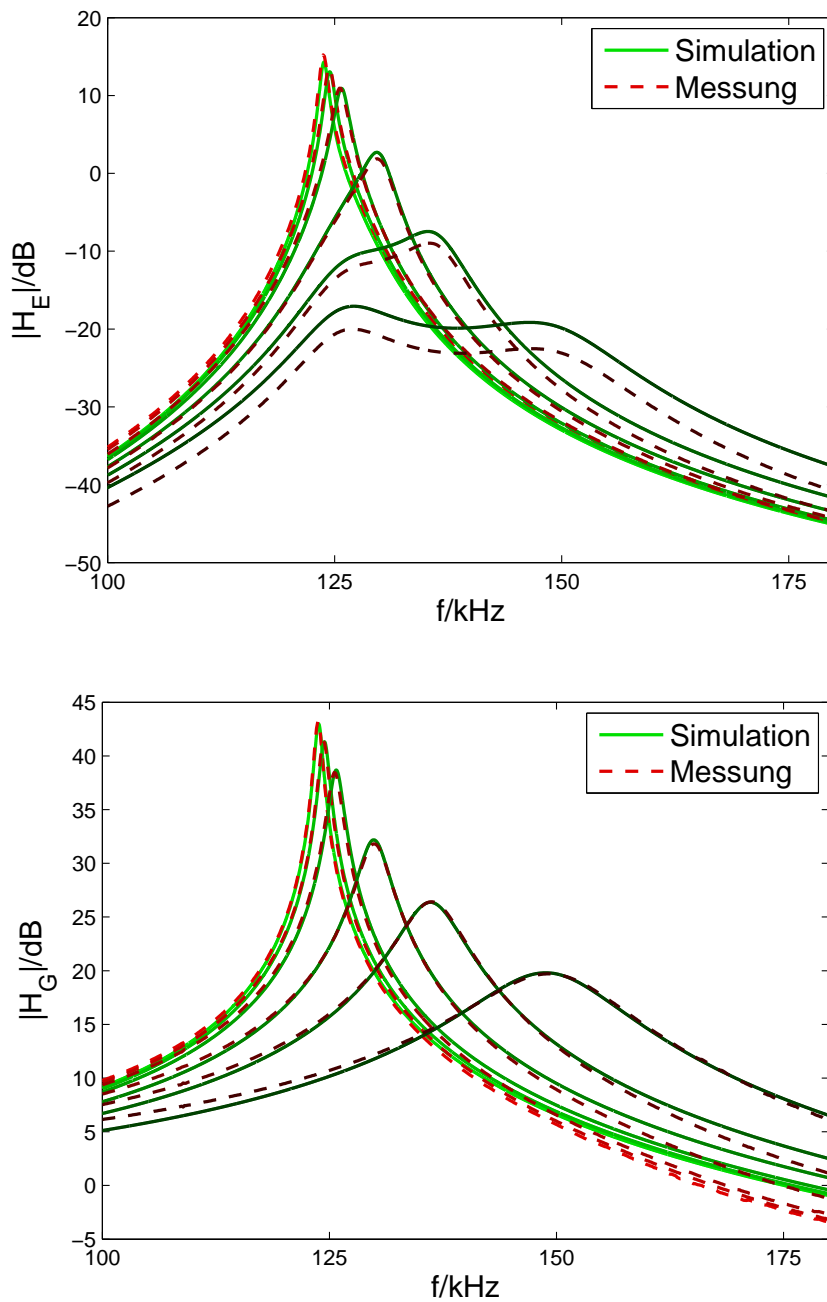


Abbildung 5.6: Die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ simuliert und gemessen mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} bei einem variierenden Abstand r_{LM} zwischen der Lesegerätespule und der Stahlplatte für $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$. Je dunkler die Übertragungsfunktion geplottet wurde, desto näher befindet sich das Metall an der Lesegerätespule - nach [43], modifiziert

Der Abstand zwischen der Lesegerätespule S_{L_L} und der Transponderspule S_{T_F} betrug $r_{LT} = 5 \text{ cm}$ [43]. Das Metall befand sich zunächst nicht im Feld und wurde anschließend bei paralleler Ausrichtung der Metallplatte zur Lesegerätespule in verschiedenen Abständen positioniert ($r_{LM} = 6 \text{ cm}, 4 \text{ cm}, 2 \text{ cm}, 1 \text{ cm}$ und 0 cm) [43]. Bei Verringerung des Abstands r_{LM} zur Lesegerätespule verringert sich auch automatisch der Abstand zur Transponderspule. Die Abweichungen in den gemessenen Energieübertragungsfunktionen bei $r_{LM} = 1 \text{ cm}$ und $r_{LM} = 0 \text{ cm}$ können auf diesen Umstand und eine verringerte Kopplung zum Transponder zurückgeführt werden [54]. Auf die Frequenzen, an denen die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ maximal wird, hat dies jedoch nahezu keinen Einfluss.

Die Maxima der Übertragungsfunktionen sind in Tabelle 5.1 aufgeführt. Die Frequenz f_{Max} bezeichnet dabei diejenige Frequenz, in welcher der Betrag der entsprechenden Übertragungsfunktion maximal wird. Die Auswertung beginnt mit dem Aufbau ohne Metallplatte und endet bei einem Abstand von $r_{LM} = 0 \text{ cm}$.

r_{LM}/cm	-	6	4	2	1	0
	$f_{\text{Max}}/\text{kHz}$					
Simulation ($R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$)						
$H_S(f)$	123,81	124,45	125,75	129,87	136,11	148,81
$H_D(f)$	123,82	124,46	125,76	129,91	136,27	149,59
$H_E(f)$	123,83	124,47	125,76	129,65	135,28	127,13
$H_G(f)$	123,81	124,45	125,75	129,88	136,12	148,82
Messung ($R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$)						
$H_E(f)$	123,73	124,48	125,53	129,72	135,42	127,02
$H_G(f)$	123,73	124,33	125,53	129,87	136,31	149,20

Tabelle 5.1: Maxima in den Übertragungsfunktionen mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} bei Variation des Abstand r_{LM} zu einer Stahlplatte für $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$ - Werte von $H_E(f)$ und $H_G(f)$ bei 0 cm aus [43]

Sobald die Güte der Lesegerätespule durch den Einfluss des Metalls signifikant sinkt, laufen das Maximum der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ und das Maximum der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ auseinander [54].

5.1. Übertragung von Energie und Daten

Die Messung wurde mit einem Ersatzwiderstand für den Chip von $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$ wiederholt. Die Abbildungen 5.7 und 5.8 zeigen die Messungen und Simulationen der Übertragungsfunktionen beispielhaft ohne Metall und bei den Abständen $r_{LM} = 6 \text{ cm}$, 1 cm und 0 cm .

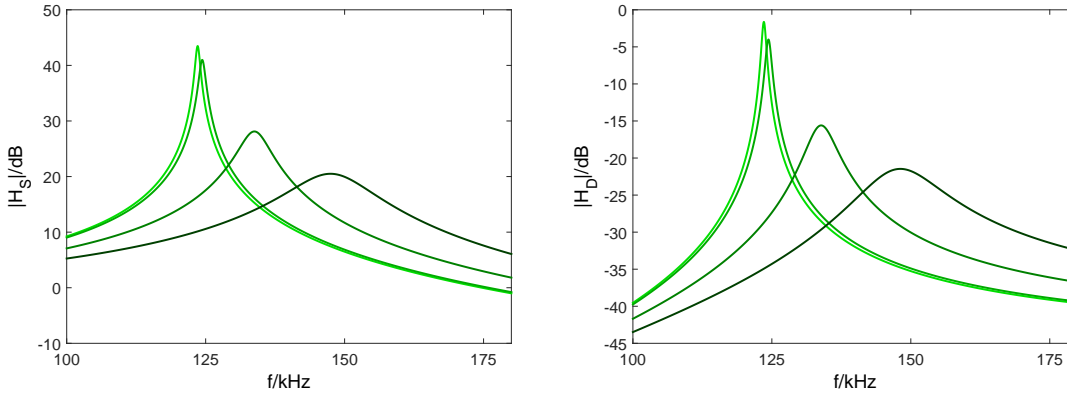


Abbildung 5.7: Die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$ und die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ simuliert mit den Spulen S_{LL} und S_{TF} bei einem variierenden Abstand r_{LM} zwischen der Lesegerätspule und der Stahlplatte für $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$. Je dunkler die Übertragungsfunktion geplottet wurde, desto näher befindet sich das Metall an der Lesegerätspule

Die Maxima der in den Abbildungen 5.7 und 5.8 gezeigten Übertragungsfunktionen sind in Tabelle 5.2 aufgeführt. Mit der Frequenz im Maximum des Betrags der Energieübertragungsfunktion f_{MaxE} und der Frequenz im Maximum des Betrags der Gesamtübertragungsfunktion f_{MaxG} kann ein

$$\Delta f_{\text{Max}} = f_{\text{MaxE}} - f_{\text{MaxG}} \quad (5.1)$$

ermittelt werden [43]. Der Gewinn in der Spannungsversorgung durch eine Regelung der Trägerfrequenz f_C in das Maximum der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ anstatt in das Maximum der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ wird in der logarithmischen Darstellung über

$$\Delta H_E \text{ (dB)} = |H_E(f_{\text{MaxE}})| \text{ (dB)} - |H_E(f_{\text{MaxG}})| \text{ (dB)} \quad (5.2)$$

ermittelt [43].

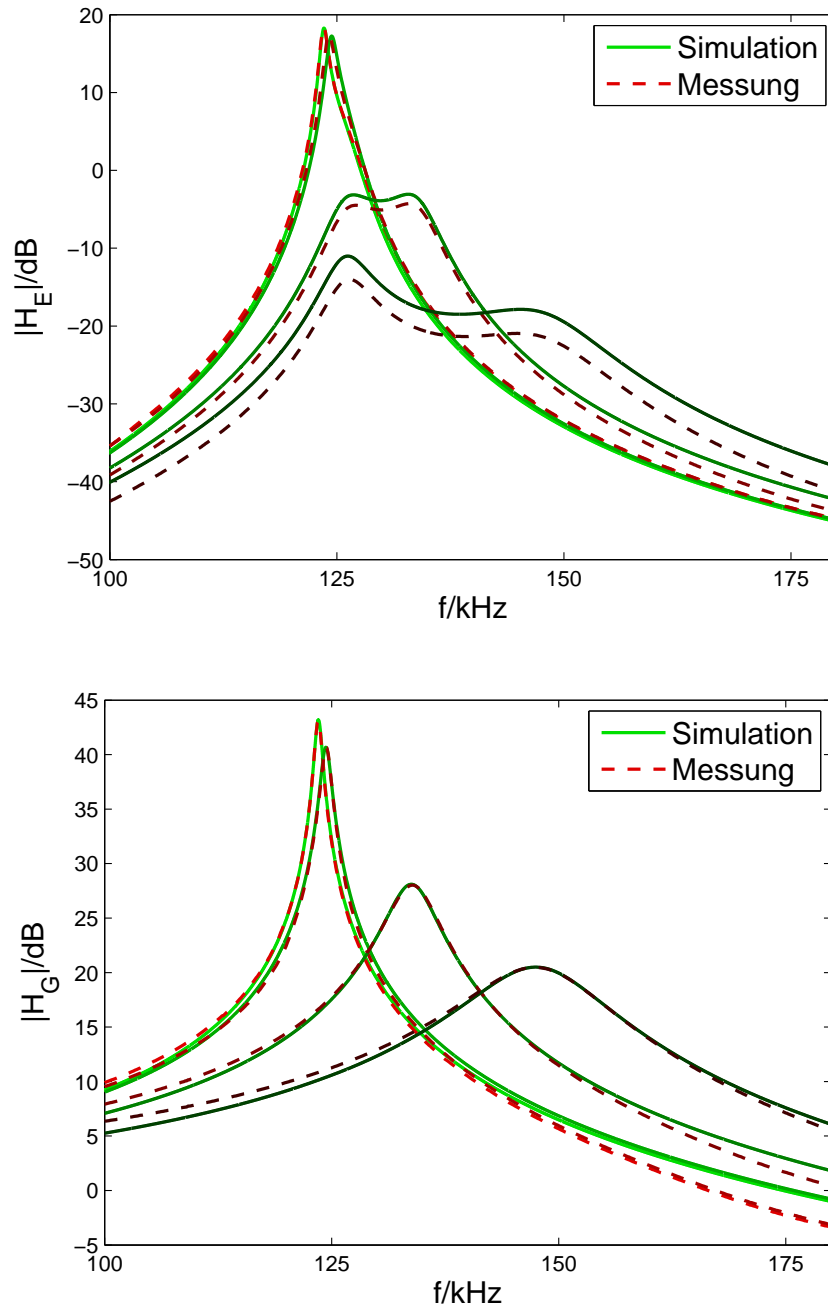


Abbildung 5.8: Die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ simuliert und gemessen mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} bei einem variierenden Abstand r_{LM} zwischen der Lesegerätespule und der Stahlplatte für $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$. Je dunkler die Übertragungsfunktion geplottet wurde, desto näher befindet sich das Metall an der Lesegerätespule - nach [54], modifiziert

r_{LM}/cm	-	6	1	0
	$f_{\text{Max}}/\text{kHz}$			
Simulation ($R_{\text{C}} \approx 200 \text{ k}\Omega$)				
$H_{\text{S}}(f)$	123,56	124,39	133,77	147,46
$H_{\text{D}}(f)$	123,56	124,39	133,87	148,12
$H_{\text{E}}(f)$	123,58	124,43	132,88	126,21
$H_{\text{G}}(f)$	123,54	124,37	133,78	147,47
Messung ($R_{\text{C}} \approx 200 \text{ k}\Omega$)				
$H_{\text{E}}(f)$	123,58	124,18	133,02	126,42
$H_{\text{G}}(f)$	123,58	124,33	133,91	147,40

Tabelle 5.2: Maxima in den Übertragungsfunktionen mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} bei Variation des Abstand r_{LM} zu einer Stahlplatte für $R_{\text{C}} \approx 200 \text{ k}\Omega$ - Werte von $H_{\text{E}}(f)$ und $H_{\text{G}}(f)$ bei 0 cm aus [43]

Tabelle 5.3 und Tabelle 5.4 zeigen die Differenzen Δf_{Max} und die Werte des Gewinns in der Energieversorgung ΔH_{E} (dB), die sich bei der erfolgreichen Anwendung des Verfahrens der Trägerfrequenzadaptation gegenüber einem adaptiven System nach dem Stand der Technik (vgl. Abschnitt 2.1.1) ergeben.

r_{LM}/cm	Simulation ($R_{\text{C}} \approx 20 \text{ k}\Omega$)		Messung ($R_{\text{C}} \approx 20 \text{ k}\Omega$)	
	$\Delta f_{\text{Max}}/\text{kHz}$	$\Delta H_{\text{E}}/\text{dB}$	$\Delta f_{\text{Max}}/\text{kHz}$	$\Delta H_{\text{E}}/\text{dB}$
-	0,02	0,01	0,00	0,00
6	0,02	0,00	0,15	0,10
4	0,01	0,00	0,00	0,00
2	-0,23	0,09	-0,15	0,06
1	-0,84	0,24	-0,90	0,27
0	-21,69	2,38	-22,18	2,83

Tabelle 5.3: Differenz Δf_{Max} und Gewinn in der Energieversorgung ΔH_{E} (dB) mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} mit $R_{\text{C}} \approx 20 \text{ k}\Omega$ bei sechs verschiedenen Konstellationen, in denen der Abstand r_{LM} zu einer Stahlplatte variiert - Werte bei 0 cm aus [43]

	Simulation ($R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$)		Messung ($R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$)	
r_{LM}/cm	$\Delta f_{\text{Max}}/\text{kHz}$	$\Delta H_{\text{E}}/\text{dB}$	$\Delta f_{\text{Max}}/\text{kHz}$	$\Delta H_{\text{E}}/\text{dB}$
-	0,04	0,04	0,00	0,00
6	0,06	0,05	-0,15	0,44
1	-0,90	0,38	-0,90	0,41
0	-21,26	7,17	-20,98	7,30

Tabelle 5.4: Differenz Δf_{Max} und Gewinn in der Energieversorgung ΔH_{E} (dB) mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} und $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$ bei vier verschiedenen Konstellationen, in denen der Abstand r_{LM} zu einer Stahlplatte variiert - Werte bei 0 cm aus [43] und [54]

Bei keinem oder nur leichtem Einfluss des Metalls regelt sich das hier vorgestellte Verfahren zur Trägerfrequenzadaption in die gleichen Frequenzen wie ein adaptives Verfahren nach dem Stand der Technik. Somit ergeben sich auch keine Unterschiede in den Maxima. Wird der Einfluss des Metalls stärker, so sinkt die Güte der Spule S_{L_L} und das Verfahren regelt sich in das Maximum der Energieübertragungsfunktion $H_{\text{E}}(f)$ anstatt in das Maximum der Gesamtübertragungsfunktion $H_{\text{G}}(f)$, welches nun nicht mehr mit dem Maximum von $H_{\text{E}}(f)$ übereinstimmt. Dies führt zu der entsprechenden Optimierung gegenüber einem Verfahren nach dem Stand der Technik. Zu beachten ist, dass dieser Effekt bei Lesegerätesspulen geringerer Güte früher und stärker zum Tragen kommt. Indessen verstärkt eine hohe Güte der Transponderspule und ein hoher Realteil der Chipimpedanz den Effekt. Tabelle 5.5 zeigt die Ergebnisse für die Spulen S_{L_L} und S_{T_F} mit $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$, wenn die Güte der S_{L_L} in der Simulation auf $Q = 44$ (vgl. Unterkapitel 2.1) reduziert wird.

Abbildungen 5.9 zeigt die Ergebnisse einer Simulation, welche für die Parametervektoren p_{D} , mit denen ebenfalls das Gesamtübertragungsfunktionsarray H_{G_S} simuliert wird, die optimale Trägerfrequenz anhand der Energieübertragungsfunktion $H_{\text{E}}(f)$ ermittelt (vgl. Abschnitt 3.1.3). Die optimalen Trägerfrequenzen werden in einem dreidimensionalen Array A_{f_C} für die jeweiligen Kombinationen der Parameter L'_{R} , R'_{R} und M hinterlegt.

	Simulation ($R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$)	
r_{LM}/cm	$\Delta f_{\text{Max}}/\text{kHz}$	$\Delta H_E/\text{dB}$
-	0,53	0,47
6	0,51	0,43
4	0,19	0,07
2	-2,13	1,42
1	-9,26	4,22
0	-22,15	9,24

Tabelle 5.5: Differenz Δf_{Max} und Gewinn in der Energieversorgung ΔH_E (dB) mit der gedämpften Spule S_{L_L} ($Q = 44$) und der Spule S_{T_F} und $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$ bei sechs verschiedenen Konstellationen, in denen der Abstand r_{LM} zu einer Stahlplatte variiert

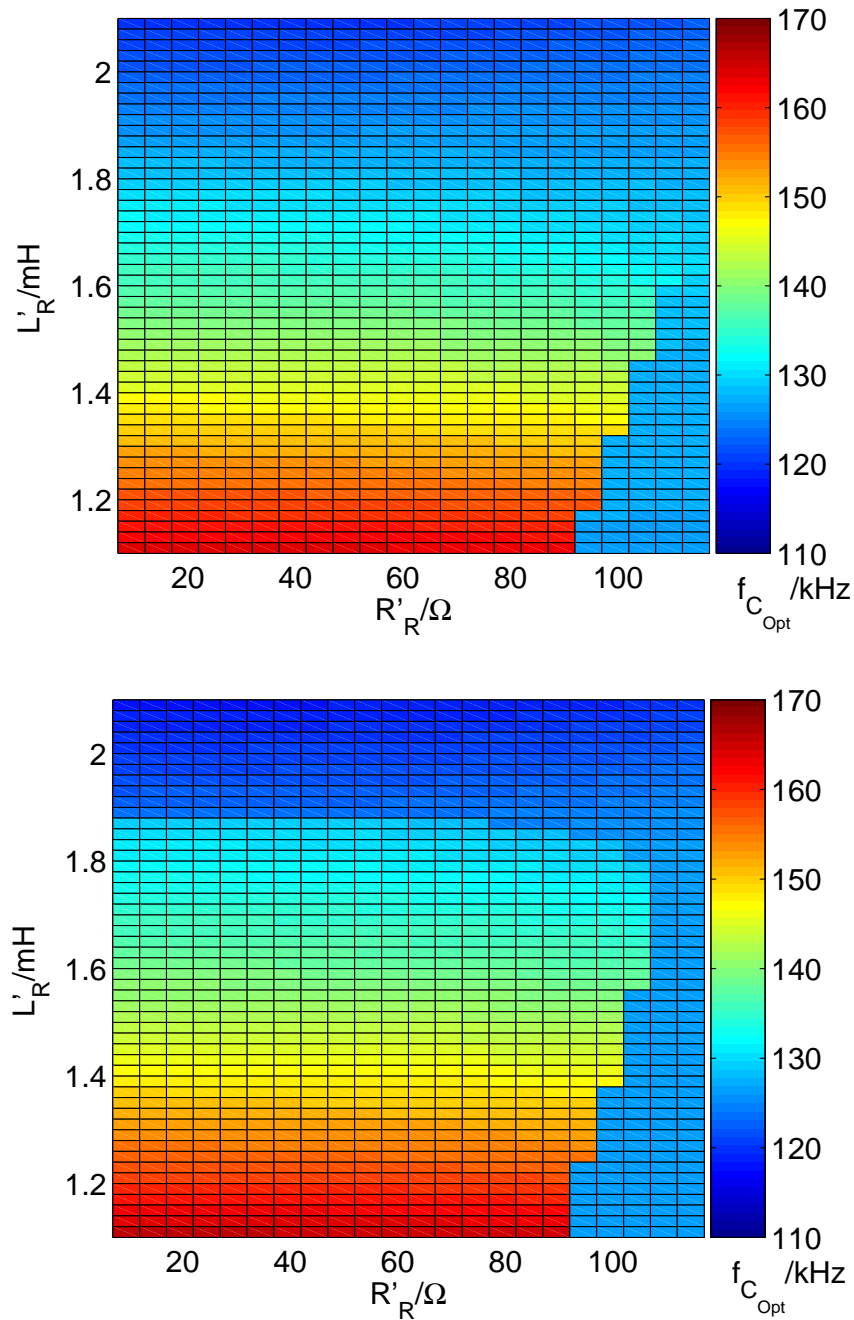


Abbildung 5.9: Optimale Trägerfrequenzen $f_{C_{\text{Opt}}}$ für ein Transpondersystem mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} , abhängig von der Variation der Ersatzinduktivität L'_R und dem Ersatzwiderstand R'_R bei einer Gegeninduktivität von $M = 5 \times 10^{-6} \text{ H}$ (oben) und von $M = 1 \times 10^{-4} \text{ H}$ (unten) für $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$

5.1.2 Auswertungen zur Demodulation und Detektion

Bei Versuchen mit Antennen hoher Güte können die Daten am Rande der Energiereichweite mit Standard-Matched-Filtern (vgl. Abschnitt 2.1.4) nicht mehr korrekt detektiert werden. Dies bedeutet, dass die Energiereichweite in diesem Fall größer ist als die Lesereichweite. Es besteht Verbesserungsbedarf in der Detektion der empfangenen Daten.

Unter der Kenntnis der Signalform am Transponder während der Modulation bei der Energiereichweite und der Kenntnis der Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ kann eine realistische Signalform am Empfänger, das sogenannte ideale Signal u_{Ideal} , modelliert werden. Aus den idealen Signalen für Sendesymbole können ideale Matched-Filter-Koeffizienten für die Energiereichweite gewonnen werden. In Abbildung 5.10 befinden sich die idealen Symbolformen am Empfänger für die entsprechenden HIGH-LOW-Übergänge am Transponder mit dem jeweiligen Vorgängerwert in Klammern.

Bei Erhöhung der Kopplung sinkt der Modulationsgrad am Transponder m_T und es treten zusätzliche, nichtlineare Effekte ein. Abbildung 5.11 zeigt die Matched-Filter-Koeffizienten, die für geringe Abstände zwischen der Lesegeräte- und der Transponderspule ermittelt worden sind.

In den Tabellen 5.1 und 5.2 ist beispielhaft zu sehen, dass die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ unsymmetrisch zu der optimalen Trägerfrequenz $f_{C_{\text{Opt}}}$ liegen kann (vgl. Gleichung 3.27). Dies ist an den unterschiedlichen Frequenzen f_{Max} der Maxima der Datenübertragungsfunktion und der Energieübertragungsfunktion ablesbar. Im Kapitel 4 wurden des Weiteren die äquivalenten TP-Übertragungsfunktionen $H_{D_{\text{TP}}}(f)$ bei Verstimmung und Dämpfung der Lesegerätespule S_{L_L} durch die Stahlplatte exemplarisch gezeigt. Eine Hüllkurvendemodulation würde in diesem Fall, wie im Kapitel 3 erläutert, zu nichtlinearen Verzerrungen führen. Kohärente Amplitudendemodulation führt hier nur zu linearen Verzerrungen des demodulierten Empfangssignals [65].

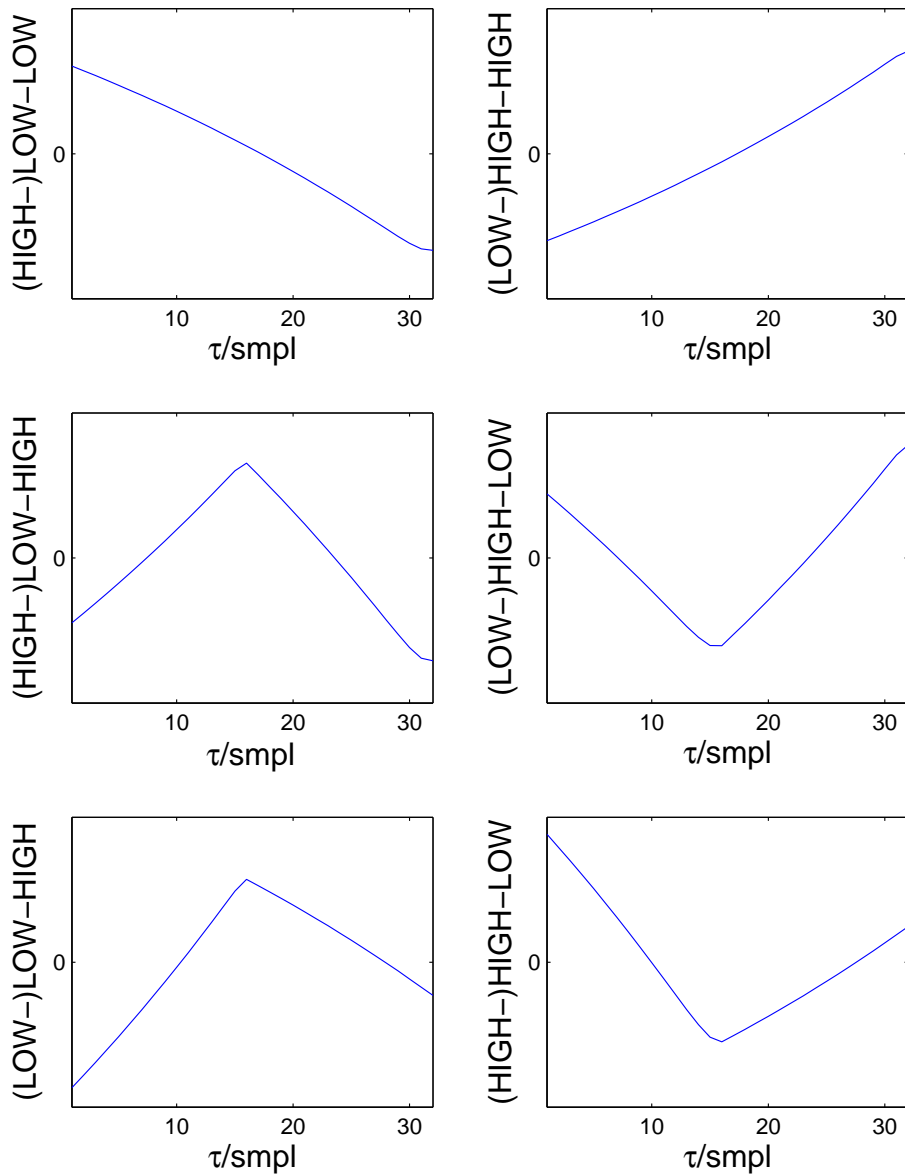


Abbildung 5.10: Ideale Matched-Filter-Impulsantworten für Symbole verschiedener Codierungen, abhängig von einem Vorgängerwert (in Klammern), modelliert für große Abstände zwischen der Lesegeräte- und der Transponderspule nach [2]

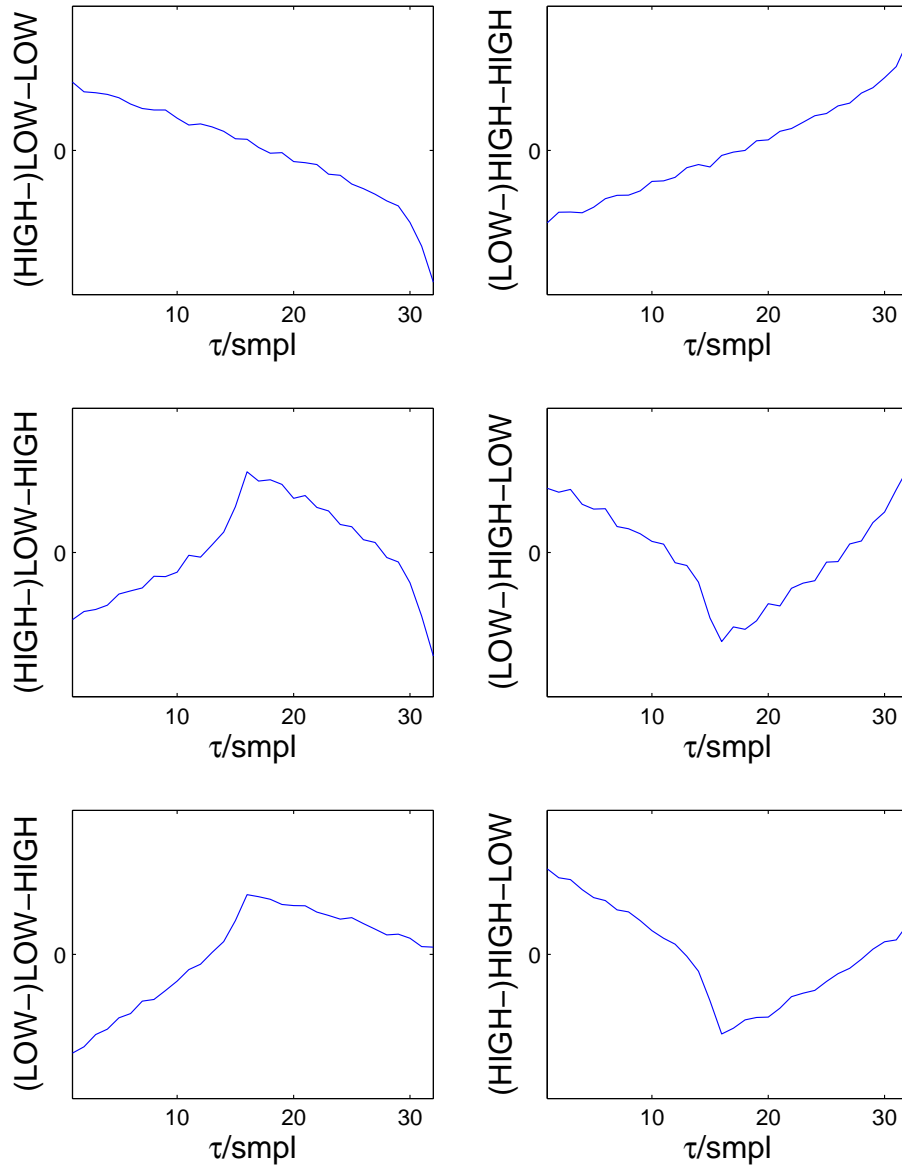


Abbildung 5.11: Matched-Filter-Impulsantworten für Symbole verschiedener Codierungen, abhängig von einem Vorgängerwert (in Klammern), ermittelt aus 100 Messungen für geringe Abstände zwischen der Lesegeräte- und der Transponderspule

5.1.3 Zuverlässigkeitsinformationen in der Detektion

Wie im Kapitel 4 erläutert, wurden $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ für die Gewinnung von Beobachtungen für den Soft-Viterbidecoder ausgewählt. Abbildung 5.12 zeigt die mittels der Kerndichteschätzung gewonnenen A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen mit den dazu gehörigen Verteilungsfunktionen für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$.

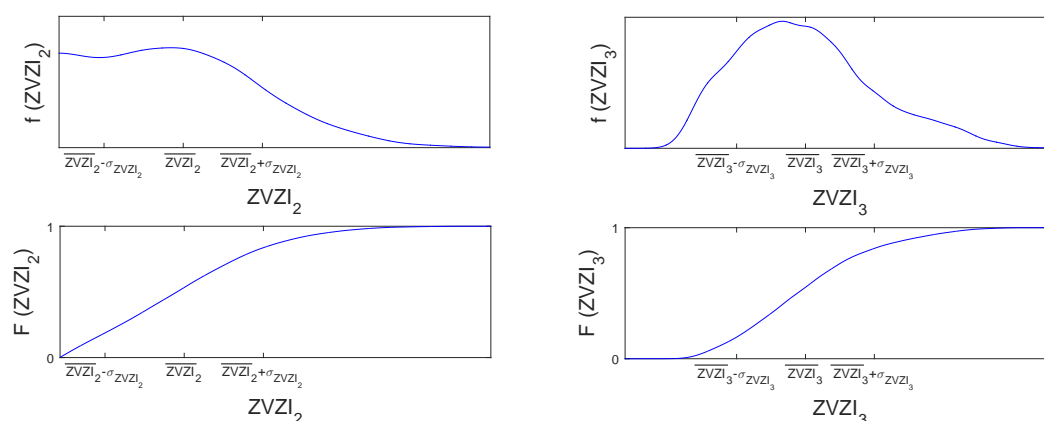


Abbildung 5.12: A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen und Verteilungsfunktionen für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$, die wie in Abschnitt 4.1.3 beschrieben, mittels Kerndichteschätzung gewonnen wurden ($\overline{ZVZI_2}$ und $\overline{ZVZI_3}$ - Mittelwerte von $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$, σ_{ZVZI_2} und σ_{ZVZI_3} - Standardabweichungen von $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$)

Abbildung 5.13 zeigt die mittels der Kerndichteschätzung gewonnenen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen unter der Bedingung \bar{F} , die sogenannten Likelihood-Funktionen, mit den dazu gehörigen Verteilungsfunktionen für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$.

Aus den A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen in Abbildung 5.12 kann unter der Annahme statistischer Unabhängigkeit die gemeinsame A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ in Abbildung 5.14 berechnet werden. Aus den Likelihood-Funktionen in Abbildung 5.13 ergibt sich entsprechend die gemeinsame Likelihood-Funktion für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ unter der Bedingung \bar{F} in Abbildung 5.15.

5.1. Übertragung von Energie und Daten

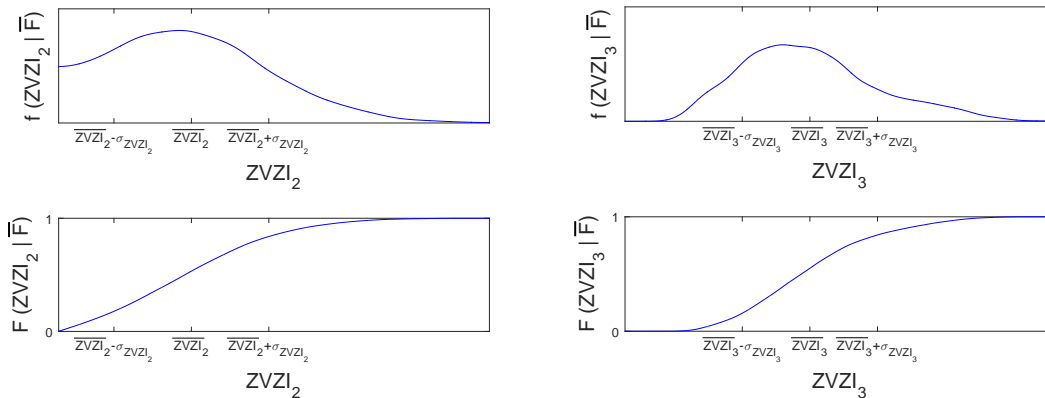


Abbildung 5.13: Likelihood-Funktionen und Verteilungsfunktionen für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ unter der Bedingung \bar{F} (kein Fehler), die wie in Abschnitt 4.1.3 beschrieben, mittels Kerndichteschätzung gewonnen wurden (\overline{ZVZI}_2 und \overline{ZVZI}_3 - Mittelwerte von $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$, σ_{ZVZI_2} und σ_{ZVZI_3} - Standardabweichungen von $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$)

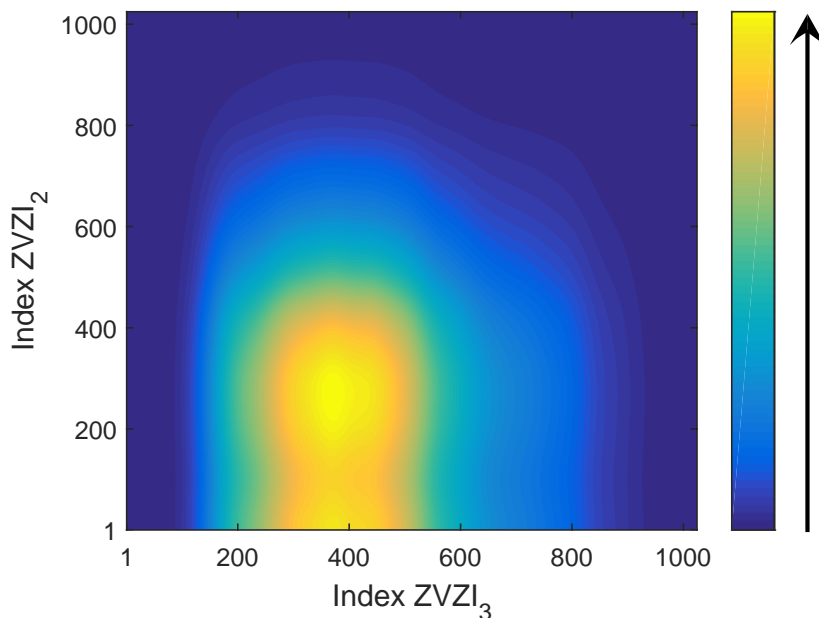


Abbildung 5.14: Gemeinsame A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $f(ZVZI_2, ZVZI_3)$ für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$

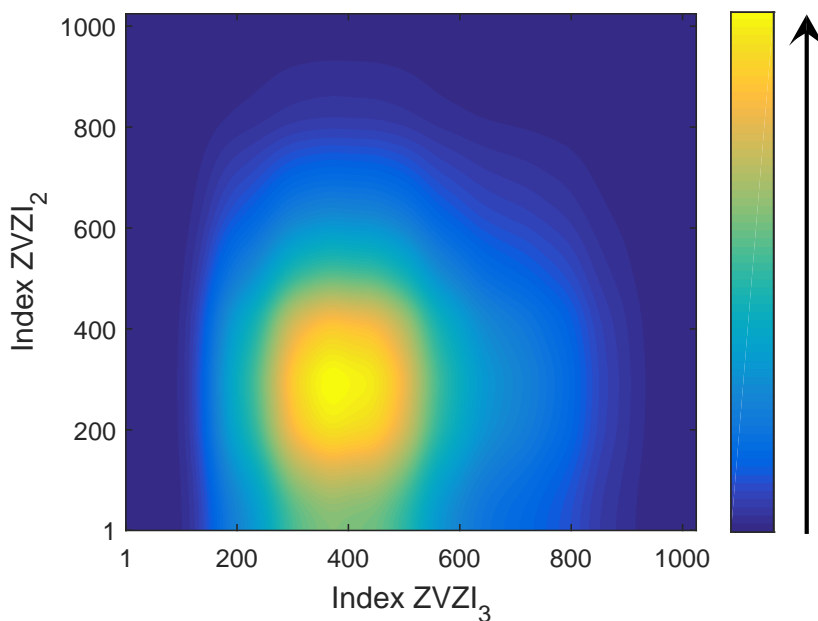


Abbildung 5.15: Gemeinsame Likelihood-Funktion $f(ZVZI_2, ZVZI_3 | \bar{F})$ für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ unter der Bedingung \bar{F}

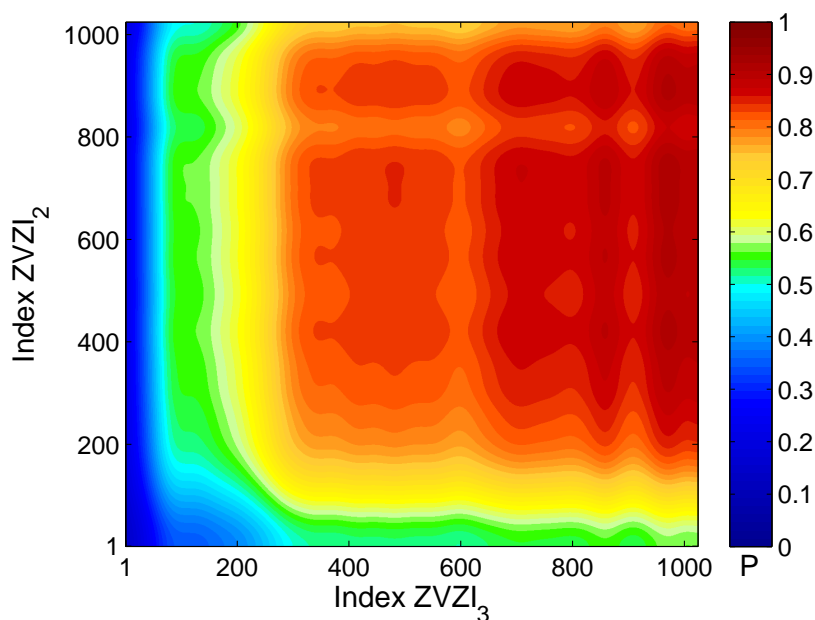


Abbildung 5.16: A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit $P(\bar{F} | ZVZI_2, ZVZI_3)$ für \bar{F} gegeben $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$

Mit der A-Priori-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion und der Likelihood-Funktion für $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ in Abbildung 5.14 und 5.15 kann unter Kenntnis der BER nach dem Bayes-Theorem schließlich die A-Posteriori-Wahrscheinlichkeit für \bar{F} gegeben $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ $P(\bar{F}|ZVZI_2, ZVZI_3)$ berechnet werden. Abbildung 5.16 zeigt die Matrix, in der die von $ZVZI_2$ und $ZVZI_3$ abhängigen Wahrscheinlichkeiten zur Gewichtung der recodierten Daten für den Soft-Viterbidecoder hinterlegt sind.

5.2 Demonstrator

5.2.1 LF-Front-End

5.2.1.1 Hardwarelösung für das LF-Front-End

Abbildung 5.17 zeigt die Realisierung des in [3] vorgestellten digital gesteuerten analogen Front-Ends.

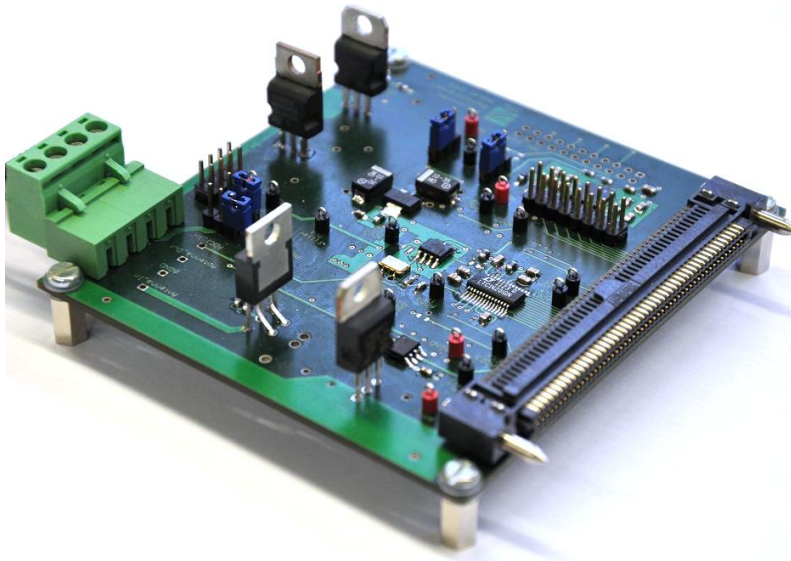


Abbildung 5.17: Platine des digital gesteuerten analogen Lesegeräte-Front-Ends [3]

Über die Multipin-Steckerleiste kann die digitale Rapid-Prototyping-Platine angeschlossen werden. Gemeinsam bilden sie den Demonstrator eines adaptiven Kernmoduls, der in dieser Entwicklungsstufe noch von einem PC aus gesteuert wird. Das analoge FE erlaubt den Anschluss von verschiedenen Antennen mit bis zu sehr hohen

Güten, da die Abstimmung der Spule und der Empfängerabgriff außerhalb des FE in einem kapazitiven Netzwerk an der Antennenspule platziert sind. Beim Entwurf des FEs wurden zu Forschungs- und Entwicklungszwecken mehrere optionale Verfahren eingebunden. Bei einer Implementierung eines festen Konzepts kann der Hardwareaufwand daher noch weitergehend reduziert werden. Die Trägerfrequenz kann in Kombination mit dem energieeffizienten Klasse-D-Verstärker direkt vom FPGA aus mit Hilfe eines einfachen Rechtecksignals eingestellt werden. Die Demodulation des Transpondersignals erfolgt vor der Abtastung und Quantisierung durch einen ADC mit einem einfach implementierbaren kohärenten Demodulationsverfahren mittels eines Sample&Hold-Verstärkers. Dieses Verfahren ist effizient und erzeugt wie zuvor erläutert keine nichtlinearen Verzerrungen durch eine zur Trägerfrequenz unsymmetrisch linearverzerrende Datenübertragungsfunktion.

5.2.1.2 Digitale Steuerung des analogen LF-Front-Ends

Im Folgenden wird die Realisierung der Parameterschätzung gezeigt. Dafür wird der Versuchsaufbau für die Messungen mit dem Netzwerkanalysator mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} bei Variation der Abstände r_{LM} zwischen der Stahlplatte und der Lesegeräteantenne herangezogen (vgl. Abschnitt 5.1.1.2). Die Lesegerätespule wird an das digital gesteuerte analoge FE angeschlossen. Eine in Matlab[®] programmierte Routine steuert die Variation der Trägerfrequenz und Aufnahme von Daten mit dem ADC 2 im FPGA. Auf diesem Wege werden die Übertragungsfaktoren bei den Frequenzen, die die Stützstellen für die Ermittlung der Systemparameter bilden, ermittelt. Die komplexen Übertragungsfaktoren ergeben die Gesamtübertragungsfunktion H_{G_M} , aus welcher mit der Methode der kleinsten Quadrate, wie in Kapitel 3 beschrieben, der Parametervektor $p_{D_{Opt}}$ geschätzt werden kann. Abbildung 5.18 zeigt die durch die Messung ermittelten Gesamtübertragungsfunktionen H_{G_M} und die dazu geschätzten Gesamtübertragungsfunktionen aus dem Array H_{G_S} . Mit den jeweiligen geschätzten Parametern können die optimalen Trägerfrequenzen, die in dem Array A_{f_C} hinterlegt sind, abgelesen werden (vgl. Abbildung 5.19).

Die Stahlplatte befand sich bei der ersten Messung nicht im Feld, anschließend wurde der Abstand bei paralleler Ausrichtung der Metallplatte zur Lesegerätespule variiert mit $r_{LM} = 6 \text{ cm}, 4 \text{ cm}, 2 \text{ cm}, 1 \text{ cm}$ und 0 cm . Bei der Messung bei $r_{LM} = 0 \text{ cm}$ kommt

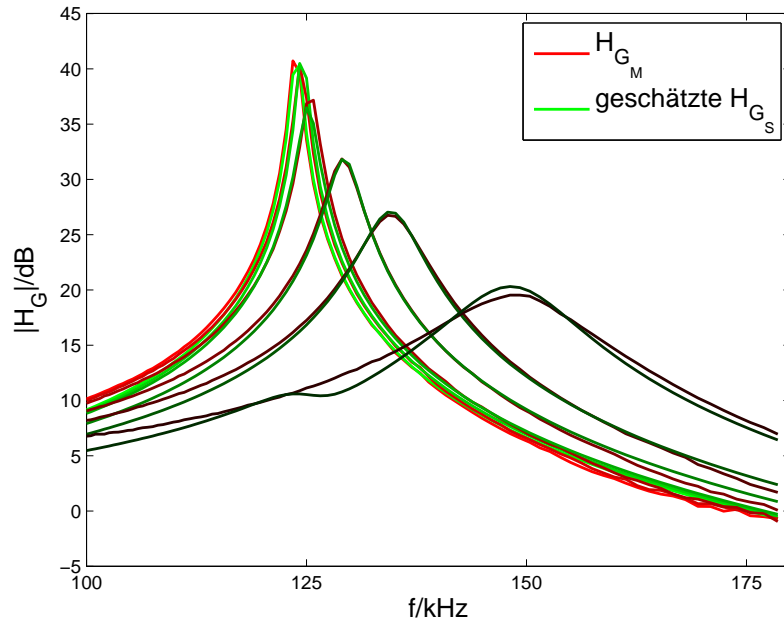


Abbildung 5.18: Mit dem Demonstrator gemessene Gesamtübertragungsfunktionen H_{G_M} und die jeweiligen geschätzten Gesamtübertragungsfunktionen aus dem Array H_{G_S} für ein Transpondersystem mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} bei verschiedenen Abständen r_{L_M} zu der Stahlplatte mit $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$. Je dunkler die Übertragungsfunktion geplottet wurde, desto näher befindet sich das Metall an der Lesegerätesspule - nach [43], modifiziert

die Schätzung an die Grenze des simulierten Parameterbereichs, da der Widerstand sich bei diesem geringen Abstand je nach Anpressdruck stark ändern kann [43]. Die erkannte Kurve mit dem höchsten simulierten Widerstand zeigt daher leichte Abweichungen zur Messung. Auf die daraus resultierende optimale Trägerfrequenz hat dies jedoch nahezu keinen Einfluss [43].

Abbildung 5.20 zeigt die am Oszilloskop gemessenen Spannungen am analogen FE und den mittels einer Stromsonde erfassten Eingangsstrom i_R im Lesegerätesschwingkreis.

u_R entspricht der Ausgangsspannung der Klasse-D-Verstärkerstufe und somit der Eingangsspannung des Lesegerätesschwingkreises. u_{Rec} ist das am kapazitiven Spannungsteiler abgegriffene Empfangssignal, mit welchem auch der Zeitpunkt der Ab-

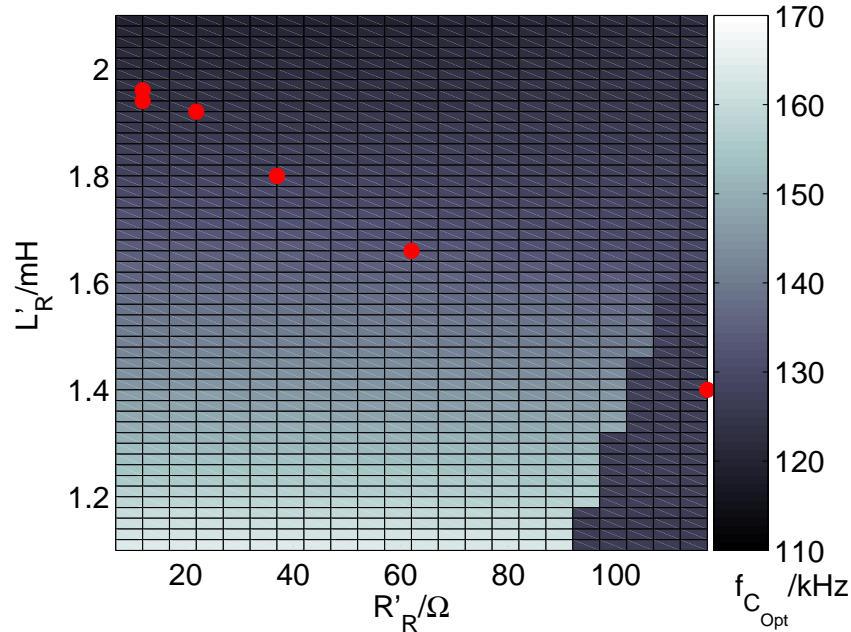


Abbildung 5.19: Resultierende optimale Trägerfrequenzen (rot markiert) für ein Transpondersystem mit den Spulen S_{L_L} und S_{T_F} bei verschiedenen Abständen r_{LM} zu der Stahlplatte mit $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$ bei der konstant gehaltenen Gegeninduktivität $M = 5 \times 10^{-6} \text{ H}$ - nach [43]

tastung des Sample&Hold-Verstärkers und des ADC 1 gesteuert wird. $u_{S\&H}$ ist das Steuersignal für den Sample&Hold-Verstärker, der das Empfangssignal u_{Rec} abtastet und das Datensignal in den Basisbandbereich verschiebt. Die Abtastung erfolgt wegen des in Kapitel 4 ausgeführten Problems der parasitären Parallelresonanz der Lesegerätesspule etwas vor dem Maximum. Die überlagerte Schwingung der parasitären Parallelresonanz zeigt sich nach den Klasse-D-Schaltflanken der Spannung u_R in dem Empfangssignal u_{Rec} . Der Lesegerätesschwingkreis (hier mit der Lesegerätesspule S_{L_L}) ist, begrenzt durch die diskret einstellbaren Trägerfrequenzen, im gezeigten Fall mit einer Trägerfrequenz von $f_C = 124,07 \text{ kHz}$ nahezu auf seine Eigenresonanz gestimmt. Im Fall der Eigenresonanz sind die Eingangsspannung u_R und der Eingangsstrom i_R in Phase und das Empfangssignal u_{Rec} zeigt eine Phasenverschiebung von $\varphi = 90^\circ$ zu u_R . Der hier nicht gezeigte Abtastzeitpunkt für den ADC 1 wird in einem störungsfreien Abschnitt während der zweiten Halbwelle des empfangenen

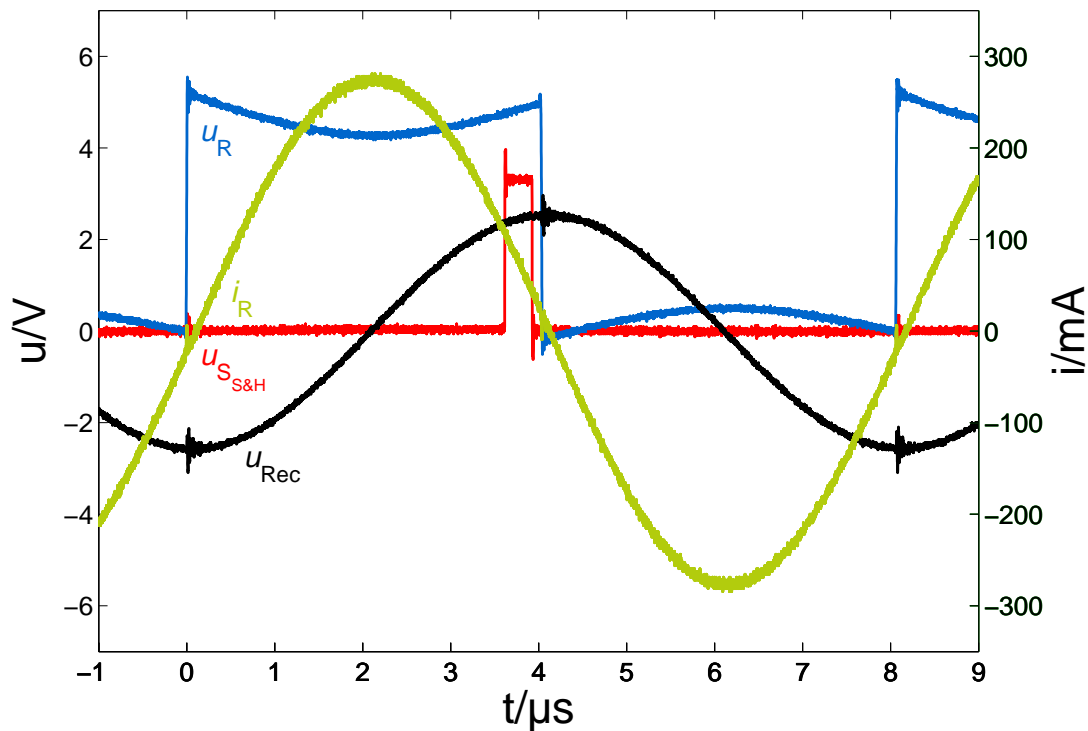


Abbildung 5.20: Spannungen und Strom gemessen am digital gesteuerten analogen Lesegeräte-Front-End nach [3], modifiziert

Signals u_{Rec} gewählt, wo sich der Sample&Hold-Verstärker durchgehend im Halte-modus befindet.

5.2.2 Demonstrator Transportkiste

Für das Anwendungsbeispiel für die Lesegerätesspule S_{L_T} mit der Transponderspule S_{T_F} in der Transportkiste sollen die Auswirkungen von verschiedenen Beladungen mit den vorgestellten Methoden gezeigt werden.

Die Messungen werden mit vier verschiedenen Konstellationen, beziehungsweise Beladungen, durchgeführt:

- 1.) S_{L_T} in der leeren Transportkiste
- 2.) S_{L_T} in der Transportkiste mit Kabeln

- 3.) S_{L_T} in der Transportkiste mit Kabeln und Stahlseilen
- 4.) S_{L_T} in der Transportkiste mit Kabeln, Stahlseilen und Schäkeln

wobei die Transponderspule S_{T_F} in allen Fällen in der gleichen Ecke der Transportkiste in z -Richtung befestigt ist. Die Kiste ist in den Konstellationen 2.) bis 4.) nur zum Teil beladen. Dennoch können die möglichen auftretenden Effekte gezeigt werden.

Die Abbildungen 5.21 und 5.22 zeigen die Auswirkungen der vier verschiedenen Beladungen auf die Übertragungsfunktionen.

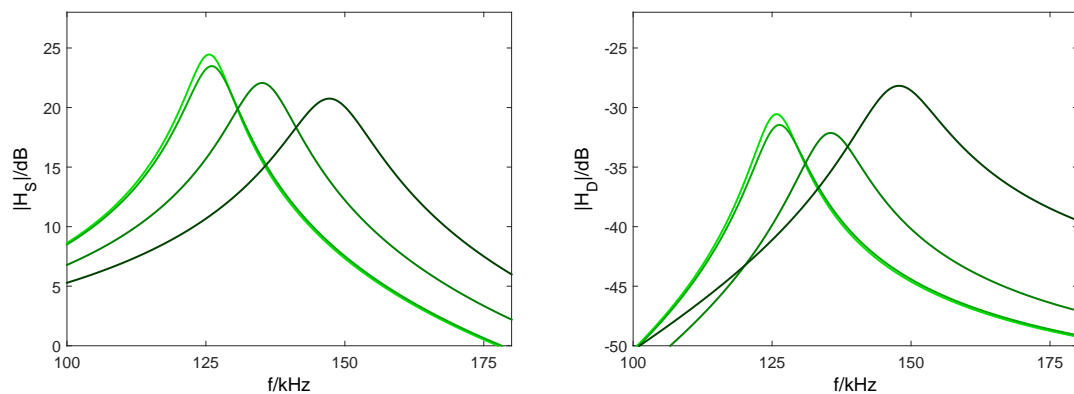


Abbildung 5.21: Die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$ und die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$ simuliert mit der Spule S_{L_T} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{T_F} bei verschiedenen Beladungen der Transportkiste für $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$. Die Übertragungsfunktionen wurden beginnend mit Konstellation 1.) und endend mit Konstellation 4.) zunehmend dunkler geplottet

Die Gegeninduktivität M musste in der Simulation für den Vergleich mit den Messungen in der 3.) Konstellation etwas verringert und in der 4.) Konstellation etwas erhöht werden. Dies ist auf die veränderte Charakteristik des nun von den Materialien beeinflussten Magnetfeldes zurückzuführen. Die Gegeninduktivität befindet sich jedoch in allen Fällen bei sehr kleinen Werten im unteren einstelligen μH -Bereich.

Die Tabelle 5.6 listet die Frequenzen der Maxima in den Übertragungsfunktionen auf, welche in den Simulationen und in den Messungen mit einem Widerstand am Transponder von $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$ ermittelt wurden.

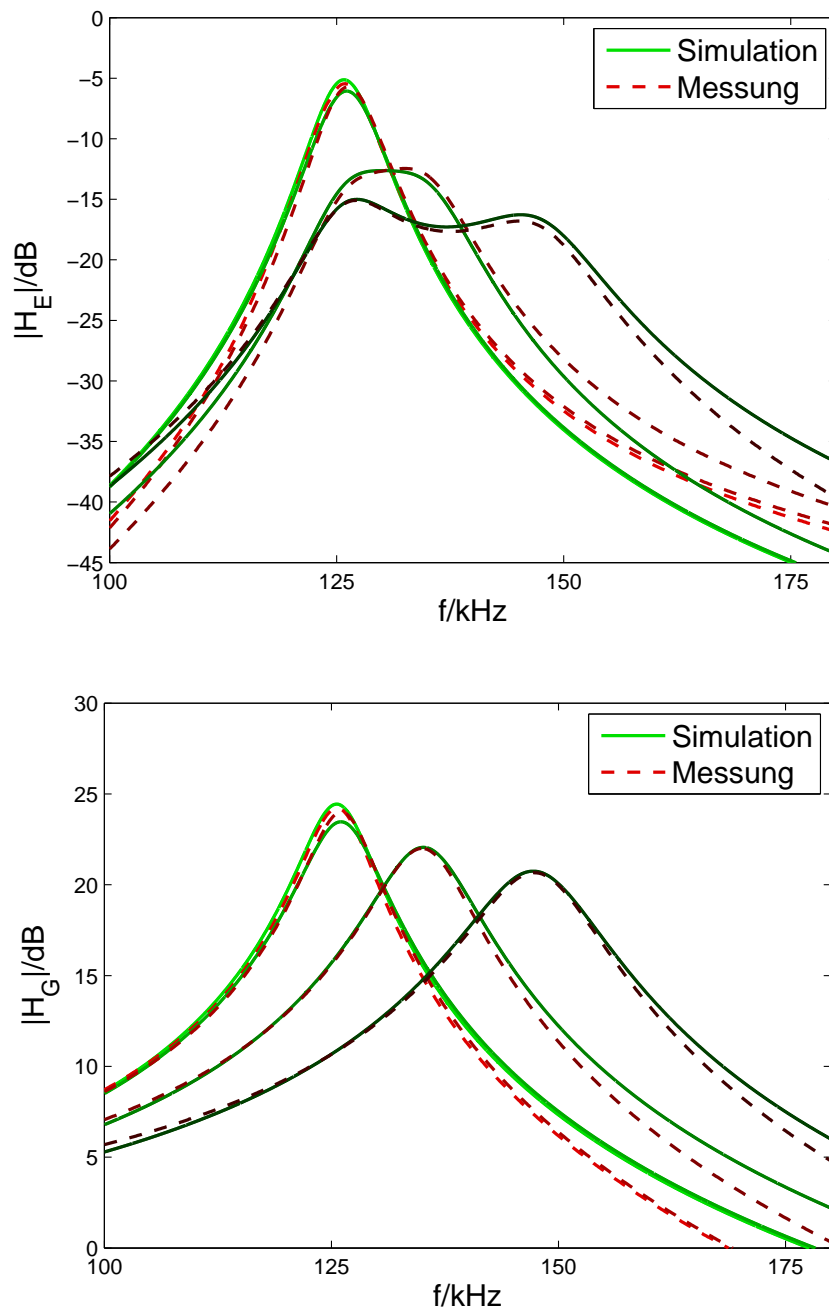


Abbildung 5.22: Die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ simuliert und gemessen mit der Spule S_{L_T} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{T_F} bei verschiedenen Beladungen der Transportkiste für $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$. Die Übertragungsfunktionen wurden beginnend mit Konstellation 1.) und endend mit Konstellation 4.) zunehmend dunkler geplottet

Konstellation	1.)	2.)	3.)	4.)
	$f_{\text{Max}}/\text{kHz}$			
Simulation $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$				
$H_S(f)$	125,59	126,05	135,12	147,22
$H_D(f)$	125,81	126,33	135,54	147,84
$H_E(f)$	125,81	126,11	130,00	127,24
$H_G(f)$	125,59	126,05	135,13	147,22
Messung $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$				
$H_E(f)$	125,98	126,27	132,57	127,17
$H_G(f)$	125,68	126,12	134,97	147,25

Tabelle 5.6: Maxima in den Übertragungsfunktionen mit der Spule S_{L_T} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{T_F} bei verschiedenen Beladungen der Transportkiste für $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$

Die Tabelle 5.7 zeigt die Differenz Δf_{Max} und den Gewinn in der Energieversorgung ΔH_E , die sich für die S_{L_T} in der Transportkiste bei der Anwendung des Verfahrens der Trägerfrequenzadaption ergeben.

	Simulation ($R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$)		Messung ($R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$)	
	Δf_{Max} /kHz	ΔH_E /dB	Δf_{Max} /kHz	ΔH_E /dB
1.)	0,22	0,02	0,30	0,03
2.)	0,06	0,00	0,15	0,01
3.)	-5,13	1,04	-2,40	0,55
4.)	-19,98	1,55	-20,08	2,06

Tabelle 5.7: Differenz Δf_{Max} und Gewinn in der Energieversorgung ΔH_E (dB) mit der Spule S_{L_T} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{T_F} bei vier Konstellationen mit verschiedenen Beladungen der Transportkiste für $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$

Um den Gewinn in der Energieversorgung für Transponder mit einer hohen Chipimpedanz abzuschätzen, wird die Simulation mit den aus den Messungen bekannten Parametern und einem Widerstand am Transponder von $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$ wiederholt.

Die Tabellen 5.8 und 5.9 zeigen das Maximum der jeweiligen Übertragungsfunktion, die Differenz Δf_{Max} und den Gewinn in der Energieversorgung ΔH_{E} .

Konstellation	1.)	2.)	3.)	4.)
	$f_{\text{Max}}/\text{kHz}$			
Simulation $R_{\text{C}} \approx 200 \text{ k}\Omega$				
$H_{\text{S}}(f)$	125,59	126,05	135,12	147,22
$H_{\text{D}}(f)$	125,81	126,33	135,54	147,84
$H_{\text{E}}(f)$	125,85	125,99	126,49	126,21
$H_{\text{G}}(f)$	125,58	126,05	135,13	147,22

Tabelle 5.8: Maxima in den Übertragungsfunktionen mit der Spule S_{LT} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{TF} bei verschiedenen Beladungen der Transportkiste für $R_{\text{C}} \approx 200 \text{ k}\Omega$

	Simulation ($R_{\text{C}} \approx 200 \text{ k}\Omega$)	
	Δf_{Max} /kHz	ΔH_{E} /dB
1.)	0,27	0,07
2.)	-0,06	0,00
3.)	-8,64	5,17
4.)	-21,01	6,94

Tabelle 5.9: Differenz Δf_{Max} und Gewinn in der Energieversorgung ΔH_{E} (dB) mit der Spule S_{LT} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{TF} bei vier Konstellationen mit verschiedenen Beladungen der Transportkiste für $R_{\text{C}} \approx 200 \text{ k}\Omega$

Bei geringen Kopplungen hat die Gegeninduktivität M nur einen minimalen Einfluss auf die Gesamtübertragungsfunktion H_{G} sowie auf die optimalen Trägerfrequenzen in $A_{f_{\text{C}}}$. Für die Spule S_{LT} und S_{TF} ist die Kopplung in allen Fällen so gering, dass sie für eine Regelung in die optimale Frequenz nicht unterschieden werden muss. Das Array mit den optimalen Trägerfrequenzen in Abbildung 5.23 wurde daher nur für eine Gegeninduktivität von $M = 2 \times 10^{-6} \text{ H}$ berechnet.

Abbildung 5.24 zeigt die gemessenen Gesamtübertragungsfunktionen H_{G_M} und die entsprechend dazu geschätzten Gesamtübertragungsfunktionen aus dem Array H_{G_S} . In Abbildung 5.25 sind die für die jeweiligen geschätzten Parameter hinterlegten optimalen Trägerfrequenzen mit Punkten in dem Array A_{f_C} markiert.

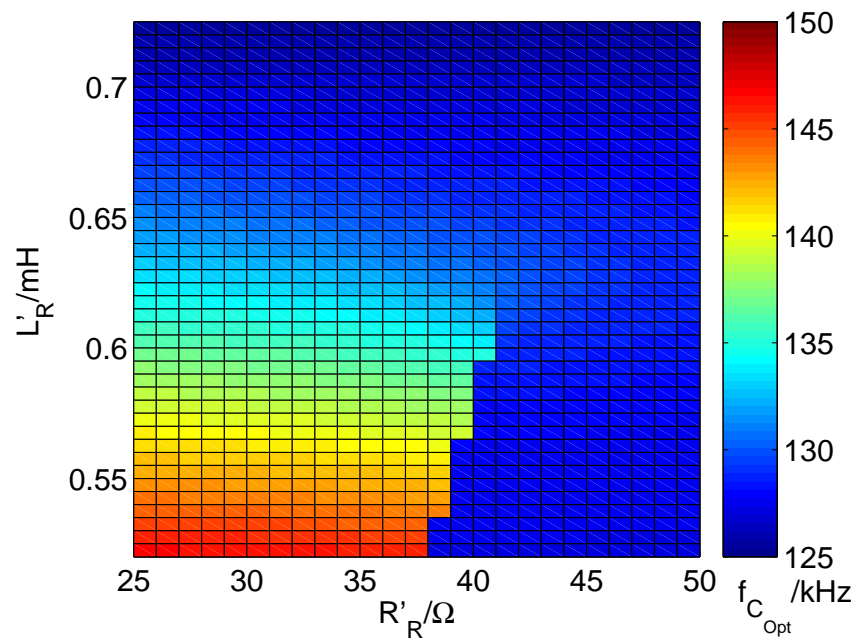


Abbildung 5.23: Optimale Trägerfrequenzen $f_{C_{\text{Opt}}}$ für ein Transpondersystem mit der Spule S_{L_T} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{T_F} abhängig von der Variation der Ersatzinduktivität L'_R und dem Ersatzwiderstand R'_R bei $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$ und einer Gegeninduktivität von $M = 2 \times 10^{-6} \text{ H}$

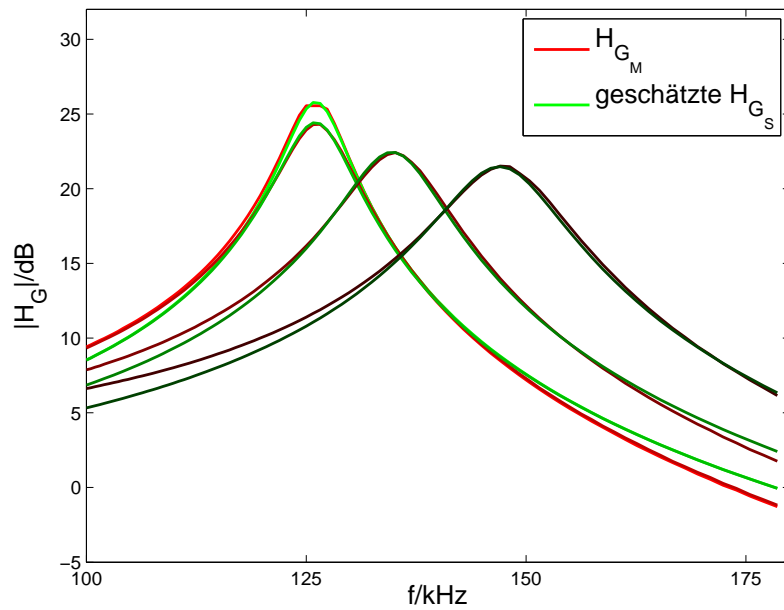


Abbildung 5.24: Mit dem Demonstrator gemessene Gesamtübertragungsfunktionen H_{G_M} und die jeweiligen geschätzten Gesamtübertragungsfunktionen aus dem Array H_{G_S} für ein Transpondersystem mit der Spule S_{L_T} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{T_F} bei verschiedenen Beladungen mit $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$. Die Übertragungsfunktionen wurden beginnend mit Konstellation 1.) und endend mit Konstellation 4.) zunehmend dunkler geplottet

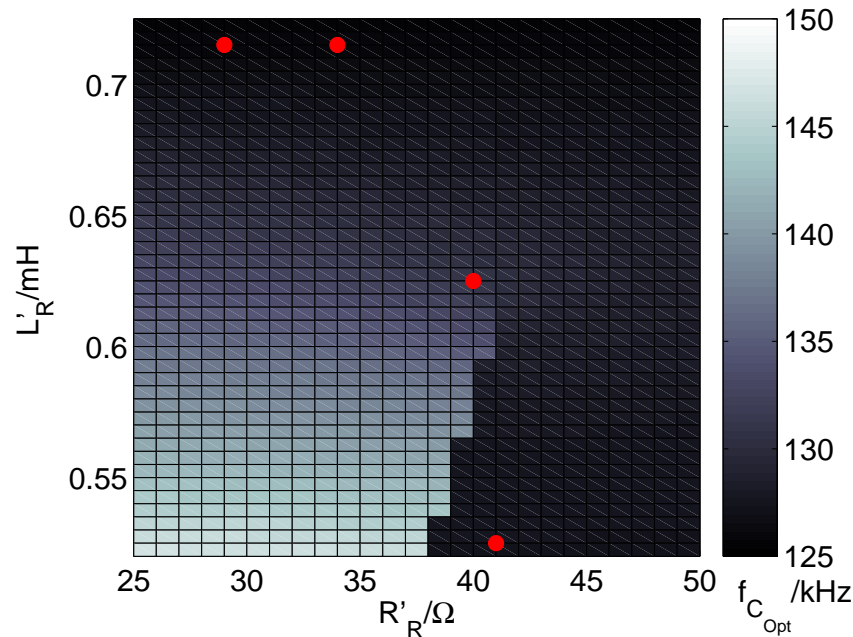


Abbildung 5.25: Resultierende optimale Trägerfrequenzen für ein Transpondersystem mit der Spule S_{L_T} in der Transportkiste und der Transponderspule S_{T_F} bei verschiedenen Beladungen mit $R_C \approx 20 \text{ k}\Omega$

5.2.3 Basisbandsignalverarbeitung mit realen Signalen

Wie zuvor erläutert, bedarf es insbesondere bei der Verwendung von Spulen hoher Güte einer Verbesserung der Detektionsverfahren gegenüber den Verfahren aus dem Stand der Technik für LF-Transpondersysteme. Die auftretenden Störungen in den mit dem Demonstrator des adaptiven Kernmoduls aufgenommenen Basisbandsignalen sind nicht nur in einem Rauschen zu sehen, sondern sie sind auch periodisch. Eine Simulation oder Messung mit weißem Rauschen würde die Realität nicht abbilden. Daher werden die Ergebnisse der verschiedenen Detektionsverfahren über dem Abstand angegeben. Für die Messungen wird die Lesegerätespule S_{L_L} und die Transponderspule S_{T_L} verwendet. Die Auswertung erfolgt jeweils über 100 Pakete pro Messung, wobei ohne den Header $N_P = 2500$ Symbole pro Messposition und ausgewählter Testpaketdatenfolge ausgewertet werden.

Um die Verbesserung durch die angepassten Matched-Filter-Koeffizienten zu ermitteln, die abhängig von einem Vorgängerwert mit der äquivalenten Tiefpass-Datenübertragungsfunktion H_{DTP} berechnet wurden (Set 1), werden die Ergebnisse mit denen von Standard-Matched-Filter-Koeffizienten verglichen. Dazu wird die Decodierung mit den angepassten Matched-Filter-Koeffizienten für Manchester mit der Decodierung mit Hilfe eines rechteckigen Manchestersymbols verglichen.

Ohne eine Anpassung der Synchronisierung beim Heruntertasten der Matched-Filter-Ausgänge können mit dem Standard-Matched-Filter-Empfänger kaum Daten richtig decodiert werden. Daher erfolgt eine manuelle Anpassung der Synchronisierung anhand von Messungen bei verschiedenen Abständen mit dem MAN1-Signal. Abbildung 5.26 zeigt die Verbesserung des Matched-Filter-Empfängers mit den angepassten Matched-Filter-Koeffizienten gegenüber einem Matched-Filter-Empfänger mit Standard-Koeffizienten, dessen Abtastung manuell synchronisiert wurde.

Abbildung 5.27 zeigt die Ergebnisse, die sich bei der Decodierung mit dem Matched-Filter-Set 1 und dem Matched-Filter-Set 2 mit den vier möglichen Testpaketen über dem Abstand ergeben. Zusätzlich wurde die Spannung am Ersatzwiderstand für den Chip am Transponder u_{RL} bei jedem Abstand aufgetragen. Bei den ersten drei Messungen befindet sich die Spannung u_{RL} in der Spannungsbegrenzung. Ab dem Abstand $r_{LT} = 3$ cm sinkt die Spannung mit dem Abstand.

Bei der Matched-Filter-Decodierung ergeben sich bei geringen und bei großen Abständen zwischen der Lesegeräte- und der Transponderspule Fehler. Bei $r_{LT} = 2$ cm ergibt sich eine Häufung von Fehlern in der Decodierung. Bei diesem Abstand befindet sich der Transponder in einem Zustand der Energieübersorgung [2]. Durch die nichtlinearen Bauelemente, die die Transponderschaltung vor Überspannung schützen, ergibt sich ein sehr kleiner Modulationsgrad am Transponder [2]. Das Matched-Filter-Set 2 kann hier die Decodierung signifikant verbessern, während für große Abstände das Matched-Filter-Set 1 optimal bleibt.

Wie im Kapitel 4 erläutert, kann das vom Matched-Filter-Empfänger decodierte Signal noch einer weiteren Decodierungsstufe, dem Soft-Viterbidecoder übergeben werden. In Abbildung 5.28 ist nochmals eine deutliche Verbesserung der BER durch die zweite Decodierungsstufe, die Soft-Decision-Decodierung des hier vorgestellten

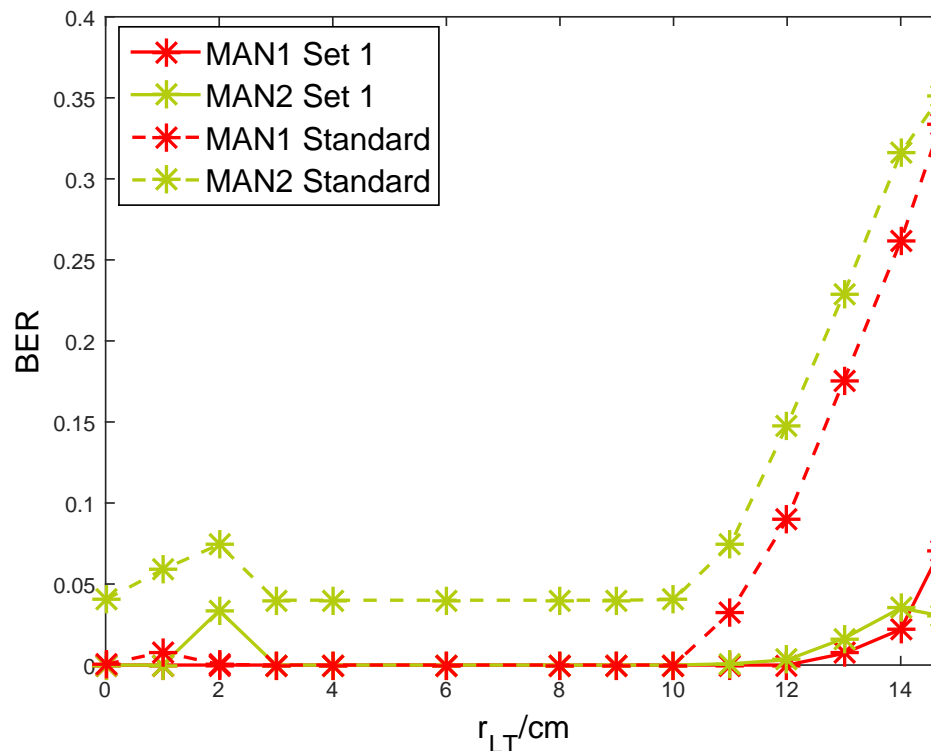


Abbildung 5.26: BER nach dem Korrelationsempfänger mit dem Matched-Filter-Set 1 im Vergleich zu der BER nach einem Korrelationsempfänger mit einem Standard-Matched-Filter für Manchestersymbole - nach [2], modifiziert

ZVZI-gespeisten Viterbialgorithmus, zu erkennen. Zum Vergleich wurden in den Abbildungen 5.28 und 5.29 auch die Ergebnisse einer Hard-Viterbidecodierung (Viterbidecodierung ohne ZVZI) aufgetragen.

Da hier die Eigenschaften einer Faltungscodierung ausgenutzt werden, wird nicht nur die BER, sondern auch die **P**acket **E**rror **R**ate (PER) betrachtet. Aus ihr kann entnommen werden, wie viele Pakete nur mit einer weiteren Fehlerkorrektur gelesen werden könnten [2]. Sie wird definiert als die Anzahl der Pakete, in denen mindestens ein Fehler aufgetreten ist, bezogen auf die Gesamtanzahl der Pakete in einer Messung. Bei einer $PER = 1$ kann ohne weitere Korrektur kein einziges Paket mehr vollständig erkannt werden, während bei einer $PER = 0$ alle Pakete korrekt erkannt werden. Abbildung 5.29 zeigt auch für die PER nochmals eine deutliche Verbesserung durch die Soft-Decision-Decodierung.

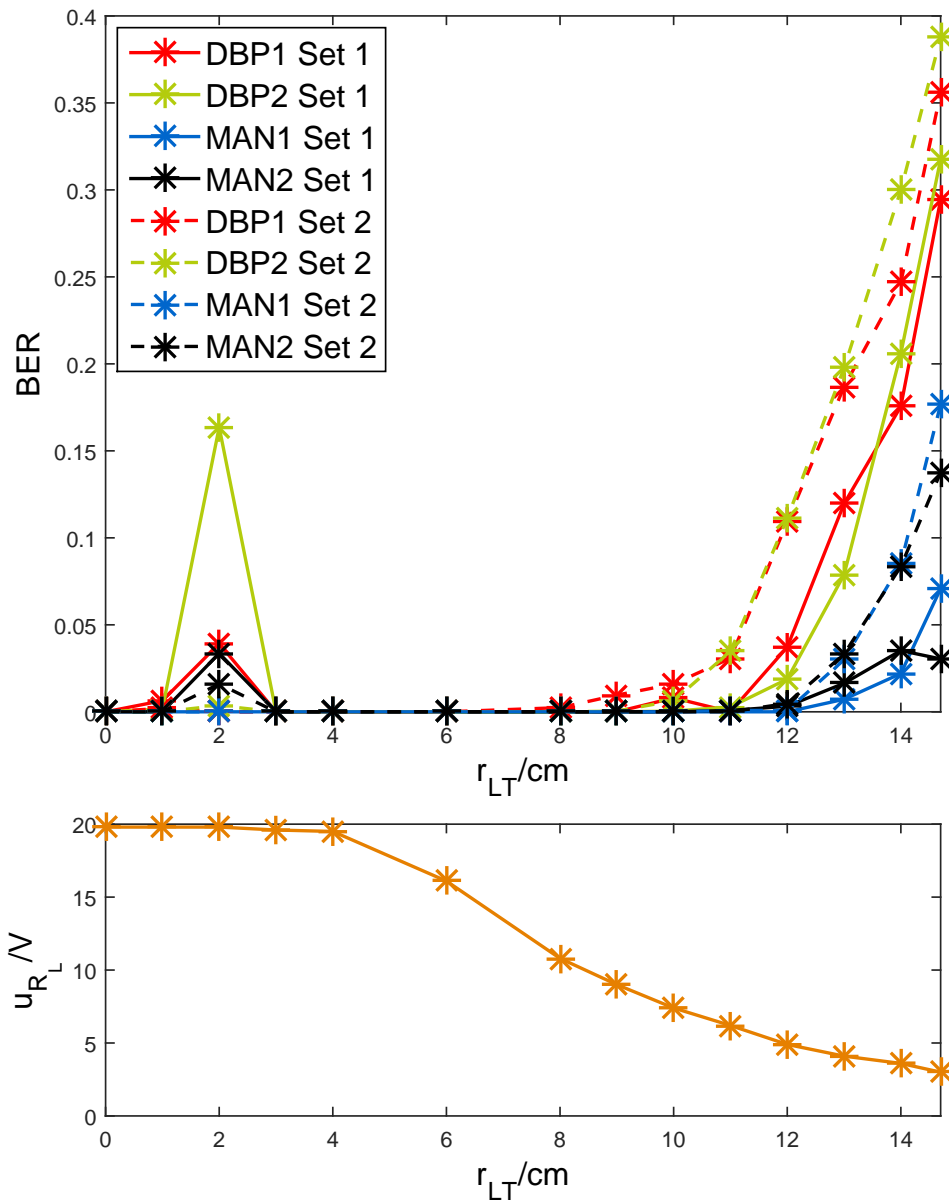


Abbildung 5.27: BER nach dem Korrelationsempfänger mit dem Matched-Filter-Set 1 und dem Matched-Filter-Set 2 (oben) und der Verlauf der Spannung u_{R_L} (unten) über dem Abstand

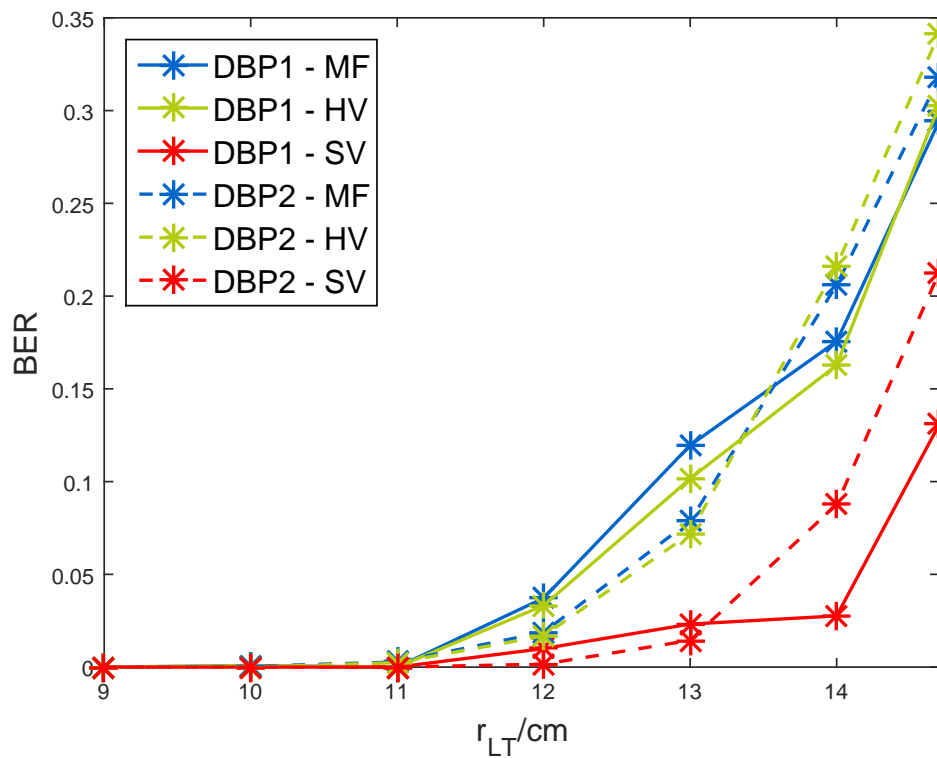


Abbildung 5.28: BER nach dem Korrelationsempfänger mit dem Matched-Filter-Set 1 (MF), nach dem Soft-Viterbidecoder (SV) in der zweiten Stufe und im Vergleich dazu nach einem Hard-Viterbidecoder (HV) in der zweiten Stufe - nach [2], modifiziert

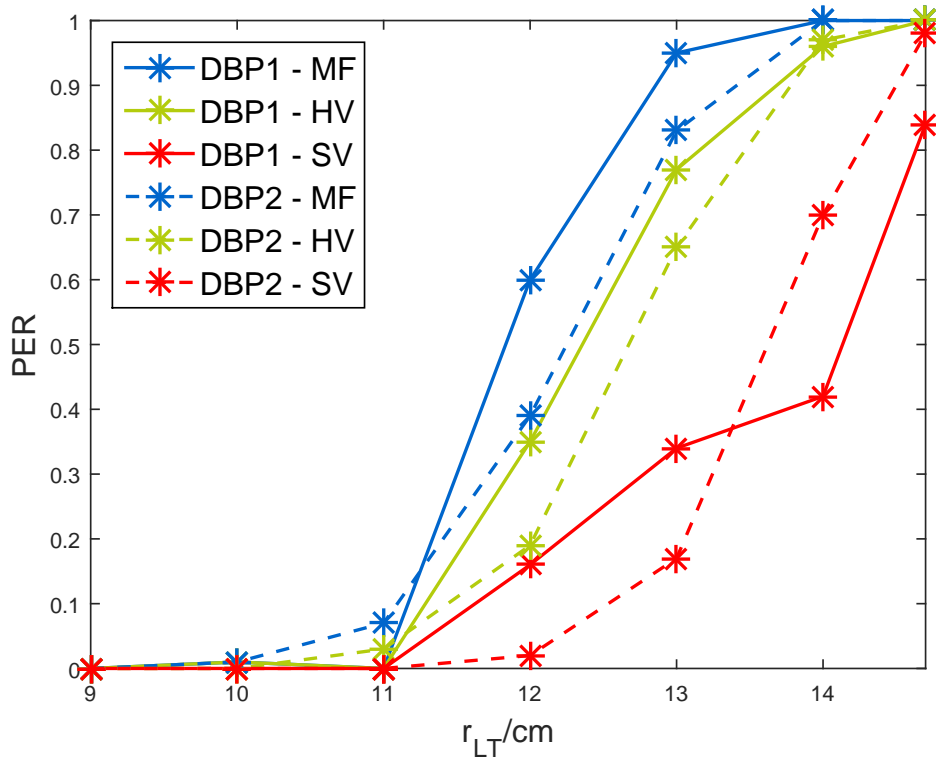


Abbildung 5.29: PER nach dem Korrelationsempfänger mit dem Matched-Filter-Set 1 (MF), nach dem Soft-Viterbidecoder (SV) in der zweiten Stufe und im Vergleich dazu nach einem Hard-Viterbidecoder (HV) in der zweiten Stufe - nach [2], modifiziert

6. Diskussion

6.1 Fazit

In der vorliegenden Arbeit wurde ein Modell eines Transpondersystems vorgestellt, aus dem sich einerseits viele in der Praxis auftretende Effekte verstehen lassen und mit dem andererseits verschiedene Verbesserungsansätze entwickelt wurden. Die entwickelten Ansätze im Hardwarekonzept, in der Energieversorgung sowie die verschiedenen Ansätze in der Datendetektion können dabei getrennt oder auch kombiniert je nach Bedarf in der Entwicklung von Transpondersystemen angewendet werden.

Des Weiteren wurde in dieser Arbeit ein Demonstrator eines adaptiven Kernmoduls für mobile Transponderanwendungen (Abbildung 5.17) entwickelt, der sowohl für ID- als auch für Sensortransponder verwendet werden kann. Mit Hilfe des Demonstrators wurden die Ansätze aus der digitalen Signalverarbeitung für eine verbesserte Energieversorgung und Datendetektion untersucht.

Zusammengefasst wurden die folgenden Ansätze entwickelt:

- Demonstrator mit einem digital gesteuerten analogen FE mit den Eigenschaften
 - hohe Antennengüte realisierbar (Hardware)
 - reduzierter Hardwareaufwand
 - adaptierbare Trägerfrequenz
 - flexibel einsetzbar
 - energieeffizient

- Entwicklung von einem Modell eines Transpondersystems und neuer, adaptiver Verfahren in der digitalen Signalverarbeitung
 - Modell
 - * Vergleich mit Messungen zeigt die Zuverlässigkeit
 - * ermöglicht die gezielte Nachbildung eines Effekts
 - * vertieft das Verständnis für die Kombination von verschiedenen Effekten in der Praxis
 - verbesserte Energieversorgung
 - * hohe Antennengüte realisierbar (Algorithmen)
 - * Verfahren zur Trägerfrequenzadaption
 - verbesserte Datendetektion
 - * Anpassung der Matched-Filter im Korrelationsempfänger (1. Stufe)
 - Matched-Filter-Set 1 für große Abstände
 - Matched-Filter-Set 2 für geringe Abstände
 - * Soft-Viterbidecoder (2. Stufe)
 - zeitliche Varianz der Unsicherheit
 - Soft-Decision-Decodierung unter Einbindung von ZVZI

6.1.1 Demonstrator mit einem digital gesteuerten analogen Front-End

Das Konzept eines digital gesteuerten analogen **Front-End** (FE) (vgl. Abbildung 4.27) konnte erfolgreich umgesetzt werden. Durch die Ermöglichung von Lesegeräte-spulen hoher Güte kann die Energieversorgung des Transponders bei einem gestimmten System deutlich verbessert werden. Im Unterkapitel 5.1 wurde eine um 13 dB verbesserte Spannungsversorgung durch eine hohe Güte anhand eines praktischen Beispiels berechnet. Die Auswirkungen des Verfahrens zur Trägerfrequenzadaption auf ID- und Sensortransponder bei einer Verstimmung der Lesegeräteantenne wurden anhand von zwei unterschiedlichen Widerständen R_C am Transponder gezeigt, die die Charakteristik dieser Transponderarten nachbilden.

Da das Basisbandsignal mit der Trägerfrequenz abgetastet wird, wird bei einem Transponder, welcher seinen Takt aus dem Feld generiert, eine konstante Symbol-länge im Digitalbereich des Lesegerätes erzeugt. Somit sind adaptive Verfahren zur Anpassung an verschiedene Symbol-längen, beziehungsweise Datenraten, wie es bei den im Abschnitt 2.1.4 vorgestellten Verfahren eingesetzt wird, nicht erforderlich.

Es ist zu beachten, dass es bei der Kombination des Verfahrens zur Optimierung der Trägerfrequenz bei Verstimmung des Lesegeräteschwingkreises und dem vorge-stellten Demodulationsverfahren zu dem Fall kommen kann, dass der Abtastimpuls des Sample&Hold-Verstärkers zeitgleich zum Schaltimpuls des Klasse-D-Verstärkers liegt. Dies kann durch den Einsatz eines übergeordneten Algorithmus unterbunden werden. Der Verlust in der Basisbandamplitude durch die etwas verschobene Abta-stung ist vergleichsweise gering. Darüber hinaus sollte beim Spulwurf darauf geachtet werden, möglichst kleine parasitäre Kapazitäten zu erzielen oder die pa-rasitäre Resonanz durch beispielsweise Ferrite zu dämpfen. Das Demodulationsver-fahren ist einfach implementierbar und adaptiert sich problemlos bei Veränderung der Trägerfrequenz, da es nicht wie übliche Amplitudendemodulationsverfahren auf analoge Filter im direkten Empfangspfad angewiesen ist. Darüber hinaus verwendet das digital gesteuerte analoge FE ein kohärentes Demodulationsverfahren, welches im Gegensatz zu der Hüllkurvendemodulation auch bei zur Trägerfrequenz unsym-metrischen Verzerrungen nicht zu nichtlinearen Verzerrungen des Basisbands führt.

Dies ermöglicht die Anwendung der entwickelten Trägerfrequenzadaption zur besseren Energieversorgung des Transponders bei Verstimmung und Dämpfung der Lesegeräteantenne.

6.1.2 Entwicklung des Modells eines Transpondersystems und neuer, adaptiver Verfahren in der digitalen Signalverarbeitung

Um variierende Umgebungseinflüsse auf ein Transpondersystem zu erfassen, wurde ein Modell mit variablen Parametern entwickelt. Die Zuverlässigkeit des Modells konnte in verschiedenen Versuchsaufbauten mit den entsprechenden Messungen im Kapitel 5 gezeigt werden. Unter Kenntnis des Modells konnten verschiedene Algorithmen in der digitalen Signalverarbeitung entworfen werden, die die Übertragung von Energie und Daten verbessern.

Wird der Lesegeräteschwingkreis verstimmt und gedämpft, so kann das hier entwickelte Verfahren zur Trägerfrequenzadaption die Energieversorgung des Transponders verbessern. Mit dem Verfahren zur Trägerfrequenzadaption kann, im Gegensatz zu adaptiven Systemen nach dem Stand der Technik, über eine Schätzung des optimalen Parametervektors auch dann noch die optimale Trägerfrequenz ermittelt werden, wenn das Maximum der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ nicht mehr mit dem Maximum der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ übereinstimmt. Dies führt, abhängig von dem Einfluss der Umgebung und den initialen Systemparametern zu Verbesserungen in der Energieversorgung. Im Unterkapitel 5.1 wurde gezeigt, dass das Verfahren bei Verstimmung durch die Umgebung insbesondere bei Systemen mit mittleren oder niedrigen Lesegerätespulengüten im Vergleich zu bisherigen adaptiven Systemen zu einer signifikanten Verbesserung der Energieversorgung führt. Weiterhin verstärken eine hohe Güte der Transponderspule und ein hoher Realteil der Chipimpedanz die Auswirkung der hier vorgestellten Trägerfrequenzadaption. So ergibt sich beispielsweise für eine Lesegerätespule mit einer Güte von $Q = 44$ und einem Ersatzwiderstand für den Realteil der Chipimpedanz von $R_C \approx 200 \text{ k}\Omega$ ein Gewinn in der Energieversorgung von bis zu 9,24 dB (vgl. Tabelle 5.5) im Vergleich zu adaptiven Verfahren nach dem Stand der Technik.

Abhängig von der Kopplung der Lesegeräte- und der Transponderspule ergeben sich verschiedene Besonderheiten. Bei hoher Kopplung zeigen sich im Betragsverlauf der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und der Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ zwei Maxima. Unter Kenntnis des Modells und der Schätzung der variierenden Parameter kann eine Entscheidung getroffen werden, welches der lokalen Maxima der optimalen Trägerfrequenz entspricht. Bei einfach aufgebauten Transponderschaltungen kann sich der Wert der Transponderimpedanz bei Energieübersorgung signifikant verändern. In diesem Fall ist eine genaue Schätzung der optimalen Trägerfrequenz, beziehungsweise des Maximums der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$, allerdings auch nicht erforderlich.

Bei geringer Kopplung kann der genaue Wert der Gegeninduktivität M nicht anhand der gemessenen Gesamtübertragungsfunktion H_{G_M} bestimmt werden, da der Transponderschwingkreis hier kaum Einfluss auf den Lesegeräteschwingkreis besitzt. Bei geringen Kopplungen bestimmt der Wert der Gegeninduktivität jedoch nicht die Position des Maximums in der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$, sondern nur dessen Höhe [54]. Die Gegeninduktivität macht sich in diesem Bereich eher als eine Art Verstärkungsfaktor in der Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ bemerkbar. Somit reicht es aus, das Gesamtübertragungsfunktionsarray zur Parameteridentifikation H_{G_S} und das Array der optimalen Trägerfrequenzen A_{f_C} für den Bereich geringer Gegeninduktivitäten mit einem charakteristischen Wert für M zu simulieren.

Im Unterkapitel 5.2 wurden erfolgreiche Parameterschätzungen unter dem variierenden Einfluss von Metall, insbesondere Stahl, mit der Luftspule S_{L_L} und der Tunnelspule S_{L_T} als Lesegerätespulen in einem System mit der Ferritstabspule S_{T_F} am Transponder gezeigt. Die daraus resultierenden optimalen Trägerfrequenzen befinden sich eher im unteren Frequenzbereich der hinterlegten optimalen Trägerfrequenzen in dem Array A_{f_C} . Aus Voruntersuchungen mit LCR-Metermessungen der Luftspule S_{L_L} unter dem variierenden Einfluss verschiedener Materialien (vgl. Kapitel 4) kann abgeleitet werden, dass die optimalen Trägerfrequenzen bei Kupfer oder Aluminium als beeinflussendes Material in einem höheren Bereich liegen als bei Stahl, da die Induktivität hier mit zunehmendem Einfluss schneller sinkt, während der Widerstand langsamer ansteigt.

Durch den Einsatz von Lesegerätespulen hoher Güte kann die Energieversorgung des Transponders bei der Wahl der richtigen Trägerfrequenz, wie beschrieben, deutlich verbessert werden. Dies führt zu einer höheren Energiereichweite. Im Gegenzug gibt es insbesondere bei Transpondersystemen, die dem Stand der Technik entsprechen und mit Lesegerätespulen hoher Güte ausgestattet sind, Verbesserungsbedarf bei der Detektion der Daten. Die durch die geringe Bandbreite reduzierte Lesereichweite wurde, wie im Abschnitt 5.2.3 gezeigt, mit einem optimierten Detektionsverfahren für LF-Transpondersysteme erweitert, um eine hohe resultierende Reichweite zu erzielen.

Die **Maximum-Likelihood (ML)**-Detektion mit einem optimierten Korrelationsempfänger mit angepassten Matched-Filter-Koeffizienten aus der Kenntnis eines idealen Empfangssignals (Matched-Filter-Set 1) verbessert die **Bit Error Rate (BER)** signifikant (vgl. Abbildung 5.26). Bei der Energiereichweite kann die BER um den Faktor 4,7 für das Testpaket MAN1, beziehungsweise um den Faktor 11,5 für das Testpaket MAN2, gegenüber einer Detektion mit Standard-Matched-Filtern reduziert werden. Die Berücksichtigung eines Vorgängerwertes kann dabei mit dem vorgestellten Verfahren zur Modellierung idealer Symbole ressourcenschonend eingesetzt werden.

Die BER besitzt über dem Abstand zwischen der Lesegeräte- und der Transponder-spule (hier: die Luftspule S_{L_L} und die Ferritstabspule S_{T_F}) bei circa $r_{LT} = 2$ cm ein lokales Maximum, da hier der Modulationsgrad am Transponder signifikant sinkt. Für diesen Fall ist ein Matched-Filter-Set 2 experimentell ermittelt worden, dessen Verbesserung für geringe Abstände in Kapitel 5 in Abbildung 5.27 gezeigt wurde. Die Unterschiede in den Decodierergebnissen können auf die gegenüber dem DBP-Code verdoppelte minimale Hammingdistanz des Manchestercodes zurückgeführt werden.

Bei Transpondersystemen, in denen eine deutliche Überversorgung des Transponders auftreten kann, wird allerdings empfohlen, ein adaptives Modulationsverfahren auf der Transponderseite in Betracht zu ziehen. Dies ist außerhalb des Bereichs dieser Arbeit, welche sich auf die Optimierung der Lesegeräteseite beschränkt. An dieser Stelle sei nur auf [61] und andere verwiesen.

Bei Beeinflussung der Lesegerätespule durch Metall ist durch die Erhöhung der Bandbreite aufgrund der Verluste in den umgebenden Materialien die Datendetekti-

on in den meisten Fällen trotz signifikanter Verstimmung des Lesegeräteschwingkreises möglich. Sollten in einer Anwendung die Seitenbänder zu stark für eine erfolgreiche Detektion gedämpft werden, so kann ein Umschalten zwischen einem Energieübertragungsmodus und einem Datenübertragungsmodus in Betracht gezogen werden.

Je nach Auslegung des Systems können zwei oder mehrere Matched-Filters-Sets parallel betrieben werden. Alternativ kann das entsprechende Matched-Filter-Set auch durch die mit der Messung der Gesamtübertragungsfunktion H_{GM} gewonnenen Vorkenntnisse über das Transpondersystem automatisch ausgewählt werden.

Eine Untersuchung der idealen Unsicherheiten mit einem simulierten idealen Signal und gemessenen Signalen zeigt eine zeitliche Varianz der Unsicherheit. Unter dieser Kenntnis wird eine zweite Stufe im Detektionsverfahren eingefügt, in der einem Soft-Viterbidecoder **zeitvariante Zuverlässigkeitsinformationen (ZVZI)** als Beobachtung zugeführt werden. Das Ergebnis der Detektion kann durch diese zweite Stufe für die DBP-Codierung nochmals deutlich bezüglich der BER (vgl. Abbildung 5.28) sowie der **P**acket **E**rror **R**ate (PER) (vgl. Abbildung 5.29) verbessert werden. Zum Vergleich sind die Ergebnisse nach dem optimierten Korrelationsempfänger und nach einem herkömmlichen Viterbidecoder als zusätzliche Stufe sowie nach dem hier vorgestellten Soft-Viterbidecoder als zusätzliche Stufe gezeigt. Der Soft-Viterbidecoder zeigt im Vergleich die besten Ergebnisse. So können zum Beispiel mit dem Testpaket DBP2 bei einem Abstand zwischen der Lesegerätespule und der Transponderspule von $r_{LT} = 13$ cm mit dem optimierten Korrelationsempfänger 17% aller Pakete richtig erkannt werden, während der Soft-Viterbidecoder in der zweiten Stufe 83% aller Pakete richtig erkennt. Wenn der **C**yclic **R**edundancy **C**heck (CRC) eine ausreichende Sicherheit in der Fehlererkennung bietet, können dem Soft-Viterbidecoder nur die Pakete und ihre ZVZI zugeführt werden, deren CRC Fehler aufgezeigt hat, um eine zukünftige Implementierung effizient zu gestalten. So kann der Rechenaufwand für das hier vorgestellte zweistufige Detektionsverfahren minimiert werden.

6.2 Ausblick

Der entscheidende Vorteil der in der vorliegenden Arbeit entwickelten Ansätze liegt in der Kombinierbarkeit und deren Anpassungsfähigkeit für eine Vielzahl verschie-

gener Transpondersysteme. Das Verfahren zur Trägerfrequenzadaptation ist beispielsweise nicht an LF-Transpondersysteme gebunden. Es kann auch auf **Wireless Power Transfer (WPT)**-Systeme übertragen werden, in denen Metall oder ein anderes Material mindestens eine der Spulen verstimmt oder sich die optimale Trägerfrequenz auf Grund einer variierenden Kopplung ändert.

6.2.1 Demonstrator mit einem digital gesteuerten analogen Front-End

Das FE-Konzept erlaubt auch eine Abtastung beider Trägerhalbwellen, um die doppelte Anzahl an Abtastwerten pro Symbol zu erhalten. Dies könnte durch die Vorschaltung eines geeigneten Gleichrichters und einer Verdopplung der Abtastfrequenz oder durch einen zweiten Sample&Hold-Verstärker mit einer eigenen DC-Kompensation realisiert werden. Es ist zu untersuchen, ob mit einer Erhöhung der Abtastwerte pro Symbol eine bessere Detektion der Daten erreicht werden kann. Darüber hinaus könnte mit zwei Impulsen in einer Trägerperiode um 90° versetzt abgetastet werden, um eine Quadraturdemodulation zu ermöglichen (vgl. [18]). In dem hier vorliegenden Konzept erfordert eine Quadraturdemodulation zwei Sample&Hold-Verstärker und mindestens eine DC-Kompensation, da der interne Kondensator im Sample&Hold-Verstärker ansonsten innerhalb einer kurzen Zeitspanne von $\frac{1}{4 \cdot f_C}$ auf zwei sehr unterschiedliche Spannungen geladen werden muss. Dies geht zu Lasten der Genauigkeit der abgetasteten Spannung. Dagegen könnte nach der DC-Kompensation ein gemeinsamer **Analog Digital Converter (ADC)** genutzt werden, um den In-Phase- und den Quadratur-Anteil zu digitalisieren. Durch die Detektion des Nulldurchgangs und den Algorithmus zur Jitterminimierung besteht mit dem aktuellen Aufbau im Prinzip schon die Möglichkeit phasenmodulierte Signale zu demodulieren.

6.2.2 Adaptive Verfahren in der digitalen Signalverarbeitung

Die Parameterschätzung mit dem Ziel, die Trägerfrequenz bei variierenden Umgebungseinflüssen zu optimieren, kann unter Kenntnis einer festgelegten Anwendung weiter verbessert werden. So können bestimmte Parameterkombinationen in ihrer

Wahrscheinlichkeit abgewertet oder ausgeschlossen werden [43]. Es ist beispielsweise unwahrscheinlich, dass sich ein Antennenschwingkreis durch die umgebenden Materialien verstimmt, ohne dass Verluste auftreten. Des Weiteren könnte unter der Kenntnis, dass ein Transponder mit seiner Antennenspule planar in das beeinflussende Metall verbaut ist, angenommen werden, dass sich die Gegeninduktivität mit zunehmender Verstimmung erhöht. Mit solchen Annahmen, die für jede Anwendung individuell geprüft werden sollten, können Teile der Matrizen H_{G_s} und A_{f_C} aus dem Optimierungsprozess ausgenommen werden. Dies kann den adaptiven Berechnungsprozess in einem Gradientenverfahren, für welches der Ansatz in Kapitel 3 gegeben wurde, weiter beschleunigen und die Zuverlässigkeit der Parameterschätzung erhöhen. Ein weiterer Ansatz, um ein lokales Minimum als Ergebnis zu vermeiden ist das Setzen des Startpunktes an einer geeigneten Position sowie das Setzen mehrerer Startpunkte, soweit es die Rechenkapazität erlaubt.

Die Zuverlässigkeit einer Entscheidung im Soft-Viterbidecoder kann weitergehend genutzt werden, um unsichere Symbole für einen einfachen CRC oder einen komplexeren äußeren Fehlerschutzcode zu ermitteln. In einem nächsten Schritt sollte das Ersetzen des in dem Stand der Transpondertechnik genutzten CRCs durch einen **F**orward **E**rror **C**orrection (FEC)-Blockcode geprüft werden. Beispielsweise in [80] werden Verfahren für die Kombination eines sogenannten **S**oft-**O**utput **V**iterbi **A**lgorithm (SOVA) mit einem äußeren FEC-Code vorgestellt.

Die hier vorgestellten Verfahren ermöglichen zukünftige Entwicklungen energieeffizienter, mobiler Lesegeräte, deren Einsatzzweck flexibel angepasst werden kann. Insbesondere sind hier Anwendungen zu nennen, in denen ein ID- oder Sensortransponder in leitfähigen Umgebungen eingesetzt wird und die eine Herausforderung beim Systementwurf darstellen. Diese Anwendungen finden sich in industriellen Umgebungen, in der Medizintechnik oder in der Bauwirtschaft [15], [62].

Wie in [15] beschrieben werden beispielsweise medizinische Implantate mit integrierter Sensorik mit Transponder-Front-Ends ausgestattet, um eine drahtlose Übertragung zu ermöglichen. Passive Transponder haben hierbei aktiven Transpondern gegenüber den Vorteil, dass keine Batterie erforderlich ist und somit kein Batteriewechsel notwendig ist sowie toxische Materialien im Körper vermieden werden können. Dabei sind die Implantate häufig in Titan gekapselt, welches gute biokom-

patible Eigenschaften aufweist und wasserundurchlässig ist. Das magnetische Feld wird durch den Körper und die Kapselung stark gedämpft, was ein Auslesen des Sensortransponders erheblich erschwert. Bei diesen Systemen werden bevorzugt Lesegerätespulen hoher Güte eingesetzt, deren äquivalente Parameter sich abhängig von der jeweiligen Auslesesituation verändern. Dadurch können Störungen in der Energieversorgung und in der Datendetektion auftreten.[15]

Die in der vorliegenden Arbeit entwickelten Ansätze können zukünftig bei diesen Systemen eingesetzt werden, um die Übertragung von Energie und Daten in schwierigen Umgebungen zu verbessern.

A. Anhang

A.1 Koeffizienten der Übertragungsfunktionen im Laplacebereich

Die Übertragungsfunktionen $H_E(s)$, $H_D(s)$ und $H_S(s)$ können wie in Kapitel 3 beschrieben im Laplacebereich dargestellt werden. Die Koeffizienten der Übertragungsfunktionen ergeben sich nach einigen Umformungen, bei denen die Software Maple zur Hilfe genommen wurde, mit

$$a_{E0} = 0 \quad (\text{A.1})$$

$$a_{E1} = 0 \quad (\text{A.2})$$

$$a_{E2} = M \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_R \quad (\text{A.3})$$

$$b_{E0} = R_C \cdot R_{\text{MOD}} + R_T \cdot R_{\text{MOD}} + R_T \cdot R_C \quad (\text{A.4})$$

$$b_{E1} = R_T \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_R \cdot R_R + R_T \cdot R_C \cdot C_R \cdot R_R + L_T \cdot R_C \\ + C_T \cdot R_T \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} + L_T \cdot R_{\text{MOD}} + R_C \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_R \cdot R_R \quad (\text{A.5})$$

$$b_{E2} = R_T \cdot R_{\text{MOD}} \cdot L_R \cdot C_R + R_T \cdot R_C \cdot L_R \cdot C_R \\ + C_T \cdot R_T \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_R \cdot R_R + R_C \cdot R_{\text{MOD}} \cdot L_R \cdot C_R \\ + L_T \cdot C_T \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} + L_T \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_R \cdot R_R + L_T \cdot R_C \cdot C_R \cdot R_R \quad (\text{A.6})$$

$$b_{E3} = L_T \cdot R_C \cdot L_R \cdot C_R + L_T \cdot R_{\text{MOD}} \cdot L_R \cdot C_R \\ + L_T \cdot C_T \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_R \cdot R_R + R_T \cdot C_T \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} \cdot L_R \cdot C_R \\ - M^2 \cdot R_C \cdot C_R - M^2 \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_R \quad (\text{A.7})$$

$$b_{E4} = -M^2 \cdot C_T \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_R + L_T \cdot C_T \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} \cdot L_R \cdot C_R \quad (\text{A.8})$$

$$a_{D0} = 0 \quad (\text{A.9})$$

$$a_{D1} = -M \cdot R_C - M \cdot R_{\text{MOD}} \quad (\text{A.10})$$

$$a_{D2} = -M \cdot R_{\text{MOD}} \cdot C_T \cdot R_C \quad (\text{A.11})$$

$$b_{D0} = R_C \cdot R_{\text{MOD}} \quad (\text{A.12})$$

$$b_{D1} = C_R \cdot R_R \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} \quad (\text{A.13})$$

$$b_{D2} = L_R \cdot C_R \cdot R_C \cdot R_{\text{MOD}} \quad (\text{A.14})$$

$$a_{S0} = -1 \quad (\text{A.15})$$

$$b_{S0} = 1 \quad (\text{A.16})$$

$$b_{S1} = C_R \cdot R_R \quad (\text{A.17})$$

$$b_{S2} = L_R \cdot C_R \quad (\text{A.18})$$

A.2 Übertragungsfunktionen des entwickelten Modells bei der Variation von Parametern

Als Ausgangsbasis dienen die Parameter der Lesegerätesspule S_{L_L} und der Transponderspule S_{T_F} mit $R_C = 200 \text{ k}\Omega$. Je dunkler die Kurve geplottet wurde, desto mehr wurde der jeweilige Parameter verändert. Die Induktivität L'_R wird von ihrem initialen Wert aus reduziert, während der Widerstand R'_R und die Gegeninduktivität M erhöht werden.

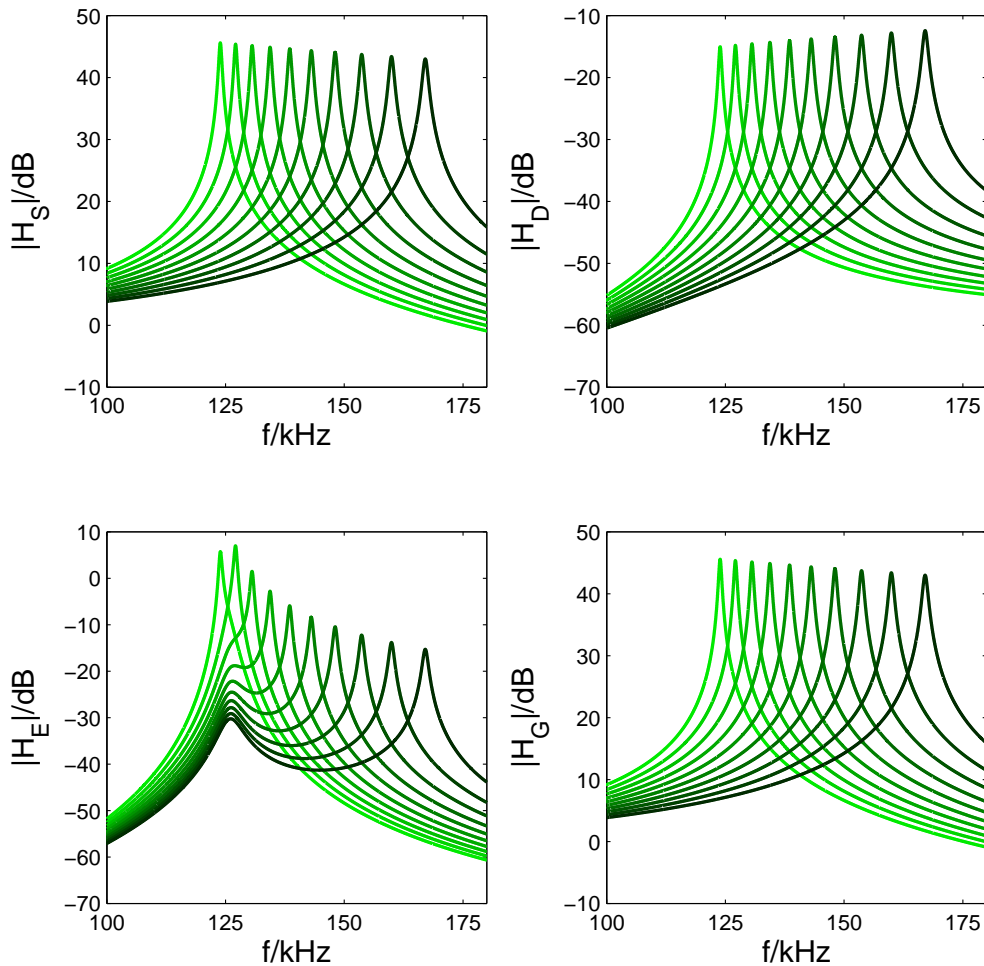


Abbildung A.1: Die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$, die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$, die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ simuliert bei einer Variation von L'_R in äquidistanten Schritten von $1,940 \times 10^{-3}$ H bis $1,078 \times 10^{-3}$ H. Die hellgrünen Kurven zeigen jeweils die Übertragungsfunktionen bei dem Ausgangsparameter $L'_R = 1,940 \times 10^{-3}$ H

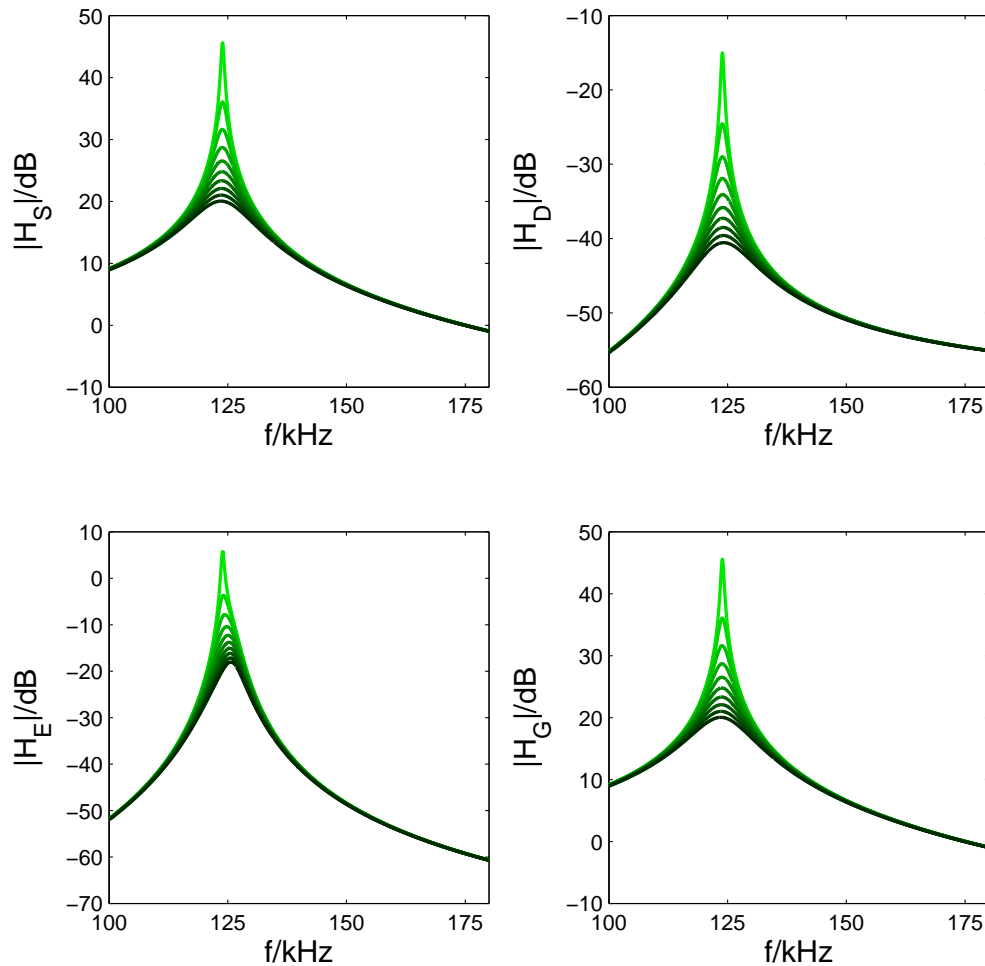


Abbildung A.2: Die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$, die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$, die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ simuliert bei einer Variation von R'_R in äquidistanten Schritten von $7,8\ \Omega$ bis $152\ \Omega$. Die hellgrünen Kurven zeigen jeweils die Übertragungsfunktionen bei dem Ausgangsparameter $R'_R = 7,8\ \Omega$

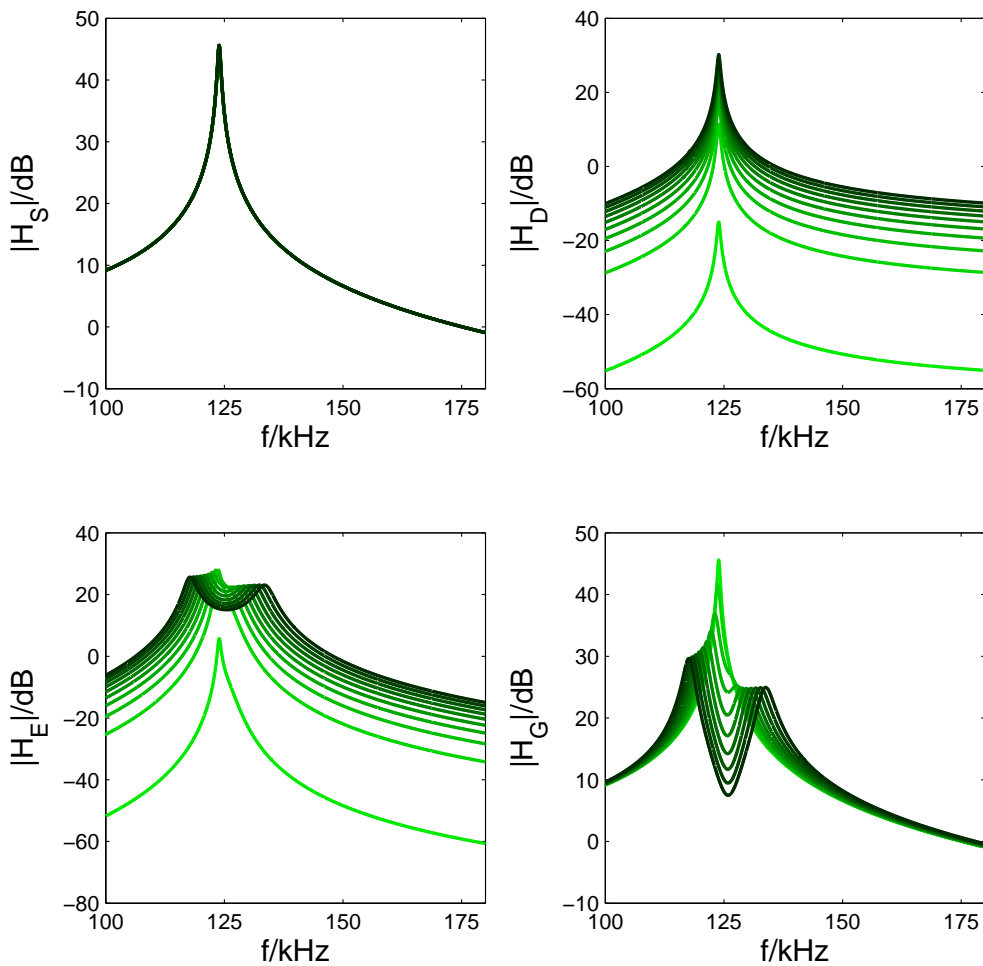


Abbildung A.3: Die Superpositionsübertragungsfunktion $H_S(f)$, die Datenübertragungsfunktion $H_D(f)$, die Energieübertragungsfunktion $H_E(f)$ und die Gesamtübertragungsfunktion $H_G(f)$ simuliert bei einer Variation von M in äquidistanten Schritten von $0,001 \times 10^{-3}$ H bis $0,181 \times 10^{-3}$ H. Die hellgrünen Kurven zeigen jeweils die Übertragungsfunktionen bei dem Ausgangsparameter $M = 0,001 \times 10^{-3}$ H

B. Veröffentlichungen

WISSENSCHAFTLICHE VERÖFFENTLICHUNGEN

- 2012 Jacobi, Rebekka Carmen ; vom Bögel, Gerd ; Grabmaier, Anton: Low Frequency Reader Design Approach for Metallic Environments. In: Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2012 European Conference on, 2012
- 2012 Jacobi, Rebekka Carmen ; Hennig, Andreas ; Kolossa, Dorothea: Simulation Methods for Inductively Coupled Sensor Systems in Varying Environments. In: Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2012 8th Conference on, 2012
- 2014 Jacobi, Rebekka Carmen ; Hennig, Andreas ; vom Bögel, Gerd: Smart Flight Case. In: Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2014 European Conference on, 2014

-
- 2014 Jacobi, Rebekka Carmen ; Grey, Salvador ; vom Bögel, Gerd ; Kolossa, Dorothea: Digitally Controlled Analog Front End for Inductively Coupled Transponder Systems. In: 2014 IEEE RFID Technology and Applications Conference (IEEE RFID-TA), 2014
- 2015 Jacobi, Rebekka Carmen ; Süß, Andreas ; vom Bögel, Gerd ; Kolossa, Dorothea: Carrier Frequency Adaptation Approach. Wird veröffentlicht in: 2015 IEEE International Conference on RFID (IEEE RFID 2015), San Diego, USA, 2015
- 2015 Jacobi, Rebekka Carmen ; vom Bögel, Gerd ; Kolossa, Dorothea: Multilevel Decoding Scheme for RFID and Sensor Signals in Inductively Coupled Systems. Wird veröffentlicht in: Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2015 European Conference on, 2015
- 2015 Jacobi, Rebekka Carmen ; Süß, Andreas ; vom Bögel, Gerd ; Kolossa, Dorothea: Determination of the Optimal Carrier Frequency in Harsh Environments by Parameter Estimation. Wird veröffentlicht in: Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2015 European Conference on, 2015

PATENTANMELDUNGEN

- 2013 Jacobi, Rebekka Carmen ; Hennig, Andreas ; vom Bögel, Gerd: Deutsche Patentanmeldung „Identifikationssystem, Transponder und Verfahren zum Erkennen mindestens eines in einem Transponderkartenpositionierbereich eines Identifikationssystems angeordneten Transponders“

- 2014 Jacobi, Rebekka Carmen ; Kolossa, Dorothea ; vom Bögel, Gerd: Deutsche Patentanmeldung „Mehrstufiger Dekodierer für ein Transponderlesegerät“
- 2014 Jacobi, Rebekka Carmen ; Hennig, Andreas ; vom Bögel, Gerd: Deutsche Patentanmeldung „Transportbehälter mit Innenvolumen-Überwachungsanordnung und Logistiksystem“
- 2014 Jacobi, Rebekka Carmen ; Süß, Andreas ; Kolossa, Dorothea ; vom Bögel, Gerd: Deutsche Patentanmeldung „RFID-Tag-Leseeinrichtung zum Aussenden eines Lesesignals, Verfahren zum Einstellen einer Lesesignalfrequenz und Verfahren zum Bereitstellen von Vergleichsübertragungsfunktionen“

Literaturverzeichnis

- [1] FINKENZELLER, Klaus: *RFID-Handbuch: Grundlagen und praktische Anwendungen induktiver Funkanlagen, Transponder und kontaktloser Chipkarten*. 4., aktualisierte und erweiterte Auflage. Carl Hanser Verlag GmbH & CO. KG, 2006
- [2] JACOBI, Rebekka C. ; BÖGEL, Gerd vom ; KOLOSSA, Dorothea: Multilevel Decoding Scheme for RFID and Sensor Signals in Inductively Coupled Systems (angenommen zur Veröffentlichung). In: *Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2015 European Conference on*, 2015
- [3] JACOBI, Rebekka C. ; GREY, Salvador ; BÖGEL, Gerd vom ; KOLOSSA, Dorothea: Digitally Controlled Analog Front End for Inductively Coupled Transponder Systems. In: *RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA), 2014 IEEE*, 2014, S. 295–300
- [4] WOLFF, Ingo: *Maxwellsche Theorie: Grundlagen und Anwendungen (Springer-Lehrbuch)*. 4., überarb. Aufl. Springer, 1997
- [5] *INTERNATIONAL STANDARD ISO 14223-1, Radiofrequency identification of animals - Advanced transponders - Part1: Air interface*. First edition. International Organization for Standardization, 2003
- [6] TROYK, Philip R. ; DEMICHELE, Glenn A.: *Method and apparatus for producing a subcarrier signal for transmission by an inductively coupled transponder*. März 1993. – US-Patent US 5,198,807
- [7] MAYORDOMO, I. ; HEYD, N. van d. ; DRAGER, T. ; BERNHARD, J.: Development of a Wireless Power Transmission System for Embedded Passive Sensors Using LF RFID Technology. In: *RFID Technology (EURASIP RFID), 2012 Fourth International EURASIP Workshop on*, 2012, S. 65 –71

- [8] STOBBE, Anatoli: *Reading device for a detection label*. Oktober 1998. – EU-Patent EP 0,625,832
- [9] ENDO, Y. ; FURUKAWA, Y.: Proposal for a new resonance adjustment method in magnetically coupled resonance type wireless power transmission. In: *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International*, 2012, S. 263–266
- [10] WU, Jiangfeng ; MAJOR, Donald E. u. a.: *Multi-protocol RF transceiver*. November 2011. – US-Patent US 8,064,873
- [11] *EM MICROELECTRONIC - MARIN SA, EM4095 Data sheet*. http://www.emmicroelectronic.com/webfiles/product/rfid/ds/EM4095_DS.pdf. Version: 2011. – Stand: 17. Februar 2012
- [12] NANDRA, Navraj ; ROZ, Thierry: *Base station of a remote interrogation system with a voltage and phase controlled oscillator*. Dezember 2002. – EU-Patent EP 857,981B1
- [13] WAMBSGANSS, Peter ; HUWIG, Dominik: Inductive power transmission system with stabilized output voltage using local primary-and secondary-side control. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010
- [14] WAMBSGANSS, Peter ; HUWIG, Dominik: *Circuitry And Method For Inductive Power Transmission*. April 2013. – US-Patent US 20,130,088,088
- [15] JACOBI, Rebekka C. ; BOEGEL, Gerd vom ; GRABMAIER, Anton: Low Frequency Reader Design Approach for Metallic Environments. In: *Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2012 European Conference on*, 2012
- [16] FUKUDA, S. ; NAKANO, H. ; MURAYAMA, Y. ; MURAKAMI, T. ; KOZAKAI, O. ; FUJIMAKI, K.: A novel metal detector using the quality factor of the secondary coil for wireless power transfer systems. In: *Microwave Workshop*

- Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International, 2012, S. 241–244*
- [17] MALACARNE, Enrico ; MUTTI, Carlo ; DI DOMENICO, Mauro ; PARVIS, Hassan-Zade: *System and method for improving the detection efficiency of an identification system including a transponder and a reader*. Oktober 2008. – US-Patent US 7,432,809
- [18] FABIG, Anselm: *Konzept eines digitalen Empfängers für die Funknavigation mit optimierten Algorithmen zur Signaldemodulation*, Fachbereich Elektrotechnik der Technischen Universität Berlin, genehmigte Dissertation, 1995
- [19] ARRIGO, Aydin: *AM (amplitude modulation) demodulation system for RFID reader device*. April 2012. – US-Patent US 8,159,291
- [20] BRASSEUR, Georg ; ZANGL, Hubert ; BRETTERKLIEBER, Thomas ; HAEDERER, Andreas: *Method for demodulating and reading device for evaluating load-modulated signals*. Oktober 2006. – WIPO-Patent WO 2,006,105,565
- [21] ZANGL, Hubert ; BRETTERKLIEBER, Thomas: Demodulation of 13.56 MHz load-modulated signals. In: *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik* 124 (2007), Nr. 11, S. 364–368
- [22] YUAN, Fei: *CMOS Circuits for Passive Wireless Microsystems*. 1st Edition. Springer, 2010
- [23] *INTERNATIONAL STANDARD ISO 18000-2, Information technology - Radio frequency identification for item management - Part 2: Parameters for air interface communications below 135 kHz*. First edition. International Organization for Standardization, 2004
- [24] *INTERNATIONAL STANDARD ISO 11785, Radio-frequency identification of animals - Technical concept*. First edition. International Organization for Standardization, 1996
- [25] CASALEGNO, Massimo: *Datenübermittlungsanlage*. Januar 1994. – EU-Patent EP 0,417,045B1

- [26] ESTERBERG, Aanand ; COLLERAN, William T. ; COOPER, Scott A.: *RFID joint acquisition of time sync and timebase*. September 2008. – US-Patent US 7,419,096
- [27] MUTTI, Carlo ; WITTNEBEN, Armin: Robust Signal Detection in Passive RFID Systems. In: *RFID 2007, The First International EURASIP Workshop on RFID Technology*, 2007
- [28] DRUCKER, Vitaly: *RFID Interrogator with Improved Symbol Decoding and Methods Based Thereon*. März 2012. – US-Patent US 20,120,075,077
- [29] HUANG, Chenling ; LIU, Yuan ; HAN, Yifeng ; MIN, Hao: A new architecture of UHF RFID digital receiver for SoC implementation. In: *Wireless Communications and Networking Conference, 2007. WCNC 2007. IEEE* IEEE, 2007, S. 1659–1663
- [30] LIU, Yuan ; HUANG, Chenling ; MIN, Hao ; LI, Guohong ; HAN, Yifeng: Digital Correlation Demodulator Design for RFID Reader Receiver. In: *Wireless Communications and Networking Conference, 2007. WCNC 2007. IEEE*, 2007, S. 1664–1668
- [31] ANGERER, Christoph ; RUPP, Markus: Advanced synchronisation and decoding in RFID reader receivers. In: *Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS '09. IEEE*, 2009, S. 59–62
- [32] LUNGLMAYR, M. ; HUEMER, M.: Least Squares Equalization for RFID. In: *Near Field Communication (NFC), 2010 Second International Workshop on* IEEE, 2010, S. 90–94
- [33] KAMMEYER, Karl-Dirk: *Nachrichtenübertragung*. 4, neu bearb. und erg. Aufl. 2008. Vieweg+Teubner Verlag, 2008
- [34] ZANGL, H. ; FUCHS, A. ; BRETTERKLIEBER, T. ; MOSER, M.J. ; HOLLER, G.: Wireless Communication and Power Supply Strategy for Sensor Applications Within Closed Metal Walls. In: *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* 59 (2010), Nr. 6, S. 1686–1692

- [35] BRIAND, A. ; ALBERT, B.B. ; GURJAO, E.C.: Complete software defined RFID system using GNU radio. In: *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*, 2012, S. 287–291
- [36] ANGERER, Christoph: A digital receiver architecture for RFID readers. In: *Industrial Embedded Systems, 2008. SIES 2008. International Symposium on*, 2008, S. 89–94
- [37] OKUNEV, Yuri: *Adaptive RFID receiver for QAM signals*. April 2011. – US-Patent US 7,929,630
- [38] MUTTI, Carlo: *Decoding scheme for RFID reader*. Februar 2012. – US-Patent US 8,120,466
- [39] WANG, Yung-Yi ; CHEN, Jiunn-Tsair: A baseband signal processing scheme for joint data frame synchronization and symbol decoding for RFID systems. In: *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing 2010 (2010)*, Nr. 1, S. 724260
- [40] SADR, Ramin: *RFID Receiver*. Dezember 2010. – US-Patent US 020,100,310,019A1
- [41] SCHANTIN, Andreas: Forward Error Correction in Long-Range RFID systems. In: *Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2012 European Conference on*, 2012, S. 1–6
- [42] SCHANTIN, Andreas: Iterative decoding of baseband and channel codes in a long-range RFID system. In: *Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on*, 2013, S. 1671–1676
- [43] JACOBI, Rebekka C. ; SÜSS, Andreas ; BÖGEL, Gerd vom ; KOLOSSA, Dorothea: Determination of the Optimal Carrier Frequency in Harsh Environments by Parameter Estimation (angenommen zur Veröffentlichung). In: *Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2015 European Conference on*, 2015

- [44] LEHNER, Günther: *Elektromagnetische Feldtheorie: für Ingenieure und Physiker*. 6. Aufl. 2008. Korr. Nachdruck. Springer, 2008
- [45] KÜPFMÜLLER, Karl: *Einführung in die theoretische Elektrotechnik*. 13., verbesserte Auflage. Springer, 1990
- [46] KÜPFMÜLLER, Karl ; MATHIS, Wolfgang ; REIBIGER, Albrecht: *Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung (Springer-Lehrbuch)*. 16., vollst. neu bearb. u. aktualisierte Aufl. Springer, 2004
- [47] PAIN, H. J.: *The Physics of Vibrations and Waves, 6th Edition*. Wiley, 2005
- [48] LI, Jin ; TAO, Cheng: Analysis and Simulation of UHF RFID System. In: *Signal Processing, 2006 8th International Conference on* Bd. 4, 2006
- [49] SOFFKE, Kai O.: *Modellierung, Simulation und Entwurf induktiv gekoppelter Transpondersysteme*, TU Darmstadt, genehmigte Dissertation, 2007
- [50] WITSCHNIG, H. ; SONNLEITNER, E. ; BRUCKBAUER, J. ; MERLIN, E.: Eigenvalue Analysis of Close Coupled 13.56 MHz RFID-Labels. In: *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, 2006, S. 324–327
- [51] LUNGLMAYR, Michael ; HUEMER, Mario: Simulation Based Optimization of Signal Processing for RFID. In: MORENO-DÍAZ, Roberto (Hrsg.) ; PICHLER, Franz (Hrsg.) ; QUESADA-ARENCIBIA, Alexis (Hrsg.): *Computer Aided Systems Theory - EUROCAST 2011* Bd. 6927. Springer Berlin / Heidelberg, 2012, S. 513–518
- [52] BRECHMANN, Gerhard ; DZIEIA, Werner ; HÖRNEMANN, Ernst: *Elektrotechnik, Kommunikationselektronik*. 2. Auflage 1995. Westermann Berufsbildung, 2002
- [53] JACOBI, Rebekka C. ; HENNIG, Andreas ; KOLOSSA, Dorothea: Simulation Methods for Inductively Coupled Sensor Systems in Varying Environments. In: *Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2012 8th Conference on*, 2012

- [54] JACOBI, Rebekka C. ; SÜSS, Andreas ; VOM BÖGEL, Gerd ; KOLOSSA, Dorothea: Carrier Frequency Adaptation Approach (angenommen zur Veröffentlichung). In: *2015 IEEE International Conference on RFID (IEEE RFID 2015)*. San Diego, USA, April 2015
- [55] STEGEMANN, Dieter: *Der Einsatz von Wirbelströmen für die Zerstörungsfreie Werkstoffprüfung*. DVS Media GmbH, 2010
- [56] KALLENBACH, Eberhard ; EICK, Rüdiger ; QUENDT, Peer ; STRÖHLA, Tom ; FEINDT, Karsten ; KALLENBACH, Matthias: *Elektromagnete: Grundlagen, Berechnung, Entwurf und Anwendung*. 3., bearb. und erg. Aufl. 2008. Vieweg+Teubner Verlag, 2008
- [57] TIAN, G.Y. ; ZHAO, Z.X. ; BAINES, R.W.: The research of inhomogeneity in eddy current sensors. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 69 (1998), Nr. 2, S. 148 – 151
- [58] NABAVI, M.R. ; NIHTIANOV, S.N.: Design Strategies for Eddy-Current Displacement Sensor Systems: Review and Recommendations. In: *Sensors Journal, IEEE* 12 (2012), Nr. 12, S. 3346–3355
- [59] HENKE, Heino: *Elektromagnetische Felder: Theorie und Anwendung (Springer-Lehrbuch)*. 2., neu bearb. u. erg. Aufl. Springer, 2004
- [60] NARAYAN, C.P.: *Antennas and Propagation*. Technical Publications Pune, 2007
- [61] KLAPF, C. ; MISSONI, A. ; HOFER, G. ; HOLWEG, G. ; KARGL, W.: Improvements in Operational Distance in passive HF RFID Transponder Systems. In: *RFID, 2008 IEEE International Conference on*, 2008, S. 250 –257
- [62] BÖGEL, G. vom ; TRIEU, H.-K. ; GÖRTZ, M. ; GRABMAIER, A.: Wireless Integrated Pressure Sensor for Quality Control of Vacuum Insulation Panel. In: *Proceedings of 10th International Vacuum Insulation Symposium, Ottawa* (2011), S. 22–26
- [63] VASEGHI, Saeed V.: *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. 4. Auflage. John Wiley & Sons, 2009

- [64] ZAKNICH, Anthony: *Principles of Adaptive Filters and Self-learning Systems (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing)*. Springer, 2005
- [65] KAMMEYER, Karl D. ; KÜHN, Volker: *MATLAB in der Nachrichtentechnik*. J. Schlembach Fachverlag, 2001
- [66] PALLAS-ARENY, R. ; CASAS, O.: A novel differential synchronous demodulator for AC signals. In: *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* 45 (1996), Nr. 2, S. 413 –416
- [67] GRÜNIGEN, Daniel von: *Digitale Signalverarbeitung: mit einer Einführung in die kontinuierlichen Signale und Systeme. Mit CD-ROM*. 4., aktualisierte Auflage. Carl Hanser Verlag GmbH & CO. KG, 2008
- [68] BENEDETTO, S. ; BIGLIERI, E. ; CASTELLANI, V.: *Digital transmission theory*. Prentice-Hall, 1987
- [69] HAGENAUER, J.: Source-controlled channel decoding. In: *Communications, IEEE Transactions on* 43 (1995), Nr. 9, S. 2449 –2457
- [70] ASTUDILLO, R.F. ; KOLOSSA, D. ; MANDELARTZ, P. ; ORGLMEISTER, R.: An Uncertainty Propagation Approach to Robust ASR Using the ETSI Advanced Front-End. In: *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of* 4 (2010), Nr. 5, S. 824–833
- [71] KOLOSSA, Dorothea ; FERNANDEZ ASTUDILLO, Ramon ; HOFFMANN, Eugen ; ORGLMEISTER, Reinhold: Independent Component Analysis and Time-Frequency Masking for Speech Recognition in Multitalker Conditions. In: *EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing* 2010 (2010), Nr. 1, S. 651420
- [72] MITTAG, Hans-Joachim: *Statistik: Eine interaktive Einführung (Springer-Lehrbuch)*. 2. Aufl. 2012. Springer Spektrum, 2012
- [73] OKUN, Oleg: *Feature Selection and Ensemble Methods for Bioinformatics: Algorithmic Classification and Implementations*. 1. IGI Global, 2011

- [74] SCHMID, Friedrich: *Finanzmarktstatistik (German Edition)*. 2006. Springer, 2005
- [75] FAHRMEIR, Ludwig ; KÜNSTLER, Rita ; PIGEOT, Iris ; TUTZ, Gerhard: *Statistik: Der Weg zur Datenanalyse (Springer-Lehrbuch)*. 5., verb. Aufl. Springer, 2004
- [76] Matlab: *Matlab/Simulink Documentation*. R2013a
- [77] BOTEV, Zdravko: *Kernel Density Estimator - kde.m*. <http://www.mathworks.de/matlabcentral/fileexchange/14034-kernel-density-estimator/content/kde.m>, 13. Januar 2011
- [78] GREY, Salvador ; BÖGEL, Gerd vom ; GRABMAIER, Anton: Flexible Development and Testing Environment for Implementation of New Algorithms in RFID Systems. In: *RFID Technology (EURASIP RFID), 2012 Fourth International EURASIP Workshop on*, 2012, S. 35–40
- [79] JACOBI, Rebekka C. ; HENNIG, Andreas ; BÖGEL, Gerd vom: Smart Flight Case. In: *Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), Proceedings of 2014 European Conference on*, 2014
- [80] HAGENAUER, J. ; OFFER, E. ; PAPKE, L.: *Matching Viterbi decoders and Reed-Solomon decoders in a concatenated system*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994