



Blindzonenfreie Ultraschall-Abstandsmessung in Luft

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Andreas Quellmalz

Erster Gutachter:

Prof. Dr. Bernd Henning

Zweiter Gutachter:

Prof. Dr. mont. Mario Kupnik

Tag der mündlichen Prüfung: 04.12.2020

Paderborn 2020

EIM-E/351

Kurzfassung

Luft-Ultraschall-Abstandssensoren sind in der Regel mit nur einem Schallwandler aufgebaut. Dadurch verringert sich der konstruktive Aufwand und die aktive Fläche für das Senden und Empfangen ist maximiert. Während des Sendens und des Ausschwingens kann mit dem Schallwandler im Allgemeinen kein Empfangssignal detektiert werden. Dadurch entsteht eine Blindzone, die zu einem Mindestabstand für die Abstandsmessung führt. Diese Blindzone ist direkt von der Sendesignallänge abhängig. Daher können in der Regel nur kurze Sendesignale verwendet werden. Codierte Sendesignale, mit denen sich verschiedene Sensoren unterscheiden lassen und ein Übersprechen verhindert werden kann, was zu Fehlmessungen führen würde, scheiden daher meist aus.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Messverfahren entwickelt, das auf einer modellbasierten Sende-/Empfangssignal-Trennung basiert. Dadurch lässt sich der Mindestabstand erheblich reduzieren. Abhängig von den verwendeten Schallwandlern ist damit sogar eine Messung bis zum Abstand null realisierbar. Das Verfahren basiert auf einer Online-Modellparameteridentifikation für ein Modell, welches das elektrische Verhalten des Schallwandlers beim Betrieb über einen Vorwiderstand beschreibt. Dazu werden das Generator- und das Schallwandlersignal digitalisiert. Anschließend ist es möglich, das elektrische Empfangssignal zu schätzen.

Das Verfahren wird mit mehreren Schallwandlern untersucht. Dabei werden für das Messverfahren notwendige Parameter des Schallwandlers ermittelt. Weitere Bestandteile der durchgeführten Untersuchungen sind die Wahl einer geeigneten Codierung und einer geeigneten Modulation für die verwendeten Sendesignale.

Abstract

Most industrial air ultrasonic distance sensors are based on a single transducer. Such a construction is simplified and the transducer area used for transmitting and receiving is maximized. Within this setup an electrical received signal cannot be detected during transmitting. This leads to a minimum distance for distance measurement called blindzone. It depends on the length of the transmitted signal. This prevents usage of long, coded signals which could be used to reduce crosstalk in a multi sensor environment.

In this work a new measuring method realizing a simultaneous transmit and receive operation is developed. Thereby the blindzone can be reduced significantly. Depending on the used transducer a blindzone free measurement can be realized. The method is based on an online parameter identification of the electrical system, comprising the transducer and a series resistor. Therefore the generator signal and the electrical received signal are digitized. The developed digital signal processing algorithm estimates the electrical received signal.

During this work the measuring method is evaluated with different transducers. Thereby necessary transducer parameters important for the method are determined. Another part of the work is the evaluation of different transmitting signals and modulation methods.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	iii
Abstract	v
Inhaltsverzeichnis	ix
Symbolverzeichnis	xi
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Stand der Technik	1
1.3 Abgeleitete Zielstellung	5
2 Grundlagen	7
2.1 Ultraschallakustik	7
2.1.1 Schallausbreitung in Luft	7
2.1.2 Reflexion und Transmission	9
2.1.3 Schalldämpfung in Luft	10
2.1.4 Schallschwächung durch Aufweitung	12
2.2 Schallwandler	13
2.3 Modellierung des elektrischen Verhaltens von piezoelektrischen Schall- wandlern	15
2.4 Identifikation linearer dynamischer Systeme	17
2.4.1 OE-Modell	18
2.4.2 ARX-Modell	20
2.5 Multiplexverfahren	23
2.6 Codefolgen für Codemultiplexverfahren	24
2.6.1 M-Folge	24
2.6.2 Gold-Folge	25
2.6.3 Kasami-Folge	25
2.7 Modulationsverfahren	26
3 Theoretisches Konzept	29
3.1 Modellbasierte Signaltrennung	30
3.2 Einfluss eines Empfangssignals auf die Least-Square-Parameterschätzung .	32
3.3 Numerische Vorbetrachtung	36
3.4 Abgeleitete Fragestellungen	40

4	Untersuchungsmethoden	41
4.1	Versuchsstand	41
4.1.1	Messaufbau mit Reflektor zur Untersuchung von Abstandsmessverfahren	42
4.1.2	Messaufbau mit zwei Schallwandlern für Messungen ohne Sende-/Empfangssignal-Trennung	43
4.1.3	Messaufbau mit Messmikrofon zur Erfassung des Schallfeldes	45
4.2	Übersicht der verwendeten Schallwandler	46
4.3	Simulationsumgebung	49
4.4	Ermittlung der Modellparameter für die Simulationsumgebung	53
4.4.1	Ermittlung der Butterworth-van Dyke-Modellparameter realer Schallwandler	53
4.4.2	Modell höherer Ordnung	56
4.4.3	Dämpfungsparameter	57
5	Messverfahrensentwicklung auf Basis des entwickelten Konzeptes	59
5.1	Auswahl einer geeigneten Codierung	59
5.2	Untersuchung verschiedener Modulationsverfahren	61
5.2.1	Betrachtung verschiedener klassischer Modulationsverfahren	62
5.2.2	Optimale Wahl der Trägerfrequenz für BPSK-Modulation	65
5.2.3	Reduktion der Code-Familie für QPSK-Modulation	67
5.2.4	Auswahl geeigneter Modulationsverfahren	69
5.3	Wahl der optimalen Modellordnung	70
5.4	Bewertung der Schallwandler	76
5.5	Verifikation des Messverfahrens	76
5.5.1	Abstandsbestimmung	77
5.5.2	Untersuchung mittels Simulationsdaten	79
5.5.3	Untersuchung mit Messdaten	82
5.6	Ergebnisse	84
6	Erweiterung des Messverfahrens	85
6.1	Reduktion der Mindestabstandes der Abstandsmessung durch Eigenschwingungsanalyse	85
6.1.1	Analyse der Eigenschwingungen	86
6.1.2	Ergebnisse	89
6.2	Verbesserung der Robustheit der Abstandsmessung durch Entfaltung	90
6.2.1	Echodetektion	91
6.2.2	Ergebnisse	94
6.3	Reduktion des Mindestabstandes durch Mittelung der Zeitsignale	96
6.3.1	Jitterkorrektur	96
6.3.2	Untersuchung der Verfahren mit gemittelten Signalen	98
6.3.3	Ergebnisse	99
6.4	Kombinierter Ansatz	100
6.4.1	Merkmale für die Bereichsabschätzung	101
6.4.2	Merkmalsauswertung für die Bereichsabschätzung	104
6.4.3	Signalverarbeitung	106
6.4.4	Ergebnisse	109

7 Zusammenfassung und Ausblick	111
A Eingesetzte Schallwandler	115
A.1 Übersicht 328ER250	116
A.2 Übersicht 400EP14D	117
A.3 Übersicht 400EP18A	118
A.4 Übersicht 400EP125	119
A.5 Übersicht 400ST160	120
A.6 Übersicht 400SR160	121
A.7 Übersicht 080SR365	122
A.8 Übersicht 125SR250	123
B Simulations- und Messergebnisse	125
B.1 Modellordnung	126
B.2 Messverfahrensentwicklung	127
B.2.1 Ergebnisse der Simulationen zur Abstandsmessung mit Signaltrennung mit Least-Square-Ansatz	127
B.2.2 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Signaltrennung mit Least-Square-Ansatz	129
B.3 Erweiterung des Messverfahrens	134
B.3.1 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Modellauswahl mit Eigenschwingungsanalyse	134
B.3.2 Ergebnisse der Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz	139
B.3.3 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale	144
B.3.4 Ergebnisse der Abstandsmessung bei kombiniertem Ansatz	149
Abbildungsverzeichnis	153
Tabellenverzeichnis	161
Literaturverzeichnis	165

Symbolverzeichnis

Verwendete Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
AKF	Autokorrelationsfunktion
ARX	Autoregressive with Exogenous Input
ASK	Amplitudenmodulation
BASK	Binäre Amplitudenmodulation
BFSK	Binäre Frequenzmodulation
BPSK	Binäre Phasenmodulation
BPSKfs	Binäre Phasenmodulation mit verschobener Trägerfrequenz
BvD	Butterworth-van-Dyke
BP	Band-Pass-Filter
CDMA	Code Devision Multiple Access
CW	Continuous Wave
EMFi	Elektromechanischer Film
ES	Eigenschwingungen
FIR	Finite Impulse Response
FSK	Frequenzmodulation
IIR	Infinite Impulse Response
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
LS	Least-Square
OE	Output-Error
PSK	Phasenmodulation
PVDF	Polyvinylidene-Fluorid-Folie
QPSK	Quadraturphasenmodulation
QPSKr	Quadraturphasenmodulation mit reduzierter Code-Familie
SNR	Signal Noise Ratio
SER	Signal Error Ratio
StMcB	Steiglitz McBrite
XOR	Exklusives Oder
\mathcal{F}	Fourier-Transformation
\mathcal{F}^{-1}	Fourier-Rücktransformation

Verwendete Formelbuchstaben

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
a		Koeffizient des Nennerpolynoms
a_{ges}		Gesamtdämpfungskoeffizient
a_{m}		Koeffizient der molekularen Dämpfung
a_{v}		Koeffizient der Dämpfung aufgrund innerer Reibung
a_{w}		Koeffizient der Dämpfung aufgrund Wärmeleitung
a_{S}		Signalamplitude
b		Koeffizient des Zählerpolynoms
c	m/s	Schallgeschwindigkeit
c_{p}	J/(K kg)	Spezifische Wärmekapazität bei konstantem Druck
c_{v}	J/(K kg)	Spezifische Wärmekapazität bei konstantem Volumen
d_{R}	m	Reflektorabstand
d_{E}		Dämpfungsfaktor einer Eigenschwingung
e		Fehler
f	Hz	Frequenz
f_0	Hz	Mittenfrequenz
g		Gewichtungsfaktor
h		Sprungantwort
h_{W}		Sprungantwort des Schallwandlers
k		Index des Abtastwertes
k_{K}		Korrelationskoeffizient
n		Rauschen, Störsignal
o_{n}		Modellordnung Nenner
o_{z}		Modellordnung Zähler
p	Pa	Schalldruck
p_0	Pa	Gesamtdruck
q		Quellsignal
q_{ADU}	Bit	Quantisierung
r	m	Radius
r		Empfangssignal
t	s	Zeit
t_{ab}	s	Abtastzeit
t_{v}	s	Verschiebezeit
t_{Echo}	s	Echolaufzeit
s		Sendesignal
s_{ME}		Schwelle Mehrfachecho
u		Eingangssignal
u_{E}	V	Elektrisches Empfangssignal
$u_{\text{E,est}}$	V	Geschätztes elektrisches Empfangssignal
$u_{\text{E,ref}}$	V	Referenzsignal des elektrischen Empfangssignals

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
u_G	V	Elektrisches Generatorsignal
u_S	V	Elektrisches Sendesignal
$u_{S,est}$	V	Geschätztes elektrisches Sendesignal
u_W	V	Elektrisches Schallwandlersignal
$u_{W,F}$	V	Gefiltertes elektrisches Schallwandlersignal
u_{MS}	V	Elektrisches Sendesignal des Modells
v	W/(m K)	Wärmeleitfähigkeit
y		Ausgangssignal
A		Nennerpolynom
B		Zählerpolynom
A_{UE}		Nennerpolynom Empfangsmodell
B_{UE}		Zählerpolynom Empfangsmodell
A_{US}		Nennerpolynom elektrisches Wandlermodell
B_{US}		Zählerpolynom elektrisches Wandlermodell
B_{abs}	Hz	Absolute Bandbreite
B_{rel}	%	Relative Bandbreite
C	F	Elektrische Kapazität
E_{Modell}		Modellabweichung
$G(s)$		Übertragungsfunktion
$G(j\omega)$		Frequenzgang
H_W		Frequenzgang des Schallwandlers
J		Fehlerfunktion
L	H	Elektrische Induktivität
M_{Luft}	kg/mol	Molare Masse von Luft
O	m ²	Oberfläche
P	W	Leistung
P_m	W	Mittlere Leistung
P_G		Polstelle
Q		Richtfaktor
Q_R		Richtfaktor des Reflektors
Q_W		Richtfaktor des Schallwandlers
R	Ω	Elektrischer Widerstand
R_{Gas}	J/(mol K)	Universelle Gaskonstante
S_E		Schwellwert für Auswertung der Modellabweichung
S_A		Schwellwert für Auswertung des Amplitudengangs
T	°C	Temperatur
T_{ab}	s	Abtastperiodendauer
T_T	s	Totzeit
V		Verstärkungsfaktor
V_D		Dämpfungsfaktor
W		Wandler
X		Regressionsvektor
Y		Ausgangsvektor

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
Z	Ns/m^3	Schallkennimpedanz
α	rad	Öffnungswinkel
β	rad	Öffnungswinkel
ϵ		Relaxationsbetrag
η	m^2/s	Kinematische Viskosität
η_A		Pfadlänge des Amplitudengangs
η_B		Bewertungsmaß für die Bereichsschätzung
η_{KKF}		Bewertungsmaß KKF
η_{MLSL}		Bewertungsmaß Haupt- zu Nebenmaximum
κ		Adiabatenexponent
λ	m	Wellenlänge
ω	1/s	Kreisfrequenz
ϕ	%	Relative Luftfeuchtigkeit
ρ	kg/m^3	Dichte
ρ_S		Schallleistungs-Reflexionsgrad
τ	s	Relaxationszeit
τ_S		Schallleistungs-Transmissionsgrad
ϑ	K	Absolute Temperatur
σ_k		Summe der Korrelationskoeffizienten
σ_a		Summe der Amplitudenwerte
σ_v		Absolute Häufigkeit
$\Delta\Theta$		Phasendifferenz
Θ		Parametervektor

1 Einleitung

1.1 Motivation

Bei der Ultraschall-Abstands-Messung wird meist mit einem einzelnen Schallwandler gearbeitet. Dadurch lassen sich Größe und Kosten eines Sensors reduzieren. Zusätzlich bietet dies den Vorteil, dass die verfügbare aktive Fläche sowohl beim Senden als auch beim Empfangen optimal genutzt werden kann. Dadurch lässt sich das Signal-Rausch-Verhältnis für die spätere Signalverarbeitung erhöhen. Ein Nachteil der Verwendung eines einzelnen Schallwandlers ist allerdings die Tatsache, dass im Allgemeinen während des Sendevorgangs kein Empfangssignal detektiert werden kann. Daraus resultiert ein Mindestabstand bei der Messung, so dass sehr kleine Abstände nicht gemessen werden können. Die Größe dieser sogenannten Blindzone hängt von verschiedenen Eigenschaften des Sensors ab. Die beiden wichtigsten sind die Bandbreite des Schallwandlers sowie das verwendete Sendesignal. Robuste industriell eingesetzte Schallwandler auf Basis von Piezokeramiken besitzen bauartbedingt eine geringe Bandbreite. Werden beispielsweise codierte Sendesignale verwendet, um verschiedene Sensoren in einem unsynchronisierten System (die Sensoren arbeiten dann nicht im Zeitmultiplexverfahren) mittels orthogonaler Codes unterscheiden zu können, vergrößert sich die Blindzone enorm. Um diese Blindzone zu verringern, ist ein alternatives Sensorinterface oder eine angepasste Signalverarbeitung notwendig.

1.2 Stand der Technik

Es sind verschiedene Ansätze zur Realisierung eines simultanen Sende- und Empfangsbetriebes bei Verwendung eines einzelnen Schallwandlers bekannt. Allerdings ist keiner davon für robuste piezokeramische Luft-Schallwandler ausgelegt. Bei der von Bradfield [Bra54] vorgestellten Schaltung erfolgt die Trennung vom Sendesignal u_G und Empfangssignal u_E über einen Transformator, wie in Abbildung 1.1 dargestellt. Eine Anwendung dieser Schaltung ist dabei die Echodetektion in der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, bei der meist mit einem einzelnen Schallwandler gearbeitet wird. Die Schaltung subtrahiert

die von einer RC-Parallelschaltung erzeugte Spannung von der am Schallwandler W anliegenden Spannung. Daraus folgt ein Schätzwert für das elektrische Empfangssignal $u_{E,est}$. Da es sich bei der RC-Schaltung um ein sehr vereinfachtes Modell des Schallwandlers handelt, kann dies nur den eingeschwungenen Zustand des Schallwandlers nachbilden. Daraus resultiert während des Ein- und Ausschwingens des Schallwandlers eine große Abweichung zwischen dem tatsächlichen Empfangssignal und dem von der Schaltung ermittelten Empfangssignal. Da die relative Bandbreite der hier eingesetzten Schallwandler typischerweise relativ groß ist, stellen die Abweichungen beim Ein- und Ausschwingen für diese Anwendung jedoch nur geringe Einschränkungen dar. Allerdings muss die RC-Schaltung regelmäßig an die zeitvarianten Eigenschaften des Schallwandlers angepasst werden.

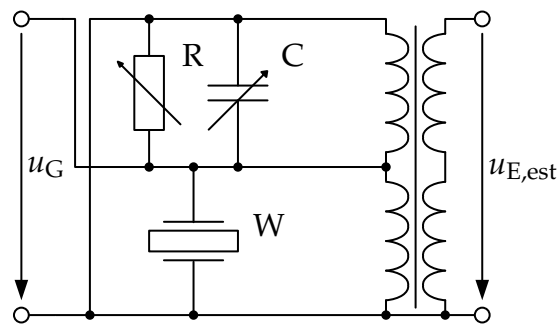


Abbildung 1.1: Schaltung nach Bradfield mit RC-Modell [Bra54]

Für Luftultraschallwandler ist diese Art der Sende-/Empfangssignal-Trennung nur sehr eingeschränkt nutzbar, da die klassischen, piezobasierten Schallwandler eine relativ geringe Bandbreite besitzen. Die Verwendung codierter Sendesignale ist ebenfalls nicht möglich, da der Abgleich der Schaltung nur im eingeschwungenen Zustand möglich ist.

Weitere Möglichkeiten zur Sende-/Empfangssignal-Trennung mittels eines aktiven Zirkulators sowie einer aktiven Brückenschaltung wurden in [Vös05] untersucht. Das favorisierte Schaltungskonzept basiert auf der in Abbildung 1.2 dargestellten aktiven Brückenschaltung. Um den Abgleich zu verbessern, werden hier zwei Schallwandler eingesetzt. Die Untersuchungen mit einem breitbandigen Materialprüfkopf (G1N) zeigen, dass sich eine Sendesignaldämpfung von 40 dB im eingeschwungenen Zustand und 16,5 dB im transienten Fall erreichen lassen. Da hier zwei Schallwandler für einen hinreichenden Abgleich notwendig sind, ist dieses Konzept für ein Sensordesign nicht zielführend.

Ein ähnlicher Ansatz ist in [Vös06], [VRH07] mittels eines Richtkopplers realisiert (Abbildung 1.3). Hierbei wird ebenfalls mit einem breitbandigen Schallwandler (G1N) gearbeitet. Die erreichte Sendesignaldämpfung im eingeschwungenen Zustand bei einer Sendesignalamplitude von 2 V beträgt hier 70 dB, verringert sich bei einer Vergrößerung der Sendesignalamplitude auf 35 V allerdings auf 30 dB [Vös06]. Dies wird auf die Sättigung

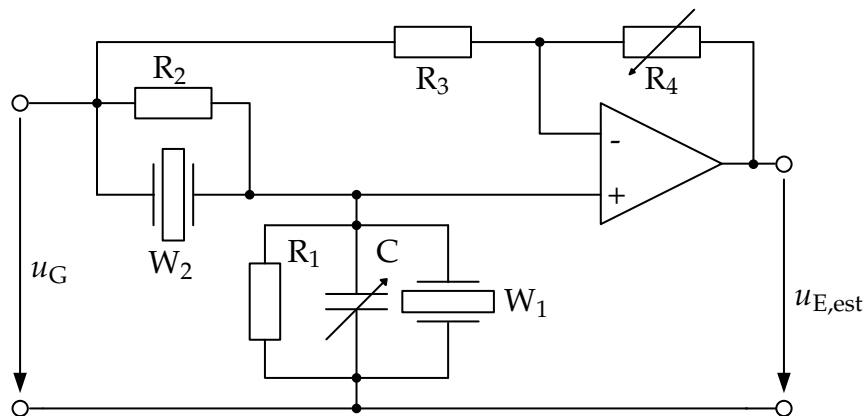


Abbildung 1.2: Aktive Brückenschaltung zur Trennung von Sende- und Empfangssignal [Vös05]

des Übertragerkerns zurückgeführt. In [Köl08] wird der Abgleich der Schaltung über ein RC-Netzwerk untersucht. Dabei zeigt sich, dass es immer einen Ein- und Ausschaltimpuls am Anfang und Ende des Sendevorgangs gibt, der nicht unterdrückt werden kann. Erst nach dem Ausschwingen des Einschaltimpulses ist eine Echodetektion möglich. Der Abgleich ist aber relativ aufwendig, da das Abgleichnetzwerk mit der gleichen Signalamplitude wie der Schallwandler betrieben wird.

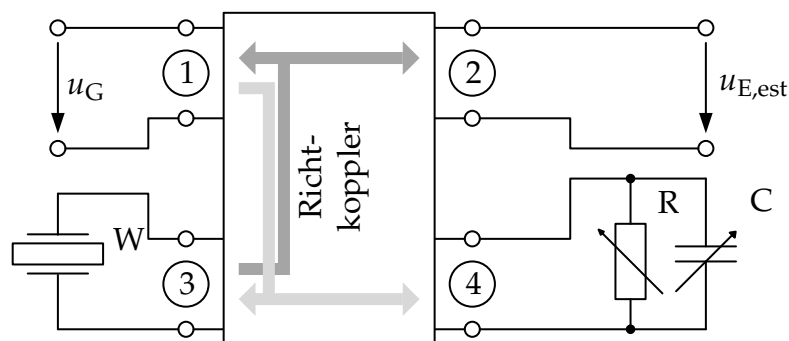


Abbildung 1.3: Richtkoppler zur Signaltrennung [VRH07]

Zur Vereinfachung des Abgleiches wurde ein weiterer Ansatz [SHH09] entwickelt, der ebenfalls für einen Betrieb im eingeschwungenen Zustand ausgelegt ist (Abbildung 1.4). Dabei erfolgt die Sendesignaldämpfung mittels Subtraktion eines Kompensationssignals vom Schallwandlersignal mit einem Differenzverstärker. Das Kompensationssignal wird dabei mit einem elektrisch einstellbaren Phasenschieber und einem elektrisch einstellbaren Verstärker erzeugt. Für die Versuche kommt ebenfalls ein breitbandiger Schallwandler (Panametrics V303) zum Einsatz. Die erreichte Sendesignaldämpfung liegt dabei bei 61 dB.

Alle gezeigten Ansätze, die eine analoge Kompensation des Sendesignals nutzen, besitzen den Nachteil, dass sie nur im eingeschwungenen Zustand nutzbar sind. Dadurch bleibt immer eine Blindzone für die Abstandsmessung, die von der Bandbreite des verwendeten Schallwandlers abhängt. Daher sind diese Ansätze hauptsächlich für breitbandige Schall-

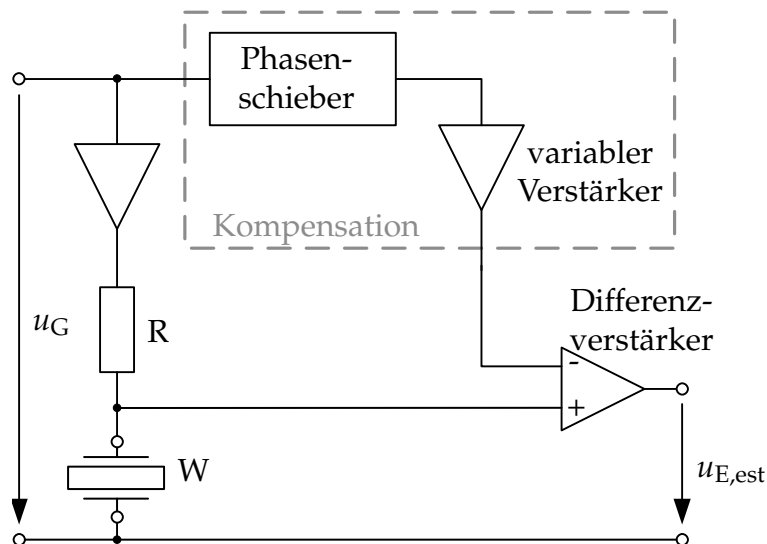


Abbildung 1.4: Signaltrennung mit einem elektronisch steuerbaren Phasenschieber [SHH09]

wandler geeignet. In Verbindung mit robusten piezokeramischen Schallwandlern sowie für die Verwendung von codierten Sendesignalen sind diese Ansätze nicht geeignet.

Für die Abstandsmessung mittels codierter Sendesignale sind Ansätze bekannt, die eine digitale Signalverarbeitung nutzen. In [HUM⁺05] ist zunächst ein Ansatz mit zwei Schallwandlern gezeigt, bei dem zur Abstandsmessung der nicht vom Sendesignal überlagerte Anteil des Empfangssignals genutzt wird. Die Sendesignale sind PSK-modulierte Golay-Sequenzen. Auch hier wird ein breitbandiger Schallwandler (Polaroid 6500) genutzt. Aufgrund des Aufbaus bleibt eine Blindzone, die für eine Messung in Luft mit minimal 50 mm (Fernfeld des Schallwandlers) angegeben ist. Dieser Ansatz wird in [HUM⁺07] modifiziert, um mit einem einzelnen Schallwandler arbeiten zu können. Die Blindzone ändert sich dabei nicht. Aufgrund der geringen Bandbreite piezokeramischer Schallwandler scheidet dieses Verfahren ebenfalls aus.

Letztlich sind verschiedene Ansätze zur Messung von sehr kurzen Abständen bekannt, die in Kombination mit anderen Verfahren eine blindzonenfreie Abstandsmessung ermöglichen könnten. Sie nutzen den akustischen Resonator, der sich durch die Oberflächen von Schallwandler und Messobjekt bildet. Allerdings sind damit zunächst nur kleine Abstände im Bereich der halben Wellenlänge des Schallsignals messbar [FKYK85]. In [Tap97] wird ein Ansatz mit zwei Schallwandlern für die Abstandsmessung in Luft gezeigt. Dabei wird der messbare Abstand mittels Amplitudenmodulation deutlich vergrößert. Allerdings bleibt dabei eine Blindzone, die von der Schallwandlerbandbreite abhängt. Bei einer relativ hohen Bandbreite von 50 % ist hiermit ein Mindestabstand von etwa 4 mm erreichbar. In [Tap98] wird ein modifizierter Ansatz vorgestellt, der die Verwendung eines einzelnen Schallwandlers zulässt.

Tabelle 1.1: Vergleich der bekannten Messverfahren

Verfahren	Messbereich	Bandbreite typischer Schallwandler	Medium	Sendesignal
RC-Modell (Bradfield)		100 %	Festkörper	Impuls
Aktive Brückenschaltung	ab 8 mm	100 %	Festkörper	Sinusburst
Richtkoppler	ab 4 mm	100 %	Wasser	Sinusburst
Phasenschieber	ab 6 mm	78 %	Wasser	Sinusburst
Auswertung nicht überlagerter Signalanteil	ab 50 mm	100 %	Luft	Codiert (PSK, Golay)
Resonator	4 mm - 11 mm	50 %	Luft	CW

In Tabelle 1.1 sind die verschiedenen Verfahren zu Reduktion der Blindzone zusammengefasst. Mit keinem der bekannten Verfahren lässt sich eine blindzonenfreie Abstandsmessung mit einem einzelnen Schallwandler realisieren. Die in den jeweiligen Veröffentlichungen erzielten Mindestabstände liegen zwar im mm-Bereich, sind bezogen auf die Wellenlänge im Medium allerdings relativ groß und mit dem Ansatz nach Herández vergleichbar. Eine Ausnahme bildet der Ansatz nach Tapson, der allerdings nur in einem sehr kleinen Messbereich nutzbar ist. Alle Verfahren weisen starke Einschränkungen auf, so dass sie für schmalbandige Luft-Ultraschall-Wandler nicht geeignet sind. Das Gleiche gilt bei der Verwendung codierter Sendesignale, die eine Unterscheidung verschiedener Sensoren ermöglichen.

1.3 Abgeleitete Zielstellung

Aus dem Stand der Technik lassen sich einige wesentliche Einschränkungen bei den Ansätzen zur Reduktion der Blindzone erkennen. So ist eine analoge Signalverarbeitung für die blindzonenfreie Abstandsmessung in Luft nicht zielführend. Weiterhin muss eine Kompensation des Sendesignals erfolgen, um die Blindzone vollständig eliminieren zu können. Die eingesetzten Schallwandler besitzen prinzipbedingt eine große Bandbreite, was für die Abstandsmessung von Vorteil ist. Aufgrund der genutzten Schallwandlerprinzipien sind diese allerdings mechanisch relativ empfindlich, was ihren Einsatz im industriellen Umfeld stark einschränkt. Hier sind robuste piezoelektrische Schallwandler etabliert, die allerdings eine geringere Bandbreite besitzen. Dadurch können sie mit den zuvor beschriebenen Verfahren nicht eingesetzt werden. Ziel dieser Arbeit ist die Realisierung einer blindzonenfreien Abstandsmessung mit piezoelektrischen Luft-Ultraschallwandlern mittels digitaler Signalverarbeitung. Dabei sollen codierte Sendesignale genutzt werden, die zu einer Verbesserung der Störunterdrückung gegenüber klassischen Puls-Echo-Verfahren führen.

Zusätzlich ermöglicht eine Codierung die Unterscheidbarkeit verschiedener, gleichzeitig betriebener Sensoren, was aber nicht Schwerpunkt dieser Arbeit ist. An dieser Stelle dient die Codierung hauptsächlich der korrelationsbasierten Abstandsmessung.

Aus der Zielstellung folgt direkt der Aufbau der Arbeit. Zunächst werden innerhalb der Grundlagen die Randbedingungen und getroffenen Vereinfachungen beschrieben. Anschließend folgt die Vorstellung des theoretischen Konzeptes zur blindzonenfreien Ultraschall-Abstandsmessung. Daraus werden Fragestellungen, die für die Verifikation notwendig sind, und mögliche Untersuchungsmethoden abgeleitet. Nach der Entwicklung der Untersuchungsmethoden erfolgt die eigentliche Messverfahrensentwicklung. Hierbei wird das Konzept genauer betrachtet und es werden Randbedingungen für die verwendeten Einzelkomponenten definiert. Anschließend erfolgt die Umsetzung des Messverfahrens mit kommerziellen Schallwandlern und einer Offlineauswertung. Mittels der für diese Arbeit entwickelten Simulationsumgebung und eines Versuchsstands wird die Leistungsfähigkeit des entwickelten Messverfahrens untersucht. Abschließend erfolgt eine Erweiterung, um das Verfahren weiter zu verbessern und dessen Robustheit zu erhöhen.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel wird zunächst ein Überblick über die grundlegenden akustischen Zusammenhänge gegeben, die im Rahmen der Arbeit genutzt werden. Dazu gehören im Speziellen die akustischen Eigenschaften der Luft, die das Messmedium bei der Abstandsmessung darstellt. Allgemein können die Eigenschaften aber auch auf andere gasförmige Medien übertragen werden. Des Weiteren werden verschiedene Schallwandlerkonzepte für die Ultraschallerzeugung und Detektion in Luft vorgestellt und auf ihre Modellierung eingegangen. Anschließend folgt ein kurzer Überblick über Verfahren zur Identifikation linearer dynamischer Systeme, welche für das in dieser Arbeit entwickelte Messverfahren eine wichtige Rolle spielen. Abschließend folgen zwei Unterkapitel, die Multiplexverfahren und Modulationsverfahren behandeln. Sie werden genutzt, um codierte Sendesignale zu erzeugen, die primär für die korrelationsbasierte Abstandsmessung verwendet werden, aber später auch eine Unterscheidung verschiedener Sensoren ermöglichen.

2.1 Ultraschallakustik

Eine wesentliche akustische Grundlage für diese Arbeit bildet die Schallausbreitung in Luft, da sie für eine laufzeitbasierte Abstandsmessung genutzt wird. Des Weiteren sind Reflexionseigenschaften typischer Reflektoren wichtig, um ihren Reflexionsgrad beurteilen zu können. Ein weiterer wesentlicher Teil ist die Schallabsorption in der Luft und Schallschwächung durch Aufweitung. Sie beeinflusst die Empfangssignalamplituden in Abhängigkeit des Reflektorabstandes und begrenzt den maximal messbaren Abstand. Die Beschreibung der Schallausbreitung in Luft erfolgt nach den Konventionen, wie sie in [LSW09] definiert sind.

2.1.1 Schallausbreitung in Luft

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Messverfahren dient zur Abstandsmessung in Luft. Die Luft wird hier als homogenes Gasgemisch mit konstanter Temperatur angenommen. Weiterhin wird davon ausgegangen, dass sich die Luft in Ruhe befindet, also weder

Luftströmungen noch Konvektion vorhanden sind. Für die Abstandsmessung wird ein Laufzeitverfahren genutzt, welches die Laufzeit der Schallwellen in der Luft auswertet, um darüber auf eine Entfernung zu schließen. Daher ist die Schallgeschwindigkeit in der Luft eine wichtige Größe bzw. Eigenschaft für das Messverfahren, die für die Auswertung bekannt sein muss. Beim idealen Gas ist die Schallgeschwindigkeit c wie folgt definiert [CH97]:

$$c = \sqrt{\frac{\kappa R_{\text{Gas}} \vartheta}{M_{\text{Luft}}}} \quad (2.1)$$

Sie hängt ab von der universellen Gaskonstante R_{Gas} , der molaren Masse der Luft M_{Luft} , und der absoluten Temperatur ϑ , sowie dem Adiabatenexponenten κ . Dieser ist definiert als:

$$\kappa = \frac{c_p}{c_v} \quad (2.2)$$

Dabei ist c_p die spezifische Wärmekapazität bei konstantem Druck und c_v die spezifische Wärmekapazität bei konstantem Volumen. Die Schallgeschwindigkeit hängt von der Temperatur ϑ und der Zusammensetzung der Luft ab.

Ein weiterer Einflussfaktor auf die Schallausbreitung in Luft ist die Luftfeuchte. Hierbei sind zwei Effekte zu unterscheiden: zum einen Relaxationseffekte, wodurch sich die Schallgeschwindigkeit in geringem Maße in Abhängigkeit von der Luftfeuchte ändert (da die relative Änderung nur etwa 0,4 % beträgt, werden sie an dieser Stelle nicht genauer behandelt und im Rahmen dieser Arbeit vernachlässigt, [LSW09]) zum anderen Dämpfungseffekte in der Luft. Die Dämpfung ist von der Frequenz der sich ausbreitenden Schallwelle abhängig. Da Dämpfung und Schallgeschwindigkeit aber zusammenhängen, entsteht hierdurch nicht nur eine frequenzabhängige Dämpfung, sondern auch eine frequenzabhängige Schallgeschwindigkeit. Dies führt zu einer geringen Dispersion, die aufgrund der marginalen Bandbreite der eingesetzten Schallwandler im Weiteren aber vernachlässigt wird. Daraus resultiert der in Abbildung 2.1 dargestellte temperaturabhängige Verlauf der Schallgeschwindigkeit.

Für eine exakte Messung muss die Lufttemperatur bekannt sein. In einer Umgebung mit sich nur langsam ändernder Lufttemperatur kann eine Messung mit einem Temperatursensor erfolgen. Andernfalls ist eine Referenzmessstrecke notwendig. Auf Verfahren zur Korrektur der Temperaturabhängigkeit der Laufzeitmessung wird im Rahmen dieser Arbeit nicht eingegangen, da sie für das Messverfahren an sich nicht substantiell sind

und bekannte Verfahren genutzt werden können. Dies kann beispielsweise durch die Verwendung eines Referenzreflektors erfolgen [FA99].

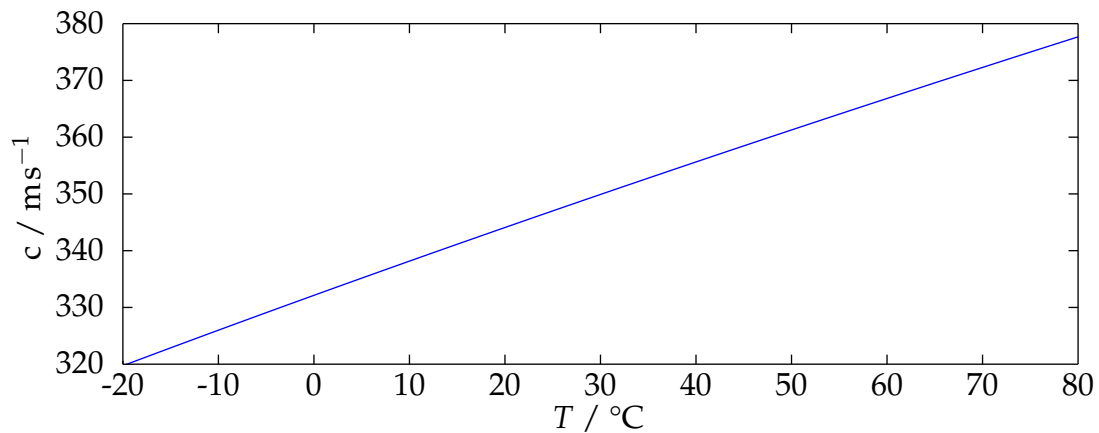


Abbildung 2.1: Temperaturabhängige Schallgeschwindigkeit in Luft nach Gleichung 2.1 ($M_{\text{Luft}} = 28,949 \text{ g/mol}$, 0 % relative Luftfeuchtigkeit)

2.1.2 Reflexion und Transmission

Für die vorliegende Arbeit wird angenommen, dass die Schallausbreitung bei Eintreffen an einer Grenzfläche näherungsweise als ebene Welle geschieht. Als Reflektoren werden in dieser Arbeit Normreflektoren genutzt. Sie sind deutlich größer als die Wellenlänge der Schallwelle. Weiterhin wird nur die Longitudinalwelle betrachtet, da in der Luft keine andere Wellenart ausbreitungsfähig ist. Zur Abschätzung der Reflektoreigenschaften sowie der Koppeligenschaften der Schallwandler wird davon ausgegangen, dass die Schallwelle senkrecht zur Grenzflächen einfällt. Dann gelten die im Folgenden beschriebenen Zusammenhänge. [LSW09]

Der Schallleistungs-Reflexionsgrad ist definiert als:

$$\rho_s = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 \quad (2.3)$$

Der Schallleistungs-Transmissionsgrad entspricht $1 - \alpha_r$ und ist definiert als :

$$\tau_s = \frac{4Z_1Z_2}{(Z_2 + Z_1)^2} \quad (2.4)$$

Für die Berechnung müssen die Schallkennimpedanzen Z des Zielmediums Z_2 und des Quellmediums Z_1 bekannt sein. Die Schallkennimpedanz ist definiert als:

$$Z_0 = \rho_0 c \quad (2.5)$$

Tabelle 2.1: Näherungswerte akustischer Kenngrößen verschiedener Medien bei 20°C

Medium	Longitudinalwellen- geschwindigkeit	Dichte	Schallkennimpedanz
Luft (ideal)	331 m/s	1,293 kg/m ³	428 Ns/m ³
Wasser	1483 m/s	1000 kg/m ³	1,483 MNs/m ³
POM	2743 m/s	1394 kg/m ³	3,823 MNs/m ³
Aluminium	6320 m/s	2703 kg/m ³	17 MNs/m ³
Stahl	5900 m/s	7700 kg/m ³	45,430 MNs/m ³
Piezokeramik (PIC155)	3900 m/s	7800 kg/m ³	30,420 MNs/m ³

Hierbei ist ρ_0 die (Ruhe-)Dichte des Mediums und c die Schallgeschwindigkeit im Medium.

Ein Vergleich der akustischen Kenngrößen in Tabelle 2.1 zeigt, dass sich der Schallleistungs-Reflexionsgrad für klassische zu detektierende Medien in Luft vereinfacht zu eins annähern lässt, da immer ein schallharter Übergang vorliegt. Bedingung dafür ist aber, dass der Reflektor homogen, eben und mit seiner Oberfläche senkrecht zum Schallwandler ausgerichtet ist. Weiterhin muss der Reflektor wesentlich größer als die Wellenlänge der zu reflektierenden Schallwelle sein. Andererseits lässt sich auch erkennen, dass der Schallleistungs-Transmissionsgrad vom aktiven Element (Piezokeramik) in das Messmedium Luft und umgekehrt nur sehr gering ist ($\tau_s = 0,000056$). Hier sind Konzepte für eine akustische Anpassung notwendig, um eine Schallwelle mit hinreichender Energie in Luft ein- und auskoppeln zu können, die im Kapitel 2.2 erläutert werden.

2.1.3 Schalldämpfung in Luft

Während der Ausbreitung in einem realen Medium nimmt die Energie bzw. Schallleistung einer Schallwelle ab, da ein Energieaustausch mit der Umgebung stattfindet. Physikalisch lässt sich dieser Dämpfungseffekt in Gasen durch Viskosität, Wärmeleitung und molekulare Absorption erklären. Die Energie der Schallwelle nimmt durch die Dämpfung exponentiell mit dem Abstand ab. Eine genaue Herleitung dieser drei Dämpfungseffekte ist in [LSW09] zu finden.

Die Dämpfung aufgrund der inneren Reibung bzw. Viskosität η ist wie folgt definiert:

$$a_v = \frac{2}{3} \frac{\eta \omega^2}{\rho_0 c^3} \quad (2.6)$$

Dabei ist ρ_0 die Luftdichte (oder allgemein die Gasdichte), c die Schallgeschwindigkeit und ω die Kreisfrequenz. Über die Kreisfrequenz wird die räumliche stationäre Verteilung

des Schalldrucks der Schallwelle beschrieben. Die Dämpfung hängt von der Temperatur und der Frequenz ab.

Die Dämpfung aufgrund von Wärmeleitung ist definiert als:

$$a_w = \frac{(\kappa - 1)}{\kappa} \frac{\omega^2 v}{2c_V \rho_0 c^3} \quad (2.7)$$

Hierbei ist v die Wärmeleitfähigkeit und κ der Adiabatenexponent aus spezifischer Wärmekapazität bei konstantem Druck c_p und spezifischer Wärmekapazität bei konstantem Volumen c_V . Sie entsteht dadurch, dass die Schallwelle aufgrund der adiabatischen Zustandsänderungen im Medium neben periodischen Druckänderungen auch eine periodische Erwärmung und Abkühlung hervorruft. Aufgrund der endlichen Wärmeleitfähigkeit des Mediums zwischen Kompression und Dilatation wird dem Schallfeld Energie entzogen.

$$\kappa = \frac{c_p}{c_V} \quad (2.8)$$

Der dritte Anteil, die molekulare Dämpfung, ist wie folgt definiert [LSW09]:

$$a_m = \frac{\pi \epsilon \omega \tau}{(1 + \omega^2 \tau^2) \lambda} \quad (2.9)$$

Dabei ist τ die Relaxationszeit, ϵ der Relaxationsbetrag und λ die Wellenlänge im Medium. Die molekulare Dämpfung hängt empfindlich von der Reinheit des Gases ab. Durch den in der Luft typischerweise vorhandenen Wasserdampf stellt sich jedoch schneller ein thermisches Gleichgewicht ein, was zu einer Verringerung der Relaxationszeit führt.

Die Gesamtdämpfung a_{ges} wird durch Summation der einzelnen Dämpfungswerte bestimmt.

$$a_{\text{ges}} = a_v + a_w + a_m \quad (2.10)$$

Daraus ergeben sich im Wesentlichen die Einflussfaktoren Temperatur T , relative Feuchte ϕ und Frequenz f für die Dämpfung in Luft. In Abbildung 2.2 und Abbildung 2.3 sind die Abhängigkeiten verdeutlicht.

Hierbei ist zu erkennen, dass die Dämpfung mit steigender Frequenz zunimmt. Somit ist die Resonanzfrequenz eines Schallwandlers ein Parameter, der den maximal messbaren Abstand bestimmt. Allerdings können ein kleinerer Öffnungswinkel und eine gute akustische Kopplung bei Schallwandlern mit größerer Resonanzfrequenz zu gleichen maximal

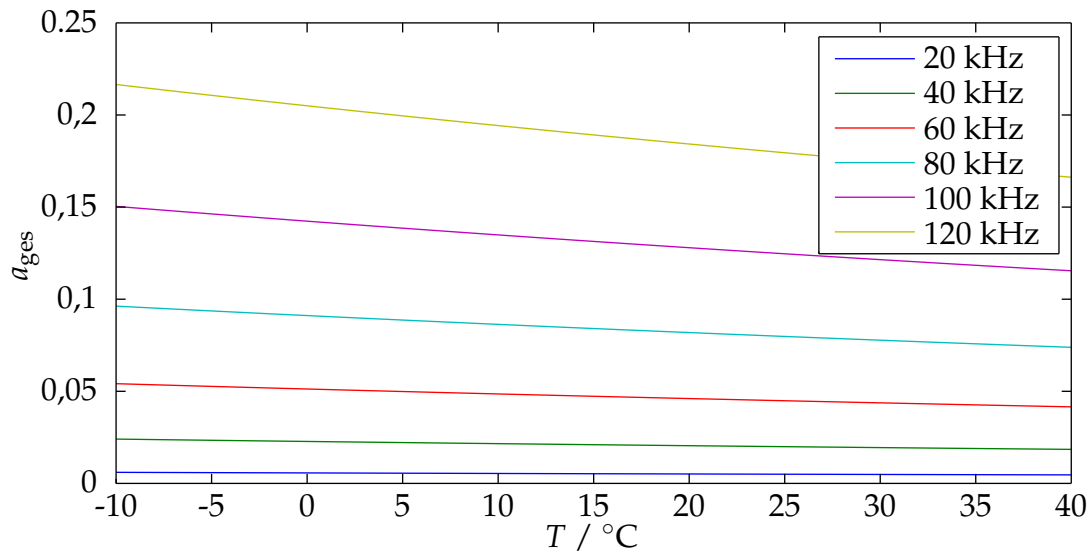


Abbildung 2.2: Temperaturabhängige Dämpfung a_{ges} in Luft bei 0 % relativer Luftfeuchte für verschiedene Frequenzen (Berechnung nach [LSW09])

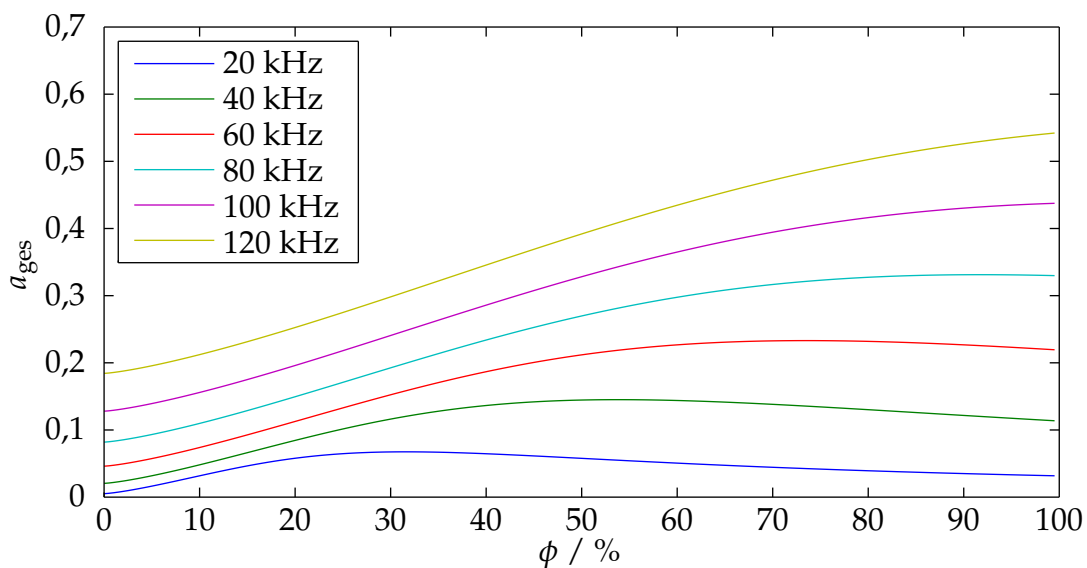


Abbildung 2.3: Feuchteabhängigkeit der Dämpfung a_{ges} in Luft bei 20 °C für verschiedene Frequenzen (Berechnung nach [LSW09])

messbaren Abständen führen wie bei Schallwandlern mit einer kleineren Resonanzfrequenz.

2.1.4 Schallschwächung durch Aufweitung

Ein weiterer wesentlicher Effekt ist die Schallschwächung durch die geometrische Aufweitung. Sie ist von der Abstrahlcharakteristik der eingesetzten Schallwandler abhängig.

Die Schallintensität nimmt mit dem Abstand proportional mit $1/r^2$ ab, da sich die Oberfläche der (Kugel-)Welle vergrößert. Da die Schallintensität proportional zum Quadrat des Schalldrucks ist, folgt für den abstandsabhängigen Schalldruck:

$$p(r) \propto \frac{1}{r} \quad (2.11)$$

Aus dem bekannten Schalldruck $p(r_2)$ im Abstand r_2 lässt sich der Schalldruck $p(r_1)$ im Abstand r_1 für eine Kugelwelle wie folgt bestimmen:

$$\frac{p(r_1)}{p(r_2)} = \frac{r_2}{r_1} \quad (2.12)$$

$$p(r_1) = p(r_2) \frac{r_2}{r_1} \quad (2.13)$$

Wenn der horizontale und vertikale Öffnungswinkel $\alpha \in [0..2\pi]$ und $\beta \in [0..\pi]$ berücksichtigt wird, ergibt sich daraus ein Ausschnitt der Kugeloberfläche O :

$$O = \int_0^\alpha \int_0^\beta r^2 \sin \alpha d\beta d\alpha \quad (2.14)$$

$$O = r^2 \beta (1 - \cos \alpha) \quad (2.15)$$

Daraus lässt sich der Richtfaktor Q bezogen auf die Oberfläche der Kugelwelle ($4\pi r^2$) definieren:

$$Q = \frac{4\pi}{\beta(1 - \cos \alpha)} \quad (2.16)$$

Daraus folgt der Schalldruck im Abstand r aus dem bekannten Schalldruck im Abstand r_2 und dem Richtfaktor Q :

$$p(r) = \frac{p(r_2)}{1 + \frac{r}{r_2 Q}} \quad (2.17)$$

Darüber lässt sich für eine Simulation die Abnahme der Schallleistung analytisch berechnen.

2.2 Schallwandler

Für die Erzeugung und Detektion von Ultraschallwellen in Luft sind verschiedene Konzepte bekannt [LSW09] [Mag94] [SK08] [EBA10] [MKM92]. Dieses Kapitel gibt einen kurzen

Überblick über die gebräuchlichsten Arten von Schallwandlern. Außerdem findet eine Bewertung statt, inwieweit die vorgestellten Schallwandler für die gegebene Aufgabe geeignet sind.

Das Grundprinzip des elektrostatischen Schallwandlers ist in Abbildung 2.4a dargestellt. Er basiert auf einer dünnen Metallmembran, die vor einer Platte gespannt ist. Eine Feldänderung zwischen der Membran und der Rückplatte führt zu einer Auslenkung der Membran und umgekehrt. Dabei erreichen die Schallwandler Resonanzfrequenzen bis zu 200 kHz bei einer relativen Bandbreite von bis zu 30%. Aufgrund der geringen elektrischen Kapazität, die im Bereich von 100 pF liegt, ist die elektrische Impedanz bei der Resonanzfrequenz relativ hoch (um 10 k Ω). Dies führt im Vergleich zu piezokeramischen Schallwandlern zu höheren Anforderungen an den Empfangsverstärker bezüglich SNR und Eingangsimpedanz. Bezüglich ihrer Bandbreite sind diese Schallwandler gut für die Abstandsmessung mit codierten Sendesignalen geeignet. Allerdings scheiden sie für diese Arbeit aus, da sie aufgrund ihres Aufbaus für einen industriellen Einsatz nicht robust genug sind.

Ein weiterer Typ ist der in Abbildung 2.4b dargestellte Folienschallwandler, der auf einer Polyvinylidene-Fluorid-Folie (PVDF) basiert. Sie ist seitlich eingespannt, so dass eine angeregte Schwingung der Folie in eine radiale Bewegung umwandelt wird. Die Folie besitzt eine Dicke zwischen 10 μm und 25 μm und eine elektrische Kapazität im Bereich von 100 pF bis 2000 pF. Verglichen mit den elektrostatischen Schallwandlern führt dies bezüglich der SNR zu geringeren Anforderungen an den Empfangsverstärker, da die elektrische Impedanz des Schallwandlers geringer ist. Die Resonanzfrequenz und relative Bandbreite liegt in einem ähnlichen Bereich. PVDF-Wandler scheiden für die vorliegende Arbeit ebenfalls aufgrund ihrer geringen Robustheit aus.

Ein weiterer Typ der Folienschallwandler basiert auf einem elektromechanischen Film (EM-Fi). Sein Aufbau ist in Abbildung 2.4c dargestellt. Der Film ist auf ein Substrat geklebt und besitzt eine Dicke im Bereich von 70 μm und 80 μm . Dabei dienen die Oberseite des Films sowie das Substrat als Elektroden. Diese Schallwandler erreichen Resonanzfrequenzen bis zu 300 kHz. Ihre elektrischen Eigenschaften sind mit den PVDF-Wandlern vergleichbar. Die erreichbare relative Bandbreite der EMFi-Schallwandler kann bis zu 90% betragen. Diese Schallwandler-Art scheidet aufgrund ihres begrenzten Betriebs-Temperaturbereiches sowie ihrer begrenzten Robustheit für die weiteren Untersuchungen aus. [Kre01]

Eine weitere Familie von Schallwandlern bilden die piezokeramikbasierten Schallwandler. Sie unterscheiden sich im Wesentlichen durch die akustische Anpassung. Der in Abbildung 2.5a dargestellte Typ nutzt ein Horn als akustische Anpassung. Als aktives Element wird entweder ein Verbund aus zwei entgegengesetzt polarisierten Piezokeramiken genutzt (bimorph) oder ein Verbund aus einer Piezokeramik und einem passiven Material

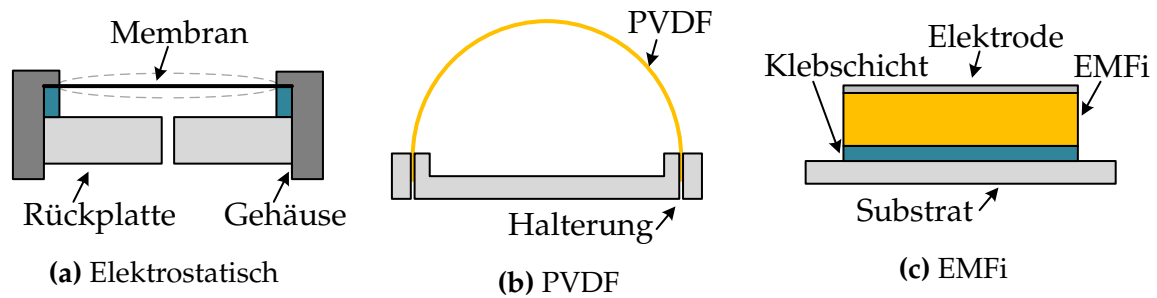


Abbildung 2.4: Prinzipieller Aufbau von elektrostatischen, PVDF- und EMFi-Schallwandlern

(unimorph). Die Piezokeramik wird dabei im Radialmode betrieben, wobei der Verbund eine Biegeschwingung ausführt. In Abbildung 2.5b ist die Unimorph-Variante ohne weitere akustische Anpassung dargestellt. Sie besitzt eine deutlich schlechtere akustische Kopplung, verglichen mit der Variante mit Horn als Anpassung. Eine weitere Variante ist die Verwendung einer $\lambda/4$ -Anpasssschicht. Der prinzipielle Aufbau ist in Abbildung 2.5c dargestellt. Die Anpasssschicht sollte eine akustische Kennimpedanz besitzen, die dem geometrischen Mittel der angrenzenden Medien, also Luft und Piezokeramik, entspricht. Aufgrund der geringen Kennimpedanz der Luft eignen sich hier hauptsächlich Kompositwerkstoffe, die beispielsweise einen hohen Anteil an Glashohlkugeln besitzen. Die Piezokeramik wird ebenfalls im Radialmode betrieben. Der eingezeichnete Metallring ist optional und wird genutzt, um die Auslenkung zu vergrößern [Mag94]. Die Resonanzfrequenz der piezoelektrischen Schallwandler reicht bis zu 500 kHz bei einer relativen Bandbreite von 2 % bis 7 %. Abgesehen von der relativ geringen Bandbreite besitzen die piezoelektrischen Schallwandler Vorteile gegenüber den Folienschallwandlern. Ihre elektrische Impedanz ist geringer und ihr Betriebstemperaturbereich ist größer. Weiterhin ist ihr Aufbau robuster, wodurch sie für viele industrielle Anwendungen besser geeignet sind. Aus diesem Grund werden für die Untersuchungen in dieser Arbeit nur die drei auf Piezokeramiken basierenden Typen betrachtet. Die Anpasssschicht des gewählten Schallwandlers basiert dabei auf einer Gummi-Silikon-Mischung mit Zuschlagsstoffen wie Glashohlkugeln.

In Tabelle 2.2 sind die für diese Arbeit wichtigsten Eigenschaften der verschiedenen Ultraschallwandler zusammengefasst.

2.3 Modellierung des elektrischen Verhaltens von piezoelektrischen Schallwandlern

Ein Teil der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen erfolgt mittels Simulationen. Daher wird kurz auf Möglichkeiten zur Modellierung des elektrischen Verhaltens

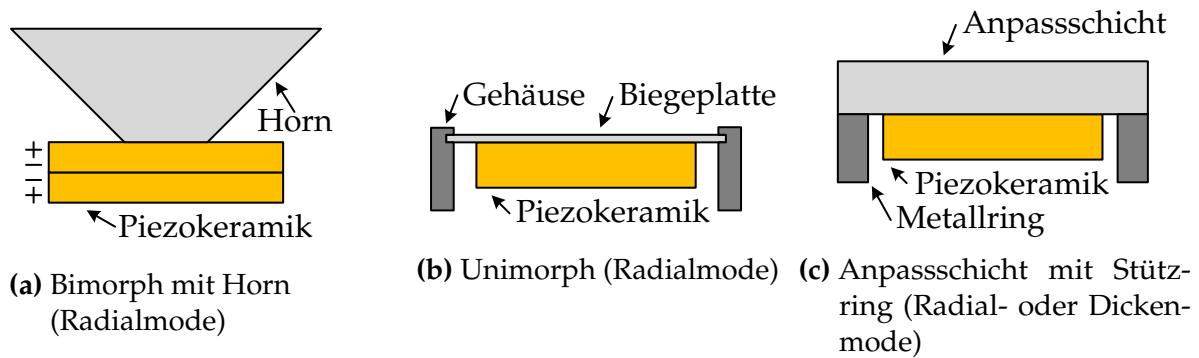


Abbildung 2.5: Prinzipieller Aufbau von Schallwandlern auf Basis von Piezokeramiken (die Aufhängung der Schallwandler ist nicht abgebildet)

Tabelle 2.2: Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften der verschiedenen Schallwandler

Typ	maximale Resonanzfrequenz	Bandbreite	akustische Kopplung
Elektrostatisch	200 kHz	30 %	hoch
PVDF	200 kHz	30 %	hoch
EMFi	300 kHz	90 %	hoch
Bimorph mit Horn	500 kHz	7 %	hoch
Unimorph	500 kHz	7 %	gering
$\lambda/4$ -Anpassschicht	500 kHz	7 %	mittel

piezoelektrischer Schallwandler eingegangen. Bei großen Feldstärken zeigen piezokeramische Werkstoffe nichtlineares Verhalten. [SM07] Dies würde bei dem in dieser Arbeit entwickelten Konzept zu Problemen bei der notwendigen Online-Systemidentifikation führen. Daher werden die Schallwandler mit vergleichbar kleinen Feldstärken (unter 5 V/mm) betrieben, um sie näherungsweise als linear betrachten zu können. Für die Modellierung des linearen elektrischen Verhaltens lassen sich daher folgende Modelle nutzen.

Im eingeschwungenen Zustand lässt sich das elektrische Verhalten durch das in Abbildung 2.6 dargestellte RC-Modell simulieren. Beim Betrieb mit einem Vorwiderstand führt die Grundkapazität C_0 der Piezokeramik zu einer Phasenverschiebung des elektrischen Schallwandlersignals u_W . Die Spannungsquelle simuliert ein elektrisches Empfangssignal u_E . Während Ein- und Ausschwingvorgänge stattfinden, beschreibt dieses Modell das Verhalten des Schallwandlers aufgrund der Vernachlässigung der Resonanzstelle nicht mehr korrekt.

Wenn Ein- und Ausschwingvorgänge simuliert werden sollen, eignet sich das Butterworth-van-Dyke-Modell (BvD), welches in Abbildung 2.7 dargestellt ist. Es modelliert die Grundkapazität der Piezokeramik ebenfalls mit der Kapazität C_0 . Zusätzlich wird eine Resonanzstelle der Piezokeramik über einen RLC-Reihenschwingkreis (L_1 , C_1 , R_1) simuliert. Zusam-

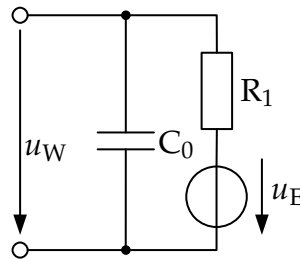


Abbildung 2.6: Einfaches RC-Modell eines piezoelektrischen Schallwandlers

men mit der Parallelkapazität C_0 lassen sich so Resonanz und Antiresonanz modellieren. Die Wirkung des elektrischen Empfangssignals ist hier ebenfalls über die Spannungsquelle mit u_E realisiert. Dadurch lässt sich das elektrische Verhalten des Schallwandlers für den Sende- und Empfangsfall simulieren. Die Ersatzparameter des Modells lassen sich beispielsweise aus einer Impedanzmessung ermitteln. Eine geschlossene analytische Bestimmung der Parameter ist jedoch nicht möglich. [SM07] Prinzipiell können durch mehrere parallel geschaltete RLC-Schwingkreise auch höhere Modellordnungen realisiert werden [Hoo10], allerdings ist dabei die Verkopplung der Schwingkreise zu beachten.

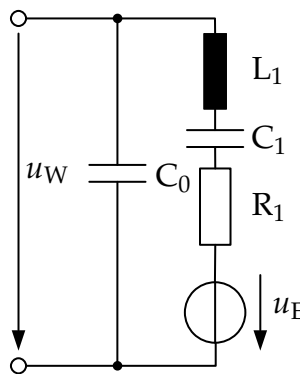


Abbildung 2.7: Einfaches BvD-Modell eines piezoelektrischen Schallwandlers

2.4 Identifikation linearer dynamischer Systeme

Das grundlegende Konzept des in dieser Arbeit entwickelten Messverfahrens basiert auf einer Systemidentifikation, bei der ein Modell für das elektrische Verhalten des Schallwandlers erzeugt werden soll. Daher werden an dieser Stelle zunächst einige Grundlagen der Identifikation linearer dynamischer Systeme gegeben. Die Systemidentifikation ist dabei grundsätzlich wie in Abbildung 2.8 skizziert aufgebaut. Dabei wird aus einem gemessenen Eingangssignal u und einem gemessenen Ausgangssignal y ein Modell erzeugt, mit dem ein geschätztes Ausgangssignal \hat{y} berechnet werden kann. Dazu wird ein Fehler e minimiert. [Sch09] Hier wird grundsätzlich zwischen zwei verschiedenen Arten von Modellen unterschieden: dem Gleichungsfehlermodell und dem Ausgangsfehlermodell.

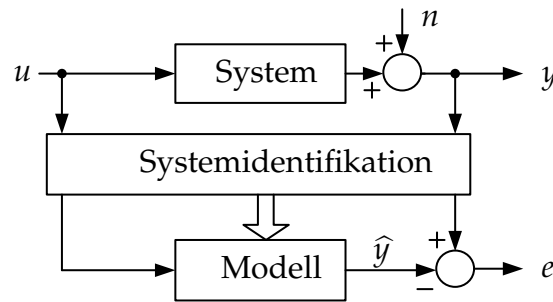


Abbildung 2.8: Allgemeine Struktur einer Systemidentifikation

Das Gleichungsfehlermodell benötigt für die Bestimmung des nächsten Ausgangswertes neben den Eingangswerten auch die vergangenen Ausgangswerte, so dass nur eine Ein-Schritt-Prädiktion möglich ist. Beim Ausgangsfehlermodell hingegen sind nur die Eingangswerte notwendig, so dass es sich hierbei um ein echtes Parallelmodell handelt. [Sch09] Die Unterschiede dieser beiden Typen werden im Folgenden an zwei Beispielen (OE-Modell und ARX-Modell) erläutert.

FIR-Filterbasierte Verfahren werden nicht betrachtet, da für das in dieser Arbeit entwickelte Messverfahren IIR-Filter notwendig sind.

2.4.1 OE-Modell

Mit Hilfe des OE-Ansatzes (Output-Error) kann ein paralleles Modell geschätzt werden. [Sch09] Es gehört zu der Gruppe der Ausgangsfehlermodelle, deren Struktur in Abbildung 2.9 dargestellt ist. Allerdings ist die Parameteradaption weitaus aufwändiger als beim ARX-Modell, da hierfür nichtlineare Verfahren notwendig sind.

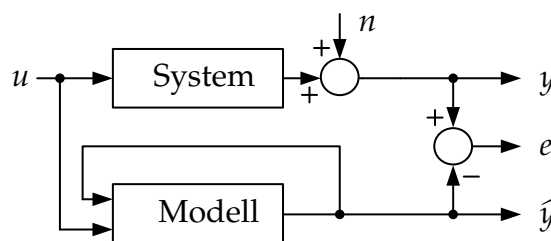


Abbildung 2.9: Allgemeine Struktur eines Ausgangsfehlermodells

Dies wird aus den folgenden Gleichungen deutlich. Ausgehend von der in Abbildung 2.10 skizzierten Struktur ergibt sich folgende Gleichung:

$$y(z) = \frac{B(z)}{F(z)}u(z) + n(z) \quad (2.18)$$

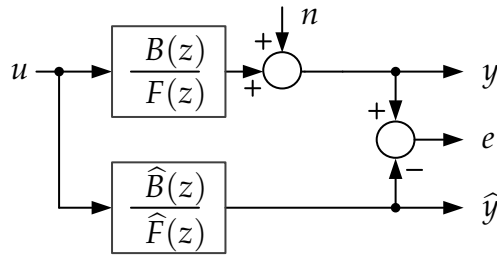


Abbildung 2.10: Struktur des Ausgangsfehlermodells

Für den Modellansatz folgt dann:

$$\hat{y}(z) = \frac{\hat{B}(z)}{\hat{F}(z)}u(z) + n(z) \quad (2.19)$$

Im Gegensatz zum ARX-Modell erfolgt hier die Identifikation durch ein Parallelmodell. Für die Differenzengleichung bedeutet das, dass sie nicht vom gemessenen, sondern vom berechneten Ausgang abhängt:

$$\hat{y}(k) = -\sum_{i=1}^n f_i \hat{y}(k-i) + \sum_{j=1}^m b_j u(k-j) \quad (2.20)$$

Beim ARX-Modell steht dort der gemessene Ausgangswert y . Beim OE-Modell hängen die vergangenen Werte von \hat{y} von den zu optimierenden Parametern ab. Ein einfaches Beispiel verdeutlicht dies:

$$\hat{y}(k) = -f_1 \hat{y}(k-1) + b_1 \hat{y}(k-1) \quad (2.21)$$

$$\hat{y}(k+1) = -f_1 (-f_1 \hat{y}(k-1) + b_1 \hat{y}(k)) + b_1 u(k) \quad (2.22)$$

$$= -f_1^2 \hat{y}(k-1) - f_1 b_1 \hat{y}(k-1) + b_1 u(k) \quad (2.23)$$

Die vergangenen Ausgangsgrößen müssen ebenfalls aus den Modellgleichungen berechnet werden. Dadurch wird selbst ein Modell erster Ordnung in den Optimierungsparametern nichtlinear. Dies ist ein großer Nachteil des OE-Modells, da hier eine nichtlineare Optimierung erfolgen muss. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Stabilität des Modells aufgrund der Rückkopplung nicht garantiert werden kann.

2.4.2 ARX-Modell

Das ARX-Modell (Autoregressive with Exogenous Input) gehört zu der Gruppe der Gleichungsfehlermodelle. [Sch09] Ihre allgemeine Struktur ist in Abbildung 2.11 skizziert. Der Identifikationsalgorithmus ermittelt das Ausgangssignal hierbei nicht eigenständig, sondern mit Hilfe des letzten gemessenen Ausgangswertes. Daher erfolgt die Minimierung des sogenannten Gleichungsfehlers oder auch Ein-Schritt-Prädiktionsfehlers. Dadurch entsteht ein seriell-paralleles Modell. Es wird häufig für die Systemidentifikation linearer Systeme genutzt, da es in seinen Parametern linear ist. Dadurch ist eine Optimierung mit linearen Optimierungsverfahren möglich. Die Struktur des ARX-Modells ist in Abbildung 2.12 dargestellt.

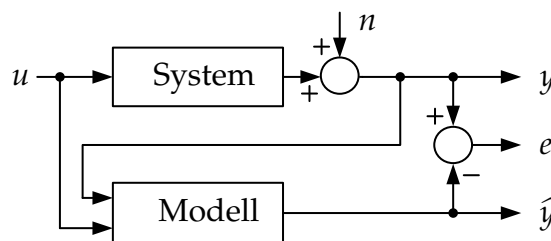


Abbildung 2.11: Gleichungsfehlermodell

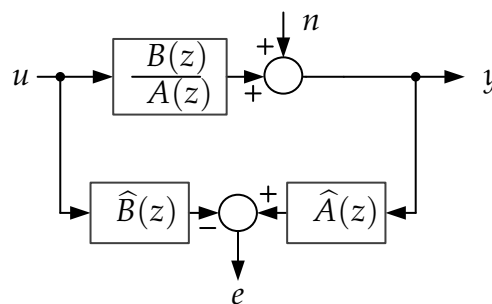


Abbildung 2.12: Struktur des ARX-Modells

Die so ermittelten Modelle stellen oft eine gute Näherung zu Ausgangsfehlermodellen dar, so dass sie in der Praxis auch parallel verwendet werden können [Sch09]. Dadurch ist der Rechenaufwand für die Parameterschätzung verhältnismäßig gering. Aufgrund der Struktur des ARX-Modells wirken sich die Störungen n nicht nur auf das Fehlersignal e , sondern auch auf die geschätzten Systemparameter aus. Mit zunehmendem Rauschen nimmt der Fehler der Schätzung zu. Daher wird nach der Identifikation am Beispiel des LS-Ansatzes (Least-Square) das StMcB-Verfahren (Steiglitz McBrite) vorgestellt, welches diesen Schätzfehler verringert.

LS-Ansatz

Entsprechend dem ARX-Modell kann ein lineares, zeitinvariantes System mit folgender Gleichung dargestellt werden. [Sch09]

$$\sum_{i=0}^n a_i y(k-i) = \sum_{j=0}^m b_j u(k-d-j) \quad (2.24)$$

Hierbei stellt d eine Totzeit dar. Der aktuelle Ausgangswert $y(k)$ lässt sich dabei aus den vergangenen Eingangs- und Ausgangswerten u und y bestimmen. Der Parameter a_0 wird dabei durch eine Normierung der Koeffizienten zu 1 gesetzt.

$$y(k) = -\sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + \sum_{j=0}^m b_j u(k-d-j) \quad (2.25)$$

Die Gleichung lässt sich umschreiben, so dass die Summen über Vektor-Multiplikationen dargestellt werden.

$$y(k) = X^T(k-1)\Theta \quad (2.26)$$

Hierbei sind die Systemparameter a und b in einem Systemparametervektor Θ zusammengefasst.

$$\Theta = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_n & b_0 & b_1 & \dots & b_m \end{bmatrix}^T \quad (2.27)$$

Die Eingangs- und Ausgangswerte y und u für den Abtastzeitpunkt $k-1$ sind in dem Regressionsvektor $X(k-1)$ zusammengefasst.

$$X(k-1) = \begin{bmatrix} -y(k-1) & -y(k-2) & \dots & -y(k-n) & u(k-1) & u(k-2) & \dots & u(k-m) \end{bmatrix}^T \quad (2.28)$$

Für eine Schätzung des Parametervektors $\hat{\Theta}(k)$ nach k Abtastwerten aus dem Eingangsvektor u und dem Ausgangsvektor y wird für den LS-Ansatz folgende Fehlerfunktion angesetzt:

$$J(k) = \sum_{i=1}^k [y(i) - X^T(i-1)\hat{\Theta}(k)]^2 \quad (2.29)$$

Dabei wird die quadratische Differenz zwischen dem gemessenen Ausgangssignal y und dem Produkt aus Regressionsvektor $X(k-1)$ und geschätzten Parametervektor $\hat{\Theta}(k)$ (geschätztes Ausgangssignal) betrachtet. Für die Minimierung wird die Summe zusammengefasst und abgeleitet, so folgt:

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \hat{\Theta}(k)} = 0 = (-X_k^T)2(Y_k - X_k \hat{\Theta}(k)) \quad (2.30)$$

Dabei stellt Y_k den Ausgangsvektor dar:

$$Y_k = [y(1) \ y(2) \ \dots \ y(k)]^T \quad (2.31)$$

Die Regressionsvektoren sind hier in der Regressionsmatrix X_k zusammengefasst. Sie enthält die letzten k Eingangs- und Ausgangswerte. Dadurch ist die Summe als Matrix-Vektor-Multiplikation dargestellt.

$$X_k = \begin{bmatrix} -y(0) & \dots & -y(1-n) & u(0) & \dots & u(1-m) \\ -y(1) & \dots & -y(2-n) & u(1) & \dots & u(2-m) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -y(k-1) & \dots & -y(k-n) & u(k-1) & \dots & u(k-m) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Durch Umstellen der Gleichung (2.30) folgt daraus die Rechenvorschrift für die Bestimmung des geschätzten Parametervektors:

$$\hat{\Theta}(k) = (X_k^T X_k)^{-1} X_k^T Y_k \quad (2.33)$$

StMcB-Verfahren

Der Schätzfehler des LS-Verfahrens vergrößert sich mit zunehmendem Rauschen. Grund dafür ist die Gewichtung des Störsignals/Rauschens n mit dem Schätzvektor $\hat{A}(z)$. Dadurch ist das Rauschen nicht mehr weiß (Amplitudenwerte sind nicht mehr gleich verteilt). Das iterative StMcB-Verfahren filtert das Ein- und Ausgangssignal mit $1/A(z)$ vor, so dass das Rauschen wieder gleich verteilt ist. Dadurch verringert sich der Schätzfehler. Die Struktur des Verfahrens in Abbildung 2.13 ähnelt dann dem Ausgangsfehlermodell. [SM65]

Dabei ist zu beachten, dass die Vorfilterung mit dem im letzten Iterationsschritt geschätzten $\hat{A}_{-1}(z)$ durchgeführt wird. Das gesamte Verfahren gliedert sich in drei Schritte. Zunächst erfolgt eine erste Schätzung für den Vorfilter $\hat{A}_{-1}(z)$ mittels des LS-Ansatzes. Im zweiten

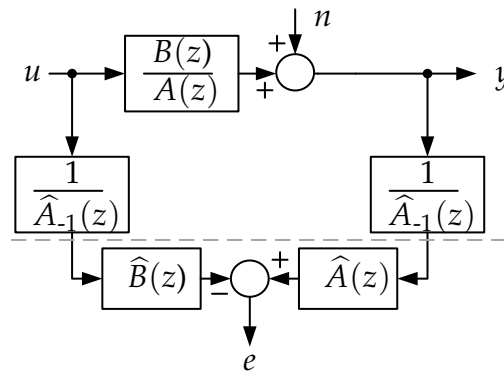


Abbildung 2.13: Struktur des Modells beim StMcB-Verfahren

Schritt wird das Eingangs- und Ausgangssignal mit $\hat{A}_{-1}(z)$ gefiltert. Abschließend erfolgt eine Schätzung der Systemparameter $A(z)$ und $B(z)$ mittels des LS-Verfahrens. Der zweite und dritte Schritt wird so oft ausgeführt, bis das Verfahren konvergiert oder eine festgelegte Anzahl Iterationen durchgeführt worden ist.

2.5 Multiplexverfahren

Wenn mehrere Schallwandler ohne gegenseitige Beeinflussung betrieben werden sollen, ist eine Unterscheidung ihrer Sendesignale notwendig. Aus Sicht der Nachrichtentechnik kann dies durch ein geeignetes Multiplexverfahren erreicht werden. Gängige Multiplexverfahren für die Kommunikationstechnik sind das Frequenzmultiplex-, das Zeitmultiplex- und das Codemultiplexverfahren.

Naheliegender ist das Zeitmultiplexverfahren. Hier erfolgt die Trennung über Zeitfenster, die jedem Schallwandler zugeordnet sind. Problematisch ist hierbei allerdings die Synchronisation, die eine Kommunikation der Sensoren untereinander erfordert. Dies wird im industriellen Einsatz für stationäre Sensoren teilweise genutzt, aber aufgrund der hohen Einschränkungen in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Beim Frequenzmultiplexverfahren erfolgt eine Trennung der Signale durch Verwendung unterschiedlicher Frequenzbereiche für jeden Schallwandler. Dies ist für Ultraschallabstandssensoren zwar möglich, erfordert allerdings eine bauliche Variation der eingesetzten Schallwandler. Aufgrund ihrer geringen Bandbreite ist ein Betrieb eines piezokeramischen Schallwandlers nur in einem schmalen Frequenzband möglich.

Für die Verwendung bei der Ultraschallabstandsmessung bietet sich das Codemultiplexverfahren an. Dabei wird jeder Quelle ein eigener Code zugeordnet, wobei die verwendeten Codes untereinander orthogonal sind. Beim Senden wird anstelle des einzelnen Datenbits

der gesamte Code übertragen, wobei dieser mit dem jeweiligen Datenbit XOR verknüpft wird. Dadurch erhöht sich bei gleicher Bitrate die Bandbreite des gesendeten Codes [PSM82]. Daher werden die genutzten Codes auch als Spreizcodes bezeichnet. Im Empfänger erfolgt die Auswertung über die Kreuzkorrelationsfunktion mit dem bekannten Spreizcode, um die ursprünglichen Datenbits zurückzugewinnen. Beim Codemultiplexverfahren wird zwischen dem synchronen und dem asynchronen Codemultiplexverfahren unterschieden. Beim synchronen Codemultiplexverfahren sind die Sender synchronisiert, so dass die Kreuzkorrelationsfunktion der verschiedenen Codes immer bei Verschiebung null ausgewertet wird. Im Gegensatz dazu ist beim asynchronen Codemultiplexverfahren keine Synchronisation vorhanden, was der Anwendung der Luftultraschallabstandsmessung entspricht. Hier ist keine Synchronisation der einzelnen Sensoren gegeben. Daher ist bei den verwendeten Codes auch auf die Höhe der Nebenmaxima der Kreuzkorrelationsfunktionen zu achten. Je kleiner das absolute Maximum der Kreuzkorrelationsfunktionen der Codefolgen ist, umso geringer ist die Wahrscheinlichkeit, dass zwei Codefolgen verwechselt werden. Gut geeignete Codes sind sogenannte Pseudo-Zufalls-Folgen, die mit rückgekoppelten Schieberegistern erzeugt werden. Sie werden im nächsten Kapitel vorgestellt. [OL10, JB98]

2.6 Codefolgen für Codemultiplexverfahren

Für Codemultiplexverfahren kommen meistens Pseudo-Zufalls-Folgen zum Einsatz. Dabei handelt es sich um zyklische, zeitdiskrete Binärfolgen. Es gibt verschiedene Pseudo-Zufalls-Folgen, die sich im Wesentlichen durch ihre Korrelationseigenschaften und die Anzahl verschiedener Codes bei gegebener Codelänge unterscheiden. Im Folgenden werden die für die Ultraschallanwendung in Frage kommenden Folgen kurz erläutert. Eine genaue Untersuchung bezüglich der Nutzbarkeit für das in dieser Arbeit entwickelte Messverfahren erfolgt in Kapitel 5.1. Hier werden die Code-Folgen zusammen mit verschiedenen Modulationsverfahren bewertet.

2.6.1 M-Folge

Eine grundlegende Pseudo-Zufalls-Folge ist die M-Folge. Sie wird mittels eines rückgekoppelten Schieberegisters erzeugt, wie in Abbildung 2.14 dargestellt. Die Parameter g_1 bis g_n stellen hier das Generatorpolynom dar, wobei die einzelnen Koeffizienten nur die Werte 0 und 1 annehmen können und dadurch die Verbindungen in der Rückkopplung definieren. Dabei sind die Additionen modulo 2 oder durch eine XOR-Verknüpfung realisiert. Bedingung für die Erzeugung einer M-Folge ist, dass das Generatorpolynom

primitiv ist [Mit08]. Daraus ergibt sich eine Folge, die sich erst nach $2^n - 1$ Elementen wiederholt. Dabei ist die Anzahl der Werte '1' und '0' nur um 1 verschieden. Bezüglich ihrer Autokorrelationsfunktion besitzen M-Folgen sehr günstige Eigenschaften: Sie weisen für eine Verschiebung null ein großes Maximum und nur geringe Nebenmaxima auf. Dies sind ideale Eigenschaften für die korrelationsbasierte Laufzeitmessung. [OL10], [Kim97]

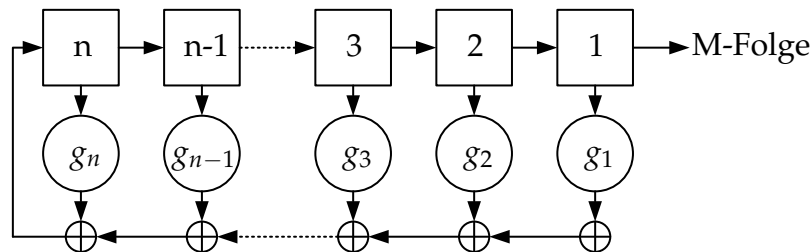


Abbildung 2.14: Linear rückgekoppeltes Schieberegister zur Erzeugung einer M-Folge

2.6.2 Gold-Folge

Gold-Folgen werden aus zwei M-Folgen gleicher Länge gebildet. Dazu werden die Schieberegister für die Erzeugung der M-Folgen miteinander XOR-verknüpft, wie in Abbildung 2.15 dargestellt. Durch Festhalten des Anfangszustandes eines Registers und zyklische Verschiebung des Anfangszustandes des zweiten Registers lassen sich $2^n - 1$ verschiedene Code-Folgen erzeugen. Die beiden M-Folgen, aus denen die Gold-Folgen erzeugt werden, gehören ebenfalls zu der Code-Familie, so dass sich insgesamt $2^n - 1 + 2$ Code-Folgen erzeugen lassen. Gold-Folgen besitzen ein relativ kleines Kreuzkorrelationsmaximum [GJ06], so dass sie für Codemultiplexverfahren gut geeignet sind. [Kim97]

2.6.3 Kasami-Folge

Kasami-Folgen werden, ähnlich wie Gold-Folgen, aus zwei M-Folgen erzeugt. Dabei wird eine Folge dezimiert, wobei nur jedes $2^{n/2} + 1$ bit verwendet wird, wobei n gerade ist. Genau wie bei der Gold-Folge werden beide M-Sequenzen XOR-verknüpft, wobei die Anfangszustände der dezimierten Folge zyklisch verschoben werden. Dadurch lassen sich $2^{n/2}$ Code-Folgen erzeugen. Kasami-Folgen besitzen ein kleineres Kreuzkorrelationsmaximum als Gold-Folgen, wodurch auch sie ebenfalls sehr gut für Codemultiplexverfahren geeignet sind. Ihr einziger Nachteil, verglichen mit Gold-Folgen, ist die geringere Anzahl Code-Folgen bei gleicher Registerlänge. [Mit08], [Kim97]

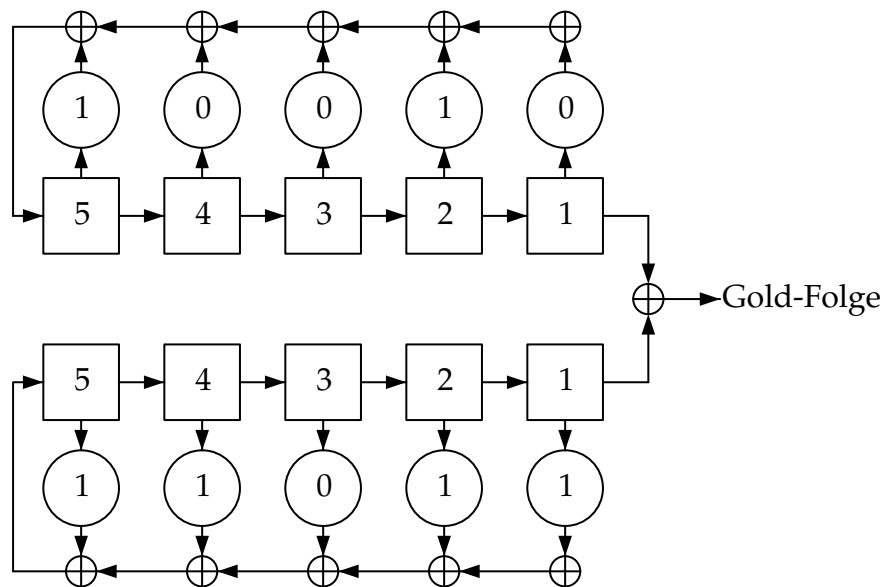


Abbildung 2.15: Zwei linear rückgekoppelte, verknüpfte Schieberegister zur Erzeugung einer Gold-Folge

2.7 Modulationsverfahren

Da keine Code-Folge direkt mit einem Ultraschallwandler gesendet werden kann, ist eine Modulation notwendig. Ziel der Modulation ist die Datenübertragung über einen Bandpasskanal, wie es beispielsweise bei einem Ultraschallwandler im Sende-/Empfangsbetrieb der Fall ist. Dabei sollen im Rahmen dieser Arbeit binäre Code-Folgen übertragen werden, um primär eine korrelationsbasierte Laufzeitmessung und zusätzlich ein Codemultiplex zu realisieren. Die Trägerfrequenz der modulierten Signale ist durch den Schallwandler bestimmt. Weiterhin müssen die beiden Symbole (null und eins) die gleiche Länge besitzen, damit die Korrelationseigenschaften der Code-Folgen in den modulierten Signalen erhalten bleiben. Dann muss für die Weiterverarbeitung keine Demodulation erfolgen und die Laufzeitmessung kann direkt mit den modulierten Empfangssignalen erfolgen. Im Folgenden wird auf die drei gängigen binären Modulationsverfahren eingegangen. Die dazugehörigen Zeitsignale sind in Abbildung 2.16 dargestellt. [Söd13a]

Bei der binären Amplitudenmodulation (BASK) wird jedem Symbol eine definierte Amplitude zugeordnet. Dazu wird das On-Off-Keying genutzt, so dass die normierte Amplitude entweder eins oder null ist. Wird die binäre Code-Folge als zeitkontinuierliches Signal $q(t)$ dargestellt, lässt sich das modulierte Signal $y_{\text{ASK}}(t)$ über folgende Rechenvorschrift bestimmen.

$$y_{\text{ASK}}(t) = q(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.34)$$

Die binäre Frequenzmodulation (BFSK) codiert die beiden Symbole über zwei unterschiedliche Trägerfrequenzen f_1 und f_2 . Um die Orthogonalität sicherzustellen, müssen die Symbole die gleiche Länge besitzen. Eine Möglichkeit die Trägerfrequenzen zu berechnen ist, von der Anzahl von Wellenzügen n_1 und n_2 der beiden Symbole auszugehen. Die Trägerfrequenzen können dann in Abhängigkeit der Mittenfrequenz eines Bandpasskanals f_0 wie folgt bestimmt werden:

$$f_1 = f_0 \frac{2n_1}{n_1 + n_2} \quad (2.35)$$

$$f_2 = f_1 \frac{n_2}{n_1} \quad (2.36)$$

Mit der binären, zeitkontinuierlichen Code-Folge $q(t)$ kann damit das modulierte Sendesignal $y_{\text{FSK}}(t)$ bestimmt werden. Dabei werden Phasensprünge zwischen den Symbolen gegebenenfalls durch Drehung der Symbolphase minimiert.

$$y_{\text{FSK}}(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_1 t) & q(t) = 1 \\ \sin(2\pi f_2 t) & q(t) = 0 \end{cases} \quad (2.37)$$

Die binäre Phasenmodulation (BPSK) codiert die Symbole über die Trägerphase. Beide Symbole besitzen einen Phasenunterschied von 180° . Das modulierte Sendesignal $y_{\text{PSK}}(t)$ ist durch folgenden Zusammenhang definiert:

$$y_{\text{PSK}}(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_0 t) & q(t) = 1 \\ -\sin(2\pi f_0 t) & q(t) = 0 \end{cases} \quad (2.38)$$

Eine detaillierte Bewertung der verschiedenen Modulationsverfahren für das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Messverfahren erfolgt in Kapitel 5.2, nachdem alle Randbedingungen definiert sind.

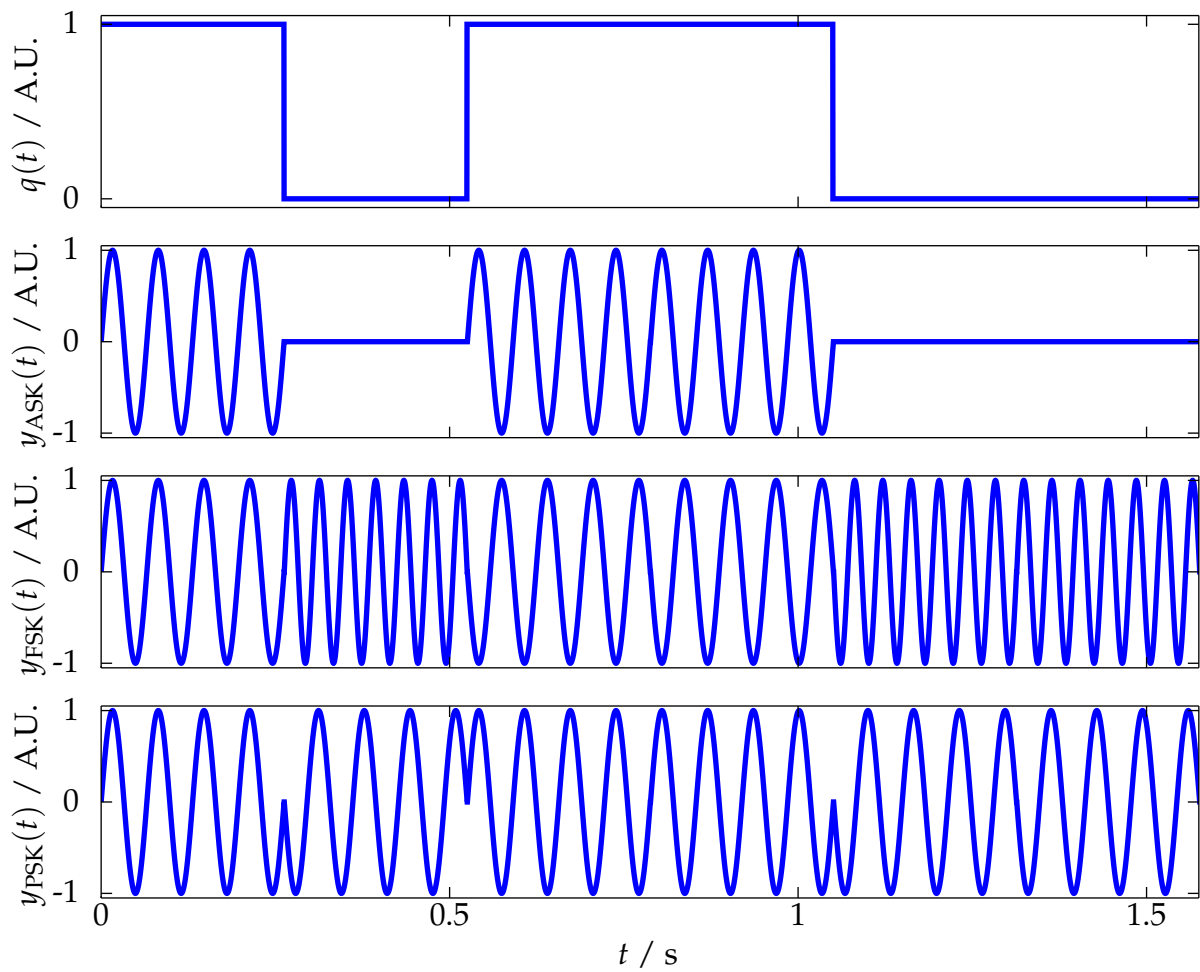


Abbildung 2.16: Beispiel der Signalverläufe für verschiedene Modulationsverfahren (von oben: Bitfolge, ASK-Signal, FSK-Signal, PSK-Signal)

3 Theoretisches Konzept

Die Grundlage des in dieser Arbeit genutzten Konzeptes bildet die Verwendung eines piezoelektrischen Schallwandlers mit einem Vorwiderstand R , wie in Abbildung 3.1 dargestellt. Dadurch setzt sich die am Schallwandler messbare Spannung u_W aus dem durch das Generatorsignal u_G erzeugten elektrischen Sendesignal u_S und dem elektrischen Empfangssignal u_E zusammen (3.1).

$$u_W = u_S + u_E \quad (3.1)$$

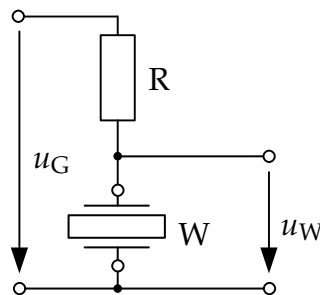


Abbildung 3.1: Schallwandler mit Vorwiderstand

Zur Bestimmung des elektrischen Empfangssignals ist eine Trennung der beiden Signale notwendig. In der vorliegenden Arbeit wird ein Konzept vorgestellt, bei dem dies anhand eines über ein mathematisches Modell geschätzten elektrischen Sendesignals $u_{S,est}$ realisiert wird. Hierzu wird das geschätzte elektrische Sendesignal vom gemessenen Schallwandlersignal u_W subtrahiert. Dadurch ergibt sich ein geschätztes elektrisches Empfangssignal $u_{E,est}$ entsprechend Gleichung 3.2.

$$u_{E,est} = u_W - u_{S,est} \quad (3.2)$$

Für die Sende-/Empfangssignal-Trennung liegt das in Abbildung 3.2 dargestellte Konzept zugrunde. Aufgrund der Temperatur- und Alterungsabhängigkeit des elektrischen Verhaltens des Schallwandlers sowie der relativ geringen Empfangssignalamplitude ist es nicht möglich, mit einem konstanten Modell zu arbeiten. Vielmehr muss eine kontinuierliche

Schätzung des Modells während des Betriebs erfolgen. Dadurch ergeben sich mehrere Einschränkungen, die in den folgenden Kapiteln näher betrachtet werden.

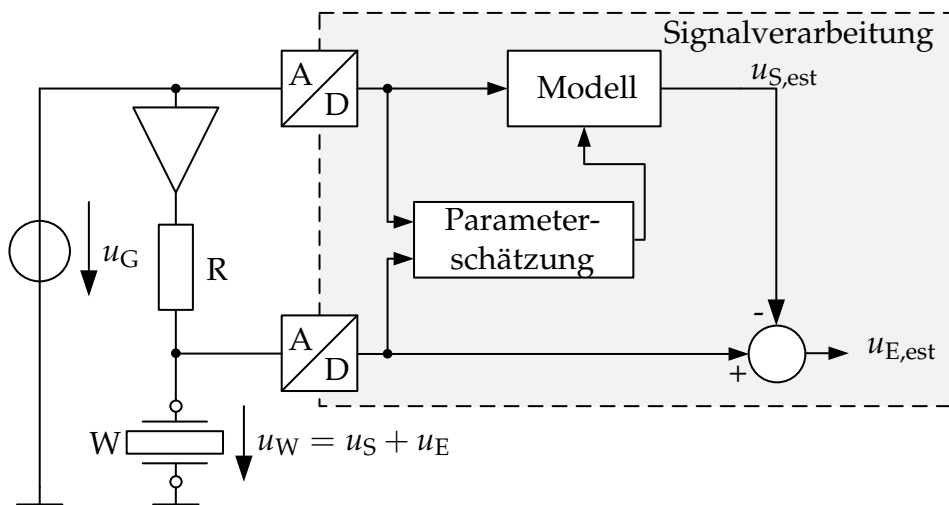


Abbildung 3.2: Prinzipieller Aufbau für eine modellbasierte Sende-/Empfangssignal-Trennung

Die Abstandsmessung erfolgt dabei später mittels Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) zwischen dem geschätzten Empfangssignal $u_{E,est}$ und einem Referenzsignal, welches im einfachsten Fall dem Generatorsignal u_G entspricht. Für die Berechnung des Abstandes aus der mittels KKF ermittelten Verschiebezeit wird eine konstante Schallgeschwindigkeit in Luft angenommen. Die dadurch entstehende Messabweichung wird im Rahmen dieser Arbeit vernachlässigt. Weiterhin gilt für die Abstandsmessung die Beschränkung auf einen Reflektor sowie die Einschränkung, dass nur das erste Echo ausgewertet wird. Daher werden die Untersuchungen auf ein reflektiertes Signal beschränkt.

3.1 Modellbasierte Signaltrennung

Das in Abbildung 3.3 dargestellte Modell beschreibt die Zusammensetzung des Schallwandlersignals u_W . Empfangssignalanteile fremder Schallquellen werden dabei vernachlässigt. Es besteht im Wesentlichen aus zwei Übertragungsfunktionen. Vereinfacht wird dabei angenommen, dass beide Übertragungsglieder linear sind. Das elektrische Sendesignal wird dabei durch $G_{\text{Elektrisch}}$ beschrieben. Darin sind auch die elektromechanischen Eigenschaften des Schallwandlers enthalten, die das elektrische Sendesignal beeinflussen. Das elektrische Empfangssignal wird über $G_{\text{Akustisch}}$ beschrieben und hängt direkt von dem elektrischen Sendesignal ab. Beide Signale sind also korreliert, was eine Signaltrennung erschwert. Konzepte zur Blinden Quellentrennung setzen voraus, dass die zu trennenden Signale statistisch unabhängig sind [AG98], so dass diese hier nicht genutzt

werden können. Daher wird hier ein anderer Ansatz verfolgt, der auf einem linearen Modell basiert.

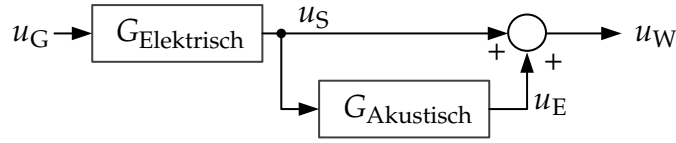


Abbildung 3.3: Modell für die Zusammensetzung der Schallwandlerspannung u_W

Charakteristisch für die akustische Übertragungsfunktion $G_{\text{Akustisch}}$ ist neben einer Bandpasscharakteristik auch eine abstandsabhängige Totzeit T_T und Schwächung. Diese Totzeit wird im zeitkontinuierlichen Übertragungssystem als eine e-Funktion dargestellt und lässt sich mittels der Padé-Approximation [KHS06, Vaj00] über eine gebrochen-rationale Funktion approximieren. Die Übertragungsfunktion $G_T(s)$ definiert allgemein ein Totzeitglied:

$$G_T(s) = e^{T_T s} \approx \left(\frac{1 - \frac{T_T}{2n} s}{1 + \frac{T_T}{2n} s} \right)^n \quad (3.3)$$

Für ein zeitdiskretes System mit der Abtastperiodendauer T_{ab} ergibt sich daraus bei Verwendung der Trapeznäherung [LW05] folgende Übertragungsfunktion für die Totzeit:

$$\left(\frac{1 - \frac{T_T}{2n} s}{1 + \frac{T_T}{2n} s} \right)^n \bigg|_{s=\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} = \left(\frac{(1 - \frac{T_T}{nT_{ab}})z + (1 + \frac{T_T}{nT_{ab}})}{(1 + \frac{T_T}{nT_{ab}})z + (1 - \frac{T_T}{nT_{ab}})} \right)^n \quad (3.4)$$

Die Totzeit kann hier durch Gleichung 3.4 also nur korrekt abgebildet werden, wenn die Modellordnung durch ein entsprechend großes n gewählt wird. Wird die Modellordnung hingegen minimal gewählt, so dass nur $G_{\text{Elektrisch}}$ vollständig abgebildet werden kann, führt die Totzeit des elektrischen Empfangssignals bei der Parameterschätzung des Gesamtsystems zu Abweichungen im geschätzten Schallwandlersignal. Im Allgemeinen lässt sich das Gesamtsystem mit steigender Totzeit bei konstanter Modellordnung schlechter abbilden und die Abweichungen nehmen zu. Im konkreten Fall nimmt der Einfluss des elektrischen Empfangssignals allerdings aufgrund der mit steigendem Abstand kleiner werdenden Empfangssignalamplitude ab. Über einen Least-Square-Ansatz sollte sich somit aus dem Generatorsignal u_G und dem Schallwandlersignal u_W ein Modell für $G_{\text{Elektrisch}}$ schätzen lassen, dessen Abweichung mit steigender Totzeit im elektrischen Empfangssignal abnimmt. Damit sollte es möglich sein, das elektrische Empfangssignal hinreichend gut vom elektrischen Sendesignal zu trennen, so dass eine Abstandsmessung möglich ist. Der genaue Einfluss ist im Folgenden zu untersuchen.

3.2 Einfluss eines Empfangssignals auf die Least-Square-Parameterschätzung

Eine Modellschätzung kann mit einem Least-Square-Ansatz erfolgen. Hierzu wird im Folgenden der Einfluss eines Empfangssignals r (Receive) bei der Parameterschätzung mittels eines Least-Square-Ansatzes untersucht. Dabei wird davon ausgegangen, dass sich der k -te Abtastwert des elektrischen Sendesignals (hier y) mittels eines allgemeinen linearen Modells mit dem Zählerpolynom $b_0 \dots b_m$ und dem Nennerpolynom $a_0 \dots a_n$ beschreiben lässt:

$$y(k) = - \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + \sum_{j=0}^m b_j u(k-j) \quad (3.5)$$

Für die Berechnung sind die letzten m Eingangswerte u und die letzten n Ausgangswerte y des Systems notwendig. Im Weiteren wird angenommen, dass durch eine Normierung der Koeffizienten $a_0 = 1$ ist, so dass sie sich in folgendem Parametervektor Θ zusammenfassen lassen:

$$\Theta = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_n & b_0 & b_1 & \dots & b_m \end{bmatrix}^T \quad (3.6)$$

Durch Zusammenfassen der Abtastwerte des Eingangssignals u und des Ausgangssignals y in den Vektor X_I^T kann die Gleichung 3.5 wie folgt umgeschrieben werden zu:

$$y(k) = X_I^T(k-1) \Theta \quad (3.7)$$

Der Vektor X_I^T ist dabei derart aufgebaut:

$$X_I(k-1) = \begin{bmatrix} -y(k-1) & -y(k-2) & \dots & -y(k-n) & u(k-1) & u(k-2) & \dots & u(k-m) \end{bmatrix}^T \quad (3.8)$$

Der Index I bezeichnet dabei den idealen Fall ohne ein elektrisches Empfangssignal. Kommt ein Empfangssignal r hinzu, so muss dieser Vektor entsprechend erweitert werden

und erhält den Index R . Zu jedem Abtastwert des Ausgangssignals y kommt jetzt der entsprechende Abtastwert des Empfangssignals r hinzu:

$$X_R(i-1) = \begin{bmatrix} -y(i-1) - r(i-1) & \dots & -y(i-n) - r(i-n) & u(i-1) & \dots & u(i-m) \end{bmatrix}^T \quad (3.9)$$

Hier ist die Indexvariable zu i geändert worden, um konsistent mit der folgenden Fehlerfunktion zu sein. Sie ist dann für den Least-Square-Ansatz (entsprechend Kapitel 2.4.2) wie folgt:

$$J(k) = \sum_{i=1}^k [X_I^T(i-1)\Theta + r(i) - X_R^T(i-1)\hat{\Theta}(k)]^2 \quad (3.10)$$

Hierbei bildet der linke Teil der Summen mit $X_I^T(i-1)\Theta + r(i)$ das tatsächliche Schallwandlersignal ab und der rechte Teil $X_R^T(i-1)\hat{\Theta}(k)$ stellt das vom Modell geschätzte Schallwandlersignal dar. Für die Zählvariable wird an dieser Stelle i verwendet, da k festlegt, wie viele Abtastwerte in die Berechnung der Fehlerfunktion eingeflossen sind. $\hat{\Theta}(k)$ ist dabei der geschätzte Parametervektor. An dieser Stelle lässt sich bereits erkennen, dass die Schätzung nur mit dem tatsächlichen Parametervektor übereinstimmen kann, wenn kein Empfangssignal r vorhanden ist.

Wird die Summe zusammengefasst und abgeleitet, so ergibt sich für die Bestimmung des Parametervektors aus k Abtastwerten beim minimalen mittleren quadratischen Fehler folgender Zusammenhang:

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \hat{\Theta}(k)} = 0 = (-X_{k,R}^T)2(X_{k,I}\Theta + R_k - X_{k,R}\hat{\Theta}(k)) \quad (3.11)$$

$X_{k,R}$ und $X_{k,I}$ sind die Regressionsmatrizen mit k Abtastwerten. Ihr genauer Aufbau ist in den Grundlagen (Kapitel 2.4.2) beschrieben. Die Matrix $X_{k,R}^T$ könnte an dieser Stelle gekürzt werden. Allerdings ist im nächsten Schritt eine entsprechende Erweiterung notwendig, um die Pseudoinverse berechnen zu können. Nach Umstellen folgt die Rechenvorschrift für die Bestimmung des geschätzten Parametervektors:

$$\hat{\Theta}(k) = (X_{k,R}^T X_{k,R})^{-1} X_{k,R}^T X_{k,I} \Theta + (X_{k,R}^T X_{k,R})^{-1} X_{k,R}^T R_k \quad (3.12)$$

Im idealen Fall sollte der Ausdruck $(X_{k,R}^T X_{k,R})^{-1} X_{k,R}^T X_{k,I}$ die Einheitsmatrix und der Ausdruck $(X_{k,R}^T X_{k,R})^{-1} X_{k,R}^T R_k$ einen Nullvektor ergeben, so dass für $\hat{\Theta}(k) = \Theta(k)$ folgt. Aufgrund des Empfangssignals ist dies aber nicht der Fall. Durch weiteres Umschreiben

lässt sich der Einfluss des Empfangssignals abschätzen. Dabei lässt sich der Anteil des Empfangssignals r wie folgt beschreiben:

$$X_{k,R} = X_{k,I} + M_{k,R} \quad (3.13)$$

Hierbei ist $M_{k,R}$ wie die Regressionsmatrizen aufgebaut:

$$M_{k,R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ r(0) & 0 & \dots & 0 \\ r(1) & r(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ r(k-1) & r(k-2) & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Damit ergeben sich die einzelnen Matrixmultiplikationen zu:

$$X_{k,R}^T X_{k,R} = X_{k,I}^T X_{k,I} + X_{k,I}^T M_{k,R} + M_{k,R}^T X_{k,I} + M_{k,R}^T M_{k,R} \quad (3.15)$$

$$X_{k,R}^T X_{k,I} = X_{k,I}^T X_{k,I} + M_{k,R}^T X_{k,I} \quad (3.16)$$

$$X_{k,R}^T R_k = X_{k,I}^T R_k + M_{k,R}^T R_k \quad (3.17)$$

Im idealen Fall ohne Empfangssignal r ist nur die Matrix $X_{k,I}$ ungleich null. Die einzelnen Matrixprodukte, die zu Abweichungen in der Schätzung führen, lassen sich als Kreuz- und Autokorrelationsfunktionen (KKF, AKF) bei festen Verschiebewerten (abhängig von der Modellordnung) von 0 bis n bzw. m Abtastwerten beschreiben. Im Folgenden ist dargestellt, wie sie die Elemente der Matrizen/Vektoren beeinflussen, wobei die veränderten Elemente mit x gekennzeichnet sind.

KKF zwischen Sende- und Empfangssignal:

$$X_{k,I}^T M_{k,R} = \begin{bmatrix} x & 0 \\ x & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$M_{k,R}^T X_{k,I} = \begin{bmatrix} x & x \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

AKF des Empfangssignals:

$$M_{k,R}^T M_{k,R} = \begin{bmatrix} x & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

KKF zwischen Sende- und Empfangssignal:

$$X_{k,I}^T R_k = \begin{bmatrix} x \\ x \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$M_{k,R}^T R_k = \begin{bmatrix} x \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Als Randbedingung soll für die Systemidentifikation nur der Signalausschnitt betrachtet werden, in dem das elektrische Sendesignal y liegt, so dass der Anteil des Empfangssignals r mit steigender Totzeit kleiner wird. Dies ist beispielhaft in Abbildung 3.4 dargestellt. Hier erfolgt die Auswertung immer nur bis zum Abtastwert 750 (der Anteil des Empfangssignals (grün) vom Gesamtsignal (blau+grün) nimmt mit steigender Totzeit (Verschiebung des Empfangssignals nach rechts) ab).

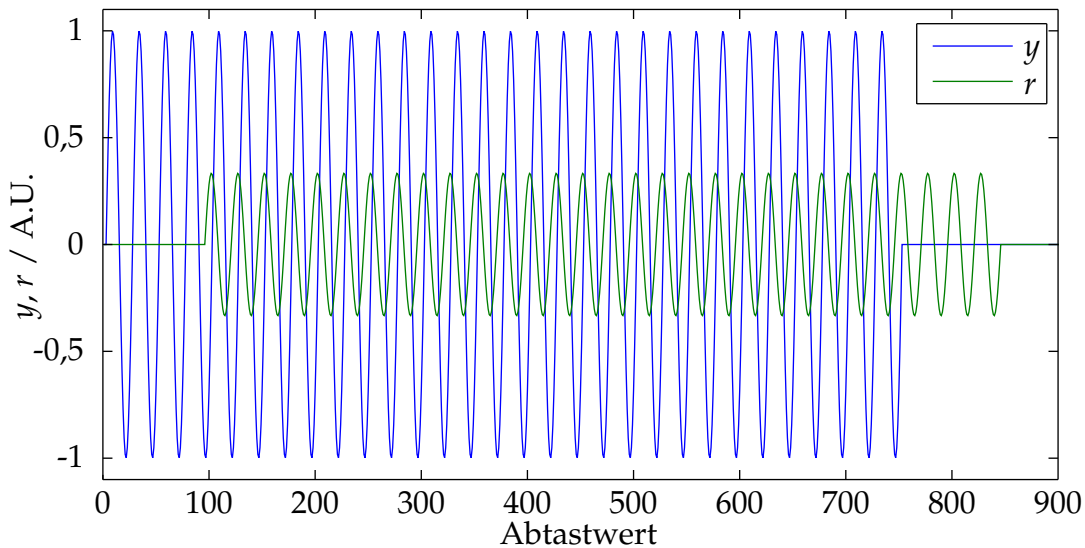


Abbildung 3.4: Beispiel für die Anteile vom elektrischen Sendesignal y und vom Empfangssignal r bei der Modellidentifikation

Damit zeigt sich aus Gleichung 3.18, 3.19, 3.21 und 3.22, dass der Fehler in der Systemidentifikation klein wird, wenn die KKF bei Verschiebung null zwischen dem Sende- und Empfangssignal möglichst klein ist. Dies ist von der Totzeit, mit der das Empfangssignal eintrifft, seiner Amplitude und der Ähnlichkeit der beiden Signale zueinander abhängig.

Daraus folgt, dass die AKF des Sendesignals möglichst schmal sein sollte. Diese Bedingung wird von breitbandigem Rauschen oder einem möglichst kurzen Sendesignal erfüllt. Im Sinne einer Unterscheidbarkeit verschiedener Sendesignale ist eine Pseudozufallssequenz am besten geeignet. Weiterhin ist zu erkennen, dass der Anteil, der durch die AKF des Empfangssignals (3.20) entsteht, von der Signalform nicht beeinflusst werden kann und somit von der Empfangssignalamplitude und Totzeit abhängt. Somit sollte der Einfluss aus der Kreuzkorrelation von Sende- und Empfangssignal für die Modellabweichung wesentlich sein.

Damit lassen sich folgenden Faktoren, die die Modellabweichung beeinflussen, erkennen:

- Empfangssignalamplitude
- Totzeit des Empfangssignals
- Bandbreite des Empfängers
- Sendesignalbandbreite
- Breite der AKF des Sendesignals

3.3 Numerische Vorbetrachtung

Die genauen Auswirkungen der Einflussgrößen auf die Parameterschätzung lassen sich analytisch nicht geschlossen beschreiben. Daher wird an dieser Stelle eine numerische Betrachtung mittels MATLAB[®] vorgenommen. Ausgangspunkt ist dabei ein vereinfachtes Modell zur Berechnung des Schallwandlersignals u_W , wie in Abbildung 3.5 dargestellt. Es wird dabei angenommen, dass nur eine Empfangssignalkomponente u_E durch eine Reflexion vorhanden ist. Mehrfachreflexionen oder Fremdsignale werden vernachlässigt.

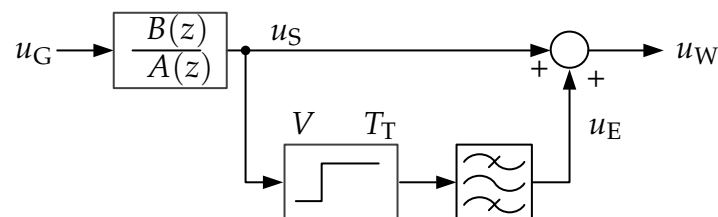


Abbildung 3.5: Schematische Darstellung der Signalerzeugung für die Vorbetrachtung

Als Generatorsignal u_G wird bandbegrenztes Rauschen genutzt. Die Mittenfrequenz des verwendeten Bandpass-Filters ist an das verwendete lineare Schallwandlermodell angepasst. Die Übertragungsfunktion des Schallwandlers ist über die Vektoren $B(z)$ und $A(z)$ definiert, die das Zähler- und Nennerpolynom des Modells bilden. Das Totzeitglied mit der

Totzeit T_T repräsentiert die Signallaufzeit im Messmedium und wird für die Auswertung in einen äquivalenten Reflektorabstand in Luft umgerechnet. Einflüsse auf die Amplitude des elektrischen Empfangssignals durch Dämpfungseffekte werden über die Verstärkung V abgebildet. Über ein weiteres Bandpass-Filter erfolgt die Abbildung der Bandbreite des Schallwandlers. Alle Signale sind im Folgenden zeitdiskret als Vektoren dargestellt, die sich aus den jeweiligen Abtastwerten zusammensetzen.

Für die Bewertung kommt, angelehnt an [Hoo10], das Signal-Fehler-Verhältnis des elektrischen Empfangssignals SER_E (Signal Error Ratio) zum Einsatz. Diese ist ähnlich wie das Signal-Rausch-Verhältnis (Signal Noise Ratio, kurz SNR) definiert.

$$SER_E = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_E^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_{err}^2} \right) \quad (3.23)$$

Das Fehlersignal u_{err} ist dabei der Fehler des Modells, der bei der Berechnung des geschätzten elektrischen Empfangssignals entsteht. Es ist definiert durch die Subtraktion der durch das Modell bestimmten Schallwandlerspannung $u_{S,est}$ von der gemessenen Schallwandlerspannung u_W ohne Empfangssignal. Für die Berechnung des Fehlersignals wird daher das tatsächliche Empfangssignal u_E subtrahiert (3.24).

$$u_{err} = u_{E,est} - u_E = (u_W - u_{S,est}) - u_E \quad (3.24)$$

Weiterhin wird die KKF zwischen Sende- und Empfangssignal bei Verschiebung null bezogen auf die AKF des Sendesignals bei Verschiebung null betrachtet. Sie stellt ein Maß für den Fehlereinfluss des elektrischen Empfangssignals entsprechend der analytischen Vorbetrachtung dar. Die KKF zwischen dem Sendesignal u_S und dem Empfangssignal u_E bei der Verschiebung null lässt sich als Skalarprodukt zwischen u_S und u_E berechnen.

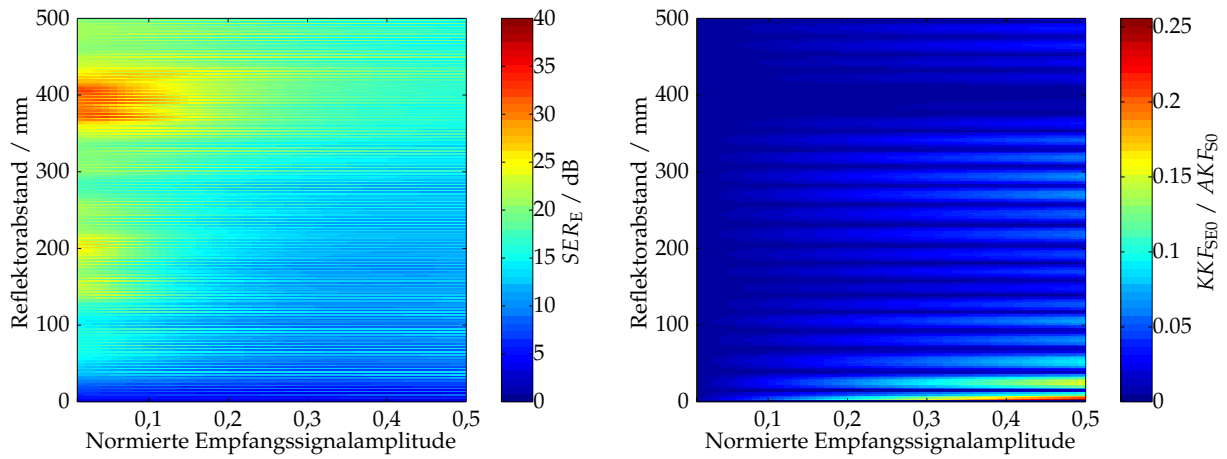
$$KKF_{SE0} = u_S u_E^T \quad (3.25)$$

Die AKF des Sendesignals u_S bei der Verschiebung null lässt sich ebenso als Skalarprodukt berechnen.

$$AKF_{S0} = u_S u_S^T \quad (3.26)$$

Für die numerischen Untersuchungen wird als Schallwandlermodell ein Tiefpassfilter genutzt. Dies entspricht dem vereinfachten Verhalten eines piezoelektrischen Schallwandlers

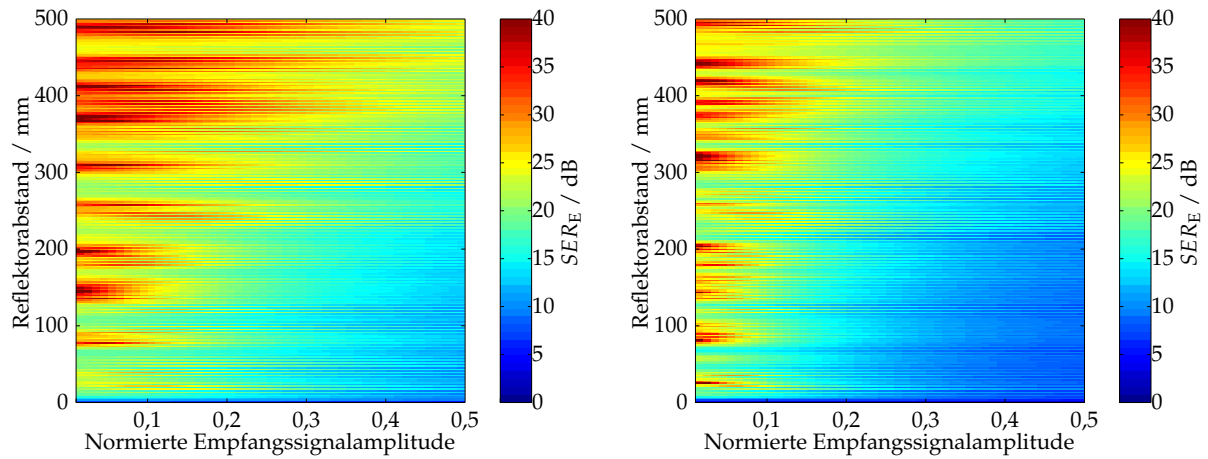
bei Vernachlässigung der Resonanzstelle (RC-Modell, wie in den Grundlagen in Abbildung 2.6 dargestellt ist). Für die Parameterstudien werden die Totzeit T_T des elektrischen Empfangssignals sowie die Empfangssignalamplitude (über den Verstärkungsfaktor V) variiert. Diese beiden Parameter sollten entsprechend der analytischen Vorbetrachtung einen wesentlichen Einfluss auf die Schätzung der Modellparameter und damit der Abweichung der Modellsignale zu den tatsächlichen Signalen haben. Für die bessere Interpretation der Ergebnisse ist die Totzeit als äquivalenter Reflektorabstand in Luft dargestellt. Die Empfangssignalamplitude ist in der Darstellung auf die Sendesignal-amplitude normiert. Eine Parametervariation erfolgt jeweils für eine feste absolute Bandbreite $B_{\text{abs,G}}$ des Generatorsignals und ein feste absolute Bandbreite $B_{\text{abs,E}}$ des Empfangssignals. Hierzu erfolgt die Begrenzung der Signal-Bandbreite jeweils durch ein Bandpass-Filter erster Ordnung.



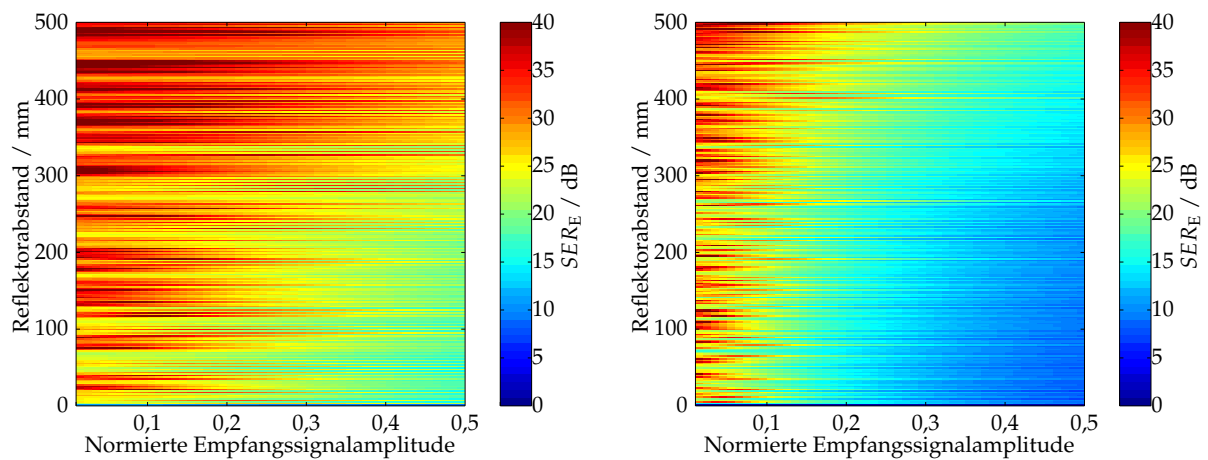
(a) Bewertung mit SER_E für $B_{\text{abs,G}} = 2$ kHz und (b) Bewertung mit KKF_{SE0} / AKF_{S0} für $B_{\text{abs,G}} = 2$ kHz und $B_{\text{abs,E}} = 2$ kHz

Abbildung 3.6: SER_E und Verhältnis KKF_{SE0} / AKF_{S0} für eine Empfangssignalbandbreite ($B_{\text{abs,E}}$) von 2 kHz bei einer Sendesignalbandbreite ($B_{\text{abs,G}}$) von 2 kHz für verschiedene Reflektorabstände und Empfangssignalamplituden

In Abbildung 3.6 ist zu erkennen, dass die verwendeten Bewertungsfunktionen gleiche Aussagen liefern. Bei einem geringen SER_E ist das Verhältnis von KKF_{SE0} zu AKF_{S0} groß und bei einem großen SER_E klein. Dies stimmt mit den theoretischen Überlegungen zum Least-Square-Parameterschätzer überein. Im Folgenden wird daher für eine weitere Analyse nur noch das SER_E betrachtet. Ein Vergleich der Abbildungen 3.6a, 3.7b, 3.7d zeigt für eine steigende Sendesignal- und Empfangssignalbandbreite eine Zunahme des SER_E für geringere Abstände. Der Einfluss der Empfangssignalamplitude ist hier bei konstantem Bandbreitenverhältnis ebenfalls konstant. Aus den Abbildungen 3.7a und 3.7c ist erkennbar, dass eine Vergrößerung der Sendesignalbandbreite bei konstanter Empfangssignalbandbreite zu einer Verringerung des Einflusses der Empfangssignalamplitude führt.



(a) SER_E für $B_{abs,G} = 10$ kHz und $B_{abs,E} = 2$ kHz (b) SER_E für $B_{abs,G} = 10$ kHz und $B_{abs,E} = 10$ kHz



(c) SER_E für $B_{abs,G} = 40$ kHz und $B_{abs,E} = 2$ kHz (d) SER_E für $B_{abs,G} = 40$ kHz und $B_{abs,E} = 40$ kHz

Abbildung 3.7: SER_E für verschiedene Empfangs- und Sendesignalbandbreiten bei Variation des Reflektorabstands und der Empfangssignalamplituden

Aus diesen Untersuchungen lassen sich für die weitere Arbeit folgende Thesen bezüglich des Sendesignals für die Modellidentifikation ableiten:

- Das Verhältnis zwischen Sende- und Empfangsbandbreite sollte möglichst groß sein.
- Die Bandbreite des Anregungssignals sollte möglichst groß sein, wobei das Maximum dessen AKF möglichst schmal sein sollte.

3.4 Abgeleitete Fragestellungen

Für die Arbeit lassen sich aus den in diesem Kapitel beschriebenen Voruntersuchungen mehrere Fragestellungen ableiten. Diese geben in etwa die Gliederung der weiteren Untersuchungen vor. Aufgrund der Verknüpfung der einzelnen Fragestellungen werden in einem Unterkapitel teilweise mehrere Fragestellungen untersucht.

- Was ist ein geeignetes Anregungssignal für die Abstandsmessung? (Kapitel 5.1 und Kapitel 5.2)
- Was ist eine geeignete Modulation/Codierung bezüglich der Laufzeitmessung? (Kapitel 5.1 und Kapitel 5.2)
- Was ist ein geeignetes Anregungssignal für die Systemidentifikation? (Kapitel 5.3 und Kapitel 5.5)
- Wie ist die Modellordnung zu wählen? (Kapitel 5.3)
- Welche Schallwandler sind geeignet für das skizzierte Verfahren? (Kapitel 5.4)
- Kann mit einer einzelnen Messung sowohl die Systemidentifikation als auch die Abstandsmessung realisiert werden? (Kapitel 5.5)
- Wie groß ist der Einfluss der Quantisierung? (Kapitel 5.5)
- Ist das Verfahren allgemein anwendbar oder ist eine manuelle Anpassung an einzelne Schallwandler notwendig? (Kapitel 5.5)

Um diese Fragestellungen untersuchen zu können, sind verschiedene Werkzeuge nötig. Eine Vielzahl der Untersuchungen soll mittels Simulationen durchgeführt werden. Für eine spätere Verifikation der Simulationen mittels Messungen ist aber zuvor eine Ermittlung der Parameter realer Schallwandler für die Simulationsumgebung notwendig. Das bedeutet, dass neben der Simulationsumgebung eine angepasste Messumgebung aufgebaut werden muss, mit der neben einer Verifikation der Simulation auch eine Parametererfassung der Schallwandler möglich ist. Im folgenden Kapitel werden diese beiden Komponenten sowie die eingesetzten Ultraschallwandler vorgestellt.

4 Untersuchungsmethoden

Grundlage der eingesetzten Untersuchungsmethoden bildet eine in MATLAB[®] entwickelte Simulationsumgebung. Die Ergebnisse der Simulationen können anschließend mit einem Versuchsstand verifiziert werden. Dazu ist es notwendig, für die Simulation möglichst exakte Modelle der verwendeten Schallwandler zu erzeugen. Dies geschieht aus Messdaten, die mit dem Versuchsstand aufgenommen werden. Daher wird in diesem Kapitel zunächst auf den Versuchsstand eingegangen, bevor die genutzten Schallwandler und der Aufbau der Simulationsumgebung genauer beschrieben werden.

4.1 Versuchsstand

Der Versuchsstand ist notwendig, um für die Untersuchung von Luft-Ultraschall-Abstandssensoren reproduzierbare Messdaten zu erzeugen. Zusätzlich soll eine Untersuchung einzelner Schallwandler möglich sein, um diese für eine Modellerzeugung zu identifizieren. Daher wurde bei der Entwicklung des Versuchsstandes ein möglichst flexibler Aufbau gewählt, der verschiedene Konfigurationen zulässt. Der Gesamtaufbau ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Ein wesentliches Element ist eine Lineareinheit, die einen Verfahrbereich von 0 m bis 2,8 m besitzt. Um Reflexionen vom Boden zeitlich von dem direkten akustischen Sendesignal besser trennen zu können, befindet sich auf dem Schlitten ein Podest, auf dem der Schallwandler befestigt ist. Dabei ist die Schallwandlerhalterung über einen Schrittmotor drehbar, so dass ein Abscannen des Schallfeldes möglich ist. Gegenüber dem Schallwandler können verschiedene Halterungen angebracht werden. Sie dienen zur Fixierung eines Reflektors, eines zweiten Schallwandlers oder eines Messmikrofons. Zur Erzeugung der Sendesignale sowie zur Digitalisierung der zu messenden Signale dient ein USB-Oszilloskop mit eingebautem Generator (TaiPai Handyscope HS3). Die Ansteuerung des USB-Oszilloskops sowie der Lineareinheit erfolgt mittels eines PC aus MATLAB[®] heraus. Für die Voruntersuchungen der Ultraschallwandler kommt bei Bedarf noch ein Empfangsverstärker (Tektronix AM502) zum Einsatz. Die Schallfeldmessungen erfolgen mit einem 1/8-Zoll-Mikrofon (Brüel & Kjaer, Type 4138) sowie einem entsprechenden Mikrofonverstärker (Brüel & Kjaer Nexus, Type 2690-0F2).

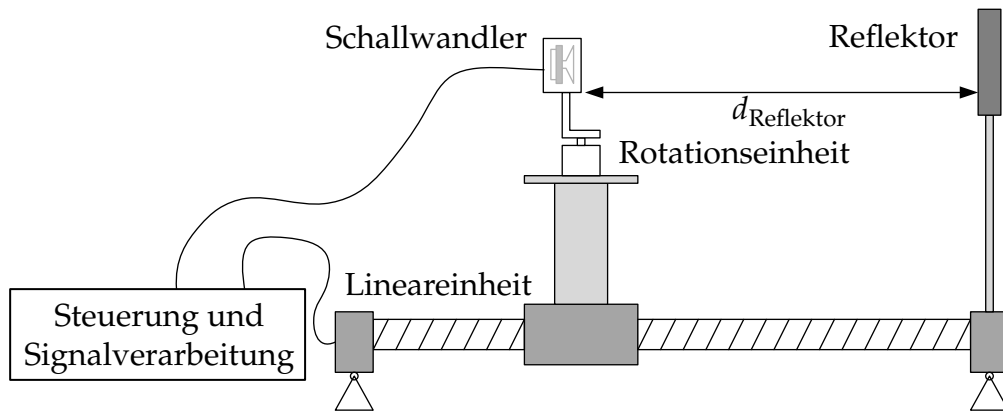


Abbildung 4.1: Schematischer Aufbau des Versuchsstandes

In MATLAB® sind für die Hardwareansteuerung und die Signalverarbeitung entsprechende Funktionen realisiert. Sie bieten im Wesentlichen eine Signalerzeugung für bandbegrenztes Rauschen, Sinusbursts sowie verschiedene Modulationsarten für die Erzeugung codierter Sendesignale. Ein weiterer Bestandteil ist die Ansteuerung der Linear- und Rotationseinheit sowie die Signalaufnahme und Archivierung der Messdaten.

Für die Untersuchungen in dieser Arbeit bilden sich aus den Hardware- und Softwaremodulen drei verschiedene Aufbauten, die in den folgenden Kapiteln genauer beschrieben sind.

4.1.1 Messaufbau mit Reflektor zur Untersuchung von Abstandsmessverfahren

Der für diese Arbeit wichtigste Messaufbau ist die Variante mit Schallwandler und Metallreflektor. Er dient hauptsächlich zur Erzeugung von Messdaten für die Untersuchung verschiedener Algorithmen zur Sende-/Empfangssignal-Trennung und anschließender Abstandsmessung. Somit lassen sich hiermit die Simulationsergebnisse verifizieren. Die Rotationseinheit wird dabei so ausgerichtet, dass der Schallwandler senkrecht zum Reflektor steht. Als Reflektor wird ein 100 mm x 100 mm großer Aluminiumreflektor verwendet. Für die Messungen wird nur der Reflektorabstand variiert. Da der Reflektorabstand bei allen Messreihen nur monoton vergrößert wird, kann das Umkehrspiel der Lineareinheit vernachlässigt werden. Dadurch ist die erreichbare Auflösung der Lineareinheit deutlich kleiner als 1 mm. Die elektrische Beschaltung des Schallwandlers und des USB-Oszilloskops ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Gemessen werden bei diesem Aufbau das Generatorsignal und das Schallwandlersignal. Optional kann das Schallwandlersignal verstärkt werden. Dies ist beispielsweise notwendig, um die abstandsabhängige Emp-

fangssignalamplitude für die Identifikation der Modellparameter zu ermitteln, da das elektrische Empfangssignal in diesem Fall relativ gering ist.

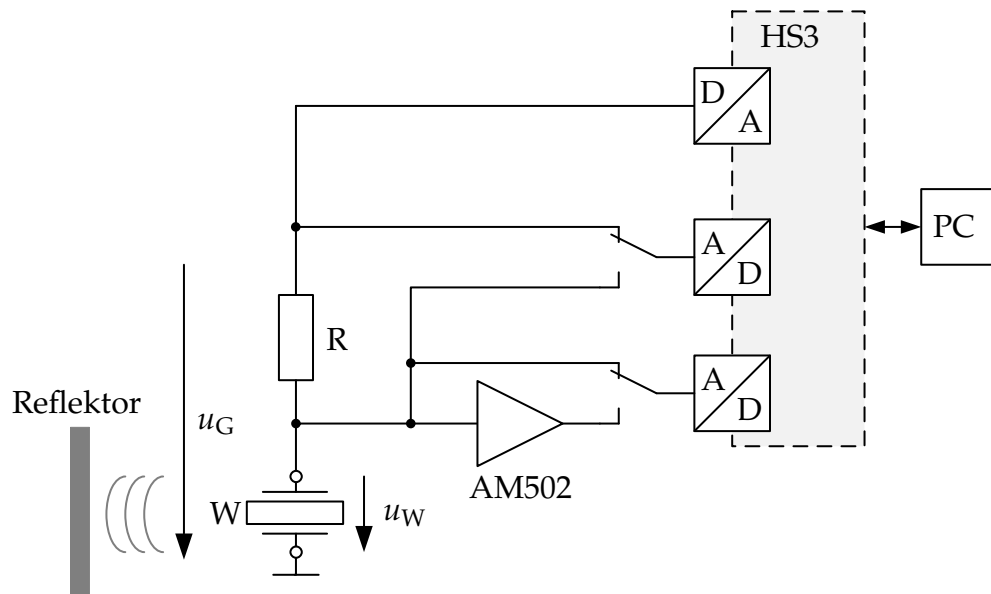


Abbildung 4.2: Elektrische Beschaltung des Schallwandlers und des USB-Oszilloskops (HS3) bei dem Messaufbau mit Reflektor

Die gesamte Messdatenerfassung wird mit MATLAB[®] gesteuert. Das dafür entwickelte Programm steuert die Lineareinheit und das USB-Oszilloskop an. Die Bedienoberfläche ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Neben Einzelmessungen ermöglicht die Software die Erfassung von Messreihen, bei denen sowohl der Reflektorabstand als auch das Sendesignal variiert werden können.

4.1.2 Messaufbau mit zwei Schallwandlern für Messungen ohne Sende-/Empfangssignal-Trennung

Wird der Reflektor durch einen zweiten, baugleichen Schallwandler ersetzt, so lässt sich das elektrische Empfangssignal ohne Sende-/Empfangssignal-Trennung erfassen. Das elektrische Empfangssignal kann bei Bedarf verstärkt werden. Da der Abstand zwischen Sende- und Empfangswandler allerdings deutlich geringer als bei Messungen mit einem Reflektor gewählt werden kann, ist nur ein geringer Verstärkungsfaktor notwendig. Daher besitzen die so aufgenommenen Signale ein deutlich größeres SNR als bei einer Messung mit einem Schallwandler und Reflektor. Dies ist notwendig, um einzelne Modulationsverfahren und Verfahren zur Abstandsmessung mit langen Sendesignalen, wie es beispielsweise bei der Verwendung orthogonaler Codes der Fall ist, unabhängig von der Sende-/Empfangssignal-Trennung zu untersuchen. Dazu werden die Schallwandler, wie

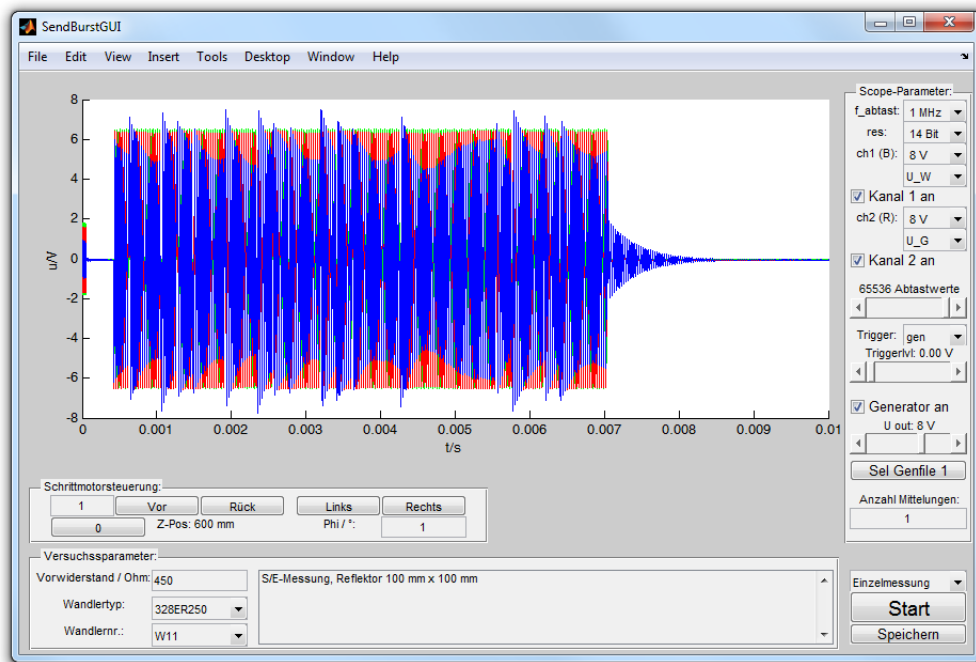


Abbildung 4.3: Bedienoberfläche des für den Messaufbau entwickelten MATLAB®-Programms

in Abbildung 4.4 dargestellt, beschaltet. Für die Ansteuerung kommt die gleiche Software wie bei der Messung mit Reflektor zum Einsatz.

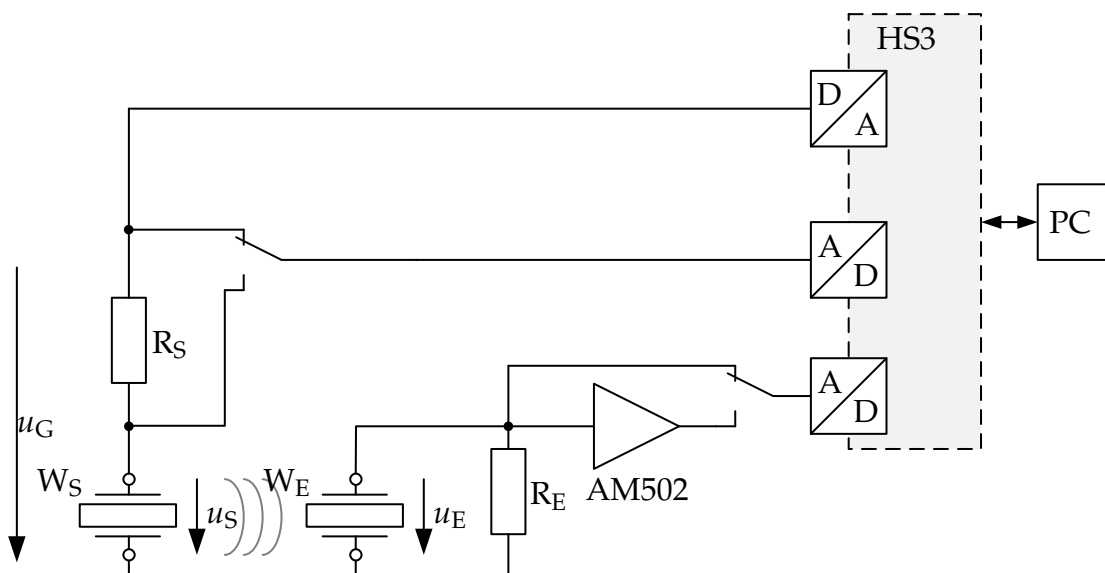


Abbildung 4.4: Elektrische Beschaltung der Schallwandler beim Messaufbau mit zwei Schallwandlern

4.1.3 Messaufbau mit Messmikrofon zur Erfassung des Schallfeldes

Die Konfiguration mit einem Messmikrofon bietet die Möglichkeit, das abgestrahlte Schallfeld des Schallwandlers zu erfassen. Hier wird ein 1/8-Zoll-Messmikrofon mit einem nutzbaren Frequenzbereich von 6,5 Hz bis 140 kHz bei einer Empfindlichkeit von 1 mV/Pa genutzt. Daraus lassen sich Parameter wie der Öffnungswinkel sowie die Intensität der Nebenkeulen der Schallwandler ermitteln. Dies dient hauptsächlich der Charakterisierung der Schallwandler sowie der Abschätzung ihres möglichen Erfassungsbereiches. Die elektrische Verschaltung der verwendeten Komponenten ist in Abbildung 4.5 dargestellt.

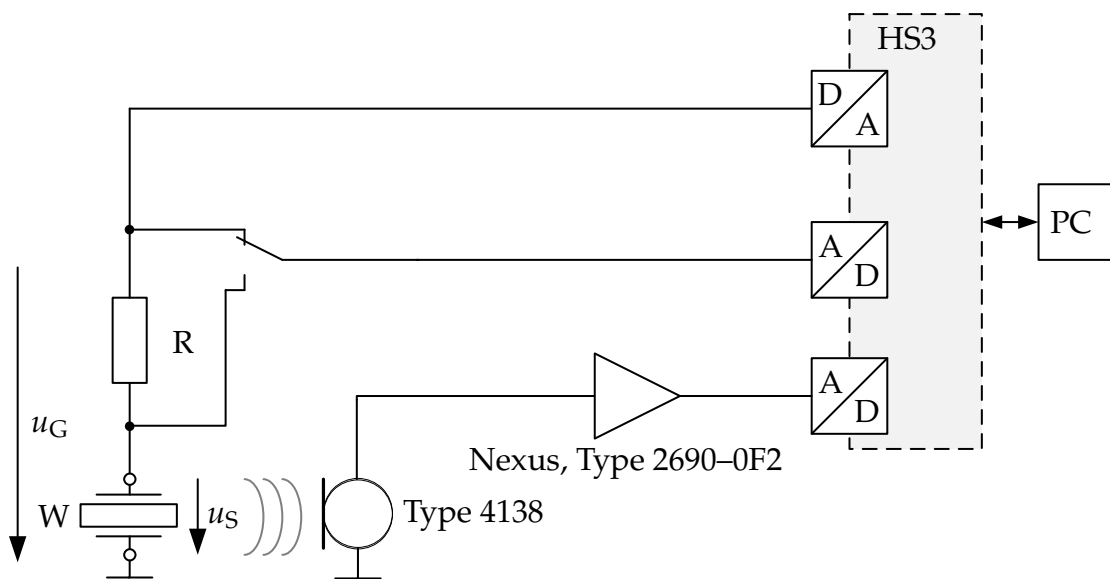


Abbildung 4.5: Elektrische Beschaltung des Schallwandlers und des Mikrofans beim Messaufbau für die Schallfeldmessung

Bei der Messung wird der Schallwandler mit der Rotationseinheit gedreht, wodurch ein zweidimensionales Schallfeld aufgenommen werden kann. Dabei werden zunächst die notwendigen Positionen der Linear- und Rotationseinheit für ein kartesisches Raster berechnet. Anschließend erfolgt eine Sortierung der Positionen, so dass die Lineareinheit nur in eine Richtung fahren muss. Der Reflektorabstand vergrößert sich also kontinuierlich. Dadurch tritt bei der Lineareinheit kein Umkehrspiel auf. Die erreichbare Winkelaufösung des Messaufbaus beträgt $0,0563^\circ$. Daraus resultiert für den maximalen Mikrofonabstand eine minimale Rastergröße von 2,7 mm. Dies reicht für eine Vermessung des Schallfeldes aus, da es beim Abscannen großer Flächen nicht sinnvoll ist, mit Rastern unterhalb von 10 mm zu arbeiten. Die notwendige Dauer zur Durchführung der Einzelmessungen überschreitet andernfalls mehrere Tage. Für die Ansteuerung dient ein speziell für diese Aufgabe entwickeltes MATLAB[®]-Programm. Seine Bedienoberfläche ist in Abbildung 4.6 dargestellt.

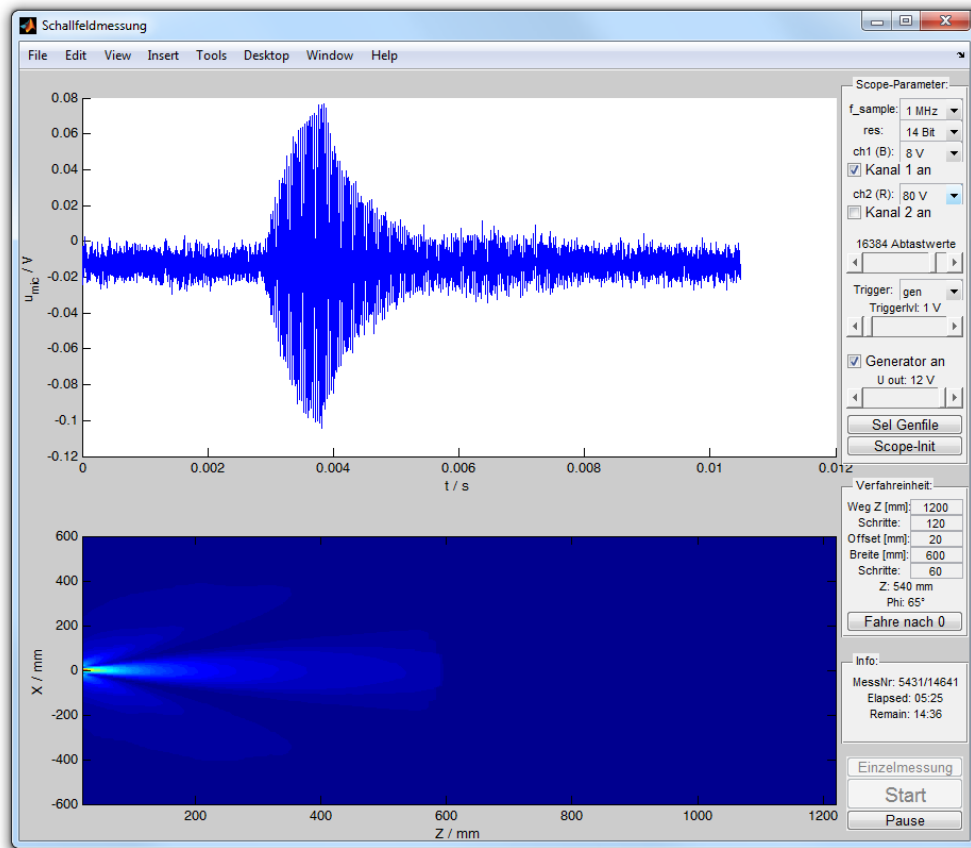


Abbildung 4.6: Bedienoberfläche des entwickelten MATLAB®-Programms für die Schallfeldmessung. Aus den gemessenen elektrischen Empfangssignalen (oben) wird über viele Einzelmessungen das Schallfeld (unten) erfasst.

4.2 Übersicht der verwendeten Schallwandler

Für die Untersuchungen stehen verschiedene Luftschallwandler zur Verfügung. Sie nutzen Piezokeramiken als aktives Element. Die wesentlichen Unterschiede liegen in der verwendeten akustischen Anpassung sowie in der Mittenfrequenz und der Abstrahlcharakteristik. Eine detaillierte Übersicht der eingesetzten Schallwandler befindet sich im Anhang A. Eine kurze Übersicht gibt Tabelle 4.1. Die Mittenfrequenz der Schallwandler liegt im Bereich von 32 kHz bis 125 kHz, was für Luftschallanwendungen üblich ist, da die Dämpfung in der Luft mit der Frequenz zunimmt. Aufgrund ihres Aufbaus besitzen alle verwendeten Schallwandler eine geringe relative Bandbreite zwischen 3% und 6,4%. Die angegebenen optimalen Werte für den genutzten Vorwiderstand sind empirisch ermittelte Größen, stimmen aber näherungsweise mit dem Betrag der Schallwandlerimpedanz bei der Resonanzfrequenz überein. Das Optimierungskriterium ist dabei eine maximale relative Empfangssignalempfindlichkeit bei einer Burst-Echo-Messung. Sie ist hier über das Verhältnis der elektrischen Empfangssignalamplitude zur elektrischen Sendesignalamplitude

bei einem Reflektorabstand von einem Meter definiert. Der genutzte Aluminium-Reflektor ist quadratisch und besitzt eine Kantenlänge von 100 mm.

Ein wesentlicher Unterschied der Schallwandler ist ihr Öffnungswinkel. Der Öffnungswinkel geht neben der akustischen Anpassung stark in die gemessene relative Empfangssignalempfindlichkeit ein. Sie ist bei großem Öffnungswinkel und ohne akustische Anpassung relativ gering. Aufgrund des im Vergleich zur Wellenlänge geringen Schallwandlerradius der schallabstrahlenden Fläche der Schallwandler (400EP14D, 400EP18A, 400EP125) ist der Öffnungswinkel relativ groß. Sie weisen durchgehend eine geringere Empfangssignalempfindlichkeit auf. Die Schallwandler (328ER250, 080SR365 und 125SR250), welche einen größeren Radius aufweisen, haben im Vergleich eine deutlich größere Empfangssignalempfindlichkeit.

Die Schallwandler mit Horn zur Anpassung (400ST160, 400SR160) haben bauartbedingt einen größeren Öffnungswinkel, aber aufgrund ihrer akustischen Anpassung die größte Empfangssignalempfindlichkeit. Nachteilig für eine industrielle Verwendung ist allerdings ihr offener Aufbau, was sie wiederum weniger robust und anfälliger für Verschmutzung macht. Aufgrund ihres geringen Öffnungswinkels und der akustischen Anpassung besitzen die Schallwandler mit Silikonanpassschicht (080SR365, 125SR250) ebenfalls eine hohe relative Empfangssignalempfindlichkeit. Beim Vergleich mit den 40 kHz Schallwandlern ist zu beachten, dass der Reflektorabstand bezogen auf die Wellenlänge beim 80 kHz Schallwandler doppelt so groß und beim 125 kHz Schallwandler sogar dreimal so groß ist. Ihre relative Empfangssignalempfindlichkeit ist daher ähnlich gut zu bewerten.

Tabelle 4.1: Vergleich der Parameter der verwendeten Ultraschallwandler

Herstellerbezeichnung	328ER250	400EP14D	400EP18A	400EP125	400ST160	400SR160	080SR365	125SR250
Akustische Anpassung	keine	keine	keine	keine	Horn	Horn	Silikon	Silikon
Mittenfrequenz	32,8 kHz	40 kHz	40 kHz	40 kHz	40 kHz	40 kHz	80 kHz	125 kHz
Bandbreite (- 6 dB)	1 kHz (3 %)	2 kHz (5 %)	2 kHz (5 %)	1,5 kHz (3,75 %)	2 kHz (5 %)	2,5 kHz (6,25 %)	4,5 kHz (5,6 %)	8 kHz (6,4 %)
Öffnungswinkel (- 6 dB)	33°	Wide 125° Narrow 65°	85°	108°	55°	55°	11°	11°
Optimaler Vorwiderstand	450 Ω	1,35 kΩ	500 Ω	1,1 kΩ	820 Ω	1,2 kΩ	400 Ω	1 kΩ
Empfangsempfindlichkeit bezogen auf Wandlersignal bei 1m Reflektorabstand	-62 dB	-90 dB	-82 dB	-92 dB	-52 dB	-49 dB	-55 dB	-75 dB

4.3 Simulationsumgebung

Die entwickelte Simulationsumgebung ist ein zentrales Element für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen. Da eine Vielzahl von Variationen bezüglich Anregungssignal und Auswertung für die angestrebten Untersuchungen notwendig ist, kommt für die Simulationsumgebung keine grafische Benutzeroberfläche zum Einsatz. Vielmehr besteht sie aus einer eigens zu diesem Zweck entwickelten MATLAB[®]-Toolbox, mit der alle am Schallwandler anliegenden elektrischen Signale simuliert werden können. Die drei Hauptfunktionen sind dabei: das Laden von Schallwandlerparametern, die Sendesignalerzeugung und die eigentliche Schallwandlersimulation. Für die Signalerzeugung kommt dasselbe Modul zum Einsatz, welches für die Messungen genutzt wird (siehe Kapitel 4.1). Damit lassen sich alle für die Untersuchung notwendigen Signale erzeugen (Rauschen, Sinusburst, ASK-, PSK-, FSK-Modulation). Einen Überblick über das Modul zur Schallwandlersimulation und dessen Ein- und Ausgangsgrößen bietet Abbildung 4.7.

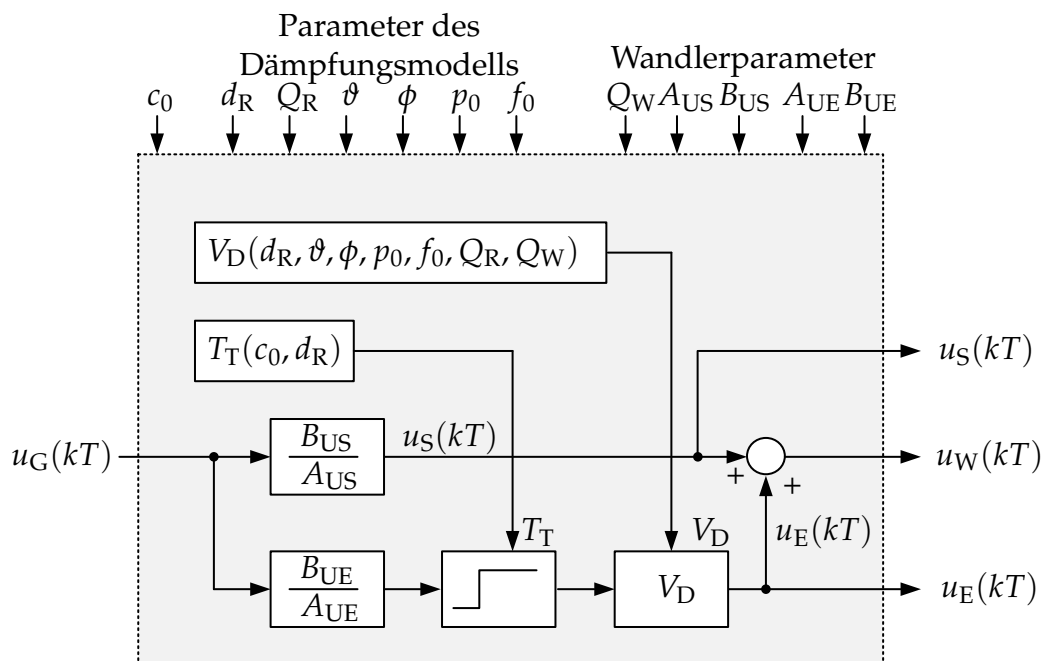


Abbildung 4.7: Schematischer Aufbau der Signalberechnung der aufgebauten Simulationsumgebung mit allen Eingangsparametern

Die Parameter für die Simulation lassen sich grob in zwei Gruppen unterteilen. Dies sind zum einen die Parameter des Dämpfungsmodells, die weitestgehend vom Messmedium abhängen, und zum anderen die Schallwandlerparameter. Das auf den Reflektor treffende Schallfeld hängt von der Abstrahlcharakteristik des Schallwandlers ab. Dadurch ergibt sich für jeden Schallwandler ein anderer Richtfaktor (2.16) für den Reflektor. Dieser wird daher mit zu den Schallwandlerparametern gezählt. Damit ergeben sich die in Tabelle 4.2 und Tabelle 4.3 zusammengefassten Parametersätze.

Tabelle 4.2: Umgebungsparameter

Parameter	Einheit	Beschreibung
d_R	m	Reflektorabstand
ϑ	K	Temperatur
ϕ		Relative Luftfeuchtigkeit
p_0	Pa	Gesamtdruck
c_0	m/s	Schallgeschwindigkeit im Messmedium

Tabelle 4.3: Schallwandlerparameter

Parameter	Beschreibung
A_{US}	Nennerpolynom elektrisches Wandlermodell
B_{US}	Zählerpolynom elektrisches Wandlermodell
A_{UE}	Nennerpolynom Empfangsmodell
B_{UE}	Zählerpolynom Empfangsmodell
Q_W	Richtfaktor des Schallwandlers
Q_R	Richtfaktor des Reflektors

Im Wesentlichen berechnet das Simulationsprogramm das Schallwandlersignal u_W aus einem Generatorsignal u_G . Für die Analyse und Bewertung lässt sich zusätzlich noch das elektrische Sende- und Empfangssignal (u_S und u_E) betrachten. Die Übertragungseigenschaften des Schallwandlers werden über lineare Modelle abgebildet. Das Sendemodell ist durch die Polynome A_{US} und B_{US} beschrieben. Die Empfangssignaleberechnung besteht aus drei Elementen: einem linearen Modell, einem Totzeitglied sowie einem Proportionalglied. Das lineare Modell ist über die Polynome A_{UE} und B_{UE} beschrieben und bestimmt die Signalform. Durch die Verwendung von IIR-Filtern für die Berechnung des elektrischen Sende- und Empfangssignals lässt sich jeder reale lineare Schallwandler abbilden. Der elektrische Vorwiderstand ist Bestandteil des Schallwandlermodells. Das Totzeitglied mit der Totzeit T_T bildet den Einfluss des Reflektorabstandes d_R und der Schallgeschwindigkeit c_0 im Messmedium ab. Die Totzeit T_T entspricht hier der Signallaufzeit in der Luft. Sie ist definiert als:

$$T_T = \frac{2d_R}{c_0} \quad (4.1)$$

Die Schallgeschwindigkeit wird an dieser Stelle nicht aus den gemessenen Umgebungsgrößen wie Luftdruck und relative Luftfeuchtigkeit ermittelt. Dies ermöglicht bezüglich der Signallaufzeit einen einfacheren Abgleich zwischen Messung und Simulation.

Das Proportionalglied bildet die auftretenden Dämpfungsmechanismen ab. Ihre genaue Berechnung sowie die dafür notwendigen Parameter werden im Folgenden detaillierter

Tabelle 4.4: Als konstant angenommene Größen der Luft

Größe	ρ_0	η	ν	C_V	C_p
Wert	1,293 kg/m ³	$1,8 \cdot 10^{-5}$ m ² /s	0,025 W/(m K)	718 J/(K kg)	1005 J/(K kg)

nach [LSW09] beschrieben. Die spezifische Wärmekapazität wird hier mit C bezeichnet, um Verwechslungen mit der Schallgeschwindigkeit c zu vermeiden. Für Luft werden mehrere Parameter im Folgenden als konstant angenommen: die Dichte ρ_0 , die dynamische Viskosität η , die Wärmeleitfähigkeit ν , sowie die spezifische Wärmekapazität bei konstantem Volumen C_V und bei konstantem Druck C_p . Die verwendeten Zahlenwerte sind in Tabelle 4.4 zusammengefasst.

Weiterhin gibt f_0 die mittlere Frequenz bzw. ω_0 die mittlere Kreisfrequenz des Generatorsignals u_G an.

Damit lässt sich der Dämpfungsfaktor aus den Eingangsgrößen wie folgt berechnen:

$$V_D = \frac{Q_W d_0}{Q_W d_0 + d_R} \frac{Q_R d_0}{Q_R d_0 + d_R} e^{-(a_v + a_w + a_m)2d_R} \quad (4.2)$$

Neben den Richtfaktoren des Schallwandlers Q_W und des Reflektors Q_R setzt sich der Dämpfungsfaktor aus drei weiteren Größen zusammen. Diese bilden die verschiedenen Dämpfungsmechanismen der Luft ab. Aufgrund der unterschiedlichen Eigenschaften von Schallwandler und Reflektor müssen an dieser Stelle zwei Richtfaktoren verwendet werden. Dabei beschreibt Q_W den Richtfaktor des Schallwandlers, der für die Schallausbreitung vom Schallwandler bis zum Reflektor gilt und Q_R den Richtfaktor des Reflektors, der für die Schallausbreitung auf dem Weg zurück gilt. Da die einfallenden Schallwellen die Abstrahlung des Reflektors beeinflussen, muss der Richtfaktor des Reflektors für jeden Schallwandler bestimmt werden. Abgesehen von dem Richtfaktor wird der Reflektor als ideal angenommen, da der Impedanzsprung zur Luft sehr groß ist.

Zur Berechnung der Dämpfung aufgrund innerer Reibung (viskose Verluste) wird die Näherung aus [LSW09] genutzt.

$$a_v = \frac{2}{3} \frac{\eta \omega_0^2}{\rho_0 c^3} \quad (4.3)$$

Dabei ist die temperaturabhängige Schallgeschwindigkeit c wie folgt definiert [CH97]:

$$c = \sqrt{\frac{\kappa R_{Gas} \vartheta}{M_{Luft}}} \quad (4.4)$$

Der Einfluss der Luftfeuchtigkeit wird dabei vernachlässigt. R_{Gas} beschreibt hier die universelle Gaskonstante, M_{Luft} die molare Masse der Luft, ϑ die absolute Temperatur und κ den Adiabatenexponent. Dieser ergibt sich zu:

$$\kappa = \frac{C_p}{C_v} \quad (4.5)$$

Die durch Wärmeleitfähigkeit bedingte Dämpfung wird nach [LSW09] bestimmt.

$$a_w = \frac{\kappa - 1}{\kappa} \frac{\omega_0^2 v}{2C_v \rho_0 c^3} \quad (4.6)$$

Der letzte Parameter beschreibt die molekulare Absorption. Dazu wird in dieser Arbeit die Näherungsformel nach H. O. Kneser im Temperaturbereich von 0 °C bis 30 °C [LSW09] genutzt.

$$a_m = \frac{\pi \cdot 10^{-5} (0,81 + 0,022(\vartheta/\text{K} - 273,15)) \tau s f_0^2}{1 + 4\pi^2 \tau^2 f_0^2} \quad (4.7)$$

ϑ gibt dabei die absolute Temperatur an und τ die Relaxationszeit, die nach folgender empirischer Näherung [LSW09] berechnet wird:

$$\frac{1}{\tau} = 1,92 \cdot 10^5 h^{1,3} \text{ 1/s} \quad (4.8)$$

Dabei stellt h den Wasserdampfpartialdruck p_p der feuchten Luft bezogen auf den Gesamtdruck p_0 dar.

$$h = \frac{p_p}{p_0} \quad (4.9)$$

Der Wasserdampfpartialdruck setzt sich aus der relativen Luftfeuchtigkeit ϕ und dem Sättigungsdampfdruck p_s zusammen:

$$p_p = \phi p_s \quad (4.10)$$

Der Sättigungsdampfdruck p_s wird hier mit der Magnus-Formel nach Sonntag [OR97] berechnet.

$$p_s = 611,2 \text{ Pa} \cdot e^{\frac{17,62(\vartheta/\text{K} - 273,15)}{243,12 + (\vartheta/\text{K} - 273,15)}} \quad (4.11)$$

4.4 Ermittlung der Modellparameter für die Simulationsumgebung

Die Ermittlung der Modellparameter ist speziell auf piezoelektrische Luftultraschallwandler abgestimmt. Diese zeichnen sich dadurch aus, dass die verbauten Piezokeramiken im Radialmode arbeiten und eine relativ hohe Güte besitzen. Dadurch besitzen die meisten dieser Schallwandler (siehe Anhang A) nur eine einzige ausgeprägte Resonanzstelle im Arbeitsbereich. Dies ermöglicht die Verwendung eines Butterworth-van-Dyke-Modells (BvD-Modell) zur Modellierung des Schallwandlers. Der Vorteil des BvD-Modells liegt darin, dass hierbei einzelne Parameter (wie der genutzte Vorwiderstand) oder Schallwandlerparameter (wie Mittelfrequenz und Bandbreite) eingestellt werden können. So ist es bei diesen Modellen möglich, den Einfluss dieser Parameter mittels Simulationen gezielt zu untersuchen. Einige Schallwandler besitzen aufgrund ihres Aufbaus innerhalb des Arbeitbereiches mehrere Resonanzstellen. Diese lassen sich nur bedingt durch ein BvD-Modell abbilden. Auch wenn die Ordnung des BvD-Modells vergrößert wird, ist die Modellabweichung größer als bei einem nichtparametrischen Modell gleicher Ordnung. Daher wird eine Fallunterscheidung für die Wandlermodelle in BvD-Modelle und Modelle höherer Ordnung getroffen. Die so ermittelten Empfangsmodelle werden auf eins normiert, so dass sie keine Dämpfungseffekte abbilden. Die Dämpfungsparameter werden gesondert ermittelt.

Zur Bewertung der Modelle dient die normierte Kreuzkorrelationsfunktion bei der Verschiebezeit null zwischen den gemessenen Schallwandlersignalen (u_S und u_E) und den entsprechenden Modellsignalen. Der daraus resultierende Bewertungsfaktor η_{KKF0} ist in Gleichung 4.12 definiert, wobei x und y die zu vergleichenden Signale sind.

$$\eta_{KKF0} = \frac{1}{\sqrt{\sum |x|^2 \sum |y|^2}} \sum_{m=0}^M x(m)y(m) \quad (4.12)$$

4.4.1 Ermittlung der Butterworth-van Dyke-Modellparameter realer Schallwandler

Die BvD-Modellparameter zu dem in Abbildung 4.9 dargestellten Modell lassen sich aus der gemessenen elektrischen Impedanz des Schallwandlers ermitteln. Ein Beispiel hierzu ist in Abbildung 4.8 dargestellt.

Die Parameterermittlung erfolgt dabei in zwei Schritten. Zuerst werden automatisiert Startparameter aus dem gemessenen Impedanzverlauf ermittelt. Die Parallelkapazität C_0

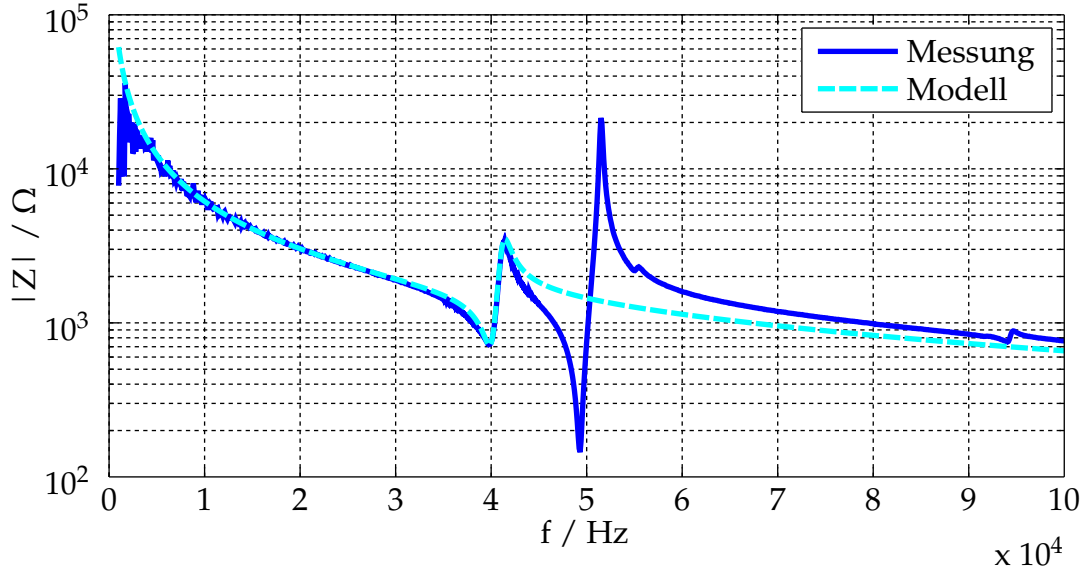


Abbildung 4.8: Vergleich des gemessenen elektrischen Impedanzverlaufs und des BvD-Modells für den Schallwandler vom Typ 400ST160

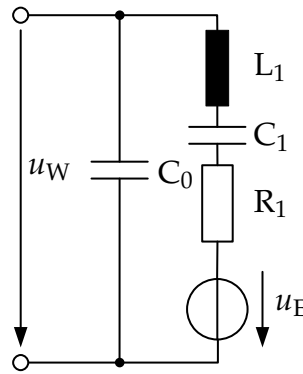


Abbildung 4.9: Einfaches BvD-Modell eines piezoelektrischen Schallwandlers

des Modells lässt sich im Bereich der Wandlerresonanz f_{Resonanz} aus dem gemessenen Impedanzverlauf $Z(f)$ ermitteln:

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f |Z(f)|} \Big|_{f=f_{\text{Resonanz}}} \quad (4.13)$$

Für die Bestimmung von R_1 wird die Impedanz des RLC-Reihenschwingkreises Z_{RLC} bei der Resonanz ausgewertet. Da im Verlauf der gemessenen Impedanz Z_{ges} nur die Impedanz der Parallelschaltung des RLC-Reihenschwingkreises mit der Impedanz Z_{C_0} der Kapazität C_0 vorhanden ist, muss diese herausgerechnet werden. Durch Umstellen ergibt sich aus der Gesamtimpedanz

$$Z_{\text{ges}} = \frac{Z_{C_0} Z_{\text{RLC}}}{Z_{C_0} + Z_{\text{RLC}}} \quad (4.14)$$

die Impedanz des RLC-Reihenschwingkreises zu:

$$Z_{\text{RLC}} = \frac{Z_{C_0} Z_{\text{ges}}}{Z_{C_0} - Z_{\text{ges}}} \quad (4.15)$$

Somit ergibt sich für den Widerstand R_1 :

$$R_1 = \min \left(\left| \frac{Z_{C_0} Z_{\text{ges}}}{Z_{C_0} - Z_{\text{ges}}} \right| \right) \quad (4.16)$$

Die Resonanzfrequenz ω_r sowie die Antiresonanz ω_a sind wie folgt definiert [ZZ93]:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4.17)$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}} \quad (4.18)$$

Dabei lässt sich die Resonanzfrequenz näherungsweise aus dem Impedanzverlauf Z_{RLC} beim Betragsminimum ermitteln. Die Antiresonanzfrequenz lässt sich aus dem nächsten Betragsmaximum des Impedanzverlaufes Z_{ges} nach der Resonanzfrequenz ermitteln. Somit können C_1 und L_1 wie folgt bestimmt werden:

$$L_1 = \frac{1}{C_0 \omega_a^2 - C_0 \omega_r^2} \quad (4.19)$$

$$C_1 = \frac{C_0 (\omega_a^2 - \omega_r^2)}{\omega_r^2} \quad (4.20)$$

Nach der Ermittlung der Startparameter ist eine manuelle Feinabstimmung der Parameter C_1 und L_1 notwendig, um den Einfluss benachbarter Resonanzstellen, die in der analytischen Bestimmung der Parameter nicht berücksichtigt werden, zu kompensieren. Hierzu erfolgt eine schrittweise Variation der Parameter, bis sich der gemessene Impedanzverlauf und der des Modells im Bereich der Wandlerresonanz hinreichend gut überdecken. Die Korrelationskoeffizienten (nach Gleichung 4.12) zur Bewertung der ermittelten Modellparameter sind in Tabelle 4.5 zusammengefasst. Hierbei fällt auf, dass die letzten beiden Schallwandler nur schlecht mittels eines BvD-Modells abgebildet werden können. Dies liegt an der ausgeprägten zweiten Resonanzstelle im Impedanzverlauf, was in Abbildung 4.10 für den Schallwandler vom Typ 080SR365 gut zu erkennen ist. Der zweite Schallwandler ist ähnlich aufgebaut und besitzt lediglich eine andere Dimensionierung bezüglich der Resonanzfrequenz. Seine Daten sind im Anhang A zusammengefasst.

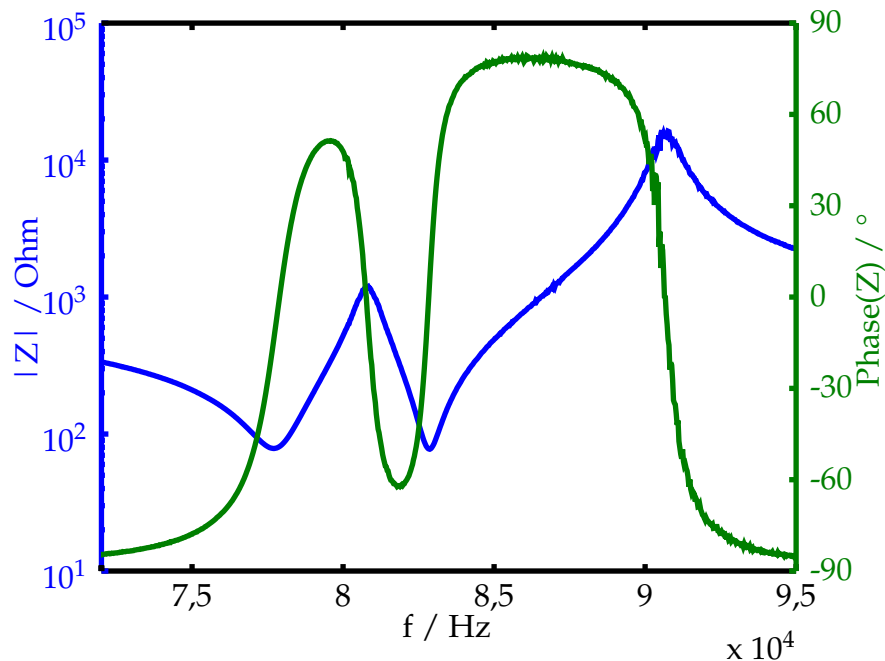


Abbildung 4.10: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz des Ultraschallwandlers 080SR365

4.4.2 Modell höherer Ordnung

Für die Schallwandler vom Typ 080SR365 und 125SR250 sind Modelle höherer Ordnung notwendig. Grund dafür ist der Aufbau, der zu einer zweiten Resonanzstelle im Betriebsbereich führt. In dieser Arbeit werden dazu nichtparametrische Modelle genutzt. Bei Voruntersuchungen im Rahmen dieser Arbeit hat sich gezeigt, dass BvD-Modelle höherer Ordnung nicht zielführend sind. Die Modelle werden aus den gemessenen Schallwandlersignalen erzeugt. Dazu wird für das Sendemodell das elektrische Sendesignal mit Vorwiderstand ohne Echo sowie das Generatorsignal gemessen. Über einen Least-Square-

Tabelle 4.5: Bewertung der erzeugten BvD-Modelle (nach Gleichung 4.12)

Wandler	$\eta_{KKF0,uS}$	$\eta_{KKF0,uE}$
328ER250	0,9914	0,9878
400EP14D	0,9985	0,8669
400EP18A	0,9966	0,9872
400EP125	0,9910	0,9820
400ST160	0,9946	0,9979
400SR160	0,9921	0,8932
080SR365	0,7243	0,8927
125SR250	0,8804	0,5072

Tabelle 4.6: Bewertung der erzeugten Modelle höherer Ordnung (nach Gleichung 4.12)

Wandler	$\eta_{\text{KKF0,uS}}$	$\eta_{\text{KKF0,uE}}$
080SR365	1,0000	0,9992
125SR250	1,0000	0,9966

Schätzer erfolgt anschließend die Parameterermittlung. Für beide Schallwandlermodelle betragen die Zähler- und Nennerpolynomordnungen fünf.

Für die Ermittlung des Empfangsmodells werden zunächst in einem Zwei-Wandler-Messaufbau (wie in Kapitel 4.1.2 beschrieben) das elektrische Empfangssignal und das Generatorsignal gemessen. Dabei sind die verwendeten Schallwandler selektiert, so dass ihr elektrischer Impedanzverlauf möglichst ähnlich ist. Beide Schallwandler werden mit dem gleichem Widerstand beschaltet. Für die Parameterermittlung kommt hier ebenfalls ein Least-Square-Schätzer zum Einsatz. Allerdings muss beim elektrischen Empfangssignal zunächst die Totzeit kompensiert werden. Dies erfolgt in dieser Arbeit durch ein iteratives Verfahren, bei dem die Totzeit mit einer Auflösung von einem Abtastwert (640 ns) bestimmt wird. Dazu wird das elektrische Sendesignal vor der Modellidentifikation um die Totzeit zeitlich verschoben und die erzielte Modellabweichung als Bewertungsgröße genutzt. Über diese Verschiebung wird die Modellabweichung minimiert. Für die eingesetzten Schallwandler liegen die Polynomordnungen beim Empfangsmodell bei vier für das Nennerpolynom und bei fünf für das Zählerpolynom. Eine Übersicht der ermittelten Bewertungsparameter (nach Gleichung 4.12) der Modelle ist in Tabelle 4.6 dargestellt. Die Modelle bilden die Schallwandlersignale bereits mit der relativ gering gewählten Ordnung gut ab.

4.4.3 Dämpfungsparameter

Für die Ermittlung der Dämpfungsparameter wird eine Messreihe mit Reflektor ausgewertet. Als Generatorsignal wird hier ein Sinusburst mit 30 Wellenzügen genutzt. Gemessen werden das verstärkte Schallwandlersignal sowie das Generatorsignal. Für die Auswertung ist darauf zu achten, dass das elektrische Empfangssignal erst nach der Blindzone (in der sich das Sende- und Empfangssignal überlagern) ausgewertet werden darf. Als weitere Parameter für die Messungen werden die relative Luftfeuchtigkeit ϕ , die Temperatur ϑ und der Luftdruck p_0 gemessen. Für die Auswertung werden nur die Maximalwerte des elektrischen Empfangssignals betrachtet und mit dem elektrischen Sendesignal ins Verhältnis gesetzt. Die abstandsabhängige Dämpfung wird zunächst mit den gemessenen Parametern für ϕ , ϑ , p_0 und f_0 berechnet. Anschließend erfolgt eine Variation der Richtungsfaktoren (Q_W und Q_R), bis eine gute Übereinstimmung zwischen den gemessenen

Spitzenwerten und dem Dämpfungsverlauf des Modells erreicht wird. Problematisch bei der Auswertung ist besonders die geringe Empfangssignalamplitude und das damit verbundene geringe SNR des Signals. Dies ist für den Schallwandler von Typ 400ST160 in Abbildung 4.11 dargestellt. Der Bereich der Blindzone ist dabei rot gekennzeichnet. Innerhalb der Blindzone ist keine Auswertung möglich.

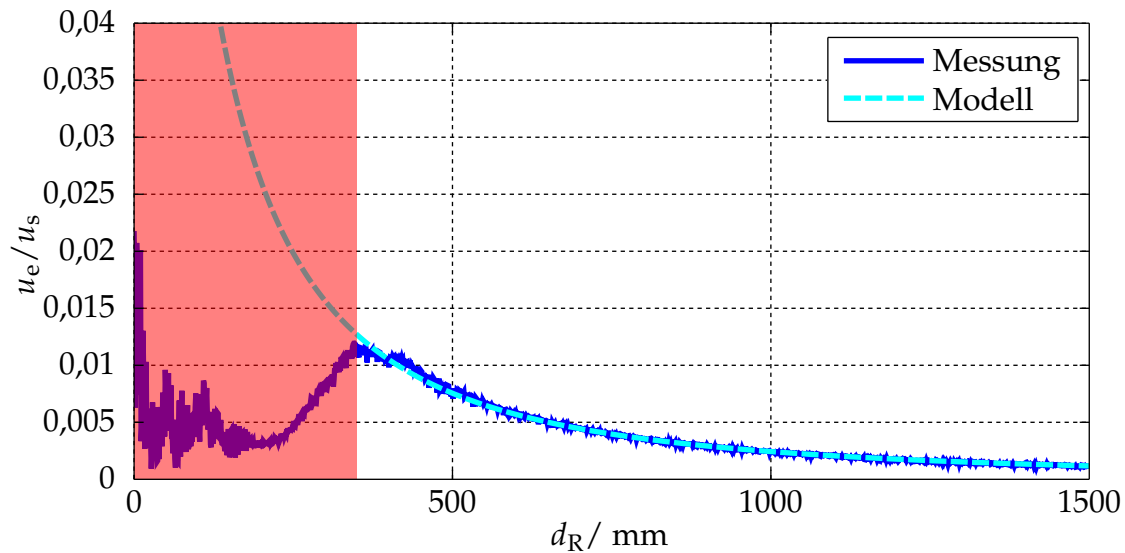


Abbildung 4.11: Gemessener und simulierter Verlauf der Empfangssignalamplitude des Schallwandlers 400ST160 für verschiedene Reflektorabstände bei Verwendung eines 100 mm x 100 mm Aluminiumreflektors. Der rot gekennzeichnete Bereich befindet sich in der Blindzone und kann nicht ausgewertet werden.

5 Messverfahrensentwicklung auf Basis des entwickelten Konzeptes

Wie im Kapitel 3 bereits gezeigt wird, lässt sich mittels eines Least-Square-Parameterschätzers eine modellbasierte Signaltrennung grundsätzlich realisieren. Im Folgenden wird das entwickelte Verfahren auch als LS-Ansatz bezeichnet. Bei realen, verrauschten Signalen ist eine Erweiterung der Parameterschätzung notwendig. Hierzu wird der StMcB-Algorithmus [SM65] (nach den Entwicklern Steiglitz und McBride benannt) genutzt. Für eine reale Anwendung mit mehreren unsynchronisierten Abstands-Sensoren (die also nicht im Zeitmultiplexverfahren arbeiten) kommen noch weitere Anforderungen an das System hinzu, die zunächst gesondert betrachtet werden. Dies beinhaltet die Verwendung orthogonaler Codes sowie geeignete Modulationsverfahren zur Übertragung der Codes mittels schmalbandiger Ultraschallwandler. Weiterhin erfolgt eine Betrachtung zur Wahl einer geeigneten Modellordnung für den verwendeten Parameterschätzer sowie eine Bewertung der untersuchten Schallwandler. Zur abschließenden Verifikation des entwickelten Konzeptes erfolgt eine Realisierung zur Abstandsmessung, die mittels Simulationen und Messungen untersucht wird.

5.1 Auswahl einer geeigneten Codierung

Ziel der Codierung ist eine ungestörte, gleichzeitige Messung mit mehreren Sensoren ohne Synchronisation. Dazu müssen sich die einzelnen elektrischen Empfangssignale auch bei einer Überlagerung mehrere Signale voneinander unterscheiden lassen. Dieses Verfahren wird in der Nachrichtentechnik als CDMA (Code Division Multiple Access) bezeichnet [Söd13b]. Hierbei spielt die Orthogonalität der Code-Folgen eine wichtige Rolle. In der Praxis wird die Orthogonalität durch Pseudozufallsfolgen erreicht, die mit rückgekoppelten Schieberegistern erzeugt werden. Typische Code-Folgen sind dabei z.B. M-Folgen, Gold-Folgen oder Kasami-Folgen (siehe Kapitel 2.6).

Da keine Synchronisation der Sensoren verwendet wird, müssen die Code-Folgen auch bei einer zeitlichen Verschiebung zueinander möglichst unähnlich sein. Dies lässt sich über

die Kreuzkorrelationsfunktion der Code-Folgen zueinander beschreiben. Hierzu wird die normierte, diskrete Kreuzkorrelationsfunktion genutzt:

$$\text{KKF}_{x,y}(m) = \frac{1}{\sqrt{\sum |x|^2 \sum |y|^2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(m+n) \quad (5.1)$$

Für die Bewertung einer Code-Familie wird der ungünstigste Fall betrachtet. Dieser tritt ein, wenn die beiden ähnlichsten Codes sich überlagern. Dazu werden die Kreuzkorrelationsfunktionen zwischen allen möglichen Kombinationen der K Code-Folgen y_k der Familie berechnet. Das größte Maximum aller berechneten Kreuzkorrelationsfunktionen KKF_{y_k, y_l} beschreibt die Ähnlichkeit dieser beiden Codes. Als Bewertungsmaß η_{KKF} wird anschließend der Kehrwert des Maximums genutzt, so dass große Werte eine geringe Ähnlichkeit, also eine gute Eignung der Code-Familie angeben. Die entsprechende Code-Folge ist dann gut für CDMA-Verfahren geeignet. Daraus folgt folgende Definition des Bewertungsmaßes:

$$\eta_{\text{KKF}} = 1 / \max (\max (\text{KKF}_{y_k, y_l}) \forall k \neq l, k, l \in [1, K]) \quad (5.2)$$

Neben der Orthogonalität ist für die laufzeitbasierte Abstandsmessung die Autokorrelationsfunktion der jeweiligen Code-Folge wichtig. Für eine sichere Laufzeitmessung muss ihr Hauptmaximum deutlich größer als ihre Nebenmaxima sein. Je größer das Verhältnis vom Hauptmaximum zum ersten Nebenmaximum ist, umso größer ist die Robustheit einer Code-Folge. Für die Bewertung wird dieses Kriterium wie folgt definiert:

$$\eta_{\text{MLSL}} = \text{AKF}_{\text{ML}} / \text{AKF}_{\text{SL}} \quad (5.3)$$

Dabei ist AKF_{ML} das Hauptmaximum der AKF und AKF_{SL} das erste Nebenmaximum der AKF.

Für die praktische Anwendung ist ein weiteres Kriterium wichtig: die Anzahl der verschiedenen Code-Folgen einer Code-Familie. Sie hängt direkt von der Registerlänge der verwendeten Schieberegister ab. Zusätzlich definiert die Registerlänge die Länge einer Code-Folge. Bei einer Registerlänge von n_{Reg} ergibt sich daraus die Länge der Code-Folge von $2^{n_{\text{Reg}}} - 1$. Eine große Länge der Code-Folge führt zu einem langen Sendesignal, wodurch die Sende-/Empfangssignal-Trennung für einen großen Reflektorabstand umgesetzt werden muss. Dies funktioniert aber nur, wenn die Auflösung der verwendeten Analog-Digital-Umsetzer hinreichend groß ist, da sowohl das elektrische Sendesignal als auch das unverstärkte, je nach Abstand sehr schwache elektrische Empfangssignal erfasst werden muss. Weiterhin muss das verwendete Modell das elektrische Sendesignal entsprechend

Tabelle 5.1: Vergleich der Eigenschaften verschiedener Code-Folgen

n_{Reg}	M-Folge			Gold-Folge			Kasami-Folge		
	Anzahl	η_{KKF}	η_{MLSL}	Anzahl	η_{KKF}	η_{MLSL}	Anzahl	η_{KKF}	η_{MLSL}
3	2	2,333	3,500	9	1,750	1,750			
4	2	3,000	3,750	17	1,875	2,143	4	3,750	2,143
5	6	2,385	4,429	33	2,818	2,583			
6	6	2,739	7,875	65	3,500	3,316	8	5,250	4,500

gut abbilden können. Daher ist im Allgemeinen eine kurze Code-Folge, also eine kleinere Registerlänge n_{Reg} , zu bevorzugen. Ein Vergleich der genannten Code-Folgen für praxisrelevante Registerlängen ist in Tabelle 5.1 dargestellt. Dabei ist zu beachten, dass Kasami-Folgen nur für geradzahlige Registerlängen definiert sind.

Es ist zu erkennen, dass die Kasimi-Folgen die höchste Orthogonalität aufweisen und gute Eigenschaften für die Abstandsmessung besitzen. Die M-Folgen zeigen im Vergleich die besten Eigenschaften bezüglich der Abstandsmessung, aber eine geringere Orthogonalität im Vergleich zu den Kasimi-Folgen. Bei den Gold-Folgen ist die Orthogonalität ab einer Registerlänge von 5 besser als bei den M-Folgen und etwas schlechter als bei den Kasimi-Folgen. Bezüglich der Eigenschaften für die Abstandsmessung sind die Gold-Folgen schlechter als die M-Folgen. Aufgrund der hohen Anzahl möglicher Code-Folgen bei einer relativ geringen Registerlänge ist die Gold-Folge für die hier beschriebene Anwendung die favorisierte Codierung. Für die weiteren Untersuchungen werden daher Gold-Codes mit Registerlänge n_{Reg} von 5 bis 6 favorisiert.

5.2 Untersuchung verschiedener Modulationsverfahren

Zur Übertragung einer Code-Folge mit einem Schallwandler ist eine Modulation notwendig, da der Schallwandler nachrichtentechnisch gesehen einen Bandpass-Kanal darstellt. Die Modulation muss die Code-Folge in ein entsprechendes Bandpasssignal transformieren, um es übertragen zu können. Ziel dabei ist es, die Eigenschaften der Code-Familie bezüglich Orthogonalität und Autokorrelationseigenschaften zu erhalten. Dann kann das modulierte Signal ohne Demodulation für eine Laufzeitmessung weiterverarbeitet werden. Dazu lassen sich verschiedene Modulationsverfahren (siehe Kapitel 2.7) verwenden. Diese unterscheiden sich im Wesentlichen durch ihre Bandbreiteneffizienz und das minimal notwendige SNR für eine gegebene Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Für die Anwendung in dieser Arbeit ist die Bandbreiteneffizienz wichtig, da der akustische Übertragungskanal relativ schmalbandig ist. Das aus der Code-Folge resultierende modulierte Sendesignal

soll dabei möglichst kurz sein. Dabei sollte das notwendige SNR möglichst gering sein, um die Unterscheidbarkeit der Signale auch bei schlechten Bedingungen gewährleisten zu können. Klassische Modulationsmethoden mit einer Bandbreiteneffizienz von eins sind: die binäre Amplitudenmodulation (BASK), die binäre Frequenzmodulation (BFSK) und die binäre Phasenmodulation (BPSK) [Joe08], [Huf07]. Hier entspricht jedes Symbol einem Bit.

Bei der Quadraturphasenmodulation (QPSK) ist die Bandbreiteneffizienz bei gleichem minimalem SNR gegenüber BPSK um den Faktor zwei größer, so dass sie eine interessante Alternative darstellen könnte [Huf07].

Eine weitere Variante ist die Trägerfrequenzverschiebung bei der Phasenmodulation. Diese wird im Rahmen dieser Arbeit untersucht [SH14]. Weitere Varianten der Frequenzmodulation (beispielsweise 8-FSK) werden im Folgenden nicht genauer betrachtet, da bei ihnen die Bandbreiteneffizienz sinkt und sich nur das SNR minimal verbessert [Huf07].

Im Folgenden wird das Vorgehen bei der Abschätzung der notwendigen Symbollänge für eine gegebene Kanalbandbreite beschrieben. Dabei wird eine Abschätzung bezüglich der Orthogonalität und der Robustheit bezüglich der Abstandsmessung getroffen. Für den Vergleich der Modulationsarten kommen die gleichen Bewertungsfunktionen (η_{KKF} (5.2) und η_{MLSL} (5.3)) zum Einsatz, wie in Kapitel 5.1 für die Bewertung der Code-Folgen. Dabei sind große Zahlenwerte besser. Die Code-Folgen sind hier Gold-Folgen mit einer Registerlänge n_{Reg} von 5 und 6.

5.2.1 Betrachtung verschiedener klassischer Modulationsverfahren

Zunächst werden die klassischen Modulationsverfahren betrachtet. Hierzu gehören die binäre Amplitudenmodulation (BASK), die binäre Frequenzmodulation (BFSK), die binäre Phasenmodulation (BPSK) und die Quadraturphasenmodulation (QPSK). Dazu wird ein Bandpass-Filter eingesetzt, mit dem die begrenzte Bandbreite des akustischen Übertragungskanal nachgebildet wird. Für einen Vergleich erfolgt eine Betrachtung der Bewertungsmaße für eine Variation der relativen Bandbreite B_{rel} und der Symbollänge n_{Symbol} . Hierzu werden alle modulierten Signale einer Code-Familie bandpassgefiltert und anschließend ausgewertet. Die relative Bandbreite ist in der späteren Anwendung fest, aber vom eingesetzten Schallwandler abhängig. Durch die Wahl einer geeigneten Symbollänge n_{Symbol} kann das gewählte Modulationsverfahren an den jeweiligen Schallwandler beziehungsweise an dessen relative Bandbreite angepasst werden. Dies ist notwendig, um eine Unterscheidung der verschiedenen Codes und eine robuste Abstandsmessung zu gewährleisten. Die Ergebnisse der verschiedenen Modulationen sind in Abbildung 5.1

dargestellt. Für den besseren Vergleich sind die Skalierungen der Ergebnisbilder identisch gewählt. Ein Punkt im Bild entspricht dabei jeweils dem Ergebnis der Bewertungsfunktion für die gesamte Code-Familie.

Bei den Abbildungen der Bewertungsfunktionen aller Modulationsverfahren ist ein $1/n$ -förmiger Verlauf zu erkennen, bei dem für jede vorgegebene relative Bandbreite B_{rel} ein hinreichend großer Wert für das Bewertungsmaß erreicht wird. Dies entspricht dem Verlauf der Nyquist-Bandbreite, die als

$$\frac{1}{n_{\text{Symbol}}} = \frac{B_{\text{abs}}}{f_0} = B_{\text{rel}} \quad (5.4)$$

definiert ist. Es ist gut zu erkennen, dass BASK am schlechtesten abschneidet. Dies liegt in der On-Off-Umtastung begründet. Sie führt dazu, dass beim Null-Symbol immer noch ein langes Ausschwingen eines vorhergehenden Eins-Symbols vorhanden ist. Dies verschlechtert sowohl die Orthogonalitäts- als auch die AKF-Eigenschaften. BASK ist daher für das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren ungeeignet.

Die übrigen Modulationsverfahren zeigen deutlich bessere Eigenschaften. BFSK weist die besten Eigenschaften auf. Es kommt für jede gegebene relative Bandbreite und die gegebenen Bewertungsmaße mit den kürzesten Symbolängen aus. Erst bei großen Symbolängen nähern sich BFSK und BPSK an. QPSK besitzt von den verbliebenen Modulationsarten die schlechtesten Eigenschaften. Nur bezüglich der Autokorrelationseigenschaften ist es mit BFSK vergleichbar. Hier sind allerdings Artefakte zu erkennen, die durch die vierwertigen Symbole entstehen. Diese führen dazu, dass die Einzelsymbole bei der Kreuzkorrelation nicht orthogonal sind und die Korrelationsfunktion somit einen Wert ungleich null liefert. Prinzipiell sollten sowohl BFSK als auch BPSK für den in dieser Arbeit entwickelten Ansatz geeignet sein.

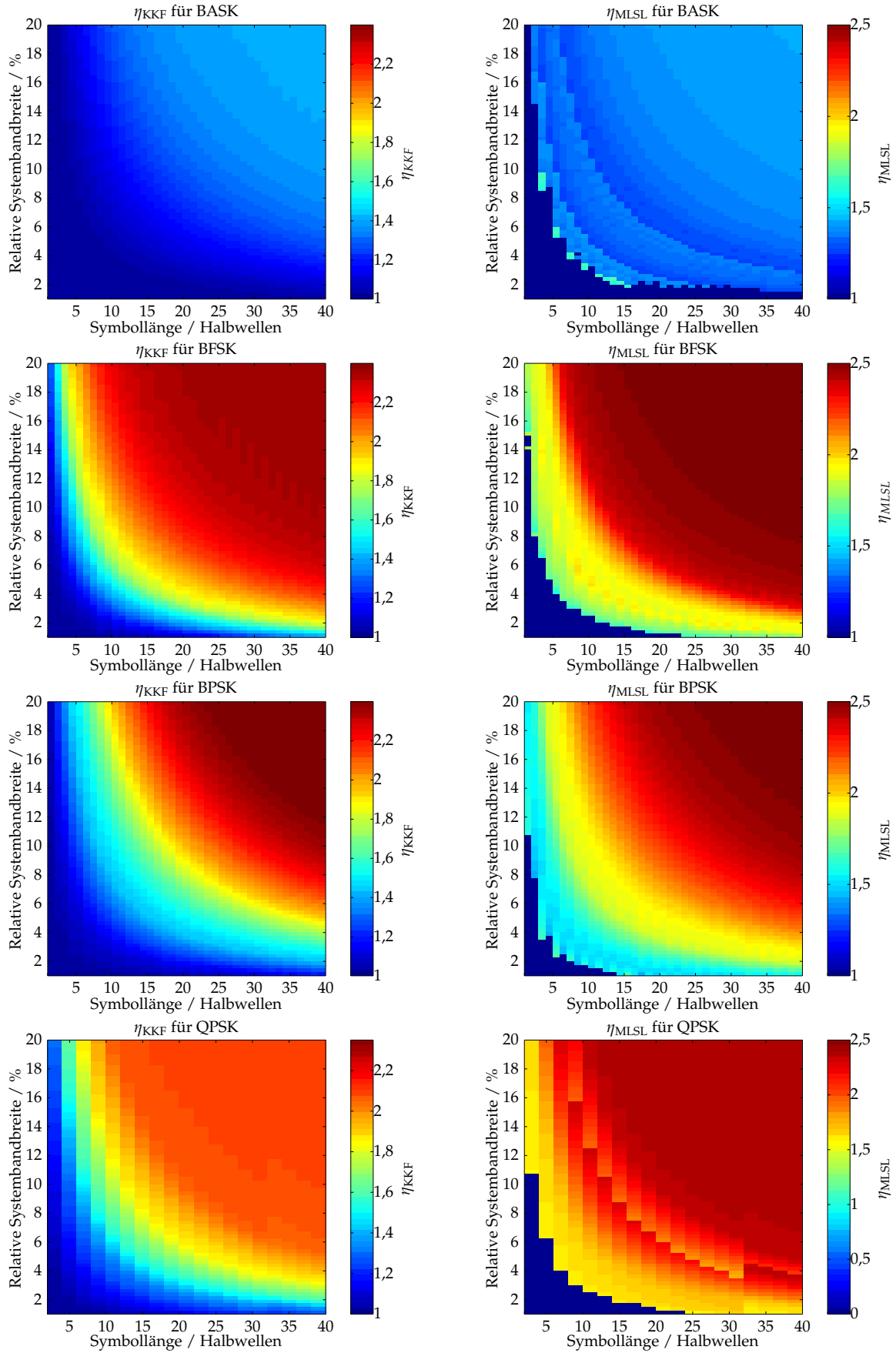


Abbildung 5.1: Vergleich der Bewertungsfunktionen (η_{FFT} und η_{MLSL}) für verschiedene Modulationen bei Variation der Symbollänge und der relativen Bandbreite (größere Werte sind besser)

5.2.2 Optimale Wahl der Trägerfrequenz für BPSK-Modulation

Für einen Schallwandler existiert eine optimale Trägerfrequenz für die Modulation, bei der die übertragene mittlere Leistung maximal ist. Im Sendefall liegt sie im Bereich der Serienresonanz, im Empfangsfall im Bereich der Parallelresonanz. Wird derselbe Wandler sowohl als Sender als auch als Empfänger verwendet, liegt die optimale elektrische Sendefrequenz zwischen Resonanz und Antiresonanz des Schallwandlers.

Bei einem schmalbandigen Übertragungssystem lässt sich für eine BPSK-Modulation erkennen, dass die KKF zwischen den einzelnen Signalen deutlich von der jeweiligen Code-Folge abhängt. Die Performanz der Code-Familie könnte durch Reduktion (Weglassen einzelner Signale, die zu einer schlechten Unterscheidbarkeit führen) auf die Signale mit guten Korrelationseigenschaften verbessert werden. Dadurch reduziert sich allerdings auch die Anzahl gleichzeitig betreibbarer Sensoren. Hier kann der in Abbildung 5.2 dargestellte Effekt ausgenutzt werden. Eine Verschiebung der Trägerfrequenz führt bei einigen Signalen zu einer Verschlechterung, bei anderen aber zu einer Verbesserung der Bewertungsfunktion η_{KKF} . Daraus folgt, dass die Performanz der gesamten Signalfamilie durch eine entsprechende Wahl der Trägerfrequenz verbessert werden kann. Dies wird auch in [SH14] gezeigt. Im Folgenden wird für die Phasenmodulation mit angepasster Trägerfrequenz die Abkürzung BPSKfs genutzt.

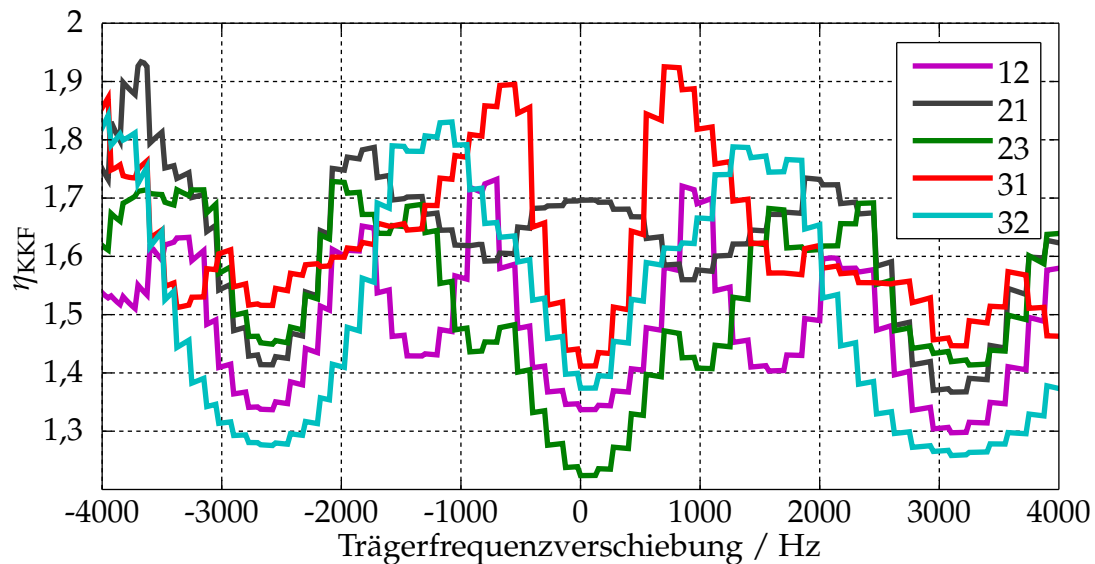


Abbildung 5.2: Unterscheidbarkeit der Empfangssignale (η_{KKF}) der modulierten Einzelsignale verschiedener Gold-Folgen (Nummer: 12, 21, 23, 31, 32) für eine Symbollänge von $n_{\text{Symbol}} = 15$ Halbwellen und eine relative Bandbreite B_{rel} von 3 %

Für die folgende Optimierung werden zwei Kriterien betrachtet: die mittlere Leistung und die Orthogonalität der elektrischen Empfangssignale. Bezüglich der Orthogonalität wird angenommen, dass sich nie mehr als zwei Signale gleichzeitig überlagern. Wichtig ist

hierbei, dass der Wandler nicht im eingeschwungenen Zustand betrachtet wird, sondern im transienten Betrieb, bei dem er mit codierten Signalen angeregt wird. Bewertet werden alle aus der gesamten Code-Familie erzeugten Signale s . Die numerische Optimierung zielt auf eine Maximierung von η_{KKF} bei maximaler Abnahme der mittleren Leistung P_m (5.5) auf 80% ab. Dies bildet einen guten Kompromiss zwischen Abnahme der Signalenergie und Verbesserung von η_{KKF} , also der Unterscheidbarkeit der einzelnen Empfangssignale.

$$P_m = \frac{1}{2N+1} \sum_{n=0}^N s(n)^2 \quad (5.5)$$

Die Optimierung erfolgt mittels einer Parametervariation der Trägerfrequenzverschiebung und der Symbollänge bei einer Simulation mit der in Kapitel 4 beschriebenen Simulationsumgebung. Hierbei wird für jeden zu untersuchenden Punkt die Simulation für die gesamte Code-Familie durchgeführt und ausgewertet. Beispielhaft sind die Ergebnisse der Optimierung anhand des Schallwandlermodells für den Schallwandler vom Typ 400SR160 in Abbildung 5.3 gezeigt. Die mittlere Leistung ist dabei auf die maximale Leistung normiert. Es zeigt sich ein deutlicher Einfluss der Trägerfrequenzverschiebung. Die übertragene mittlere Leistung P_m nimmt dabei mit zunehmender Trägerfrequenzverschiebung ab. Die blaue Linie in Abbildung 5.3b stellt die optimale Trägerfrequenzverschiebung in Abhängigkeit von der Symbollänge dar.

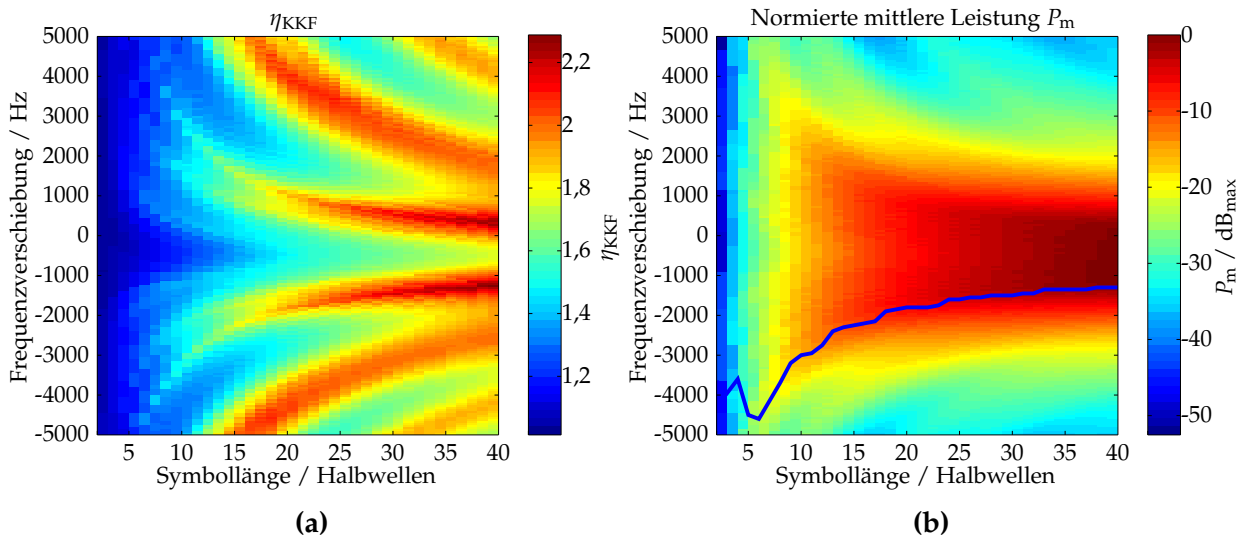


Abbildung 5.3: Simulation mit Wandlermodell (400SR160) bei Anregung mit PSKfs (a: η_{KKF} , b: logarithmische mittlere Leistung, normiert auf die maximale mittlere Leistung)

Zur Verifikation der Simulationsergebnisse werden Messungen mit zwei identischen Schallwandlern durchgeführt. Sie sind in einem Abstand von 1 m gegenüberliegend aufgebaut. Der Sendewandler besitzt einen $820 \, \Omega$ Vorwiderstand und der Empfangswandler einen $820 \, \Omega$ Parallelwiderstand. Dadurch entspricht die elektrische Beschaltung derje-

nigen, wie sie beim entwickelten Konzept eingesetzt wird. Sie ist für den Sende- und Empfangsfall wie bei einer Einwandleranordnung. Eine Messreihe besteht aufgrund des gewählten Parameterbereiches aus 7839 Einzelmessungen bei Variation der Symbollänge und Trägerfrequenz. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.4 dargestellt. Ein Vergleich mit den Simulationsergebnissen zeigt eine gute Übereinstimmung bezüglich der optimalen Frequenzverschiebung. Wesentliche Unterschiede zwischen Messung und Simulation liegen in den Nebenmaxima. Sie sind in der Simulation deutlich stärker ausgeprägt als in der Messung, da die Korrelation in der Messung durch das begrenzte SNR an diesen Stellen schlechter ist. Zusammengefasst bestätigt die Messung die mittels der Simulation ermittelte optimale Trägerfrequenzverschiebung.

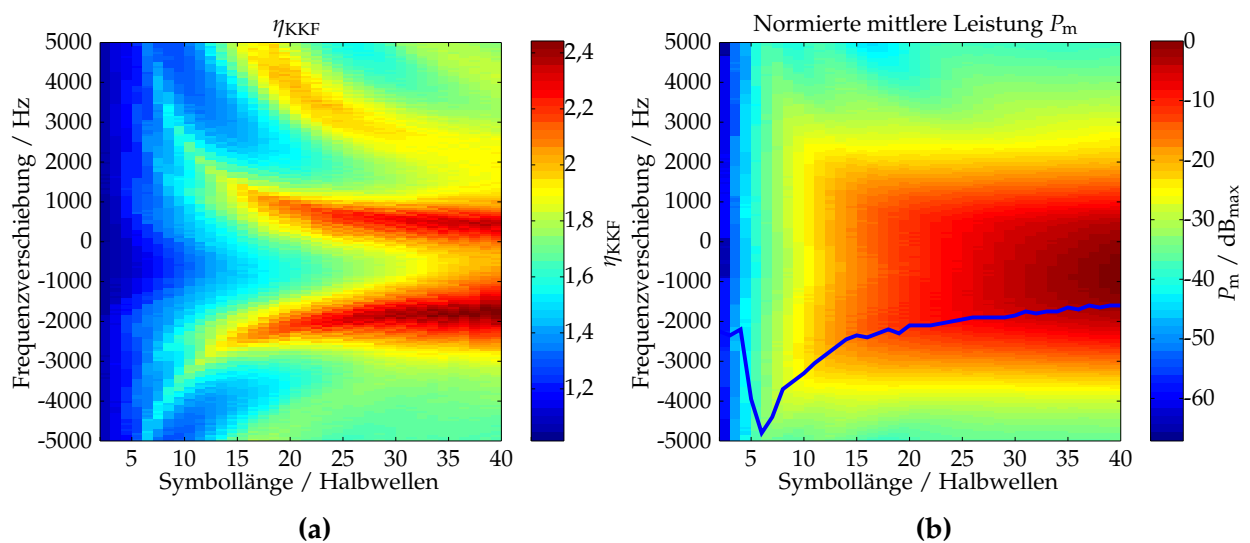


Abbildung 5.4: Messung mit Schallwandlern vom Typ 400SR160 bei Anregung mit PSKfs (a: η_{KKF} , b: logarithmische mittlere Leistung, normiert auf die maximale mittlere Leistung)

Für die weitere Verwendung der Trägerfrequenzverschiebung erfolgt eine Approximation mit folgender Funktion:

$$f_{\text{shift}} = -d_0 n_{\text{Symbol}}^{d_1} + d_2 \quad (5.6)$$

Darüber lässt sich die Trägerfrequenzverschiebung f_{shift} für eine gegebene Symbollänge von n_{Symbol} Halbwellen bestimmen. Die entsprechenden Koeffizienten sind für die untersuchten Schallwandler in Tabelle 5.2 zusammengefasst.

5.2.3 Reduktion der Code-Familie für QPSK-Modulation

QPSK codiert pro Symbol jeweils zwei Bit. Daraus folgt gegenüber den binären Modulationsverfahren für die gleiche Code-Familie ein um den Faktor zwei kürzeres Sendesignal.

Tabelle 5.2: Koeffizienten zur Berechnung der BPSK-Trägerfrequenzverschiebung für verschiedene Schallwandler

Wandler	d_0/Hz	d_1	d_2/Hz
328ER250	12810	-0,792	377,1
400EP14D	16700	-0,805	-505,3
400EP18A	13280	-0,555	-1394
400EP125	14920	-0,719	-755,6
400ST160	15300	-0,728	-893,3
400SR160	13320	-0,588	-771,3
080SR365	35540	-1,006	-859,5
125SR250	316800	-2,137	-1011

Bei gleicher Signallänge kann eine Code-Familie mit einer größeren Registerlänge genutzt werden, was zu einer größeren Anzahl verschiedener Codes führt. Allerdings verbessert sich dadurch nicht die Performanz des Systems bezüglich Abstandsmessung und Unterscheidbarkeit der einzelnen Codes. Dies kann aber erreicht werden, wenn die Anzahl an Codes in der Code-Familie reduziert wird. Hierbei werden Codes entfernt, die zu einer schlechten Performanz führen, so dass nur 33 Codes übrig bleiben. Dies entspricht der gleichen Anzahl Codes wie bei den zuvor genannten binären Modulationsverfahren. Dadurch ist ein Vergleich möglich. Diese Variante wird im Folgenden als QPSKr abgekürzt. In Abbildung 5.5 sind Bewertungsparameter für die reduzierte Code-Familie in Abhängigkeit von Symbollänge und relativer Systembandbreite dargestellt. Dabei ist eine deutliche Verbesserung gegenüber der QPSK-Modulation zu erkennen (wie zuvor in Abbildung 5.1 dargestellt).

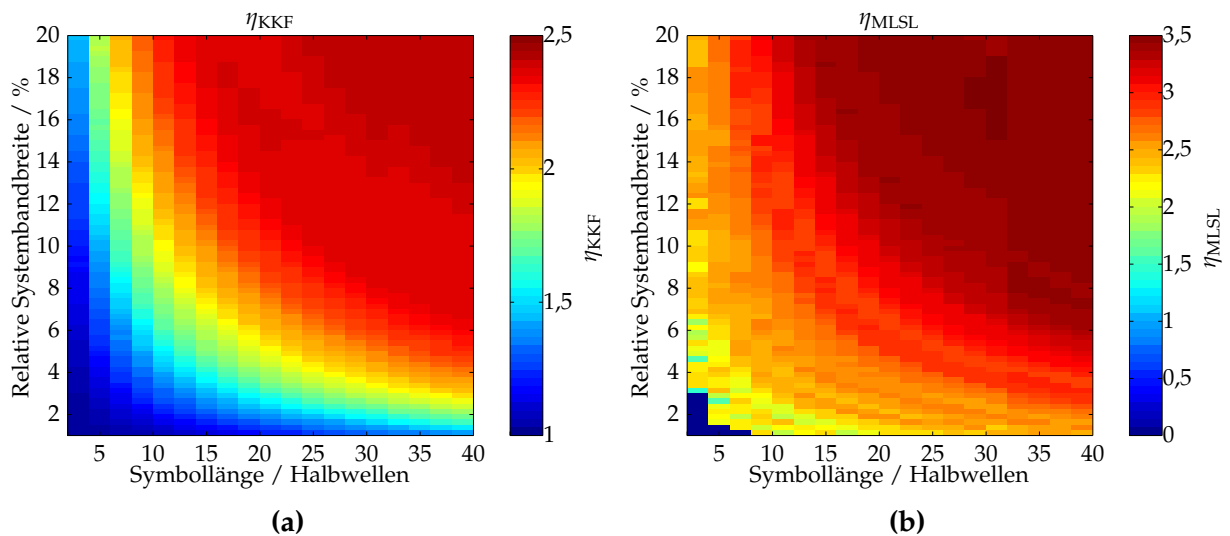
**Abbildung 5.5:** Bewertung der QPSK-Modulation mit reduzierter Code-Familie in Abhängigkeit von der relativen Bandbreite und der Symbollänge (a: Orthogonalität, b: Korrelationsnebenmaxima)

Tabelle 5.3: Vergleich verschiedener Modulationsarten bei Verwendung eines Bandpassmodells mit 3% relativer Bandbreite bei Verwendung von Gold-Codes mit einer Registerlänge von 5 Bit (ausgenommen QPSK und QPSKr, hier 6 Bit). Leistung normiert auf BFSK

Modulation	10 Halbwellen			16 Halbwellen			20 Halbwellen		
	η_{KKF}	η_{MLSL}	P_m	η_{KKF}	η_{MLSL}	P_m	η_{KKF}	η_{MLSL}	P_m
PSK	1,062	1,432	0,634	1,174	1,586	0,412	1,245	1,685	0,329
PSKfs	1,360	2,018	1,137	1,541	2,210	0,541	1,692	2,206	0,486
FSK	1,168	1,639	1,000	1,373	1,614	1,000	1,523	1,581	1,000
QPSK	1,107	1,500	0,528	1,221	1,446	0,316	1,327	1,509	0,284
QPSKr	1,207	2,074	0,528	1,370	2,225	0,375	1,490	2,314	0,284

5.2.4 Auswahl geeigneter Modulationsverfahren

Für die Auswahl einer geeigneten Modulationsart ist neben den Korrelationseigenschaften die Signallänge von Bedeutung. Sie definiert den Abstand, bis zu dem die Sende-/Empfangssignal-Trennung für die Abstandsmessung notwendig ist. Wesentliche Einflussfaktoren sind hierbei die Auflösung des ADU und die Empfindlichkeit des Schallwandlers, da das Empfangssignal nicht verstärkt werden kann. Daher kann die Symbollänge nicht beliebig gewählt werden. Die minimale Symbollänge ist über die Korrelationseigenschaften bestimmt. Dazu werden hier die zuvor vorgestellten Modulationsarten bei zwei festen relativen Bandbreiten verglichen, die entsprechend der untersuchten Schallwandler zu 3% und 6,5% gewählt sind. Als zusätzlicher Bewertungsparameter dient die mittlere Signalleistung P_m . Eine geringe Signalleistung führt in der späteren Anwendung zu einem geringen SNR, so dass das Empfangssignal schlechter detektiert werden kann. Aufgrund der schlechten Eigenschaften wird BASK nicht mehr betrachtet. In Tabelle 5.6 und 5.4 werden die Eigenschaften der verbleibenden Modulationen (BPSK, BPSKfs, BFSK, QPSK, QPSKr) verglichen.

Bei einer kleinen relativen Bandbreite des Schallwandlers zeigen alle Modulationsarten für kurze Symbollängen unzureichende Ergebnisse. Erst ab einer Symbollänge von 16 Halbwellen ist BPSKfs sinnvoll nutzbar. Darunter ist η_{KKF} zu gering, so dass keine sichere Unterscheidung der verschiedenen Codes möglich ist. Für größere Symbollängen kommt BFSK ebenfalls in Frage. QPSK scheidet aufgrund seiner geringen Signalleistung aus.

Bei einer größeren relativen Bandbreite des Schallwandlers (hier 6,5%) zeigen BPSKfs und BFSK bereits bei einer Symbollänge von 10 Halbwellen gute Ergebnisse. Für größere Symbollängen (ab 16 Halbwellen) ist BPSK zwar verglichen mit BPSKfs und BFSK schlechter, allerdings ebenfalls nutzbar.

Tabelle 5.4: Vergleich verschiedener Modulationsarten bei Verwendung eines Bandpassmodells mit 6,5% relativer Bandbreite bei Verwendung von Gold-Codes mit einer Registerlänge von 5 Bit (ausgenommen QPSK und QPSKr, hier 6 Bit). Leistung normiert auf BFSK

Modulation	10 Halbwellen			16 Halbwellen			20 Halbwellen		
	η_{KKF}	η_{MLSL}	P_m	η_{KKF}	η_{MLSL}	P_m	η_{KKF}	η_{MLSL}	P_m
BPSK	1,283	1,633	0,337	1,402	1,782	0,430	1,526	1,960	0,495
BPSKfs	1,848	2,163	0,520	2,075	2,400	0,497	2,189	2,506	0,471
BFSK	1,611	1,577	1,000	1,869	1,910	1,000	2,042	2,285	1,000
QPSK	1,381	1,551	0,296	1,627	1,965	0,336	1,794	1,841	0,294
QPSKr	1,554	2,409	0,296	1,856	2,555	0,324	1,976	2,679	0,332

Allgemein zeigen die Untersuchungen, dass für die Modulation sowohl BPSKfs als auch BFSK gut geeignet sind. BPSK kommt bei größeren Symbolängen ebenfalls für weitere Untersuchungen in Frage. QPSK scheidet bei beiden betrachteten relativen Bandbreiten aufgrund seiner geringen Signalleistung aus. Für eine reine Abstandsmessung mit einem einzelnen Sensor, bei dem keine orthogonalen Codes notwendig sind, reicht eine Symbollänge von 10 Halbwellen bereits aus.

5.3 Wahl der optimalen Modellordnung

Die Wahl der Modellordnung ist für die Leistungsfähigkeit des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Verfahrens entscheidend. Hier wird eine Schwäche der Schätzalgorithmen bei der Systemidentifikation ausgenutzt. Sie sind bei sehr kleinen Modellordnungen nicht in der Lage, ein totzeitbehaftetes Echo zu identifizieren. Vielmehr führt das Echo zu einer geringen Abweichung der Modellparameter. Die Modellordnung muss allerdings so gewählt werden, dass sie nur für die Modellierung des Schallwandlers ausreicht. Bereits eine geringe Vergrößerung der Modellordnung führt dazu, dass das Echo mit identifiziert wird (Kapitel 3). In diesem Sinne muss die Ordnung für die verwendeten Modelle minimal sein.

Als erster Anhaltspunkt für die Wahl der Modellordnung dient der elektrische Impedanzverlauf der Schallwandler. Luftschallwandler arbeiten fast ausschließlich im Radialmode der Piezokeramik. Je nach Aufbau ist hier selten mit einer Überlagerung verschiedener Resonanzstellen des Wandlers zu rechnen. Die einzelnen Resonanzstellen lassen sich über ein BvD-Modell abbilden, wobei der mathematische Zusammenhang zwischen dem

Schallwandlersignal u_W und dem Generatorsignal u_G für ein BvD-Modell erster Ordnung über Formel 5.7 beschrieben wird.

$$u_W(s) = \frac{C_1 L_1 s^2 + C_1 R_1 s + 1}{C_0 C_1 L_1 R_v s^3 + (C_1 L_1 + C_0 C_1 R_1 R_v) s^2 + (C_1 R_1 + C_0 R_v + C_1 R_v) s + 1} u_G(s) \quad (5.7)$$

Daraus ergibt sich eine Zählerordnung von zwei und eine Nennerordnung von drei. Für jede weitere Resonanzstelle erhöht sich die Ordnung von Zähler- und Nennerpolynom jeweils um zwei, da im BvD-Modell zwei weitere Energiespeicher hinzukommen. Die Modellordnung lässt sich also über die Anzahl von angeregten Resonanzstellen abschätzen.

Die untersuchten Schallwandler lassen sich grob in drei Gruppen einteilen. Gruppe eins: Schallwandler ohne akustische Anpassschicht (328ER250, 400EP14D, 400EP18A und 400EP125), die alle einen ähnlichen Impedanzverlauf haben und im Folgenden beispielhaft durch den Schallwandler vom Typ 328ER250 repräsentiert werden. Sein Impedanzverlauf ist in Abbildung 5.6a dargestellt. Darin ist nur eine Resonanzstelle zu erkennen, so dass von einer Modellordnung von drei für das Nennerpolynom und zwei für das Zählerpolynom ausgegangen werden kann.

Die zweite Gruppe von Schallwandlern (080SR365 und 125SR250) besitzt eine gummiartige akustische Anpassschicht. Der Impedanzverlauf des Schallwandlers vom Typ 080SR365 ist in Abbildung 5.6b dargestellt. Hier sind zwei benachbarte Resonanzstellen zu erkennen, die beide angeregt werden. Daraus ergibt sich für das Modell eine Nennerordnung von fünf und eine Zählerordnung von vier.

Die dritte Gruppe bilden die Schallwandler (400ST160 und 400SR160) mit einem Horn als akustische Anpassung. Beispielhaft ist der Impedanzverlauf des Schallwandlers vom Typ 400SR160 in Abbildung 5.7 dargestellt. Daraus folgt aufgrund der kleinen zweiten Resonanzstelle (2), die die Hauptresonanz (1) überlagert, eine Nennerordnung von fünf und eine Zählerordnung von vier. Allerdings befinden sich in der Nähe der Hauptresonanz noch zwei weitere Resonanzstellen, die bei etwa 50 kHz liegen. Je nach Anregung kann es vorkommen, dass diese zusätzlich berücksichtigt werden muss. Dann erhöht sich die Modellordnung bei diesen Schallwandlern um zwei. Die so abgeschätzten Modellordnungen sind in Tabelle 5.5 zusammengefasst.

Die genauere Untersuchung der minimalen Modellordnung und die Verifikation der zunächst getroffenen Abschätzung erfolgt über eine Modellschätzung aus gemessenen Schallwandlersignalen und dazugehörigen Generatorsignalen für alle untersuchten Schallwandler. Dazu wird der StMcB-Algorithmus genutzt. Als Generatorsignale werden modulierte Anregungssignale unter Verwendung von Gold-Codes genutzt. Zur Untersuchung

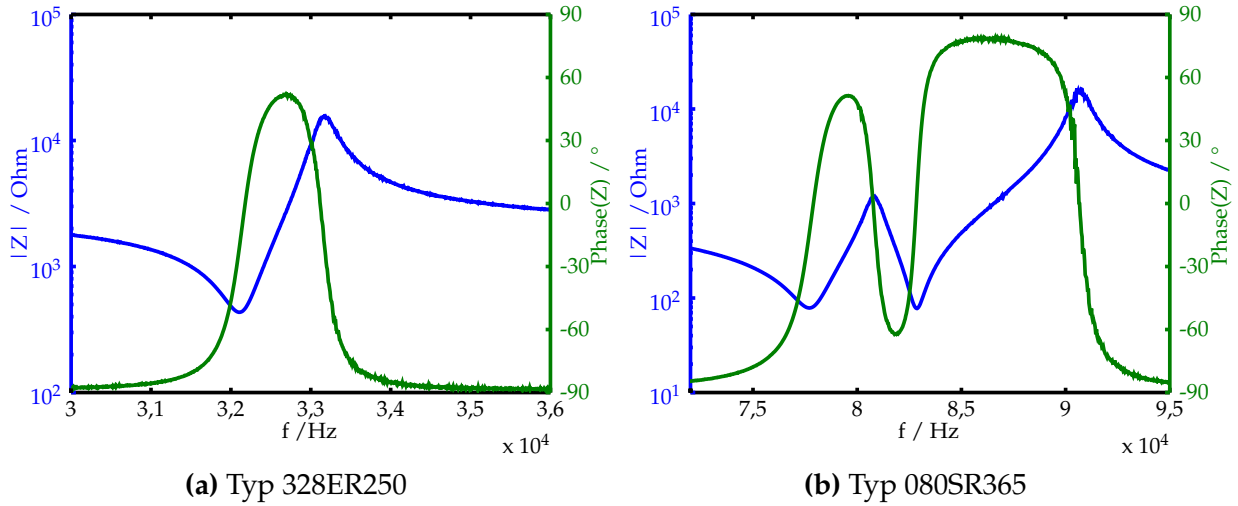


Abbildung 5.6: Gemessene elektrische Impedanz im Bereich der Wandlerresonanz (a: Typ 328ER250, b: Typ 080SR365)

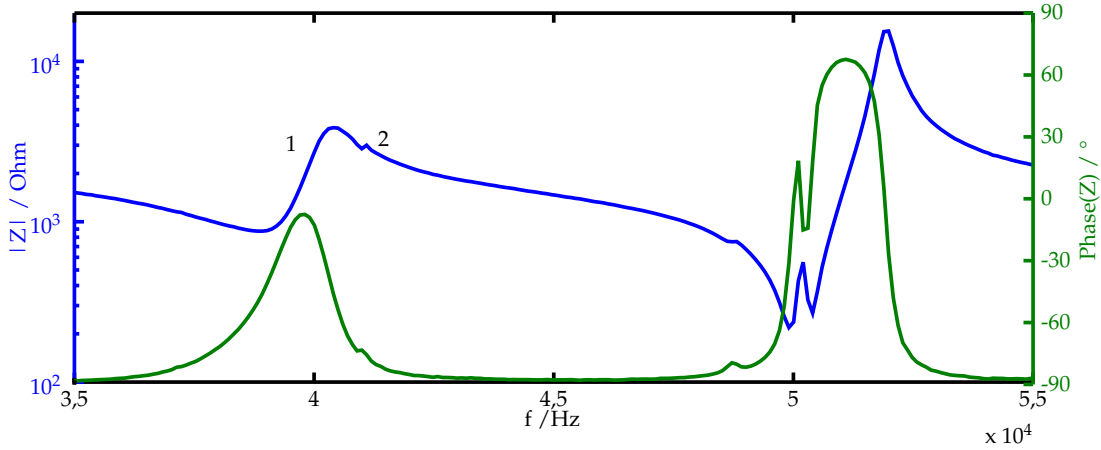


Abbildung 5.7: Gemessene elektrische Impedanz des 400SR160

wird die Modellordnung variiert und es werden zwei verschiedene Bewertungsfunktionen betrachtet. Das Signal-Fehler-Verhältnis (Signal Error Ratio, kurz SER), welches ähnlich wie das Signal-Rausch-Verhältnis (Signal Noise Ratio, kurz SNR) definiert ist, ist angelehnt an [Hoo10].

$$SER_W = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_W^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_{\text{err}}^2} \right) \quad (5.8)$$

Hierbei ist das Fehlersignal u_{err} die Differenz des tatsächlichen Schallwandlersignals u_W und des vom Modell berechneten elektrischen Sendesignals $u_{S,\text{est}}$. Ohne elektrisches Empfangssignal entspricht das Schallwandlersignal u_W genau dem elektrischen Sendesignal

Tabelle 5.5: Aus den elektrischen Impedanzverläufen (im Bereich der Wandlerresonanz) abgeschätzte minimale Modellordnungen für die untersuchten Schallwandler

Wandler	Nennerordnung	Zählerordnung
328ER250	3	2
400EP14D	3	2
400EP18A	3	2
400EP125	3	2
400ST160	5	4
400SR160	5	4
080SR365	5	4
125SR250	5	4

u_S , so dass die Differenz im Idealfall null sein sollte. Als weiteres Bewertungsmaß dient die maximale Modellabweichung E_{Modell} . Darüber lässt sich abschätzen, bis zu welcher Größenordnung des elektrischen Empfangssignals das Verfahren noch nutzbar ist. Sie ist wie folgt definiert:

$$E_{\text{Modell}} = 20 \log_{10} \frac{\max(|u_W - u_{S,\text{est}}|)}{\max(|u_W|)} \quad (5.9)$$

Theoretisch kann das elektrische Empfangssignal zwar auch noch detektiert werden, wenn es kleiner als die Modellabweichung ist. Aufgrund der geringen Bandbreite der Schallwandler weist die AKF des gesendeten Signals aber relativ hohe Nebenmaxima auf, die bis zu 40% des Wertes des Hauptmaximums erreichen können. Daher sollte das elektrische Empfangssignal maximal 6 dB kleiner als die Modellabweichung sein, um eine sichere Messung zu gewährleisten.

In Abbildung 5.8 sind die Bewertungsmaße für die untersuchten Modulationsverfahren und ausgewählte Schallwandler bei einer Variation der Modellordnung dargestellt. Dabei ist jeweils die Nennerpolynom-Ordnung o_n angegeben, aus der sich die Zählerpolynom-Ordnung o_z ableiten lässt. Allgemein ist bei allen Variationen eine deutliche Änderung im Anfangsbereich zu erkennen. Dies definiert die minimale Modellordnung. Bei den Schallwandlern mit akustischer Anpassschicht ist zweimal eine signifikante Änderung im Bewertungsmaß zu erkennen, da eine höhere Modellordnung erforderlich ist, um die durch die Anpassschicht entstehende zusätzliche Resonanz mit abzubilden. Nach den ersten signifikanten Änderungen verbessern sich die Bewertungsmaße bei Erhöhung der Modellordnung nur noch in kleineren Schritten. Eine zu hohe Modellordnung kann zu instabilen Modellen führen. Dies zeigt sich beispielsweise beim Schallwandler vom Typ 328ER250 mit einem BFSK-Signal als Anregung ab einer Modellordnung von 11. Weiterhin ist zu erkennen, dass eine Erhöhung der Nennerpolynom-Ordnung o_n auf die

Tabelle 5.6: Vergleich der optimalen Modellordnung für die untersuchten Schallwandler bei Anregung mit BFSK-, BPSK- und BPSKfs-modulierten Signalen

Wandler	BFSK			BPSK			BPSKfs		
	o_n	SER_W	E_{Modell}	o_n	SER_W	E_{Modell}	o_n	SER_W	E_{Modell}
328ER250	5	48,6 dB	-38,6 dB	9	50,2 dB	-39,7 dB	10	50,0 dB	-44,4 dB
400EP14D	6	49,5 dB	-43,7 dB	6	53,3 dB	-48,0 dB	5	54,7 dB	-47,7 dB
400EP18A	5	43,6 dB	-37,6 dB	8	51,9 dB	-43,7 dB	5	59,6 dB	-48,6 dB
400EP125	5	43,0 dB	-38,1 dB	6	48,1 dB	-43,0 dB	5	50,9 dB	-41,4 dB
400ST160	10	50,3 dB	-44,8 dB	12	50,5 dB	-45,3 dB	12	51,8 dB	-46,1 dB
400SR160	10	51,2 dB	-45,1 dB	13	51,9 dB	-45,1 dB	12	53,0 dB	-48,1 dB
080SR365	9	51,5 dB	-47,1 dB	8	44,9 dB	-40,2 dB	8	48,6 dB	-46,9 dB
125SR250	9	50,5 dB	-45,9 dB	8	45,5 dB	-44,1 dB	8	45,3 dB	-46,6 dB

Zählerpolynom-Ordnung o_z bei BPSK als Anregung zu besseren Ergebnissen führt. Bei BFSK ist dieser Effekt nur bei Schallwandlern mit einer Gummi-Anpasssschicht zu erkennen (080SR365). Eine deutliche Erhöhung der Modellordnung kann das SER_y um bis zu 18 dB verbessern. In Tabelle 5.6 sind die besten Ergebnisse der Bewertungsfunktionen für alle untersuchten Schallwandler zusammengefasst, wobei $o_z = o_n - 1$. Eine Übersicht über minimale und optimale Modellordnung ist im Anhang in Tabelle B.1 dargestellt.

Zusammengefasst zeigen die Ergebnisse, dass sich die Modellordnung für die Systemidentifikation anhand des elektrischen Impedanzverlaufes innerhalb des Bereiches der Wandlerresonanz abschätzen lässt. Dabei ist für die erste Resonanzstelle eine Nenner-Ordnung von drei zu wählen, die sich für jede weitere Resonanz um zwei erhöht. Die Zähler-Ordnung sollte im Allgemeinen entsprechend dem BvD-Modell um eins kleiner als die Nennerordnung sein. In manchen Fällen kann allerdings eine Erhöhung der Zähler-Ordnung um eins zu besseren Ergebnissen führen. Die für die Systemidentifikation zu wählende minimale Modellordnung hängt dabei nur unwesentlich von der gewählten Modulationsart ab. Inwieweit dies zu einer Vergrößerung des minimal messbaren Abstandes führt, wird im Folgenden untersucht (siehe Kapitel 5.5).

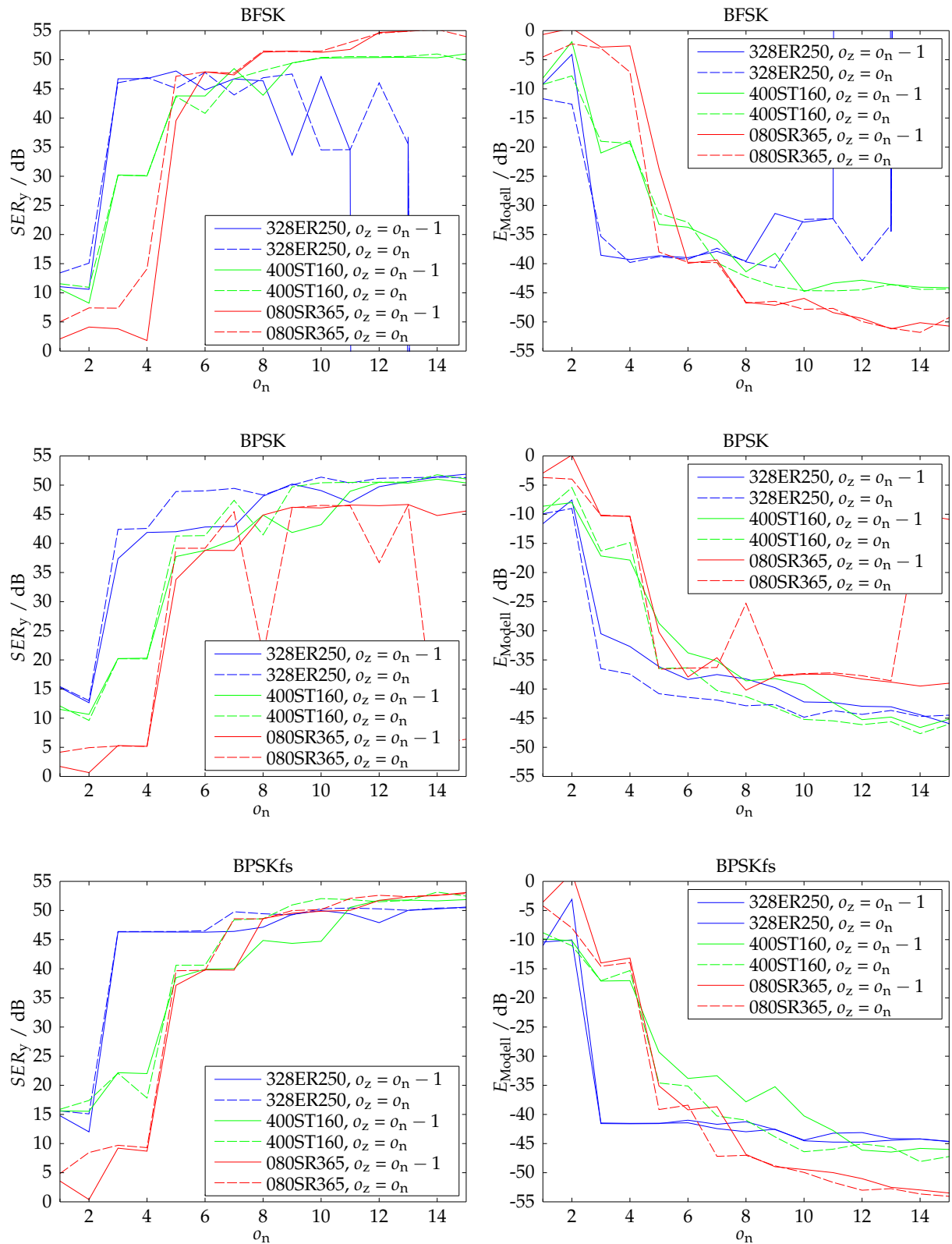


Abbildung 5.8: Vergleich der Bewertungsmaße der Modellidentifikation (SER_y und E_{Modell}) für verschiedene Modulationsverfahren bei Variation der Modellordnung (Nennerpolynom-Ordnung o_n und Zählerpolynom-Ordnung o_z)

5.4 Bewertung der Schallwandler

In den vorhergehenden Kapiteln wird beschrieben, dass es bezüglich der Modulation und der erreichbaren Modellabweichungen deutliche Grenzen gibt. So ist bei der Modulation eine minimale Symbollänge notwendig, um die Signale sicher voneinander zu unterscheiden und sinnvoll für eine Abstandsmessung zu nutzen. Weiterhin ist die erreichbare Modellabweichung E_{Modell} aufgrund von Rauschen und Nichtlinearitäten im System auf maximal -48 dB begrenzt. Daraus ergeben sich für die modulierten Sendesignale minimale Signallängen in der Luft, die zu einem minimalen Abstand führen. Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Verfahren zur Sende-/Empfangssignal-Trennung muss bis zu diesen Abständen funktionieren. Für größere Abstände ist keine Sende-/Empfangssignal-Trennung notwendig und es können klassische Verfahren zur Abstandsmessung genutzt werden. Das bedeutet, dass das Schallwandlersignal bei diesen Abständen noch mit hinreichender Auflösung quantisiert werden muss, um das Empfangssignal darin sicher auswerten zu können. Dies lässt sich aus der Sende-/Empfangssignal-Dynamik abschätzen, welche durch das Verhältnis der elektrischen Empfangssignalamplitude zur elektrischen Sendesignalamplitude definiert ist. Weiterhin muss die Modellabweichung bei diesem Abstand in der Größenordnung des elektrischen Empfangssignals liegen. In Tabelle 5.7 sind die Sende-/Empfangssignal-Dynamik sowie der minimale Abstand für die untersuchten Schallwandler für verschiedene Symbolängen aufgeführt. Besonders bei den ersten vier Schallwandlertypen zeigt sich, dass die notwendige Auflösung auch bei kleinen Symbolängen relativ groß ist. Ein Vergleich mit der erreichbaren Modellabweichung (-48 dB) und dem möglichen SER_W (59 dB) zeigt, dass diese Schallwandler für das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren ungeeignet sind. Hauptursache dafür ist die fehlende akustische Impedanzanpassung der Schallwandler. Die übrigen vier Schallwandlertypen erfüllen diese Bedingung aufgrund ihrer akustischen Impedanzanpassung und sind daher für das Verfahren geeignet.

5.5 Verifikation des Messverfahrens

Die Bewertung der Leistungsfähigkeit des entwickelten Messverfahrens in Verbindung mit den vorgestellten Schallwandlern erfolgt zunächst mit Simulationsdaten und wird anschließend mit Messdaten verifiziert. Dabei soll auch der Einfluss der Quantisierung und der Modulationsparameter betrachtet werden. Für die Modellidentifikation kommt der StMcB-Algorithmus zum Einsatz, der ein iteratives Least-Square-Verfahren nutzt und für verrauschte Messdaten besser geeignet ist als das einfache Least-Square-Verfahren [Hoo10]. Bei der Sendesignalerzeugung werden drei verschiedene Modulationsverfahren

Tabelle 5.7: Vergleich der notwendigen Sende-Empfangssignal-Dynamik bei einem Abstand, bei dem das Sendesignal am Schallwandler abgeklungen ist, bevor ein Echo eintrifft, für verschiedenen Symbolängen (in Halbwellen angegeben) für die untersuchten Schallwandler bei einer Codelänge von 31 Symbolen

Wandler	10 Halbwellen		16 Halbwellen		20 Halbwellen	
	Dynamik	Abstand	Dynamik	Abstand	Dynamik	Abstand
328ER250	75 dB	834 mm	81 dB	1335 mm	85 dB	1669 mm
400EP14D	87 dB	678 mm	92 dB	1085 mm	95 dB	1356 mm
400EP18A	81 dB	678 mm	87 dB	1085 mm	90 dB	1356 mm
400EP125	86 dB	678 mm	91 dB	1085 mm	93 dB	1356 mm
400ST160	54 dB	678 mm	61 dB	1085 mm	65 dB	1356 mm
400SR160	54 dB	678 mm	61 dB	1085 mm	64 dB	1356 mm
080SR365	57 dB	339 mm	62 dB	542 mm	65 dB	678 mm
125SR250	55 dB	217 mm	60 dB	347 mm	63 dB	434 mm

Tabelle 5.8: Mindestabstand bei einer Messung mit einem Sinusburst mit 5 Wellenzügen

Wandler	400ST160	400SR160	080SR365	125SR250
Mindestabstand	150 mm	130 mm	100 mm	70 mm

untersucht: BFSK, BPSK und BPSKfs. Die dabei gesendeten Codes sind Gold-Codes mit der Registerlänge von 5. Die Symbollänge wird dabei zwischen 10 und 20 Halbwellen pro Symbol variiert. Zusätzlich erfolgt eine Variation der Quantisierung q_{ADU} der Signale im Bereich von 12 Bit bis 24 Bit. Nach der Schätzung des elektrischen Empfangssignals erfolgt die Abstandsbestimmung.

5.5.1 Abstandsbestimmung

Die Abstandsbestimmung erfolgt mittels einer Laufzeitmessung, bei der die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen dem Generatorsignal u_G und dem geschätzten Empfangssignal $u_{\text{E,est}}$ ausgewertet wird. Dabei erfolgt eine Bewertung der ersten beiden relativen Maxima der Einhüllenden der KKF. Ist das zweite Maximum nicht kleiner als 70% des ersten Maximums, so wird das zweite Maximum für die Laufzeitberechnung genutzt, ansonsten das erste. Diese Art der Auswertung ist notwendig, da das elektrische Sendesignal durch die Sende-/Empfangssignal-Trennung nicht vollständig entfernt wird, wie in Abbildung 5.9 zu erkennen ist. Dies führt bei der Kreuzkorrelationsfunktion zu einem zweiten relativen Maximum in der Nähe von Verschiebung 0 s. Die Einhüllende der KKF aus dieser Messung ist in Abbildung 5.10 dargestellt. Da bis zum Abstand 0 mm gemessen werden soll, kann das Maximum bei Abstand 0 mm nicht einfach ausgeblendet werden, weil dies sonst zu

einem Mindestabstand (Blindzone) führt. Mit dieser Art der Auswertung können beide Fälle, Reflexion bei Abstand 0 mm und Echo mit größerem Abstand, ausgewertet werden. Das Beispiel (relativ großer Reflektorabstand) ist so gewählt, dass das tatsächliche Echo leicht zu erkennen ist.

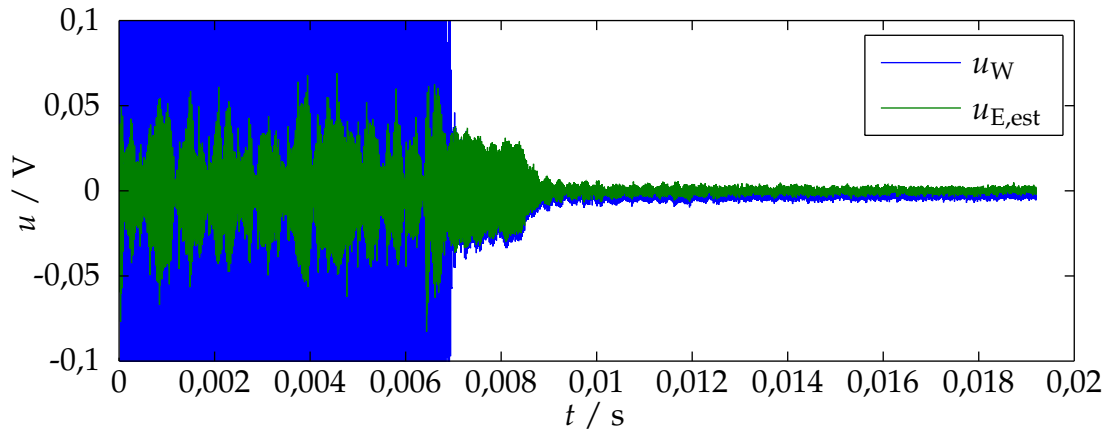


Abbildung 5.9: Geschätztes elektrisches Empfangssignal aus einer Messung mit 400ST160 bei einem Reflektorabstand von 312 mm mit einer Modellordnung von 7. Ab einer Laufzeit von 0,007 s ist das Empfangssignal nicht mehr vom Sendesignal überlagert.

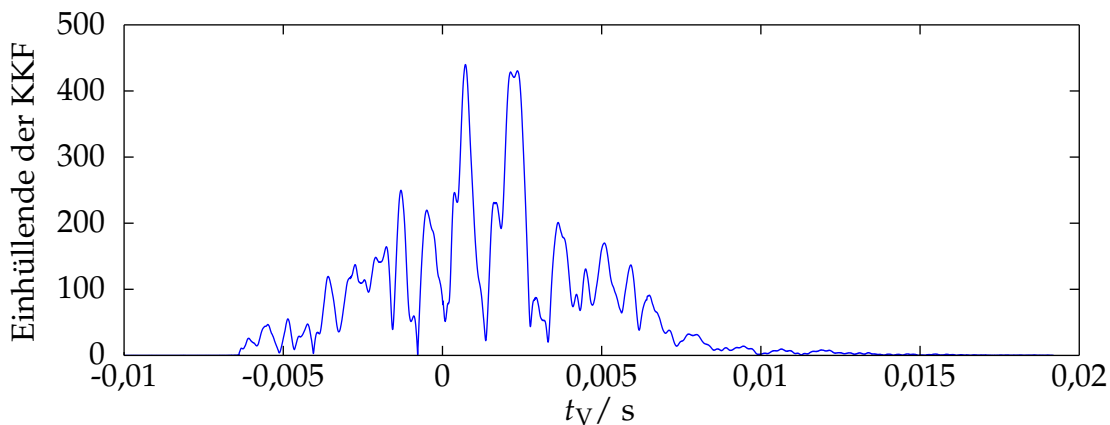


Abbildung 5.10: Einhüllende (über Hilbert-Transformation berechnet) der KKF für die Laufzeitmessung aus dem geschätzten elektrischen Empfangssignal bei einer Messung mit 400ST160 mit 312 mm Reflektorabstand. Das erste relative Maximum rechts vom Nullpunkt ist keiner Reflexion zugeordnet. Es entsteht durch Sendesignalbestandteile im geschätzten Empfangssignal.

Weiterhin führt der nicht vollständig entfernte Teil des Sendesignals $u_{S,Rest}$ bei der Laufzeitmessung zu einer Verschiebung des relativen Maximums der Kreuzkorrelationsfunktion. Dies resultiert aus der Überlagerung der KKF zwischen dem Generatorsignal u_G und dem

tatsächlichen Empfangssignal u_E und der KKF zwischen dem Generatorsignal u_G und dem nicht vollständig entfernten Teil des Sendesignals $u_{S,Rest}$.

$$KKF_{u_{E,est},u_G} = KKF_{u_E,u_G} + KKF_{u_{S,Rest},u_G} \quad (5.10)$$

Aufgrund der Periodizität des Trägersignals besitzen die Kreuzkorrelationsfunktionen dieselbe Periodizität unter der Einhüllenden. Dadurch kann es bei der Summe ($KKF_{u_E,u_G} + KKF_{u_{S,Rest},u_G}$) zu einer Verschiebung des Maximums von $KKF_{u_{E,est},u_G}$ gegenüber dem von KKF_{u_E,u_G} kommen, welches der tatsächlichen Echolaufzeit entspricht. Dieser Effekt ist in Abbildung 5.11 dargestellt. Daraus resultiert in der Abstandsmessung bei ungünstiger Überlagerung der beiden Signale eine absolute Abstands-Abweichung, die ein diskretes Vielfaches der Wellenlänge betragen kann.

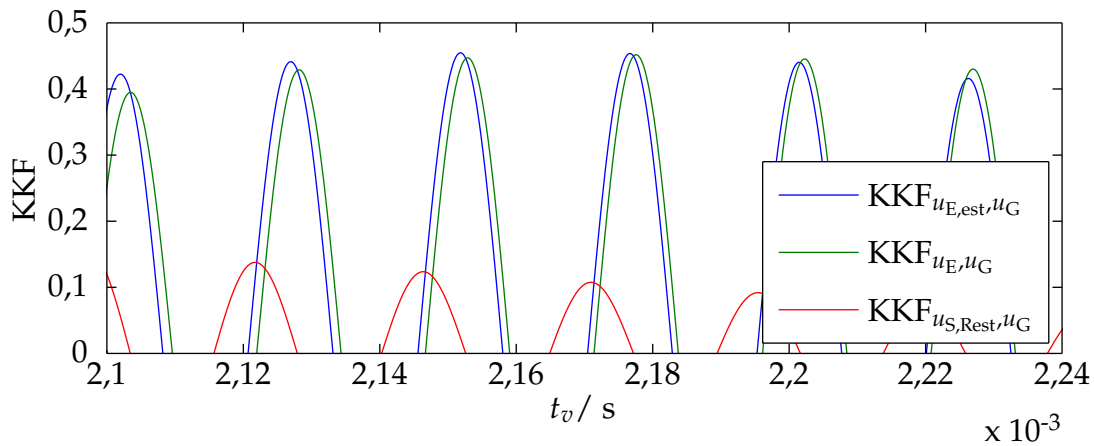


Abbildung 5.11: Beispiel für den Einfluss der Überlagerung der KKF_{u_E,u_G} mit $KKF_{u_{S,Rest},u_G}$, wodurch hier das Maximum von $KKF_{u_{E,est},u_G}$ nicht bei dem von KKF_{u_E,u_G} bei 2,18 ms sondern bei 2,15 ms liegt.

5.5.2 Untersuchung mittels Simulationsdaten

Mittels der Simulationsumgebung wird zunächst ein weiterer Parameterbereich untersucht. Die Modellordnung ist entsprechend der Ergebnisse der Voruntersuchung (Tabelle 5.5) minimal gewählt. Die Bewertung erfolgt anhand des erzielbaren minimal messbaren Abstands (Mindestabstand d_{\min}) und des maximal messbaren Abstands (Maximalabstand d_{\max}). Bei der automatisierten Auswertung für den minimal und maximal messbaren Abstand gilt, dass die Messabweichung kleiner/gleich als eine Wellenlänge in Luft ist, wobei innerhalb von 10 mm Abstand ein Ausreißer zulässig ist. Diese Auswertung erfolgt für alle 33 verschiedenen Gold-Codes. Von den so berechneten Minimal- und Maximalabständen wird der Median gebildet, so dass besonders gute und schlechte Fälle unberücksichtigt

bleiben. Dadurch erfolgt die Bewertung der mittleren Performanz. Die Simulationen werden hier für Reflektorabstände von 0 mm bis 2000 mm ausgewertet, wobei jeweils in 1-mm-Schritten simuliert wird. Abbildung 5.12 zeigt beispielhaft die Auswertung für einen Gold-Code. Im grün gekennzeichneten Bereich ist eine Messung möglich. Außerhalb dieses Bereiches (rot) ist die zulässige Messabweichung überschritten. Die absolute Messabweichung zeigt hier den in Kapitel 5.5.1 beschriebenen Effekt, so dass sie ein Vielfaches der halben Wellenlänge beträgt.

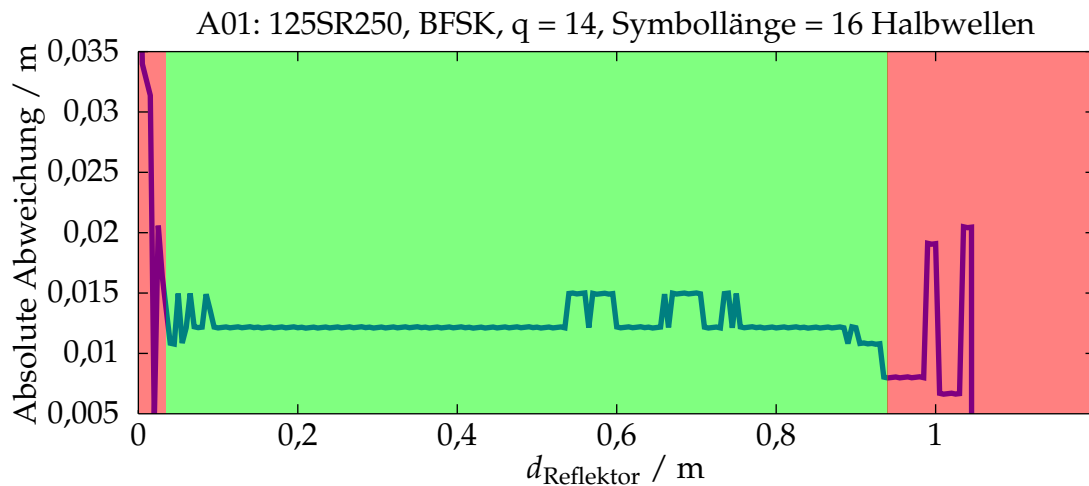


Abbildung 5.12: Beispiel einer Simulationsauswertung für ein Gold-Code für den Schallwandler-typ 125SR250. Der grüne Bereich stellt den nutzbaren Messbereich dar, der rote Bereich befindet sich außerhalb der zulässigen Abweichung. In diesem Beispiel kann ab einem Reflektorabstand von 0,35 m klassisch gemessen werden. Dies gilt jedoch nicht für alle Schallwandler.

Die vollständigen Ergebnisse der Simulationen sind im Anhang B.2.1 gesammelt. In Tabelle 5.9 sind die Simulationsergebnisse für den Schallwandler 400ST160 bei einer Symbollänge von 10 Halbwellen zusammengefasst. Bei den anderen untersuchten Schallwandlern zeigen sich ähnliche Ergebnisse (siehe Tabelle B.2). Um den kompletten Bereich des Sendesignals abzudecken, muss ein Maximalabstand von mindestens 678 mm erreicht werden. Dies ist bei allen untersuchten Modulationsverfahren bei einer Quantisierung ab 12 Bit gegeben. Nur bei Verwendung von BPFKfs reicht der erreichte Maximalabstand bei 12 Bit Quantisierung nicht aus. Ab einer Quantisierung von 14 Bit werden die erforderlichen Maximalabstände bei allen Schallwandlern erreicht, ab denen keine Signaltrennung mehr erforderlich ist. Der Minimalabstand schwankt bei Veränderung der Quantisierung nur geringfügig aufgrund der Auswertung aller Code-Folgen. Nur der Maximalabstand nimmt mit der Quantisierung aufgrund der geringeren Dynamik ab. Der Mindestabstand ist dabei gegenüber dem bei einer klassischen Messung (Tabelle 5.8) um den Faktor zwei bis drei verringert.

Tabelle 5.9: Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 10 Halbwellen

Wandlermodell	q_{ADU}	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160	24 Bit	30 mm	1995 mm	45 mm	1935 mm	55 mm	1915 mm
400ST160	16 Bit	30 mm	2000 mm	45 mm	1935 mm	55 mm	1850 mm
400ST160	14 Bit	35 mm	1980 mm	45 mm	1870 mm	65 mm	1315 mm
400ST160	12 Bit	60 mm	1319 mm	45 mm	1105 mm	60 mm	650 mm

Tabelle 5.10: Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen

Wandlermodell	q_{ADU}	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160	16 Bit	50 mm	2000 mm	35 mm	2000 mm	30 mm	2000 mm
400ST160	14 Bit	60 mm	260 mm	35 mm	2000 mm	70 mm	1570 mm

Da eine feinere Quantisierung als 16 Bit bei den Simulationen zu keiner Verbesserung bezüglich der Abstandsmessung führt, wird die Quantisierung auf maximal 16 Bit beschränkt. Die vollständigen Ergebnisse für eine Symbollänge von 16 Halbwellen sind im Anhang in Tabelle B.3 zusammengefasst. In Tabelle 5.10 sind die Ergebnisse für den Schallwandler 400ST160 dargestellt. Der Minimalabstand d_{\min} ändert sich hier nur in geringem Maße. Der maximal erreichbare Abstand vergrößert sich bei allen Schallwandlern. Der große Unterschied beim Maximalabstand bei BFSK und bei einer Quantisierung von 14 Bit ist durch die Auswertebedingung verursacht, die teilweise nur minimal verletzt wird. Hier gibt es Bereiche, in denen mehrere Ausreißer hintereinander liegen, so dass dies als maximal messbare Entfernung bewertet wird.

Eine Erhöhung der Symbollänge auf 20 Halbwellen zeigt keine deutlichen Veränderungen der Ergebnisse (siehe Tabelle B.4). Sie führt jedoch zu einer weiteren Verlängerung des Sendesignals. Dadurch ist ein größerer maximal erreichbarer Abstand für die Sende-/Empfangssignal-Trennung notwendig.

Zusammen mit den Voruntersuchungen zur Modulation und zur optimalen Modellordnung zeigt sich aus der Simulation, dass eine Symbollänge von 16 Halbwellen für diese Anwendung sinnvoll ist. Hier lässt sich die Sende-/Empfangssignal-Trennung für alle untersuchten Schallwandler für Abstände größer als die Sendesignallänge realisieren. Die dabei notwendige Quantisierung von 14 Bit lässt sich sowohl mit dem Messaufbau als auch mit kommerziell verfügbarer Elektronik realisieren. Bezüglich der Modulationsarten scheinen sowohl BFSK, BPSK also auch BPSKfs geeignet zu sein. Die mit dieser Konfigura-

Tabelle 5.11: Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen

Wandlermodell	q_{ADU}	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}
400ST160	14 Bit	60 mm	260 mm	35 mm	2000 mm	70 mm	1570 mm
400SR160	14 Bit	65 mm	170 mm	35 mm	2000 mm	40 mm	1520 mm
080SR365	14 Bit	70 mm	1370 mm	60 mm	1165 mm	75 mm	700 mm
125SR250	14 Bit	40 mm	965 mm	30 mm	810 mm	30 mm	810 mm

Tabelle 5.12: Filterparameter der genutzten Bandpass-Filter für die einzelnen Schallwandler

Wandler	Untere Grenzfrequenz	Obere Grenzfrequenz	Filterordnung	Filtertyp
400ST160	35 kHz	45 kHz	2	Buttterworth
400SR160	35 kHz	45 kHz	2	Buttterworth
080SR365	75 kHz	85 kHz	2	Buttterworth
125SR250	120 kHz	130 kHz	2	Buttterworth

tion erreichbaren Minimal- und Maximalabstände sind in Tabelle 5.11 zusammengefasst. Damit werden bei allen Schallwandlern die Maximalabstände erreicht, die notwendig sind, um eine Abstandsmessung im Bereich des Sendesignals zu realisieren. Im Vergleich zur Burst-Echomessung kann die Blindzone dabei mindestens um den Faktor zwei bis vier reduziert werden.

5.5.3 Untersuchung mit Messdaten

Die Verifikation der Ergebnisse der Simulationen erfolgt durch die Auswertung von Messreihen. Entsprechend den Ergebnissen der Simulation wird hier mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen und einer Quantisierung von 14 Bit gearbeitet. Die Messreihen werden mit dem in Kapitel 4.1 beschriebenen Versuchsstand aufgenommen. Der Reflektorabstand wird dazu in einem Bereich von 0 mm bis 1500 mm mit einer Schrittweite von 1 mm variiert. Dabei erfolgt für jeden Abstand eine Messung mit einem Gold-Code bei den drei gewählten Modulationsverfahren (BFSK, BPSK, BPSKfs). Die Auswertung erfolgt offline für verschiedene Modellordnungen. Zusätzlich erfolgt teilweise eine Filterung des Schallwandlersignals mit einem Bandpass-Filter. Die genauen Filterparameter sind in Tabelle 5.12 zusammengefasst. Die entsprechenden Einträge sind in den Ergebnissen mit dem Vermerk (BP) gekennzeichnet. Die ermittelten absoluten Abweichungen und daraus bestimmten Minimal- und Maximalabstände sind im Anhang B.2.2 zusammengestellt.

Tabelle 5.13: Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit

Wandler	n	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160	5	60 mm	974 mm	31 mm	253 mm	x	x
400ST160 (BP)	11	238 mm	1500 mm	93 mm	1308 mm	48 mm	611 mm
400SR160	7	82 mm	1155 mm	95 mm	911 mm	91 mm	1040 mm
400SR160 (BP)	11	217 mm	672 mm	67 mm	231 mm	70 mm	155 mm
080SR365 (BP)	13	132 mm	766 mm	216 mm	857 mm	288 mm	450 mm
125SR250 (BP)	13	135 mm	1500 mm	105 mm	1398 mm	133 mm	1468 mm

In Tabelle 5.13 sind die ermittelten Minimal- und Maximalabstände für die wesentlichen Modellordnungen zusammengefasst. Verglichen mit den Simulationsergebnissen sind die erreichbaren Maximalabstände bei gleichen Parametern um bis zu 50 % geringer. Dies ist hauptsächlich durch die größere Modellabweichung begründet, die zu einem größeren relativen Maximum der Kreuzkorrelationsfunktion in der Nähe des Nullpunktes führt. Die Modellabweichung E_{Modell} kann bei den Messdaten, im Vergleich zur Simulation, aufgrund von Nichtlinearitäten nicht beliebig klein werden. Die notwendigen Mindestabstände werden aber für mindestens eine Konfiguration bei jedem Schallwandler erreicht. Eine Verbesserung der Signalverarbeitung zur Laufzeitmessung könnte den Maximalabstand jedoch vergrößern und die Messung robuster machen.

Der Minimalabstand, der sich bei der Verarbeitung der Simulationsdaten ergibt, kann bei der Messung nur mit dem Schallwandler 400ST160 erreicht werden. Hauptursache dafür ist, dass in der Simulation nur die Hauptresonanz der Schallwandler abgebildet ist. Dadurch ist bei der Verarbeitung der Messdaten im Vergleich zur Simulation eine höhere Modellordnung für die Systemidentifikation notwendig, was zu einer Vergrößerung des Minimalabstandes führt. Dies ist bereits beim Schallwandler 400SR160 zu erkennen, der eine schwach ausgebildete Resonanzstelle im Bereich von 41 kHz besitzt (Abbildung A.23). Bei den beiden Schallwandlern mit Gummi-Silikon-Anpassschicht (080SR365 und 125SR250) ist ein ähnliches Verhalten zu erkennen. Hier gibt es bei kleinen Reflektorabständen teilweise Messabweichungen, da das erste Mehrfachecho in der KKF einen höheren Wert liefert als das Echo selbst. Dies liegt in der relativ hohen Modellabweichung begründet. Ein weiterer Faktor, der zu einer Vergrößerung des Mindestabstandes führt, ist die höhere Modellordnung, die notwendig ist, um das verwendete Bandpass-Filter mit zu identifizieren. Bei einigen Schallwandlern ist eine Messung nur mit Bandpassfilterung möglich, weil dadurch Nebenresonanzen gedämpft werden, die andernfalls eine Identifikation erschweren. Für die beiden Schallwandler mit Horn als akustische Anpassung

(400ST160 und 400SR160) kann hier eine Verringerung des Mindestabstandes gegenüber der Burst-Echo-Messung erreicht werden. Um den Mindestabstand weiter zu verringern, ist eine Verbesserung der Signalverarbeitung notwendig. Weitere Untersuchungen dazu sind in Kapitel 6 dokumentiert.

5.6 Ergebnisse

Die Untersuchungen zeigen, dass modulierte Gold-Codes für die Laufzeit-/Abstandsmessung geeignet sind. Als Modulationsverfahren sind dabei sowohl BFSK als auch BPSK geeignet. Bei BPSK kann eine Anpassung der Trägerfrequenz die Robustheit der Laufzeitmessung verbessern. Diese Ergebnisse bestätigen die in Kapitel 3.3 aufgestellten Thesen bezüglich der Eigenschaften des verwendeten Sendesignals. Für die Systemidentifikation können die gleichen Signale wie für die Abstandsmessung genutzt werden. Hierbei ist die Modellordnung möglichst klein zu wählen. Sie kann über die Anzahl der Resonanzstellen des Schallwandlers im elektrischen Impedanzverlauf abgeschätzt werden. Für die Grundresonanz wird eine Modellordnung von drei gewählt und für jede weitere Resonanzstelle um zwei erhöht. Die Quantisierung legt im Wesentlichen den messbaren Abstand fest. Hierbei ist darauf zu achten, dass das Empfangssignal bis zum Abklingen des Sendesignals nicht verstärkt werden kann. Daher ist zu beachten, dass die Dynamik ausreicht, um den Empfangssignalanteil im Schallwandlersignal hinreichend gut quantisieren zu können. Die Auswertung der Simulations- und Messdaten hat gezeigt, dass für die ausgewählten Schallwandler eine Auflösung von 14 Bit ausreicht. Eine wesentliche Anforderung an die eingesetzten Schallwandler ist eine hohe Empfangssignalempfindlichkeit. Dabei muss das elektrische Empfangssignal für einen Reflektorabstand im Bereich der halben Sendesignallänge in Luft in der Größenordnung der Modellabweichung liegen. Bei den untersuchten Schallwandlern liegt die Modellabweichung minimal bei -55 dB. Weiterhin sollte die relative Bandbreite mindestens 5 % betragen, damit die Symbollänge n_{Symbol} hinreichend kurz gewählt werden kann. Für die untersuchten Schallwandler, die diese Voraussetzungen erfüllen, liefert das Verfahren ohne spezielle Anpassungen ähnlich gute Ergebnisse.

6 Erweiterung des Messverfahrens

Die Ergebnisse des vorherigen Kapitels zeigen, dass sich der Mindestabstand bei der Abstandsmessung mit dem entwickelten Messverfahren deutlich verringern lässt. Allerdings zeigt sich auch Verbesserungspotential in Bezug auf die Robustheit der Abstandsmessung. Durch eine Erweiterung des Messverfahrens lässt sich der erreichbare Maximalabstand weiter erhöhen sowie der Mindestabstand reduzieren. Dazu werden in diesem Kapitel verschiedene Erweiterungen des Verfahrens entwickelt und untersucht. Generell lassen sich hierbei zwei Betriebszustände des Sensors unterscheiden: Der Sensor ist gerade eingeschaltet worden und kann nur eine Einzelmessung auswerten / der Sensor ist längere Zeit in Betrieb und kann auf Daten vergangener Messungen zurückgreifen und diese für die Auswertung nutzen.

6.1 Reduktion der Mindestabstandes der Abstandsmessung durch Eigenschwingungsanalyse

Ziel dieses Ansatzes ist es, den Mindestabstand bei einer Einzelmessung zu reduzieren. Die Grundidee dabei ist, für die Auswertung nicht nur ein Modell, sondern mehrere Modelle zu erzeugen und anschließend das beste Modell für die Messung auszuwählen. Für die Modellparameterschätzung werden dabei verschieden lange Ausschnitte des Generatorsignals u_G und des Schallwandlersignals u_W genutzt, beginnend am Anfang der Signale. Dadurch ist der Einfluss eines Echos innerhalb des Wandlersignalausschnittes für jedes Modell unterschiedlich. Das Schallwandlersignal wird zuvor bandpassgefiltert, um Nebenresonanzen zu dämpfen. Die Auswahl des Modells $G(z)$ geschieht anschließend über eine Analyse der Eigenschwingungen. In Abbildung 6.1 ist die Signalverarbeitung schematisch dargestellt. Die Sende-/Empfangssignal-Trennung erfolgt wie in dem zuvor untersuchten Konzept durch eine Subtraktion des durch das Modell geschätzten elektrischen Sendesignals $u_{S,est}$ vom gemessenen Schallwandlersignal $u_{W,F}$. In diesem Fall werden 21 verschiedene Modelle erzeugt.

Die Eigenschwingungen des Schallwandlermodells lassen sich aus den Polstellen P_G der Übertragungsfunktion $G(z)$ mit der bekannten Abtastzeit t_{ab} berechnen. Jede Eigenschwin-

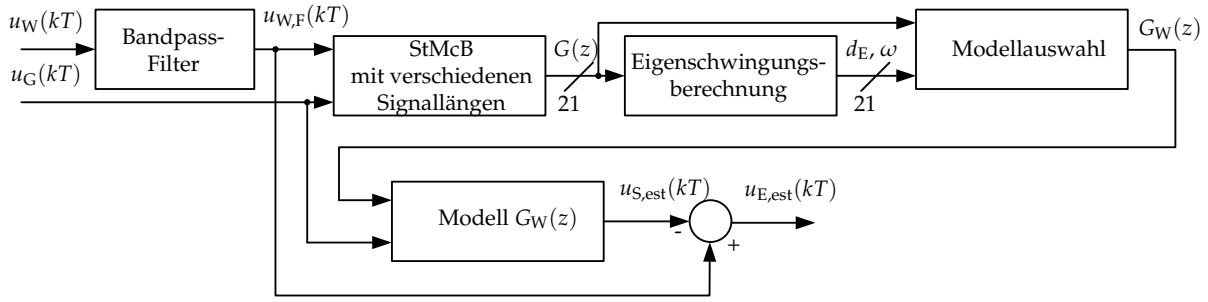


Abbildung 6.1: Schematischer Aufbau der Signalverarbeitung für die Sende-/Empfangssignal-Trennung mit Eigenschwingungsanalyse des Schallwandlermodells

gung wird durch zwei Parameter beschrieben: durch die Kreisfrequenz ω_i zur Polstelle $P_{G,i}$, die wie folgt definiert ist:

$$\omega_i = \frac{\arctan 2(\operatorname{Im}(P_{G,i}), \operatorname{Re}(P_{G,i}))}{t_{\text{ab}}} \quad (6.1)$$

und durch die dazugehörige Dämpfung $d_{E,i}$:

$$d_{E,i} = \frac{\log(|P_{G,i}|)}{t_{\text{ab}}} \quad (6.2)$$

Dieses Verfahren wurde bereits für einen der vorgestellten Schallwandler untersucht und veröffentlicht [SH12]. Hier erfolgt eine Weiterführung der Untersuchung, inwieweit es sich auf andere Schallwandler übertragen lässt.

6.1.1 Analyse der Eigenschwingungen

Für die Auswertung der Eigenschwingungen (ES) eines Schallwandlermodells erfolgt zunächst die Zuordnung der zugehörigen Eigenfrequenz ω_i und Dämpfung $d_{E,i}$. Dazu werden die geometrischen Abstände $r_{\text{ES}}(i, k)$ zu definierten Startpunkten $(d_{\text{SP},k}, \omega_{\text{SP},k})$ für alle möglichen Kombinationen (i, k) der Eigenschwingungen berechnet. Die Startpunkte sind vergleichbar mit den Eigenschwingungen des Schallwandlermodells ohne Echo, so dass es im Idealfall eine eindeutige Zuordnung gibt. Ausgewertet werden jedoch nur die Eigenschwingungen im Bereich der Schallwandlerresonanz.

$$r_{\text{ES}}(i, k) = \sqrt{((d_{E,i} - d_{\text{SP},k})g_d)^2 + ((\omega_{E,i} - \omega_{\text{SP},k})g_\omega)^2} \quad (6.3)$$

Hierbei erfolgt eine Gewichtung mit g_d und g_ω . Anschließend wird die Zuordnung gewählt, bei der der Gesamtabstand am kleinsten ist. Dadurch ergibt sich für jedes Modell ein

skalares Bewertungsmaß. Für die Sende-/Empfangssignal-Trennung wird anschließend das Modell mit dem geringsten Bewertungsmaß ausgewählt.

Die Startpunkte werden aus den Schwerpunkten (S_d , S_ω) der berechneten Eigenschwingungsparameter bestimmt.

$$S_d = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N d_{E,i} \quad (6.4)$$

$$S_\omega = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \omega_{E,i} \quad (6.5)$$

Dazu erfolgt eine Betrachtung der Schwerpunkte aus allen Messungen innerhalb des gesamten Messbereiches. Dies ist für den Schallwandler 400ST160 für einen Bereich von 0 mm bis 1400 mm in Abbildung 6.2 dargestellt. Hierbei ist eine Clusterbildung zu erkennen. Die Schwerpunkte der Cluster werden nun als Startpunkte für die Eigenschwingungsanalyse definiert. Sie sind für die verschiedenen Schallwandler in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Werden die Schwerpunkte für jede Messung ausgewertet, besteht die Möglichkeit, die Startpunkte während des Betriebes anzupassen und somit Alterungseffekte des Schallwandlers zu kompensieren. Dies ist möglich, da der Schwerpunkt für größere Reflektorabstände (für die untersuchten Schallwandler ab 100 mm) nicht mehr wesentlich vom Reflektorabstand abhängt.

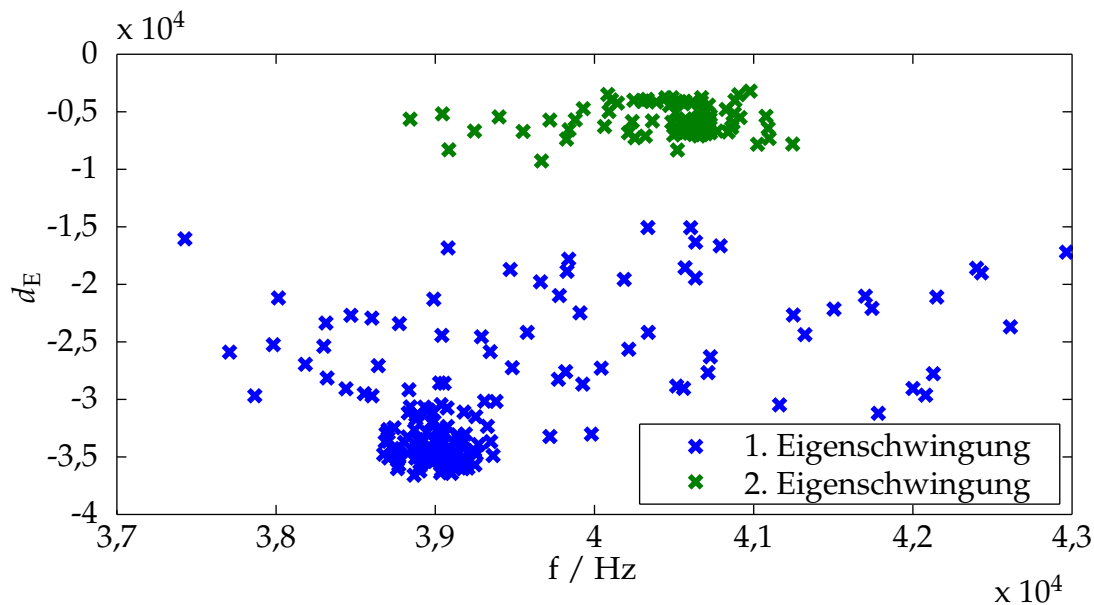


Abbildung 6.2: Schwerpunkte der Eigenschwingungsparameter aus einer Messreihe mit dem Schallwandler 400ST160 bei Reflektorabständen von 0 mm bis 1000 mm (Es entstehen Cluster, die mit den Eigenfrequenzen des Schallwandlers korrespondieren)

In Abbildung 6.3 sind die ermittelten Eigenschwingungsparameter für jeweils eine Eigenschwingung bei zwei verschiedenen Reflektorabständen für den Schallwandler 400ST160

Tabelle 6.1: Startpunkte für die Modellauswahl anhand der Eigenschwingungen

Wandler	1. ES		2. ES		3. ES	
	Frequenz / kHz	Dämpfung	Frequenz / kHz	Dämpfung	Frequenz / kHz	Dämpfung
400ST160	39,0	-30000	40,6	-6500		
400SR160	38,1	-45000	40,2	-9400		
080SR365	78,9	-29210	81,5	-19010	83,1	-11610
125SR250	122,3	-7190	125,2	-18990	125,0	-30220

dargestellt. Hier ist eine deutliche Abnahme der Streuung für den größeren Reflektorabstand zu erkennen. Der Einfluss des Echos auf das Modell nimmt also ab.

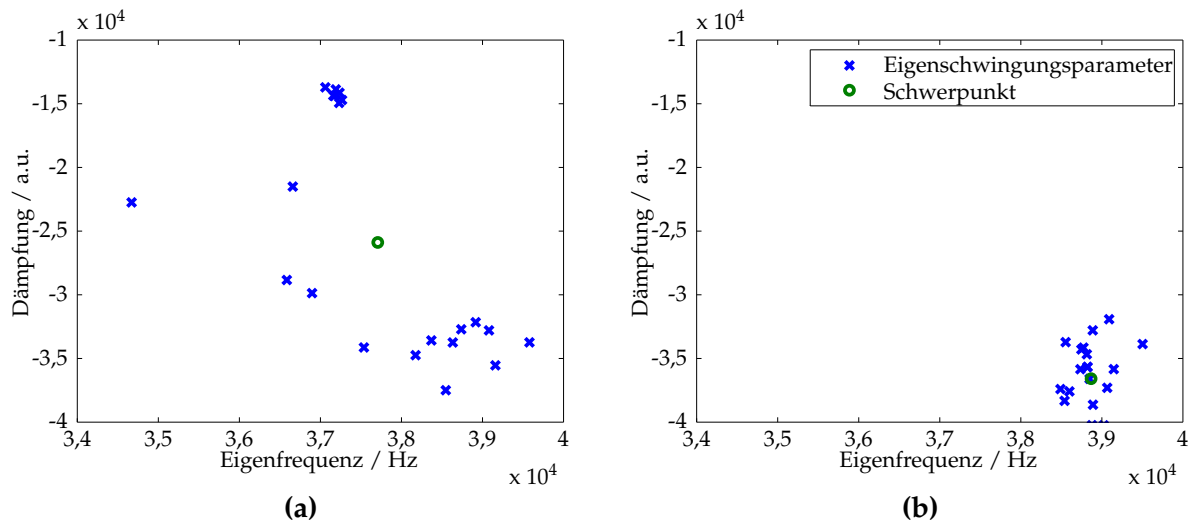


Abbildung 6.3: Eigenschwingungsparameter der Modelle aus den Signalabschnitten für verschiedene Reflektorabstände (50 mm und 100 mm)

In Abbildung 6.4 ist die abstandsabhängige Streuung der Parameter der beiden bewerteten Eigenschwingungen des Schallwandlers vom Typ 400ST160 dargestellt. Für die Auswertung erfolgt zunächst eine Normierung der ermittelten Eigenfrequenzen und Dämpfungen, so dass ihr Wertebereich in etwa gleich groß ist. Anschließend wird für jedes Wertepaar der geometrische Abstand zum Schwerpunkt bestimmt und die Streuung für alle Wertepaare berechnet. Hier ist die Abstandsabhängigkeit des Einflusses des Echos zu erkennen. Besonders bei geringen Reflektorabständen unterhalb von 100 mm ist eine große Streuung zu erkennen. Dies kann auch für eine Bewertung der Messung genutzt werden, so dass für größere Abstände der in Kapitel 5 vorgestellte Ansatz genutzt werden kann.

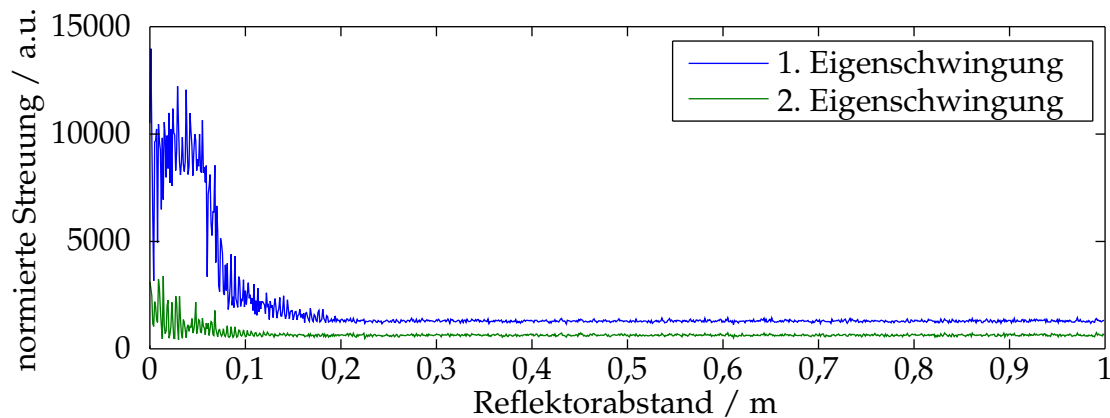


Abbildung 6.4: Abstandsabhängigkeit der normierten Streuung der Eigenschwingungsparameter (für Frequenz und Dämpfung zusammengefasst) für zwei Eigenschwingungen bei einer Messung mit dem 400ST160 mit BPSK-Anregung (31 Bit Gold-Code)

6.1.2 Ergebnisse

Die mit dem in diesem Kapitel vorgestellten Verfahren erreichten Minimal- und Maximalabstände für die untersuchten Schallwandler sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst. Dabei ist keine Vorauswertung bezüglich des erwarteten Reflektorabstandes erfolgt, um nur die Performanz der Eigenschwingungsanalyse betrachten zu können. Im Vergleich zu dem im vorherigen Kapitel vorgestellten Verfahren lässt sich der Mindestabstand bei den Schallwandlern mit Horn als akustische Anpassung (Typ 400ST160 und 400SR160) weiter reduzieren. Der Maximalabstand nimmt allerdings ab, so dass dieses Verfahren nur in Kombination mit einem weiteren Verfahren für die Messung größerer Abstände in einem Sensor genutzt werden kann. Wird die Streuung der so bestimmten Eigenschwingungsparameter berechnet, so ist zu erkennen, dass sie mit steigendem Reflektorabstand d_R abnimmt. Dies hängt mit der Abnahme der Echosignalleistung zusammen und kann zur Bewertung des Modells und groben Abstandsschätzung genutzt werden. Der Effekt ist für die Umschaltung zwischen zwei Verfahren für die Messung kleiner und großer Abstände nutzbar.

Bei der Verwendung der Schallwandler mit Gummianpassschicht (080SR365 und 125SR250) zeigt sich keine Verringerung des Mindestabstandes. Das hier vorgestellte Verfahren ist für diese beiden Schallwandler nicht geeignet, da die berechneten Eigenschwingungsparameter zu stark streuen, so dass keine eindeutige Zuordnung zu den Resonanzstellen der Schallwandler möglich ist. Eine mögliche Ursache hierfür ist, dass bei diesen Schallwandlern zwei Resonanzstellen angeregt werden. Dadurch müssen bei der Analyse mehr Eigenschwingungen identifiziert werden, was mit den realisierten Algorithmen allerdings nicht immer sicher funktioniert. Eine weitere Ursache dafür, dass dieser Ansatz keine besseren Ergebnisse liefert, ist die deutlich geringere Empfangssignalamplitude dieser

Schallwandler. Sie ist im Vergleich zu den anderen beiden um ca. 15 dB kleiner. Dadurch ist ihr Einfluss auf die Eigenschwingungsparameter entsprechend kleiner und der genutzte Effekt geringer. Dies ist in Abbildung 6.5 für den Schallwandler 125SR250 zu erkennen. Allgemein ist diese Art der Bewertung daher nur für Schallwandler mit einer Resonanzstelle geeignet.

Tabelle 6.2: Minimale und maximale Abstände bei der Auswertung mit Eigenschwingungsanalyse

Wandler	BFSK		BPSK		BPSKfs	
	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}
400ST160	55 mm	611 mm	30 mm	290 mm	26 mm	208 mm
400SR160	24 mm	366 mm	24 mm	321 mm	17 mm	270 mm
080SR365	214 mm	462 mm	236 mm	484 mm	247 mm	750 mm
125SR250	103 mm	637 mm	x mm	x mm	x mm	x mm

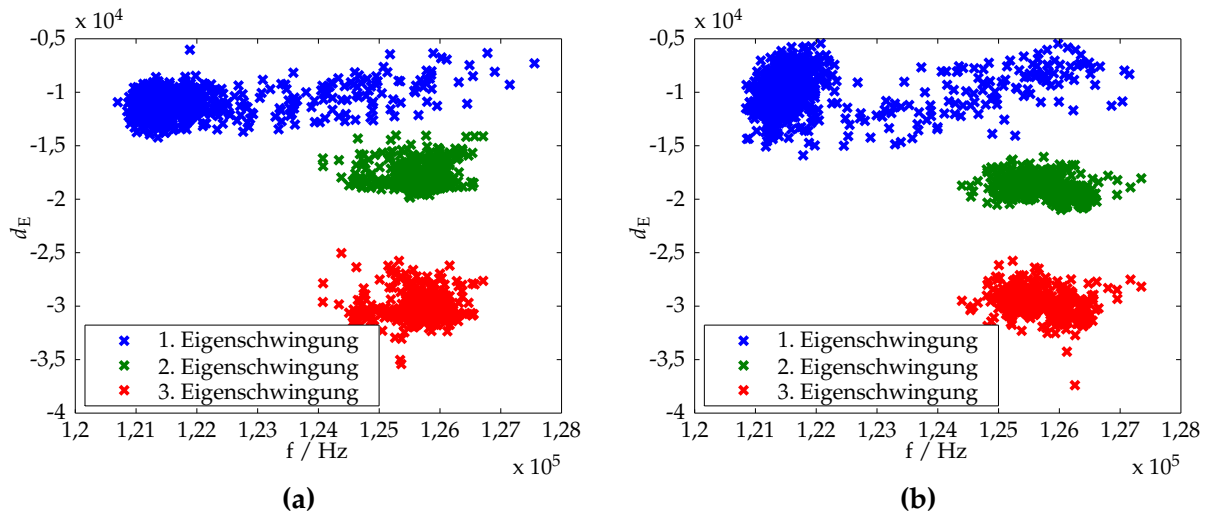


Abbildung 6.5: Clusterung der Eigenschwingungsparameter für Anregung mit FSK (a) und PSK (b) bei 125SR250

6.2 Verbesserung der Robustheit der Abstandsmessung durch Entfaltung

Ziel dieses Verfahrens, dessen Signalverarbeitung in Abbildung 6.6 skizziert ist, ist es, die Robustheit der Abstandsmessung zu erhöhen. Dazu werden wie beim vorangegangenen Verfahren mehrere Modellparametersätze aus einer Messung erzeugt. Dies erfolgt ebenfalls durch Schätzung aus verschiedenen langen Generator- und Schallwandlersignalabschnitten, beginnend mit dem Start des Generatorsignals. Dadurch sollte die Position von

Phantomechos, die durch nicht optimale Modelle entstehen, innerhalb der verschiedenen geschätzten Empfangssignale variieren.

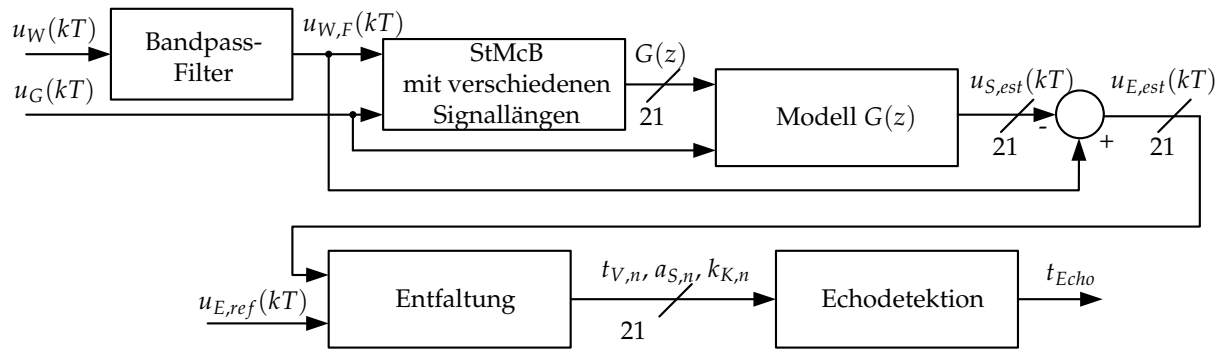


Abbildung 6.6: Schematischer Aufbau der Signalverarbeitung für die Sende-/Empfangssignal-Trennung und Abstandsmessung mit Entfaltung

Um nicht nur das stärkste Echo oder Phantomecho auszuwerten, erfolgt eine Entfaltung [GK10] mit einem Referenzsignal. Dadurch können mehrere mögliche Echos detektiert werden. Die Entfaltung läuft in zwei Schritten ab:

Zuerst erfolgt die Berechnung der KKF zwischen dem geschätzten Empfangssignal $u_{E,est}$ und dem Referenzsignal $u_{E,ref}$. Sie wird entsprechend Gleichung (6.6) auf die AKF des Referenzsignals normiert.

$$K(kT) = \frac{\text{KKF}(u_{E,est}(kT), u_{E,ref}(kT))}{\text{AKF}(u_{E,ref}(kT))} \quad (6.6)$$

Dabei wird die Verschiebezeit t_V , der Betrag des Maximums, die Signalamplitude a_S und der Korrelationskoeffizient k_K eines möglichen Echos bestimmt.

Im zweiten Schritt wird das mit der Amplitude a_S gewichtete, um die Zeit t_V verschobene Referenzsignal vom geschätzten Empfangssignal subtrahiert. Anschließend wird mit dem ersten Schritt fortgefahren, bis eine vorgegebene Anzahl K von Iterationen durchlaufen ist.

So wird für alle geschätzten elektrischen Empfangssignale ein Satz von Parametern möglicher Echos berechnet. Anschließend erfolgt eine Bewertung, um das wahrscheinlichste Echo zu bestimmen.

6.2.1 Echodetektion

Die Echodetektion bestimmt das Echo im elektrischen Empfangssignal mit der geringsten Laufzeit, was also dem kleinsten Reflektorabstand entspricht. Dazu erfolgt zunächst

eine Summation der ermittelten Parameter Amplitude des Empfangssignals a_s und Korrelationskoeffizienten k_K für identische Verschiebezeit t_V sowie eine Zählung gleicher Verschiebezeit. Daraus ergeben sich für die weitere Verarbeitung für jedes mögliche Echo die drei Parameter: Summe der Korrelationskoeffizienten σ_k , Summe der Amplitudenwerte σ_a und absolute Häufigkeit σ_V . Hierbei ist zu beachten, dass die Summen von der zeitlichen Quantisierung abhängig sind. Daher erfolgt in der Auswertung eine Zusammenfassung mit einer definierten Klassenbreite, die über den räumlichen Abstand der Echos definiert ist. Diese Parameter sind in Abbildung 6.7 und Abbildung 6.8 beispielhaft für zwei Messungen mit unterschiedlichen Reflektorabständen aufgetragen. Es zeigt sich, dass es für kleine Verschiebezeiten zu einer Häufung der möglichen Echos kommt. Dies ist der Bereich, in dem das nicht vollständig entfernte Sendesignal detektiert wird. Dabei sind die Parameter allerdings relativ klein. Nur bei den tatsächlichen Echos (ca. 1 ms bei 100 mm Reflektorabstand und 2,6 ms bei 400 mm Reflektorabstand) ist sowohl die absolute Häufigkeit σ_V als auch die Summe der Korrelationskoeffizienten σ_k signifikant größer. Die Summe der Amplitudenwerte σ_a ist für kleine Reflektorabstände zwar auch ein deutlicher Indikator, liegt für größere Reflektorabstände jedoch nur noch in der Größenordnung der Phantomechos.

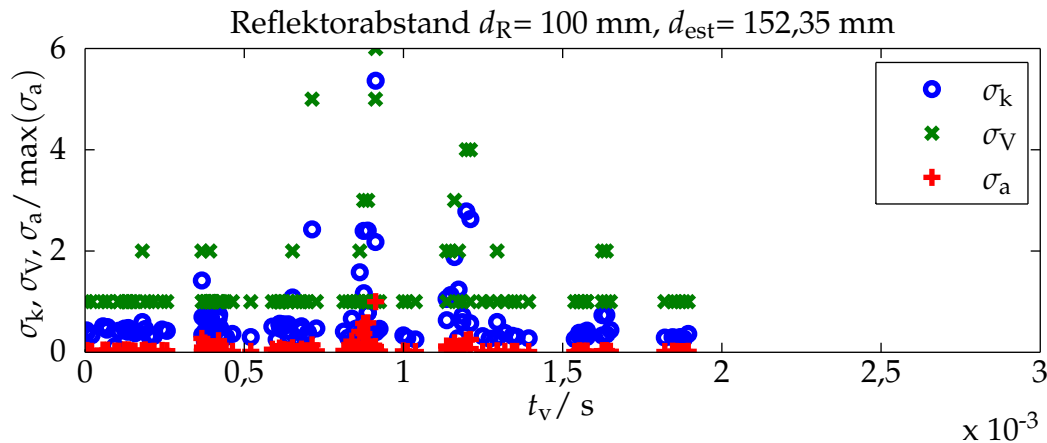


Abbildung 6.7: Parameter nach der Entfaltung aus einer Messung mit dem Schallwandler 400ST160 mit FSK-moduliertem Sendesignal bei einem Reflektorabstand von 100 mm

Für eine robuste Auswertung werden daher alle Parameter betrachtet. Dazu werden im ersten Schritt alle Echos mit Amplitudenwerten unterhalb einer Schwelle a_{\min} herausgefiltert. Aus den 15 Echos mit der größten absoluten Häufigkeit werden die 5 mit dem größten Korrelationskoeffizienten weiter ausgewertet. Dazu werden drei Bewertungsmaße betrachtet:

Ist ein Echo in allen Modellen an der gleichen Stelle vorhanden, so ist die Echowahrscheinlichkeit 1.

$$\eta_V = \sigma_V / \sigma_{V,\max} \quad (6.7)$$

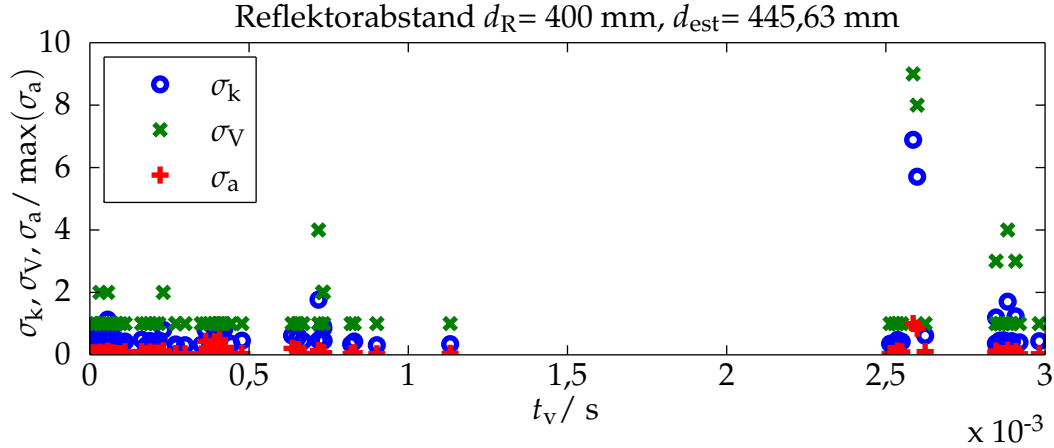


Abbildung 6.8: Parameter nach der Entfaltung aus einer Messung mit dem Schallwandler 400ST160 mit FSK-moduliertem Sendesignal bei einem Reflektorabstand von 400 mm

Ist der Korrelationskoeffizient bei allen Messungen für ein Echo 1, so ist die Echowahrscheinlichkeit 1.

$$\eta_k = \sigma_k / \sigma_V \quad (6.8)$$

Anschließend erfolgt eine Normierung der Amplitudenwerte auf 1 und eine abstandsabhängige Gewichtung mit g_{dist} .

$$\eta_a = \frac{\sigma_a}{\max(\sigma_a)} g_{\text{dist}} \quad (6.9)$$

$$g_{\text{dist}} = 0,2 + 0,8 \left(\frac{c_0}{t_V d_{\text{Sende}}} \right) \quad (6.10)$$

Daraus wird anschließend durch Multiplikation das Bewertungsmaß η_{Echo} für jedes Echo bestimmt. Für die Auswertung werden anschließend Echos, deren Abstand zueinander kleiner als d_{Nachbar} ist, summiert. Dies ist notwendig, da eine Verschiebung der realen Echos um eine Wellenlänge möglich ist. Ursache dafür ist die Überlagerung des Sendes- und Empfangssignals, wie in Kapitel 5.5.1 gezeigt wurde.

Zum Schluss erfolgt die Auswertung von Mehrfachechos. Dazu werden die ermittelten Echoabstände von nahen ($d_{\text{Echo,nah}}$) und fernen ($d_{\text{Echo,fern}}$) Echos verglichen. Für den Vergleich wird dazu ein Offset d_{Offset} subtrahiert, der durch die Signalverarbeitung und Schalllaufzeiten im Schallwandler entsteht. Ist das Verhältnis der beiden Abstände zwei, wobei eine Abweichung unterhalb einer Schwelle von S_{ME} zulässig ist, so wird das Echo mit dem kleineren Abstand als erstes Echo gewertet. Dies wird wie folgt abgebildet:

$$\left| \frac{d_{\text{Echo,fern}} - d_{\text{Offset}}}{d_{\text{Echo,nah}} - d_{\text{Offset}}} - 2 \right| < S_{\text{ME}} \quad (6.11)$$

Tabelle 6.3: Definition der Signalverarbeitungsparameter

Parameter	Einheit	Beschreibung
$\sigma_{V,\max}$		Maximale Häufigkeit
d_{Offset}	m	Abstandsoffset
d_{Sende}	m	Sendesignallänge im Messmedium
a_{\min}	V	Minimalamplitude
d_{Nachbar}	m	Nachbarabstand
s_{ME}		Schwelle Mehrfachecho

Tabelle 6.4: Signalverarbeitungsparameter für die genutzten Schallwandler

Schallwandler	$\sigma_{V,\max}$	d_{Offset}	d_{Sende}	a_{\min}	d_{Nachbar}	s_{ME}
400ST160	21	38 mm	2414 mm	0,7 mV	5 mm	0,05
400SR160	21	41 mm	2414 mm	0,7 mV	5 mm	0,05
080SR365	21	33 mm	1317 mm	0,5 mV	3 mm	0,25
125SR250	21	21 mm	768 mm	0,5 mV	3 mm	0,25

Daraus ergeben sich für die Signalverarbeitung allgemein die in Tabelle 6.3 zusammengefassten Signalverarbeitungsparameter, die für jeden Schallwandler definiert werden müssen. Die exakten Werte, welche für die einzelnen Schallwandler genutzt werden, sind Tabelle 6.4 zusammengefasst.

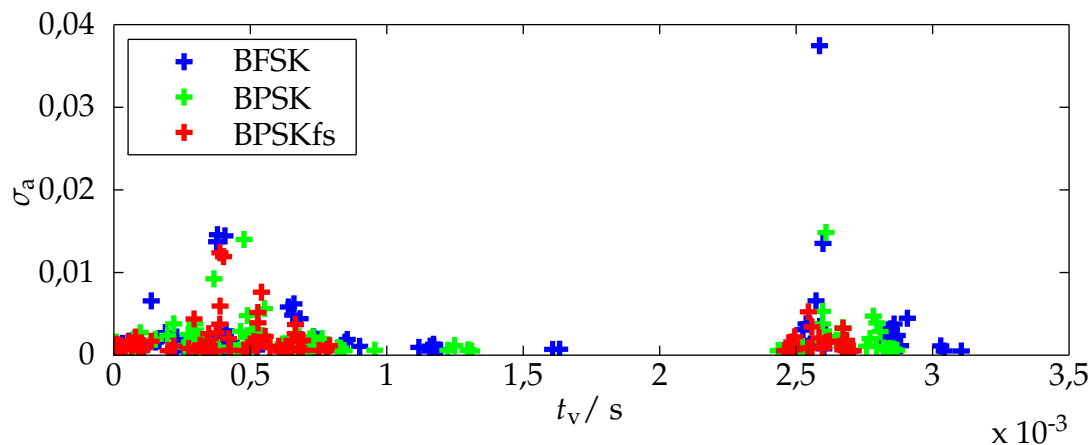
6.2.2 Ergebnisse

Bei der Auswertung gibt es teilweise kleine Bereiche, in denen zwei Ausreißer hintereinander auftreten. Danach liegt die Messabweichung aber wieder im zulässigen Bereich. Um die Leistungsfähigkeit der Algorithmen dadurch nicht deutlich unterzubewerten, sind für die folgende Auswertung 2 aufeinanderfolgende Messwerte außerhalb des Toleranzbereiches zulässig. Weiterhin ist erkennbar, dass die Messabweichung bei der Detektion von Mehrfachechos größer ist als eine Wellenlänge. Dies hängt unter anderem mit der hohen Modellabweichung zusammen und wird ebenfalls als zulässige Messabweichung definiert. Alle Ergebnisse dieser Untersuchung sind im Anhang in Kapitel B.3.2 zusammengefasst. Die besten Ergebnisse für die einzelnen Schallwandler sind in Tabelle 6.5 aufgeführt.

BPSKfs ist bei den Schallwandlern mit Horn als akustische Anpassung (400ST160 und 400SR160) deutlich schlechter geeignet als die anderen beiden Modulationsverfahren. Die Ursache liegt wahrscheinlich in der geringeren absoluten Bandbreite. Dadurch führen bereits geringe Verschiebungen der Wandlerresonanzfrequenz zu einer deutlichen Verringerung der Empfangssignalamplitude. Dies zeigt ein Vergleich der Auswerteparameter der Amplitudenwerte σ_a (Summe der Amplitudenwerte) in Abbildung 6.9. Bei den

Tabelle 6.5: Minimale und maximale Abstände bei der Auswertung mit Entfaltung

Wandler	BFSK		BPSK		BPSKfs	
	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}
400ST160	80 mm	1440 mm	56 mm	1500 mm	46 mm	830 mm
400SR160	71 mm	1500 mm	51 mm	1500 mm	34 mm	373 mm
080SR365	89 mm	1500 mm	137 mm	1500 mm	268 mm	1500 mm
125SR250	60 mm	1344 mm	119 mm	1367 mm	122 mm	1373 mm

**Abbildung 6.9:** Vergleich des Auswerteparameters σ_a (Summe der Amplitudenwerte) für die verschiedenen Modulationsverfahren aus einer Messung mit dem Schallwandler 400ST160 bei einem Reflektorabstand von 400 mm, ausgewertet mit einer Modellordnung von 11

Messungen mit den anderen beiden Schallwandlern ist dieser Effekt nicht zu erkennen. Ihre absolute Bandbreite ist um den Faktor drei größer. Die Messungen mit BFSK und BPSK sind bis zu einem hinreichend großen Reflektorabstand möglich, ab dem ohne Sende-/Empfangssignal-Trennung gemessen werden kann, wodurch ein noch größerer Messbereich erfasst wird. Bei allen verwendeten Schallwandlern führt diese Art der Auswertung zu einer Verringerung der Ausreißer, wodurch das Messverfahren robuster wird. Weiterhin ist eine Erhöhung des Maximalabstandes zu erkennen. Bezüglich des Mindestabstandes zeigt die Erweiterung keine Einflüsse. Das Ziel, eine Verbesserung der Robustheit der Abstandsmessung, wird mit dieser Signalauswertung deutlich erreicht.

6.3 Reduktion des Mindestabstandes durch Mittelung der Zeitsignale

Eine Möglichkeit, den Einfluss eines Echos auf die Modellbildung zu reduzieren, ist das zeitliche Mitteln des Sende- und Schallwandlersignals über mehrere Messungen. Dabei muss sich der Reflektorabstand bei jeder Messung ändern, so dass die Position des Echos im Schallwandlersignal variiert. Das elektrische Sendesignal ist bei allen Messungen gleich, so dass seine Amplitude mit der Anzahl der Mittelungen wächst. Da es sich bei den elektrischen Empfangssignalen um Pseudoranschsequenzen handelt, überlagern sie sich bei verschiedenen zeitlichen Verschiebungen zueinander nur partiell konstruktiv. Letztlich vergrößert sich durch die Mittelung das Amplitudenverhältnis zwischen Sende- und Empfangssignal. Dadurch wird die Abweichung bei der Schätzung der Parameter des Schallwandlermodells kleiner, wie bereits in Kapitel 3.2 gezeigt wurde. Ziel ist es, dadurch den Mindestabstand weiter zu verringern.

Problematisch bei der Mittelung kann der Einfluss des Triggerjitters der verwendeten Sensorelektronik sein, was sich auch bei dem in dieser Arbeit verwendeten Messsystem gezeigt hat. Dieser führt dazu, dass die aufgenommenen Signale zeitlich minimal zueinander verschoben sind. Dadurch kommt es zu einer Verzerrung der gemittelten Signale, wodurch die Abweichung bei der Identifikation der Modellparameter steigt [SH13b]. Daher muss der Triggerjitter vor der Mittelung korrigiert werden.

6.3.1 Jitterkorrektur

Für die Jitterkorrektur wird zunächst die Verschiebung zweier Signale (x und s_{ref}) zueinander mit einer Auflösung im Bereich von Subabtastwerten bestimmt. Die Korrektur erfolgt anschließend durch Verschiebung eines der Signale. Dies kann allgemein numerisch erfolgen [Myl10]. Dazu wird zuerst eine ganzzahlige Verschiebung zwischen beiden Signalen x und s_{ref} über die Kreuzkorrelationsfunktion bestimmt. Sie kann durch Multiplikation im Frequenzbereich und anschließende Fourier-Rücktransformation berechnet werden:

$$C(f) = X(f)S_{\text{ref}}^*(f) \quad (6.12)$$

$$c(n) = \left\| \mathcal{F}^{-1}(C(f)) \right\| \quad (6.13)$$

Eine Maximumsuche liefert den ganzzahligen Anteil:

$$n_{\text{shift,G}} = \arg \max_n c(n), n = 1..M \quad (6.14)$$

Ist nur noch eine Verschiebung im Subabtastwert-Bereich vorhanden, lässt sie sich aus der Phasendifferenz $\Delta\Theta$ der beiden Signale bestimmen.

$$\Delta\Theta = \arg(X(f)S_{\text{ref}}^*(f)) \quad (6.15)$$

Dazu wird der Least-Square-Ansatz genutzt:

$$n_{\text{shift}} = (\Theta_G^T \Theta_G)^{-1} \Theta_G \Delta\Theta \quad (6.16)$$

Der Gewichtungsfaktor Θ_G stellt sicher, dass für die Phasenschätzung nur Signalanteile mit hoher Energie betrachtet werden.

$$\Theta_G = -2\pi \|C(f)\| \quad (6.17)$$

Die Summe der so ermittelten Verschiebungen ergibt die Verschiebung der Signale zueinander. Für die Verschiebung des Signals x in Richtung des Referenzsignals erfolgt eine Multiplikation im Frequenzbereich mit einem verschobenen Einheitsimpuls.

$$x_{\text{shift}}(n) = \mathcal{F}^{-1}(X(f)e^{-2j\pi(n_{\text{shift}}+n_{\text{shift,G}})f}) \quad (6.18)$$

Für schmalbandige Signale gibt es eine weitere Möglichkeit, die Verschiebung zu bestimmen [GS94]. Sie basiert auf einem analytischen Ansatz. Dabei lässt sich die Verschiebung in Abtastwerten über folgenden Zusammenhang berechnen:

$$n_{\text{shift}} = \frac{1}{\omega_0 \arcsin(x^T b_{\text{ref}})} \quad (6.19)$$

b_{ref} ist ein Vektor, der aus dem Referenzsignal s_{ref} berechnet wird und bei konstanter Referenz nur einmal bestimmt werden muss.

$$b_{\text{ref}} = \frac{-\text{hilbert}(s_{\text{ref}})}{s_{\text{ref}}^T s_{\text{ref}}} \quad (6.20)$$

Für die Korrektur der Verschiebung wird ein Allpassfilter genutzt. Dessen Impulsantwort lässt sich wie folgt bestimmen:

$$h_{\text{shift}}(i) = \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^M \frac{n_{\text{shift}} - k}{i - k} \quad (6.21)$$

Dabei kann die Filterordnung M relativ klein gewählt werden (eins bis drei).

Für einen Vergleich der beiden Verfahren erfolgt die Berechnung der Verschiebung auf idealen, bandbegrenzten Sinusbursts unter MATLAB®. Die Abtastfrequenz ist dabei dem Messsystem entsprechend auf 1,5625 MHz festgelegt. Dabei werden Testsignale mit einer Verschiebung zwischen 0 und 1 Abtastwert erzeugt. Die Schrittweite beträgt dabei 0,01 Abtastwerte. Bei einer relativen Bandbreite von 50 % besitzt das numerische Verfahren eine mittlere relative Abweichung von 0,05 % und das analytische Verfahren eine mittlere relative Abweichung von 0,12 %. Dies entspricht einer maximalen absoluten Abweichung von 0,0004 bzw. 0,0009 Abtastwerten. Für verrauschte Signale verschlechtert sich die Leistungsfähigkeit der Algorithmen. Bei einem SNR von -55 dB, das bei dem verwendeten Messsystem erreicht werden kann, liegt die maximale Abweichung der Verfahren bereits bei 0,008 Abtastwerten. Daraus ergibt sich bei der Subtraktion von zwei um diese Abweichung zueinander verschobenen Sinussignalen mit 40 kHz eine bleibende Amplitudendifferenz von -58 dB. Für eine Frequenz von 80 kHz entspricht dies -52 dB und bei 125 kHz -48 dB. Eine Verringerung der Signalbandbreite führt bei dem numerischen Ansatz teilweise zu großen Abweichungen, reduziert beim analytischen Ansatz die Abweichungen allerdings deutlich. Für schmalbandige Signale liefern beide Ansätze ähnlich gute Ergebnisse. Der Vorteil des analytischen Verfahrens liegt in der um den Faktor vier kleineren Rechenzeit bei der MATLAB®-Implementierung.

6.3.2 Untersuchung der Verfahren mit gemittelten Signalen

Bei der Untersuchung des entwickelten Messverfahrens (LS-Ansatz) mit zeitlich gemittelten Eingangssignalen (Generatorsignal $u_{G,\text{mittel}}$ und Schallwandlersignal $u_{W,\text{mittel}}$) wird wie folgt vorgegangen: Vor der Mittelung wird der Triggerjitter des Messsystems entfernt. Dabei zeigt sich, dass beide vorgestellten Verfahren zur Jitterkorrektur auch für reale Signale gleich gut geeignet sind. Die anschließende Mittelung der Zeitsignale erfolgt dabei über folgende Rechenvorschrift (Beispiel für $u_{G,\text{mittel}}$):

$$u_{G,\text{mittel}} = \frac{1}{g_{\text{mittel}}} (u_{G,\text{mittel}} \cdot (g_{\text{mittel}} - 1) + u_G) \quad (6.22)$$

Mit g_{mittel} wird dabei eingestellt, wie stark die aktuelle Messung in die Mittelung eingeht. Kleine Werte führen dabei zu einer hohen Gewichtung der aktuellen Messung. Die so erzeugten gemittelten Signale werden bei den untersuchten Verfahren zur Modellparameterschätzung genutzt. Dadurch reduziert sich der Einfluss des elektrischen Empfangssignals und die Modellabweichung verringert sich.

6.3.3 Ergebnisse

Die gesamten Ergebnisse der Untersuchung sind im Anhang B.3.3 in Tabelle B.8 aufgeführt. Die erreichbaren minimalen und maximalen Abstände für den LS-Ansatz mit gemittelten Signalen sind in Tabelle 6.6 zusammengefasst. Bei den Schallwandlern vom Typ 400ST160 und 400SR160 (beide mit Horn als akustische Anpassung) lässt sich der Mindestabstand durch die Mittelung auf 0 mm reduzieren. Der maximal erreichbare Abstand verringert sich allerdings im Vergleich zu den zuvor vorgestellten Verfahren. Bei den anderen beiden Schallwandlern bleibt ein Mindestabstand. Besonders beim Schallwandler vom Typ 125SR250 ist das Verfahren nur in einem sehr kleinen Abstandsbereich nutzbar. Der Grund für die schlechteren Ergebnisse liegt in der geringen relativen Empfangssignalamplitude $u_{\text{E,rel}}$ des Schallwandlers. Sie ist als Verhältnis des Maximums des Empfangssignals zum Maximum des Schallwandlersignals definiert. Ihr abstandsabhängiger Verlauf ist für die untersuchten Schallwandler in Abbildung 6.10 dargestellt. Die Amplituden bei Abstand null korrespondieren mit den erreichbaren Minimalabständen für die einzelnen Schallwandler. (400ST160 mit -24 dB und 0 mm, 125SR250 mit -37 dB und 25 mm, 080SR365 mit -40 dB und 41 mm)

Aufgrund der geringen verbleibenden Phasenverschiebung zwischen den Signalen kommt es in den gemittelten Signalen zu geringen Verzerrungen. Daher ist die erreichbare Modellabweichung geringer, als bei einer Einzelmessung möglich ist. Daraus resultiert der geringere maximal messbare Abstand. Im Allgemeinen ist für die Anwendung dieses Auswerteverfahrens die relative Empfangssignalamplitude bei geringen Abständen entscheidend. Sie sollte mindestens -30 dB betragen. Das entwickelte Verfahren kann mit allen untersuchten Modulationsverfahren genutzt werden, solange die relative Empfangssignalamplitude groß genug ist. BPSKfs zeigt die schlechtesten Ergebnisse, kann mit den Schallwandlern mit Horn als Anpassung (400ST160 und 400SR160) aber genutzt werden, um blindzonenfrei zu messen.

Tabelle 6.6: Minimale und maximale Abstände bei Verwendung von zeitlich gemittelten Eingangssignalen zur Modellparameterschätzung und Auswertung mit dem einfachen LS-Ansatz

Wandler	BFSK		BPSK		BPSKfs	
	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}
400ST160	0 mm	857 mm	0 mm	518 mm	0 mm	179 mm
400SR160	0 mm	518 mm	0 mm	367 mm	0 mm	247 mm
080SR365	41 mm	335 mm	39 mm	232 mm	x	x
125SR250	25 mm	95 mm	25 mm	71 mm	25 mm	52 mm

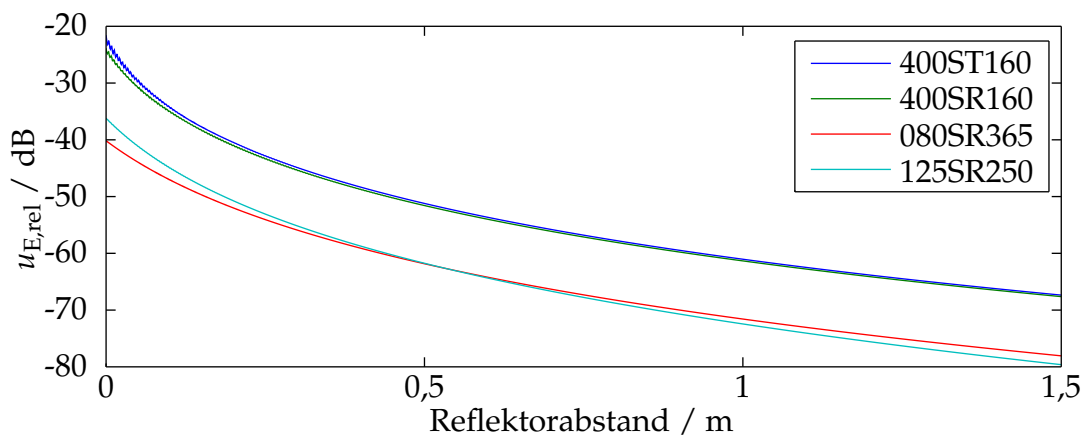


Abbildung 6.10: Vergleich der relativen Empfangssignalamplituden (Maximum des elektrischen Empfangssignals bezogen auf das Maximum des elektrischen Sendesignals) der untersuchten Schallwandler

6.4 Kombierter Ansatz

Durch Kombination mehrerer Ansätze kann der Messbereich erweitert werden. Hier ist besonders die Verkürzung des Mindestabstandes von Interesse. Sie wird durch eine Abschätzung des Abstandsbereiches erreicht (nah oder fern), in dem sich der Reflektor befindet. Anschließend wird ein geeignetes Auswerteverfahren für den Abstandsbereich gewählt. Aus den vorherigen Untersuchungen ist die entfaltungsbasierte Abstandsmessung das robusteste Verfahren. Allerdings ist damit keine Messung bis zu Abstand null möglich. Daher wird dieser Ansatz für den Fernbereich genutzt. Zur Messung bis zum Abstand null kommt nur ein Verfahren mit Mittelung in Frage. Daher werden diese beiden Verfahren im Folgenden kombiniert. Dazu muss allerdings eine Bereichsabschätzung (Nah-, Fernbereich) einer Messung erfolgen, um das geeignete Auswerteverfahren wählen zu können.

6.4.1 Merkmale für die Bereichsabschätzung

Zur Abschätzung des Abstandsbereiches, in dem sich der Reflektor befindet, können mehrere Kriterien herangezogen werden. Eins beruht auf der Auswertung des in Kapitel 6.1.1 beschriebenen Effektes, der abstandsabhängigen Streuung der Eigenschwingungsparameter. Des Weiteren werden in diesem Kapitel noch zwei weitere Kriterien zur Bereichsabschätzung beschrieben.

Modellabweichung/Empfangssignalamplitude

Die Modellabweichung ist eine weitere skalare Größe, die sich für die Abschätzung des Reflektorabstandes nutzen lässt. Sie ist wie folgt definiert:

$$E_{\text{Modell}} = 20 \log_{10} \frac{\max(|u_W - u_{S,\text{est}}|)}{\max(|u_W|)} \quad (6.23)$$

Dabei ist die Differenz nach (6.24) zwischen der Schallwandlerspannung u_W und dem geschätzten Sendesignal $u_{S,\text{est}}$ gerade das geschätzte elektrische Empfangssignal $u_{E,\text{est}}$.

$$u_{E,\text{est}} = (u_W - u_{S,\text{est}}) = (u_S + u_E) - u_{S,\text{est}} \quad (6.24)$$

Die Modellabweichung hängt also direkt von der abstandsabhängigen Empfangssignalamplitude ab. Beispielhaft ist der Verlauf dieses Bewertungsmaßes für den Schallwandler vom Typ 400ST160 in Abbildung 6.11 dargestellt. Für größere Reflektorabstände (0,22 m) läuft die Modellabweichung gegen ihren Minimalwert $E_{\text{Modell,min}}$, der durch Nichtlinearitäten und Rauschen verursacht wird. Unterhalb dieses Abstandes lässt sie sich jedoch nutzen, um den Bereich, in dem sich der Reflektor befindet, abzuschätzen. Dabei ist darauf zu achten, dass es aufgrund der unterschiedlichen abstandsabhängigen Phasenlage zwischen Sende- und Empfangssignal zu periodischen Schwankungen der Modellabweichung kommt.

In Tabelle 6.7 sind die Parameter für der Modellabweichung für alle untersuchten Schallwandler zusammengefasst. Dabei ist zur Abschätzung der Robustheit sowohl die größte Modellabweichung $E_{\text{Modell,max}}$ als auch der Abstand $d_{E,\text{min}}$, bei dem die minimale Modellabweichung erzielt wird, mit angegeben.

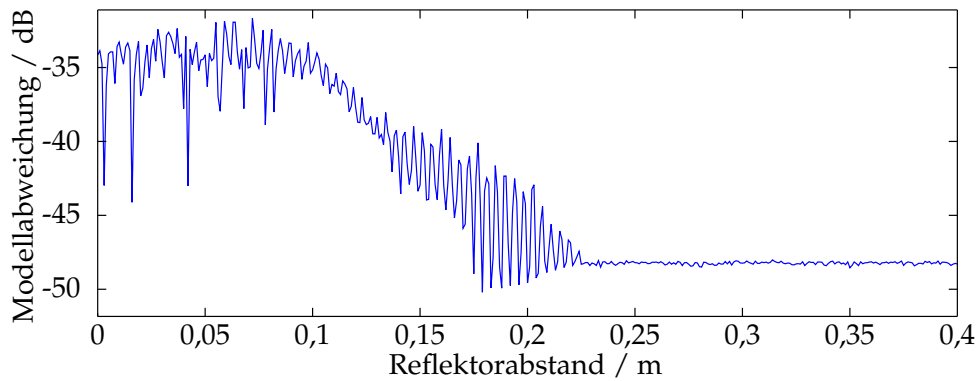


Abbildung 6.11: Verlauf der Modellabweichung für den Schallwandler vom Typ 400ST160 in Abhängigkeit vom Reflektorabstand

Tabelle 6.7: Für die untersuchten Schallwandler ermittelte Parameter aus der abstandsabhängigen Modellabweichung

Wandler	$E_{\text{Modell,max}}$	$E_{\text{Modell,min}}$	$d_{E,\text{min}}$
400ST160	-31 dB	-48 dB	0,22 m
400SR160	-30 dB	-40 dB	0,22 m
080SR365	-43 dB	-57 dB	0,23 m
125SR250	-36 dB	-56 dB	0,24 m

Amplitudengang im Bereich der Wandlerresonanz

Der Amplitudengang $|G_W(f)|$ der untersuchten Schallwandler zeigt abstandsabhängige Oszillationen im Bereich der Wandlerresonanz. Dies ist beispielhaft für die beiden unterschiedlichen Arten von Schallwandlern in Abbildung 6.12 dargestellt.

Die Oszillationen lassen sich durch den Einfluss des Echos erklären. Die Wandlerübertragungsfunktion G_W lässt sich als Summe der Sendeübertragungsfunktion G_S und der mit der Totzeit T_T verschobenen Empfangsübertragungsfunktion G_E darstellen.

$$G_W(s) = G_S(s) + G_E(s)e^{T_T s} \quad (6.25)$$

Unter der vereinfachenden Annahme, dass diese Übertragungsfunktionen zu eins gesetzt werden ($G_S(s) = 1$ und $G_E(s) = 1$), folgt daraus die Sprungantwort h_W des Systems:

$$h_W(t) = \delta(t) + \delta(t - T_T) \quad (6.26)$$

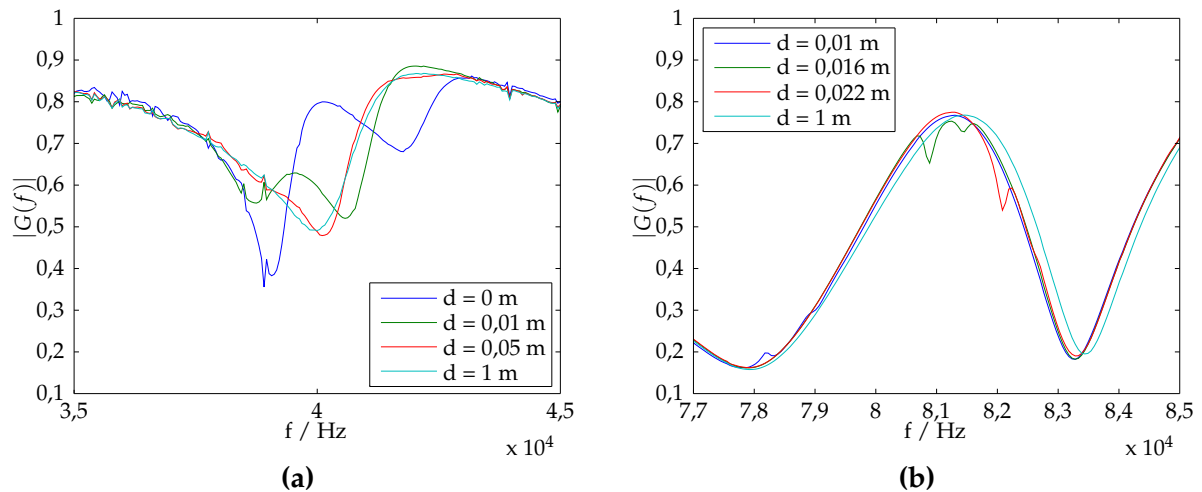


Abbildung 6.12: Amplitudengänge von zwei untersuchten Schallwandlern im Bereich der Wandlerresonanz für verschiedene Reflektorabstände ((a) Typ 400ST160 und (b) Typ 080SR250)

Der entsprechende Frequenzgang $H_W(j\omega)$ dazu ist:

$$H_W(j\omega) = 1 + e^{T_T j\omega} \quad (6.27)$$

Für den Betrag des Frequenzgangs $H_W(j\omega)$ folgt daraus dann:

$$|H_W(j\omega)| = 2 \cos\left(\frac{T_T \omega}{2}\right) \quad (6.28)$$

Somit hängt die Periodizität von der Totzeit T_T ab. Allerdings ist diese mit der Wandlerübertragungsfunktion multipliziert. Bei schmalbandigen Schallwandlern kann daher nur ein kleiner, verzerrter Ausschnitt bewertet werden. Für die untersuchten Schallwandler lässt sich mit diesem Effekt der Reflektorabstand daher nicht direkt berechnen. Allerdings lässt er sich für eine Bereichsschätzung nutzen. Für die Auswertung wird ein skalarer Maß η_A aus der Länge des Amplitudengangs A_W im Bereich der Wandlerresonanz berechnet. Dazu wird der Amplitudengang in dem auszuwertenden Bereich (k_{Ende} bis k_{Start}) zunächst mit einem Mittelwertfilter geglättet. Anschließend wird die Differenz der einzelnen Abtastpunkte des gefilterten Amplitudengangs $A_{W,F}$ zueinander aufaddiert.

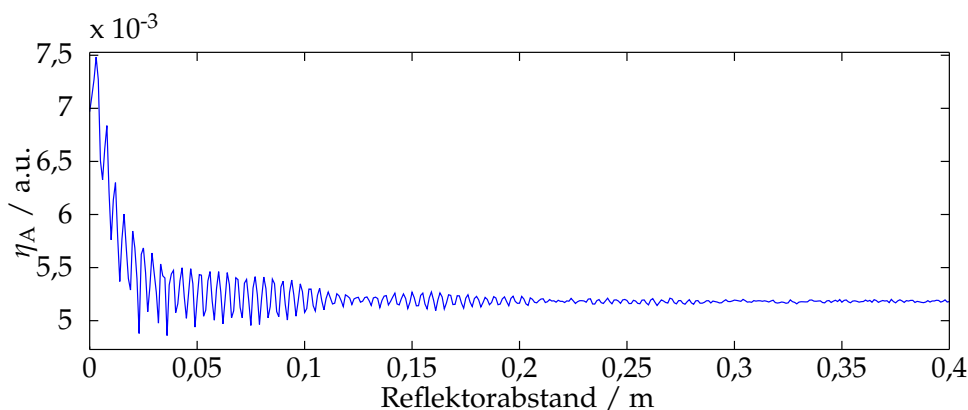
$$\eta_A = \frac{1}{k_{\text{Ende}} - k_{\text{Start}}} \sum_{k=k_{\text{Start}}}^{k_{\text{Ende}}} |\text{diff}(A_{W,F}(k))| \quad (6.29)$$

Daraus ergibt sich für den Schallwandler vom Typ 400ST160 der in Abbildung 6.13 dargestellte Verlauf. Der Einfluss des Reflektorabstandes für kurze Entfernungen (bis 0,05 m) ist

Tabelle 6.8: Auswerteparameter für den Amplitudengang für die untersuchten Schallwandler

Wandler	Startfrequenz	Endfrequenz	Filterlänge	Schwelle
400ST160	35 kHz	45 kHz	6	0,0055
400SR160	35 kHz	45 kHz	6	0,004

gut zu erkennen. Über eine Schwellwertentscheidung ist ein Bereich bis 0,03 m auswertbar. Die Bestimmung der Schwelle ist im Folgekapitel in Gleichung 6.31 definiert. Der zweite Schallwandler dieses Typs (akustische Anpassung mit Horn) zeigt einen ähnlichen Verlauf. Das elektrische Empfangssignal der beiden Schallwandler mit Gummi-Anpassschicht ist für diese Art der Auswertung zu gering. In Abbildung 6.10 ist zu erkennen, dass es im Vergleich zu den anderen Schallwandlern ca. 10 dB bis 15 dB kleiner ist. Wie im Amplitudengang (Abbildung 6.12) zu sehen ist, ist der Einfluss deutlich kleiner als bei den anderen beiden Schallwandlern (400ST160 und 400SR160). In Tabelle 6.8 sind die Auswerteparameter für den Amplitudengang zusammengefasst.

**Abbildung 6.13:** Verlauf des Bewertungsmaßes η_A für den Amplitudengang des Schallwandlers in Abhängigkeit vom Reflektorabstand

6.4.2 Merkmalsauswertung für die Bereichsabschätzung

Für die Abschätzung des Messbereiches erfolgt eine Kombination der in den beiden vorherigen Kapiteln beschriebenen Bewertungsmaße (Modellabweichung (Gleichung 6.23) und Amplitudengang (Gleichung 6.29)). Eine Auswertung der Eigenschwingungsparameter erfolgt zunächst nicht, da diese eine hohe Rechenzeit benötigt. Die Auswertung der Merkmale erfolgt schwellwertbasiert. Zur Bestimmung der Schwellen (S_E und S_A) werden die minimalen und maximalen Werte der Bewertungsmaße ($E_{\text{Modell,min}}$, $E_{\text{Modell,max}}$ für die Modellabweichung und $\eta_{A,\text{min}}$, $\eta_{A,\text{max}}$ für den Amplitudengang) betrachtet, die während

der Messung ermittelt werden. Dadurch passen sich die Schwellen im Betrieb an den verwendeten Schallwandler an. Daraus folgt:

$$S_E = E_{\text{Modell,min}} - 0,2(E_{\text{Modell,min}} - E_{\text{Modell,max}}) \quad (6.30)$$

$$S_A = \eta_{A,\text{min}} + 0,2(\eta_{A,\text{max}} - \eta_{A,\text{min}}) \quad (6.31)$$

Aus den beiden Schwellwertkriterien wird ein Bewertungsmaß η_B für die Bereichsschätzung gebildet. Dies ist wie folgt definiert:

$$\eta_B = \begin{cases} 1 & E_{\text{Modell}} > S_E \wedge \eta_A > S_A \\ 0,5 & E_{\text{Modell}} > S_E \vee \eta_A > S_A \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.32)$$

Zur weiteren Untersuchung dieses Verfahrens zur Bereichsschätzung erfolgt die Schätzung aus Messdaten für die drei verwendeten Modulationsverfahren. Die vollständigen Ergebnisse sind im Anhang in Abbildung B.17 zusammengefasst. Hier werden beispielhaft für die beiden unterschiedlichen Schallwandlerprinzipien die Ergebnisse des Schallwandlers vom Typ 400ST160 in Abbildung 6.14 und vom Typ 125SR250 in Abbildung 6.15 betrachtet. Für die anderen Schallwandler gleicher akustischer Anpassung sind die Ergebnisse vergleichbar.

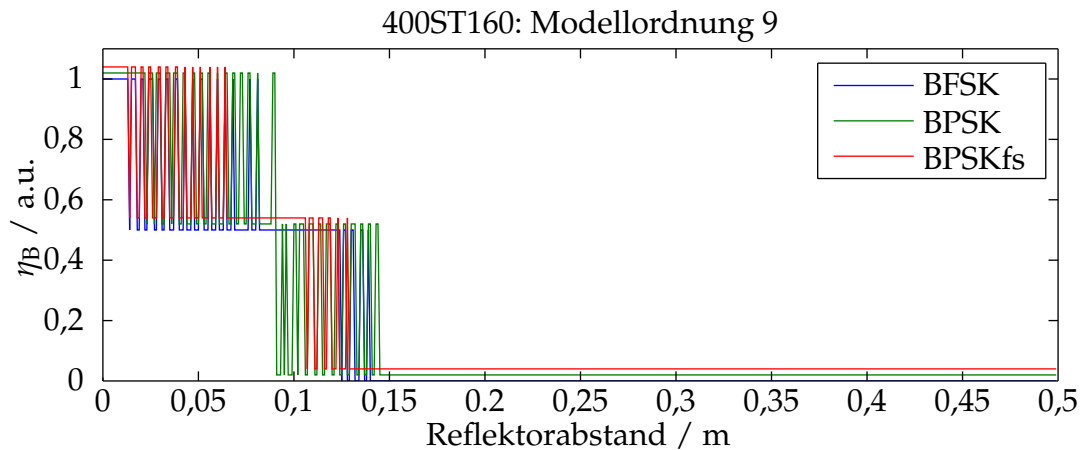


Abbildung 6.14: Bewertungsmaß η_B für die Bereichsschätzung aus Messungen mit Schallwandler vom Typ 400ST160

Für den Schallwandler vom Typ 400ST160 lässt sich mit der Bereichsschätzung eine Unterteilung in drei Bereiche realisieren: kurzer Bereich ($\eta_B = 1$), mittlerer Bereich ($\eta_B = 0,5$) und ferner Bereich ($\eta_B = 0$). In den Übergangsbereichen kommt es zwar zu vielen

Schwankungen, aber der kurze und der mittlere Bereich werden bei allen untersuchten Modulationsverfahren bis zu einem Abstand von 0,08 m sicher erkannt. Dies deckt den Bereich ab, in dem die Messverfahren ohne Mittelung nicht genutzt werden können.

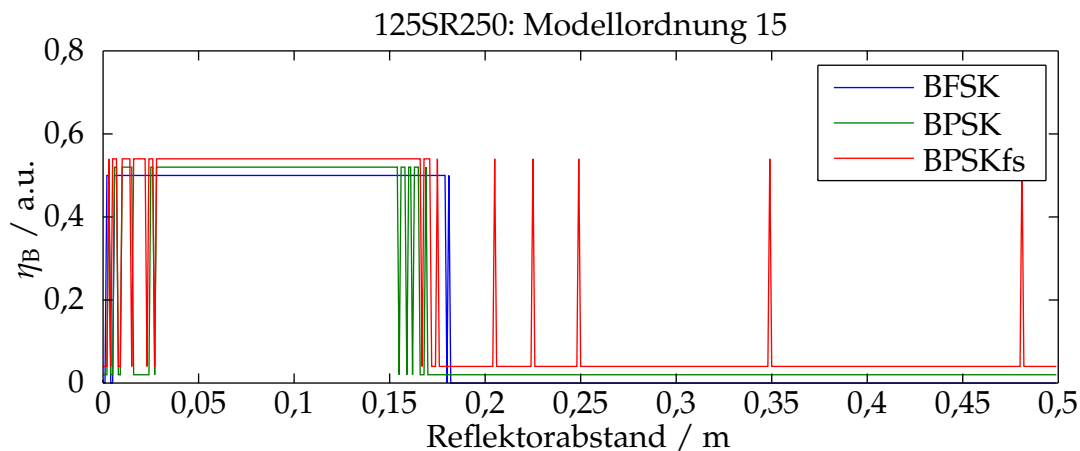


Abbildung 6.15: Bewertungsmaß η_B für die Bereichsschätzung aus Messungen mit Schallwandler vom Typ 125SR250

Für den Schallwandler vom Typ 125SR250 lässt sich nur ein Merkmal auswerten, die Modellabweichung. Daher lassen sich nur zwei Bereiche (nah und fern) unterscheiden. In der Auswertung in Abbildung 6.15 ist zu erkennen, dass es in der Schätzung Ausreißer bis 0,025 m Abstand gibt, so dass hier keine sichere Bereichsschätzung möglich ist. Allerdings arbeitet das Messverfahren mit Mittelung auch erst ab einem Abstand von 0,025 m. Danach ist eine Bereichsschätzung bis 0,15 m Abstand sicher realisierbar.

Zusammengefasst ermöglicht die Bereichsschätzung eine Unterscheidung der notwendigen Messverfahren, so dass in der späteren Signalverarbeitung eine Aufteilung auf verschiedene Verfahren möglich ist. Dadurch besteht die Möglichkeit, den Messbereich in einem kombinierten Messverfahren deutlich zu erweitern.

Zusätzlich kann die Abstandsmessung ausgewertet werden. Die absolute Abweichung bei kleinen Abständen (unterhalb von 100 mm) liegt unterhalb einer Schranke. Liefert die Abstandsmessung einen Wert, der unterhalb dieser Schranke liegt, so handelt es sich mit hoher Wahrscheinlichkeit um einen geringen Abstand und es wird ein Verfahren mit gemittelten Eingangssignalen genutzt. Dadurch lässt sich die Robustheit der Bereichsschätzung und Messung vergrößern, solange die Verfahren mit Mittelung innerhalb dieser Schranke funktionieren.

6.4.3 Signalverarbeitung

Nach der Abschätzung des Bereiches sind zwei verschiedene Vorgehensweisen für die weitere Signalverarbeitung denkbar. Eine Möglichkeit besteht darin, mit demselben Aus-

wertealgorithmus für beide Bereiche zu arbeiten [SH13b], dem entweder die Signale der Einzelmessung oder die gemittelten Signale übergeben werden. Hierbei erfolgt die Signalauswahl in Abhängigkeit von der Bereichsschätzung. Der schematische Aufbau der Signalverarbeitung ist in Abbildung 6.16 dargestellt. Für den 400SR160 wird in [SH13b]

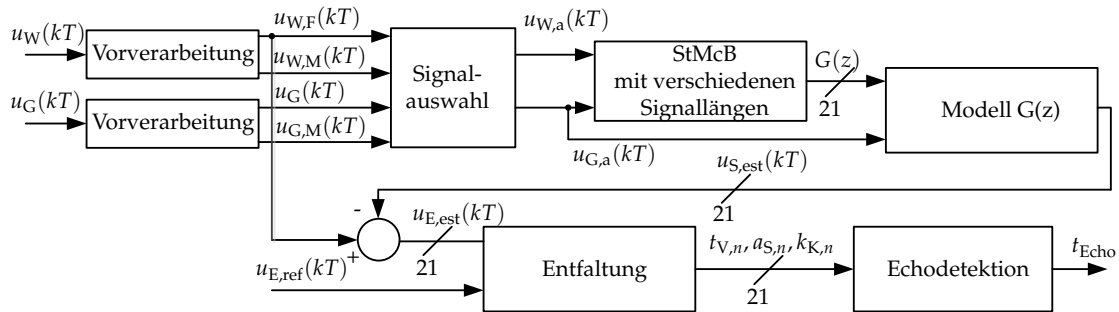


Abbildung 6.16: Schematischer Aufbau der Signalverarbeitung für einen kombinierten Ansatz mit Signalumschaltung [SH13b]

gezeigt, dass mit der Signalumschaltung eine blindzonenfreie Messung möglich ist. Allerdings ist der maximal erreichbare Abstand geringer als bei den in dieser Arbeit gezeigten Verfahren, wie in Abbildung 6.17 zu erkennen ist. An dieser Stelle wird dieser Ansatz daher nicht näher betrachtet. Hier erfolgt die Kombination von zwei beliebigen Auswertalgorithmen. So können die Stärken der unterschiedlichen Auswertverfahren besser genutzt werden. Für eine Kombination kommt nach den bisherigen Untersuchungen für größere Distanzen die Auswertung mit Entfaltung zum Einsatz (Kapitel 6.2), für kleine Distanzen wird die Auswertung mit dem einfachen LS-Ansatz bei gemittelten Signalen (Kapitel 6.3) angewendet.

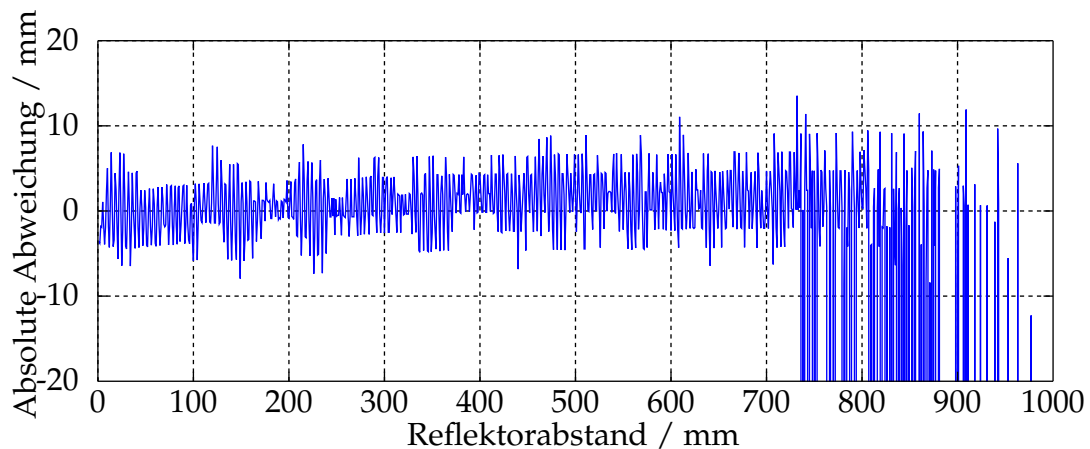


Abbildung 6.17: Absolute Messabweichungen bei einer Messreihe, die mit dem kombinierten Ansatz aus [SH13b] ausgewertet wurde

Tabelle 6.9: Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit bei Abstandsmessung mit kombiniertem Ansatz (maximal 2 Ausreißer pro 10 mm)

Wandler	n	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160 (BP)	11	0 mm	1440 mm	0 mm	1500 mm	0 mm	193 mm
400SR160 (BP)	15	0 mm	1500 mm	0 mm	1500 mm	0 mm	56 mm
080SR365 (BP)	13	41 mm	1500 mm	43 mm	1500 mm	87 mm	1500 mm
125SR250 (BP)	15	201 mm	1328 mm	199 mm	1367 mm	200 mm	1373 mm

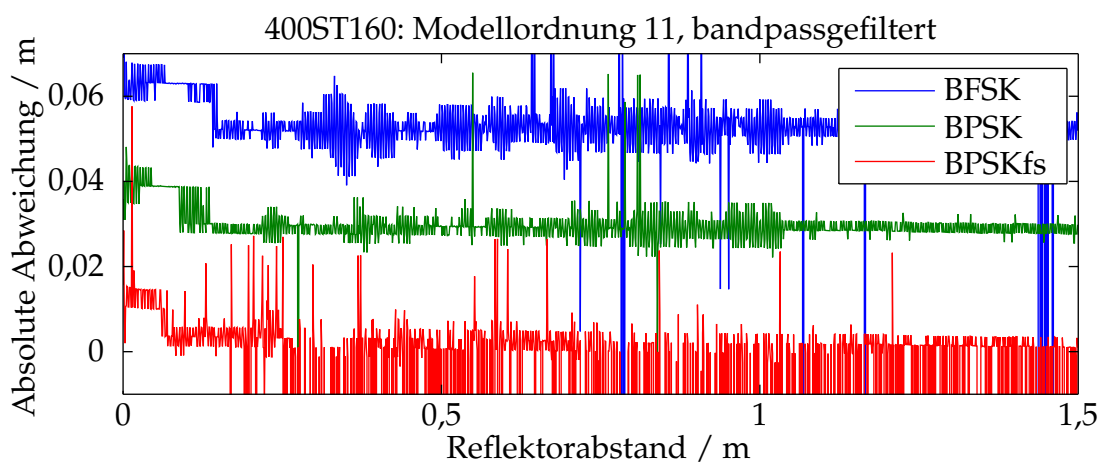


Abbildung 6.18: Absolute Abweichung der Abstandsmessung mit dem Schallwandler 400ST160 bei Auswertung mit dem kombinierten Ansatz für die verschiedenen Modulationsarten

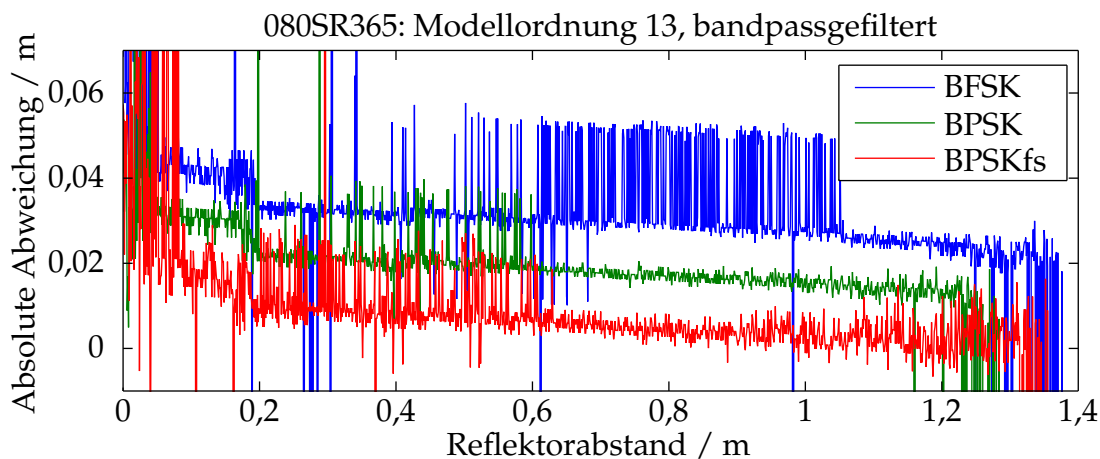


Abbildung 6.19: Absolute Abweichung der Abstandsmessung mit dem Schallwandler 080SR365 bei Auswertung mit dem kombinierten Ansatz für die verschiedenen Modulationsarten

6.4.4 Ergebnisse

Die vollständigen Ergebnisse befinden sich im Anhang B.3.4. Eine Zusammenfassung ist in Tabelle 6.9 aufgeführt. Die Ergebnisse für die beiden Schallwandler mit einem Horn zur akustischen Anpassung (400ST160 und 400SR160) zeigen einen sehr großen, blindzonenfreien Messbereich. Der Bereich, den die Bereichsschätzung als Nahbereich klassifiziert, erstreckt sich von 0 mm bis ca. 150 mm (siehe Tabelle B.17). Innerhalb dieses Bereiches kann auch im schlechtesten Fall mit gemittelten Signalen von 0 mm bis 179 mm der Abstand gemessen werden (Tabelle 6.6). Im oberen Bereich der Bereichsschätzung ab ca. 100 mm Reflektorabstand erfolgt teilweise eine Klassifikation als Fernbereich. Hier ist auch im schlechtesten Falle eine Auswertung mittels Entfaltung ab 80 mm Abstand möglich (Tabelle 6.5). Daher ist die Umschaltung des kombinierten Ansatzes bei diesen beiden Schallwandlern unkritisch. In Abbildung 6.18 ist die absolute Messabweichung einer Messung mit dem Schallwandler 400ST160 dargestellt. Die Auswertung mit gemittelten Signalen, für kleine Abstände, ist mit einem Offset versehen. So können die beiden Auswerteverfahren in der Darstellung unterschieden werden. Für BPSK ist der Übergangsbereich (100 mm bis 150 mm) der beiden Verfahren durch die Sprünge in der absoluten Abweichung erkennbar. Insbesondere FSK und PSK sind für diesen Ansatz geeignet. PSKfs zeigt für höhere Abstände deutlich schlechtere Ergebnisse, wie sich bereits bei den vorangegangenen Versuchen in Kapitel 6.2.2 gezeigt hat. Ursache hierfür ist die geringere Empfangssignalamplitude.

Die Schallwandler mit Gummisilikon-Anpassschicht (080SR365 und 125SR250) zeigen hingegen schlechtere Ergebnisse. Aufgrund der relativ geringen Empfangssignalamplitude bei kleinen Abständen ist mit ihnen eine blindzonenfreie Messung durch Signalmittelung nicht möglich. Dies zeigt beispielhaft die ermittelte absolute Messabweichung in Abbildung 6.19. Die Umschaltung ist für den 080SR365 unkritisch, da es auch hier einen großen Überdeckungsbereich gibt, in dem beide Auswerteverfahren arbeiten. Beim 125SR250 ist eine Abstandsmessung mit gemittelten Signalen nur bis maximal 100 mm Abstand möglich (Tabelle 6.6). Da die Bereichsschätzung allerdings erst zwischen 150 mm und 200 mm den Fernbereich klassifizieren kann, erfolgt die Auswertung im Bereich von 100 mm bis 200 mm teilweise mit gemittelten Signalen. Dies führt zu einer fehlerhaften Abstandsmessung. Durch diesen breiten Bereich ist kein kleinerer Abstand sicher detektierbar. Dadurch ist in diesem Fall die Kombination der Ansätze schlechter als der Entfaltungsansatz allein. Eine Anpassung der Modellordnung oder Modifikation der Bereichsklassifikation führt hier zu keiner wesentlichen Verbesserung. Daher ist der kombinierte Ansatz für diesen Schallwandler nicht geeignet.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein neuartiges Messverfahren zur Reduktion des Mindestabstandes bei der Ultraschall-Abstandsmessung in Luft entwickelt. Kern des Verfahrens ist eine modellbasierte Sende-/Empfangssignal-Trennung. Dazu werden das Schallwandler- und das Generatorsignal digitalisiert. Der Schallwandler muss hierbei über einen Vorwiderstand betrieben werden, so dass eine Rückwirkung des elektrischen Empfangssignals auf das Schallwandlersignal während des Sendens möglich ist. Für jede Messung erfolgt die Schätzung von Modellparametern, um das elektrische Verhalten des Schallwandlers zu beschreiben. Die Verwendung eines konstanten Modells ist nicht möglich, da die geringen Empfangssignale bereits bei geringen Modellabweichungen, wie sie beispielsweise durch Temperaturänderungen hervorgerufen werden, nicht mehr detektiert werden können.

Dazu erfolgten zunächst grundlegende Untersuchungen des Konzeptes. Die Untersuchungen zeigen, dass eine Modellschätzung auch bei Vorhandensein eines elektrischen Empfangssignals möglich ist. Die dabei erzielbaren Modellabweichungen hängen im Wesentlichen von der Empfangssignalamplitude, dem Reflektorabstand, der Signalbandbreite und den Autokorrelationseigenschaften des verwendeten Sendesignals ab. Aufgrund ihrer Korrelationseigenschaften eignen sich Pseudoranschsequenzen besonders gut als Sendesignale.

Für die notwendigen Untersuchungen wurde ein automatisierter Versuchsstand entwickelt und realisiert. Dadurch ist es möglich, eine hohe Anzahl reproduzierbarer Messungen über einen großen Messbereich aufzunehmen, mit denen die entwickelten Algorithmen und Messverfahren genauer untersucht wurden. Des Weiteren ist eine Simulationsumgebung auf Basis einer im Rahmen dieser Arbeit entwickelten MATLAB[®]-Toolbox realisiert worden. Dadurch ist es möglich, Untersuchungen mit beliebigen Schallwandler-Modellen durchzuführen, Parameter zu variieren und dabei auch Vergleiche mit dem nicht messbaren tatsächlichen elektrischen Empfangssignal durchzuführen. Aufgrund des geringeren Zeitaufwands kann mit der Simulationsumgebung eine große Menge von Parametervariationen untersucht werden, so dass später nur wenige Messungen zur Verifikation notwendig sind.

Die Untersuchungen zeigen, dass sich bei piezoelektrischen Schallwandlern mit linearen Modellen Abweichungen im Bereich von -55 dB, bezogen auf das elektrische Sendesignal, erreichen lassen. Als Sendesignale werden dabei modulierte Gold-Codes genutzt. Sie ermöglichen zusätzlich eine Unterscheidung der Sendesignale verschiedener Ultraschall-Abstandssensoren, so dass Messfehler durch Übersprechen zwischen verschiedenen Sensoren vermieden werden können. Als Modulation eignet sich sowohl die binäre Frequenzmodulation als auch die binäre Phasenmodulation.

Das entwickelte Messverfahren wurde mit einer Auswahl kommerziell erhältlicher Ultraschallwandler untersucht. Die Simulationen und Messungen zeigen, dass die Empfangssignalempfindlichkeit der Schallwandler eine entscheidende Rolle spielt. Schallwandler ohne eine akustische Anpassung an Luft sind für das Messverfahren nicht geeignet, da ihre Empfangssignalempfindlichkeit zu gering ist. Eine Grenze ist dabei durch die Modellabweichung und die Sendesignallänge definiert. Bei dem Reflektorabstand, bei dem das elektrische Sendesignal vollständig abgeklungen ist, muss das elektrische Empfangssignal noch in der Größenordnung der Modellabweichung liegen, damit es sicher detektiert werden kann. Andernfalls sind die nicht unterdrückten Sendesignalanteile bei der Auswertung mittels Kreuzkorrelationsfunktion dominierend. Die Sendesignallänge hängt von der verwendeten Code-Länge und der Symbollänge der Modulation ab. Die Symbollänge wiederum ist direkt von der relativen Bandbreite des Schallwandlers abhängig. Die Untersuchungen zeigen, dass schmalbandige Schallwandler nur bedingt geeignet sind, da für eine robuste Abstandsmessung und eine Unterscheidung verschiedener Signale relativ große Symbolängen notwendig sind. Daher sollte die relative Bandbreite der verwendeten Schallwandler mindestens 5 % betragen. Diese Kriterien werden von vier der untersuchten Schallwandler erfüllt. Weiterhin zeigen die Untersuchungen, dass für die Digitalisierung der Signale eine Auflösung von 14 Bit ausreicht. Mit den vier ausgewählten Schallwandlern lässt sich eine Reduktion des Mindestabstandes um den Faktor zwei bis vier im Vergleich zur Burst-Echo-Messung erreichen.

Abschließend wurde das entwickelte Messverfahren erweitert, um die Robustheit zu vergrößern und den Mindestabstand weiter zu reduzieren. Dazu wurden verschiedene Ansätze zur Verbesserung der Abstandsmessung untersucht. Hier eignet sich eine Entfaltung des geschätzten Empfangssignals mit dem Sendesignal um Phantomechos, die auf Grund der Modellabweichung entstehen, von dem tatsächlichen Echo zu trennen. Hierzu erfolgt die Erzeugung mehrerer Modelle aus verschiedenen langen Signalausschnitten. Dadurch variiert die Position der Phantomechos von Modell zu Modell. Anschließend erfolgt eine Bewertung der ermittelten Echos anhand ihrer Auftrittshäufigkeit, ihrer Amplitude und ihres Korrelationskoeffizienten. Dadurch lässt sich die Robustheit des Messverfahrens steigern, so dass der maximal erreichbare Abstand deutlich über der Sendesignallänge liegt.

Für größere Abstände kann dann wieder mit klassischen Verfahren gearbeitet werden, so dass der Maximalabstand für ein Messsystem deutlich über dem im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Messbereich liegen kann. Zur weiteren Reduktion des Mindestabstandes wird eine zeitliche Mittelung der Messsignale genutzt. Dadurch lässt sich der Einfluss des elektrischen Empfangssignals auf die Modellparameterschätzung reduzieren. Dies führt zu einer deutlich geringeren Modellabweichung für kleine Reflektorabstände.

Die Untersuchungen zeigen, dass sich der Mindestabstand bei Schallwandlern mit einer hohen Empfangssignalempfindlichkeit (hier -25 dB bei Abstand null) auf null reduzieren lässt. Dadurch ist eine blindzonenfreie Messung möglich. Bei einer geringeren Empfangssignalempfindlichkeit (-38 dB bei den untersuchten Schallwandlern) ist die Detektion des Empfangssignals auch bei einer Mittelung nicht möglich, so dass eine kleine Blindzone bleibt. Allerdings reduziert sich bei Verwendung einer Mittelung der maximal erreichbare Abstand. Dies liegt am Triggerjitter des verwendeten Messsystems, der zu einer Phasenverschiebung zwischen Modell- und Messsignal führt. Im Rahmen dieser Arbeit wurden zwei verschiedene Verfahren zur Kompensation des Triggerjitters untersucht und für die Messdatenauswertung umgesetzt. Ohne Triggerjitterkompensation ist eine Auswertung mit gemittelten Zeitsignalen nicht möglich, da der zulässige Jitter im Subsamplebereich liegt (0,008 Abtastwerte).

Abschließend wurden zwei Verfahren zu einem kombinierten Messverfahren zusammengefasst, um die Vorteile der Mittelung für kurze Reflektorabstände mit der Robustheit der entfaltungsbasierten Signalverarbeitung zu kombinieren. Dazu erfolgt zunächst eine grobe Abstandsschätzung anhand verschiedener Merkmale, die aus den gemessenen Signalen bestimmt werden. Hierüber ist es möglich, eine Abschätzung des Reflektorabstandes in zwei Bereichen nah (<140 mm) und fern (>140 mm) zu realisieren. Anschließend erfolgt eine Auswahl der dazu geeigneten Signalverarbeitung und Abstandsbestimmung. Dadurch lässt sich ein Abstandssensor realisieren, mit dem vom Abstand null bis über 1500 mm gemessen werden kann. Aufgrund der Signalverarbeitung ergeben sich dabei Messabweichungen in einer Größenordnung von einer Wellenlänge. Sie werden durch den verbleibenden Sendesignalanteil im geschätzten Empfangssignal hervorgerufen.

Für einen eingeschränkten Anwendungsbereich, bei dem ein Übersprechen zwischen verschiedenen Sensoren ausgeschlossen werden kann, besteht die Möglichkeit, die Robustheit des Messverfahrens in Zukunft weiter zu vergrößern. Dies kann durch die Verwendung von M-Folgen realisiert werden, da sie für die reine Abstandsmessung besser geeignet sind als Gold-Folgen. Dadurch könnte die notwendige Empfangssignalempfindlichkeit weiter reduziert werden. Weiterhin kann die Code-Länge in diesem Fall verringert werden, so dass die Anzahl nutzbarer Schallwandler vergrößert wird.

Aufgrund der gewählten Signalverarbeitung ist für die Auswertung eine nicht zu vernachlässigende Rechenzeit in der Größenordnung von 2,5 Sekunden pro Messung notwendig. Sie kann wesentlich reduziert werden, wenn mit Basisbandsignalen gearbeitet wird [SH11]. Dies konnte bereits in [SH13a] gezeigt werden, ist aber kein Bestandteil dieser Arbeit. Dadurch lässt sich die notwendige Rechenzeit um den Faktor 20 reduzieren. Weiterhin reduziert sich dadurch der notwendige Speicher für die aufgenommenen Signale, so dass eine Implementierung mittels Mikrocontroller möglich ist.

Anhang A

Eingesetzte Schallwandler

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die Eigenschaften der eingesetzten Schallwandler. Für einen Vergleich der Schallwandler wurden verschiedene Parameter ermittelt. Dazu gehört der elektrische Impedanzverlauf, der mit einem ANRITSU MS4630B Impedanzanalysator gemessen wird. Weiterhin wird das elektrische Empfangssignal beim Betrieb mit einem optimalen Vorwiderstand ermittelt. Der Vorwiderstand ist dabei so gewählt, dass die Empfangssignalamplitude maximal ist. Beim verwendeten Sendesignal handelt es sich um einen Sinusburst mit 30 Wellenzügen und einer Amplitude von 12 V. Für die Messungen kommt ein Metallreflektor mit einer Abmessung von 100 mm x 100 mm zum Einsatz, dessen Dicke 10 mm beträgt. Für die Analyse des Abstrahlverhaltens erfolgt die zweidimensionale Vermessung der Schallwandler mittels eines Messmikrofons. Die Darstellung der Abstrahlcharakteristik der Schallwandler erfolgt hier logarithmisch, normiert auf den maximalen Schalldruck. Zusätzlich sind Schallwandlerparameter aus den Datenblättern der Hersteller sowie die für die Simulationsumgebung ermittelten Modellparameter zusammengefasst.

A.1 Übersicht 328ER250



Abbildung A.1: Foto des 328ER250

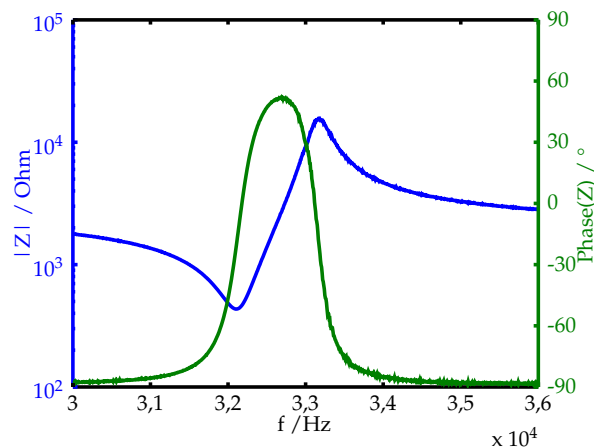


Abbildung A.2: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz

Tabelle A.1: Parameter des 328ER250

Mittenfrequenz:	32,8 kHz
Bandbreite (-6 dB):	1 kHz
	(3 %)
Öffnungswinkel (-6 dB):	33°
Optimaler Vorwiderstand:	450 Ω
Empfangsempfindlichkeit:	-62 dB
bezogen auf Wandlersignal bei 1 m Reflektorabstand	
BvD-Parameter:	
C_0 :	1,901 nF
R_1 :	448 Ω
L_1 :	202 mH
C_1 :	121 pF
Weitere Modellparameter:	
Q_W :	123,87
Q_R :	219,68

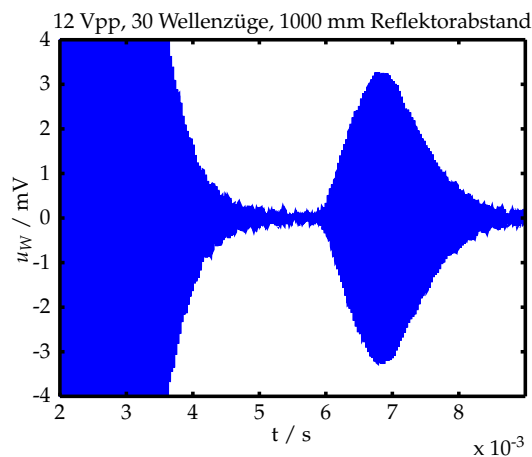


Abbildung A.3: Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand

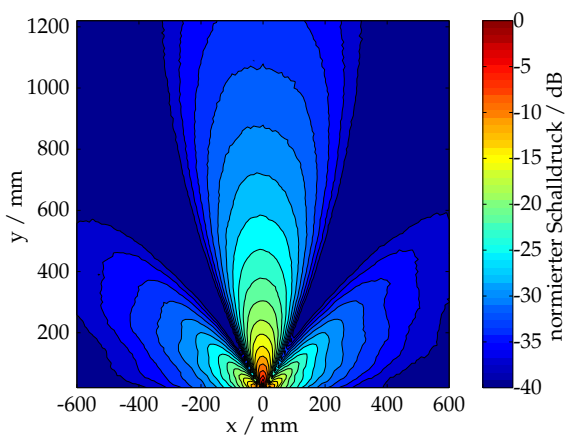


Abbildung A.4: Schallfeld

A.2 Übersicht 400EP14D

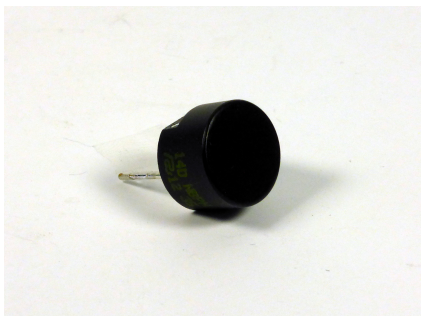


Abbildung A.5: Foto des 400EP14D

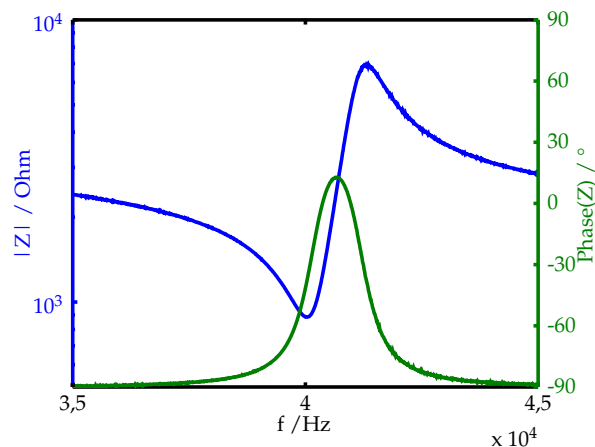


Abbildung A.6: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz

Tabelle A.2: Parameter des 400EP14D

Mittenfrequenz:	40 kHz
Bandbreite (-6 dB):	2 kHz
	(5 %)
Öffnungswinkel (-6 dB):	125°
	65°
Optimaler Vorwiderstand:	1350 Ω
Empfangsempfindlichkeit:	-90 dB
bezogen auf Wandlersignal bei 1 m Reflektorabstand	
BvD-Parameter:	
C_0 :	1,577 nF
R_1 :	1004 Ω
L_1 :	183 mH
C_1 :	85 pF
Weitere Modellparameter:	
Q_W :	4,49
Q_R :	1408,69

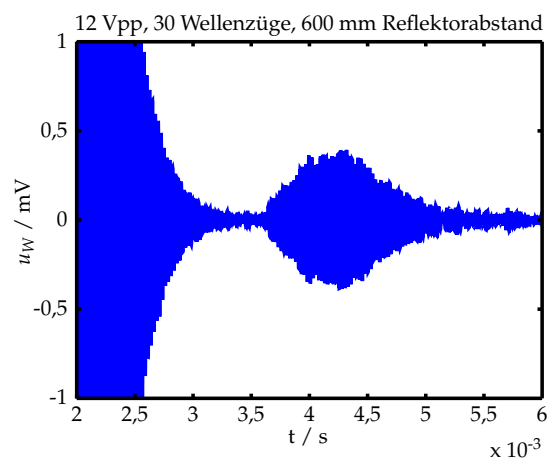


Abbildung A.7: Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand

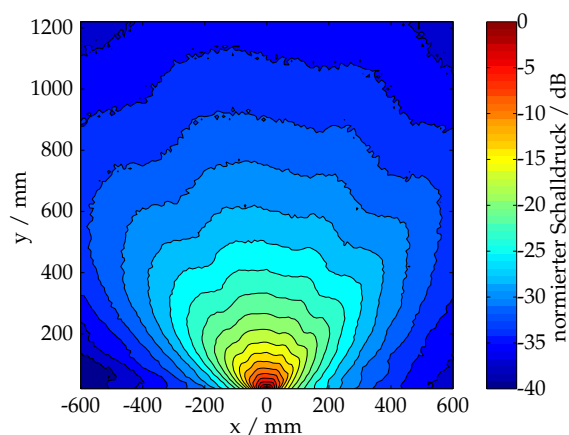


Abbildung A.8: Schallfeld

A.3 Übersicht 400EP18A



Abbildung A.9: Foto des 400EP18A

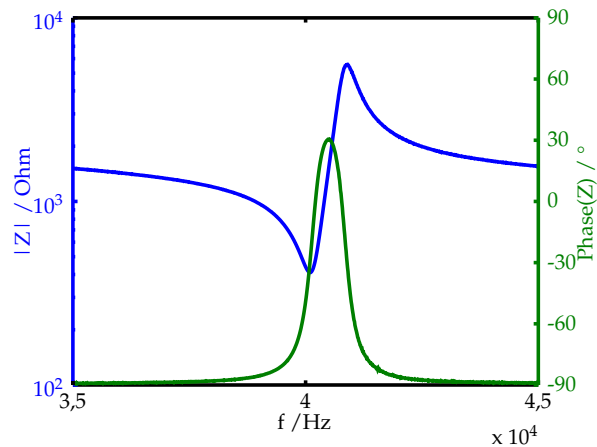


Abbildung A.10: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz

Tabelle A.3: Parameter des 400EP18A

Mittenfrequenz:	40 kHz
Bandbreite (-6 dB):	2 kHz (5 %)
Öffnungswinkel (-6 dB):	85°
Optimaler Vorwiderstand:	500 Ω
Empfangsempfindlichkeit:	-82 dB
bezogen auf Wandlersignal bei 1 m Reflektorabstand	
BvD-Parameter:	
C_0 :	2,629 nF
R_1 :	440 Ω
L_1 :	162 mH
C_1 :	97 pF
Weitere Modellparameter:	
Q_W :	8
Q_R :	347

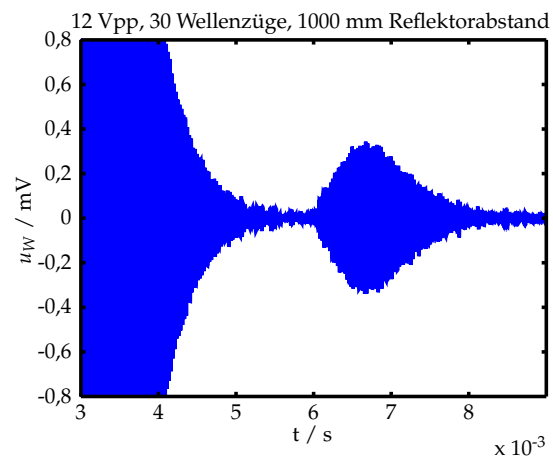


Abbildung A.11: Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand

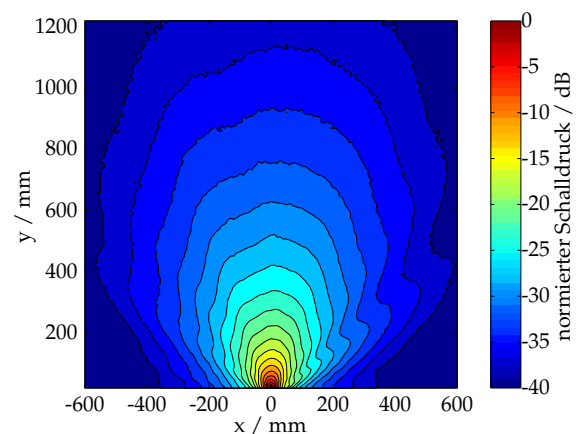


Abbildung A.12: Schallfeld

A.4 Übersicht 400EP125



Abbildung A.13: Foto des 400EP125

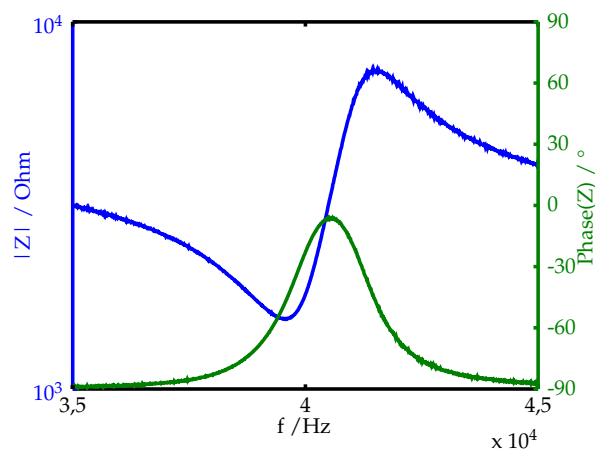


Abbildung A.14: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz

Tabelle A.4: Parameter des 400EP125

Mittenfrequenz:	40 kHz
Bandbreite (-6 dB):	1,5 kHz (3,75 %)
Öffnungswinkel (-6 dB):	108°
Optimaler Vorwiderstand:	1100 Ω
Empfangsempfindlichkeit:	-92 dB
bezogen auf Wandlersignal bei 1 m Reflektorabstand	
BvD-Parameter:	
C_0 :	1,14 nF
R_1 :	1926 Ω
L_1 :	209 mH
C_1 :	76 pF
Weitere Modellparameter:	
Q_W :	7,36
Q_R :	4739

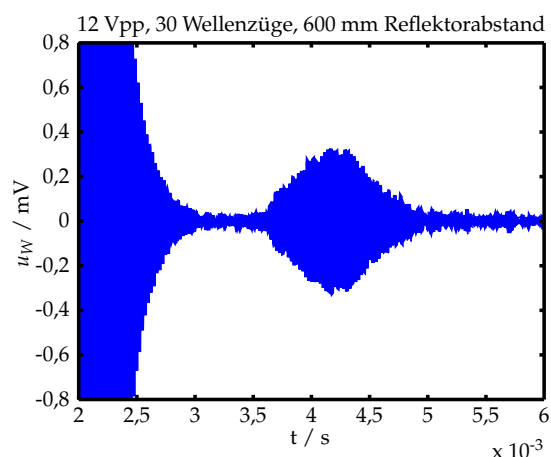


Abbildung A.15: Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand

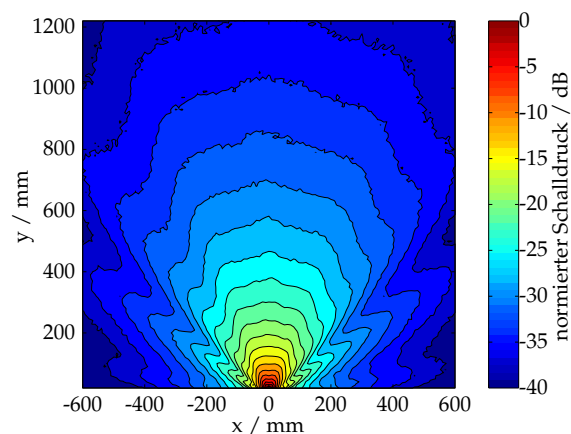


Abbildung A.16: Schallfeld

A.5 Übersicht 400ST160



Abbildung A.17: Foto des 400ST160

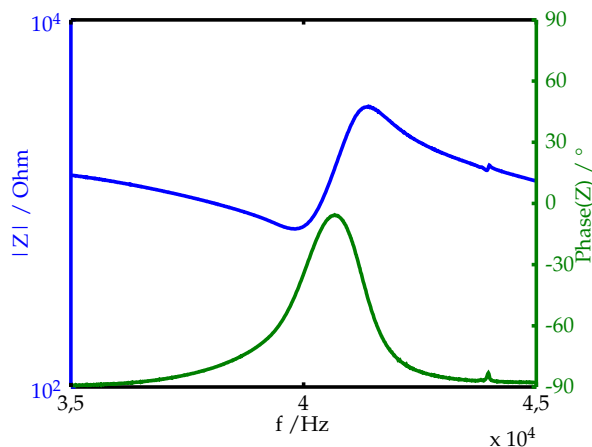


Abbildung A.18: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz

Tabelle A.5: Parameter des 400ST160

Mittenfrequenz:	40 kHz
Bandbreite (-6 dB):	2 kHz (5 %)
Öffnungswinkel (-6 dB):	55°
Optimaler Vorwiderstand:	820 Ω
Empfangsempfindlichkeit:	-52 dB
bezogen auf Wandlersignal bei 1 m Reflektorabstand	
BvD-Parameter:	
C_0 :	2,443 nF
R_1 :	886 Ω
L_1 :	115 mH
C_1 :	138 pF
Weitere Modellparameter:	
Q_W :	24
Q_R :	179

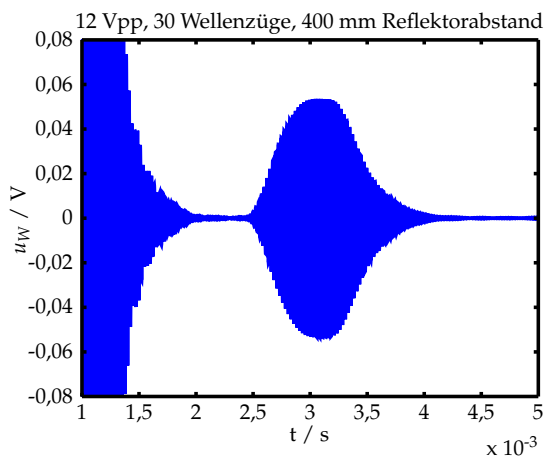


Abbildung A.19: Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand

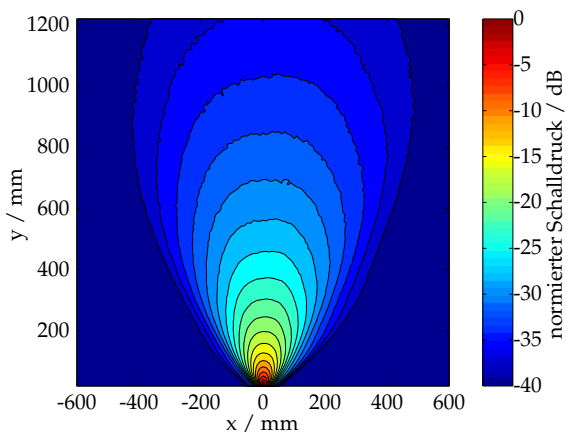


Abbildung A.20: Schallfeld

A.6 Übersicht 400SR160



Abbildung A.21: Foto des 400SR160

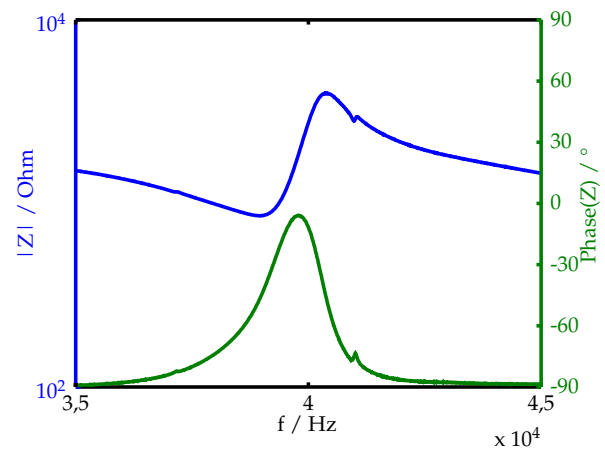


Abbildung A.22: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz

Tabelle A.6: Parameter des 400SR160

Mittenfrequenz:	40 kHz
Bandbreite (-6 dB):	2,5 kHz (6,25 %)
Öffnungswinkel (-6 dB):	55°
Optimaler Vorwiderstand:	1200 Ω
Empfangsempfindlichkeit: bezogen auf Wandlersignal bei 1 m Reflektorabstand	-49 dB
BvD-Parameter:	
C_0 :	2,176 nF
R_1 :	1057 Ω
L_1 :	144 mH
C_1 :	114 pF
Weitere Modellparameter:	
Q_W :	29,17
Q_R :	179

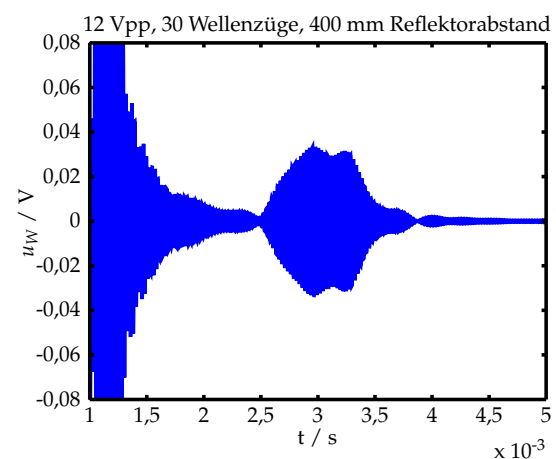


Abbildung A.23: Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand

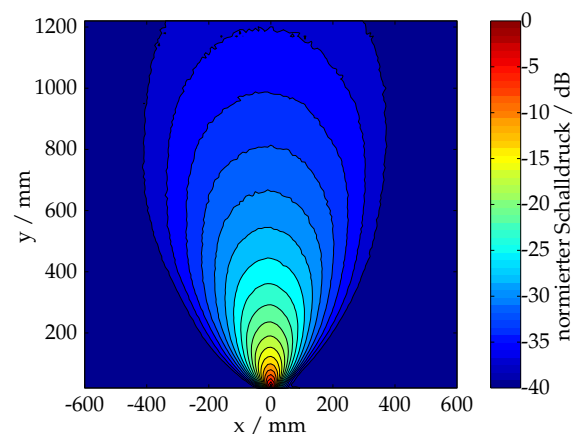


Abbildung A.24: Schallfeld

A.7 Übersicht 080SR365



Abbildung A.25: Foto des 080SR265

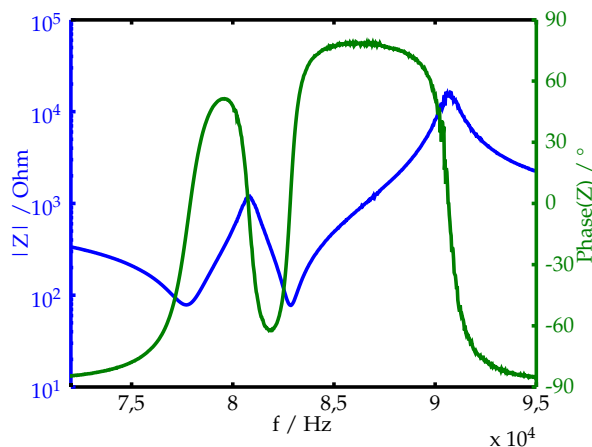


Abbildung A.26: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz

Tabelle A.7: Parameter des 080SR365

Mittenfrequenz:	80 kHz
Bandbreite (-6 dB):	4,5 kHz (5,6 %)
Öffnungswinkel (-6 dB):	11°
Optimaler Vorwiderstand:	400 Ω
Empfangsempfindlichkeit:	-55 dB
bezogen auf Wandlersignal bei 1 m Reflektorabstand	
BvD-Parameter:	
C_0 :	1,777 nF
R_1 :	73 Ω
L_1 :	9,9 mH
C_1 :	375 pF
Weitere Modellparameter:	
Q_W :	113,75
Q_R :	96,64

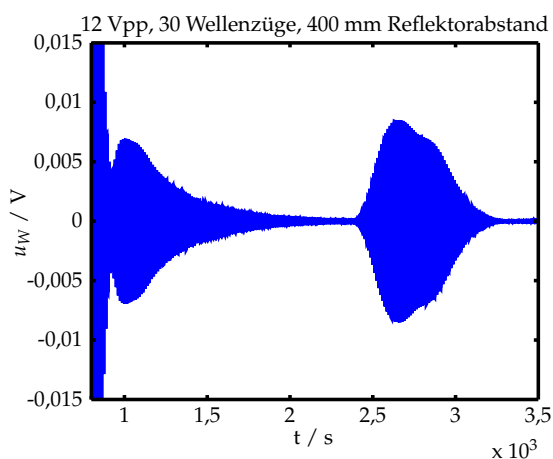


Abbildung A.27: Gemessenes Empfangssignal 100 mm x 100 mm Reflektor, ...

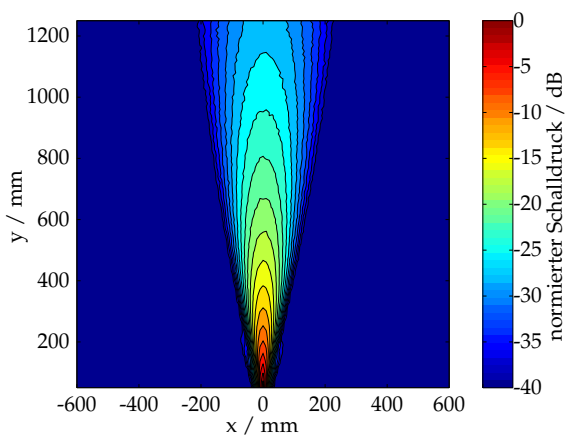


Abbildung A.28: Schallfeld

A.8 Übersicht 125SR250

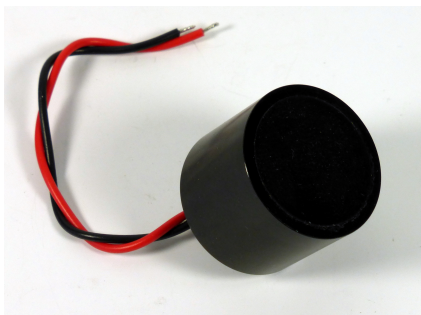


Abbildung A.29: Foto des 125SR250

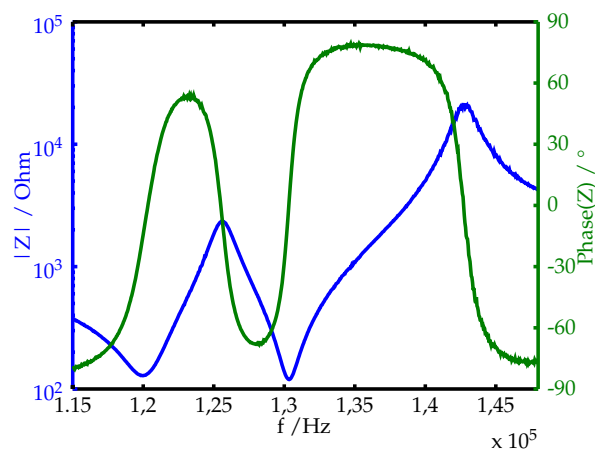


Abbildung A.30: Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz

Tabelle A.8: Parameter des 125SR250

Mittenfrequenz:	125 kHz
Bandbreite (-6 dB):	8 kHz
	(6,4 %)
Öffnungswinkel (-6 dB):	11°
Optimaler Vorwiderstand:	1000 Ω
Empfangsempfindlichkeit:	-75 dB
bezogen auf Wandlersignal bei 1 m Reflektorabstand	
BvD-Parameter:	
C_0 :	728 pF
R_1 :	58 Ω
L_1 :	10,5 mH
C_1 :	141 pF
Weitere Modellparameter:	
Q_W :	113,75
Q_R :	58,3

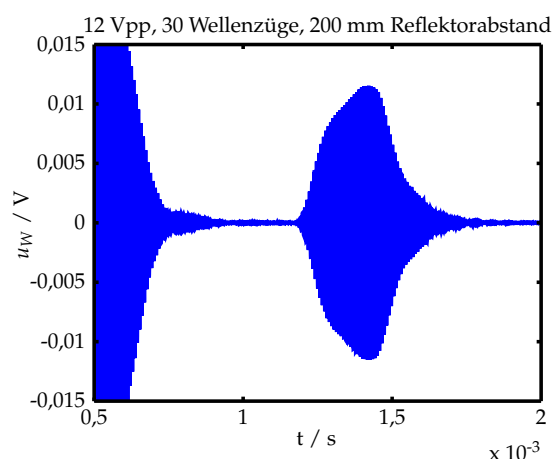


Abbildung A.31: Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand

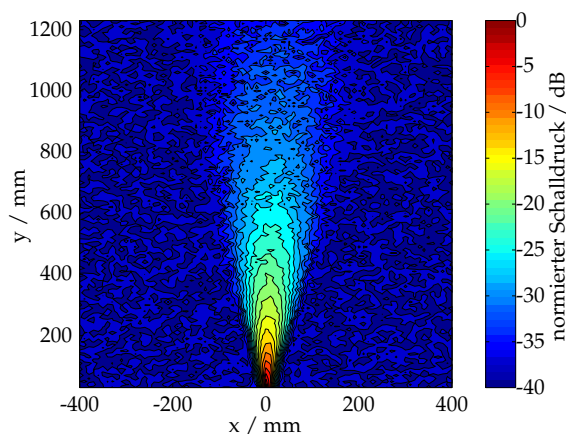


Abbildung A.32: Schallfeld

Anhang B

Simulations- und Messergebnisse

In diesem Anhangskapitel sind alle für die Auswertung genutzten Simulations- und Messergebnisse zusammengefasst. Sie dienen dazu, die in der Arbeit getroffenen Aussagen zu belegen und das Nachvollziehen der zusammengefassten Ergebnisse zu erleichtern.

Die Gliederung dieses Kapitels ist entsprechend den Kapiteln der Arbeit gewählt, in denen die Ergebnisse genutzt werden.

In den Auswertetabellen sind nicht auswertbare Messungen mit einem x gekennzeichnet. Die Abkürzung „BP“ bedeutet, dass die Messdaten vor der Auswertung durch ein Band-Pass-Filter gefiltert wurden.

B.1 Modellordnung

Die Modellordnung ist hier zum einen minimal gewählt und zum anderen so, dass sich das maximal erreichbare SER_y einstellt.

Tabelle B.1: Vergleich des erreichbaren SER_W und E_{Modell} bei unterschiedlichen Modellordnungen für die untersuchten Schallwandler bei Anregung mit BFSK-, BPSK- und BPSKfs-modulierten Signalen

Wandler	BFSK			BPSK			BPSKfs		
	o_n	SER_W	E_{Modell}	o_n	SER_W	E_{Modell}	o_n	SER_W	E_{Modell}
328ER250	3	46,7 dB	-38,6 dB	4	41,9 dB	-32,7 dB	3	46,3 dB	-41,6 dB
328ER250	5	48,6 dB	-38,6 dB	9	50,2 dB	-39,7 dB	10	50,0 dB	-44,4 dB
400EP14D	3	46,2 dB	-34,3 dB	4	49,0 dB	-37,8 dB	3	43,7 dB	-33,5 dB
400EP14D	6	49,5 dB	-43,7 dB	6	53,3 dB	-48,0 dB	5	54,7 dB	-47,7 dB
400EP18A	3	40,6 dB	-29,3 dB	4	50,0 dB	-39,7 dB	3	45,7 dB	-29,2 dB
400EP18A	5	43,6 dB	-37,6 dB	8	51,9 dB	-43,7 dB	5	59,6 dB	-48,6 dB
400EP125	3	41,4 dB	-29,1 dB	4	46,3 dB	-35,7 dB	3	42,6 dB	-31,0 dB
400EP125	5	43,0 dB	-38,1 dB	6	48,1 dB	-43,0 dB	5	50,9 dB	-41,4 dB
400ST160	5	43,8 dB	-33,3 dB	5	37,7 dB	-28,7 dB	5	38,5 dB	-29,3 dB
400ST160	7	48,5 dB	-36,0 dB	8	44,9 dB	-38,6 dB	8	44,9 dB	-37,8 dB
400ST160	10	50,3 dB	-44,8 dB	12	50,5 dB	-45,3 dB	12	51,8 dB	-46,1 dB
400SR160	5	38,1 dB	-27,5 dB	5	33,7 dB	-26,6 dB	5	34,8 dB	-29,3 dB
400SR160	7	47,4 dB	-32,5 dB	8	43,6 dB	-37,7 dB	8	44,4 dB	-38,3 dB
400SR160	10	51,2 dB	-45,1 dB	13	51,9 dB	-45,1 dB	12	53,0 dB	-48,1 dB
080SR365	6	47,9 dB	-39,9 dB	6	38,8 dB	-37,9 dB	6	39,8 dB	-39,2 dB
080SR365	9	51,5 dB	-47,1 dB	8	44,9 dB	-40,2 dB	8	48,6 dB	-46,9 dB
125SR250	6	48,0 dB	-41,6 dB	6	41,8 dB	-41,3 dB	6	41,3 dB	-42,8 dB
125SR250	9	50,5 dB	-45,9 dB	8	45,5 dB	-44,1 dB	8	45,3 dB	-46,6 dB

B.2 Messverfahrensentwicklung

B.2.1 Ergebnisse der Simulationen zur Abstandsmessung mit Signaltrennung mit Least-Square-Ansatz

Tabelle B.2: Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 10 Halbwellen

Wandlermodell	q_{ADU}	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}
400ST160	24 Bit	30 mm	1995 mm	45 mm	1935 mm	55 mm	1915 mm
400ST160	16 Bit	30 mm	2000 mm	45 mm	1935 mm	55 mm	1850 mm
400ST160	14 Bit	35 mm	1980 mm	45 mm	1870 mm	65 mm	1315 mm
400ST160	12 Bit	60 mm	1319 mm	45 mm	1105 mm	60 mm	650 mm
400SR160	24 Bit	40 mm	1985 mm	40 mm	1905 mm	60 mm	1885 mm
400SR160	16 Bit	40 mm	1990 mm	40 mm	1915 mm	60 mm	1915 mm
400SR160	14 Bit	40 mm	1965 mm	40 mm	1825 mm	60 mm	1280 mm
400SR160	12 Bit	65 mm	1250 mm	40 mm	1075 mm	60 mm	620 mm
080SR365	24 Bit	70 mm	1625 mm	60 mm	1565 mm	80 mm	1535 mm
080SR365	16 Bit	70 mm	1620 mm	60 mm	1600 mm	70 mm	1530 mm
080SR365	14 Bit	70 mm	1190 mm	70 mm	1060 mm	80 mm	890 mm
080SR365	12 Bit	80 mm	475 mm	70 mm	385 mm	120 mm	380 mm
125SR250	24 Bit	40 mm	1595 mm	35 mm	1580 mm	45 mm	1605 mm
125SR250	16 Bit	40 mm	1545 mm	35 mm	1415 mm	45 mm	1460 mm
125SR250	14 Bit	40 mm	855 mm	30 mm	695 mm	45 mm	735 mm
125SR250	12 Bit	40 mm	385 mm	30 mm	285 mm	50 mm	325 mm

Tabelle B.3: Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen

Wandlermodell	q_{ADU}	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}
400ST160	16 Bit	50 mm	2000 mm	35 mm	2000 mm	30 mm	2000 mm
400ST160	14 Bit	60 mm	260 mm	35 mm	2000 mm	70 mm	1570 mm
400SR160	16 Bit	45 mm	2000 mm	35 mm	2000 mm	35 mm	2000 mm
400SR160	14 Bit	65 mm	170 mm	35 mm	2000 mm	40 mm	1520 mm
080SR365	16 Bit	70 mm	1835 mm	60 mm	1805 mm	75 mm	1505 mm
080SR365	14 Bit	70 mm	1370 mm	60 mm	1165 mm	75 mm	700 mm
125SR250	16 Bit	40 mm	1640 mm	30 mm	1570 mm	35 mm	1585 mm
125SR250	14 Bit	40 mm	965 mm	30 mm	810 mm	30 mm	810 mm

Tabelle B.4: Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 20 Halbwellen

Wandlermodell	q_{ADU}	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}	d_{min}	d_{max}
400ST160	16 Bit	60 mm	2000 mm	30 mm	2000 mm	30 mm	2000 mm
400SR160	16 Bit	60 mm	2000 mm	35 mm	2000 mm	35 mm	2000 mm
080SR365	16 Bit	80 mm	1940 mm	65 mm	1935 mm	75 mm	1565 mm
125SR250	16 Bit	50 mm	1700 mm	30 mm	1700 mm	40 mm	1690 mm

B.2.2 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Signaltrennung mit Least-Square-Ansatz

Tabelle B.5: Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit

Wandler	n	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160	5	60 mm	974 mm	31 mm	253 mm	x	x
400ST160	7	139 mm	969 mm	161 mm	1141 mm	70 mm	240 mm
400ST160 (BP)	9	249 mm	1317 mm	55 mm	1158 mm	46 mm	442 mm
400ST160 (BP)	11	238 mm	1500 mm	93 mm	1308 mm	48 mm	611 mm
400SR160	5	55 mm	166 mm	43 mm	99 mm	x	x
400SR160	7	82 mm	1155 mm	95 mm	911 mm	91 mm	1040 mm
400SR160 (BP)	9	71 mm	300 mm	51 mm	283 mm	72 mm	174 mm
400SR160 (BP)	11	217 mm	672 mm	67 mm	231 mm	70 mm	155 mm
080SR365 (BP)	13	132 mm	766 mm	216 mm	857 mm	288 mm	450 mm
125SR250 (BP)	10	187 mm	1390 mm	121 mm	598 mm	116 mm	611 mm
125SR250 (BP)	13	135 mm	1500 mm	105 mm	1398 mm	133 mm	1468 mm

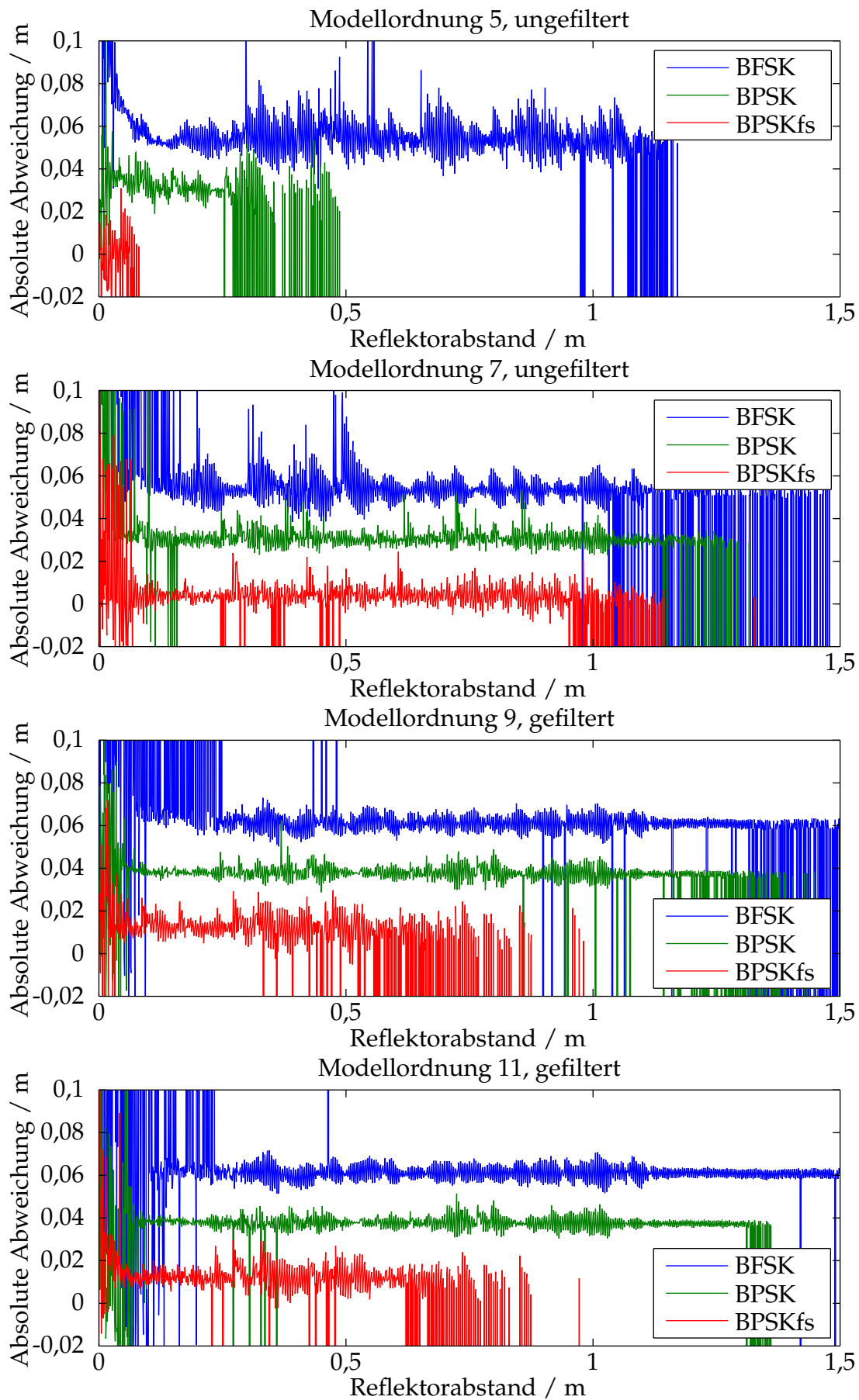


Abbildung B.1: Ergebnisse mit LS-Ansatz für den Schallwandler vom Typ 400ST160

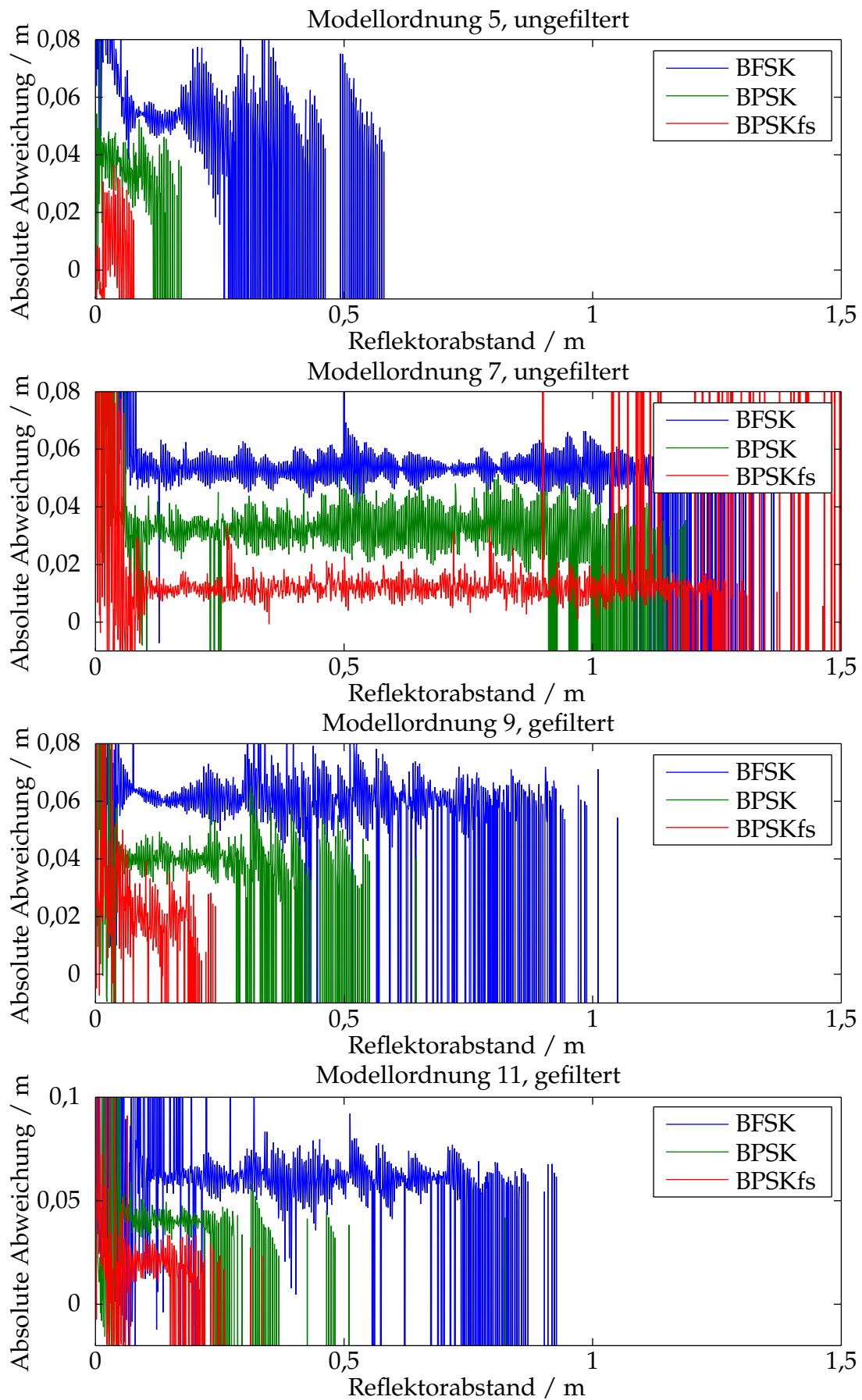


Abbildung B.2: Ergebnisse mit LS-Ansatz für den Schallwandler vom Typ 400SR160

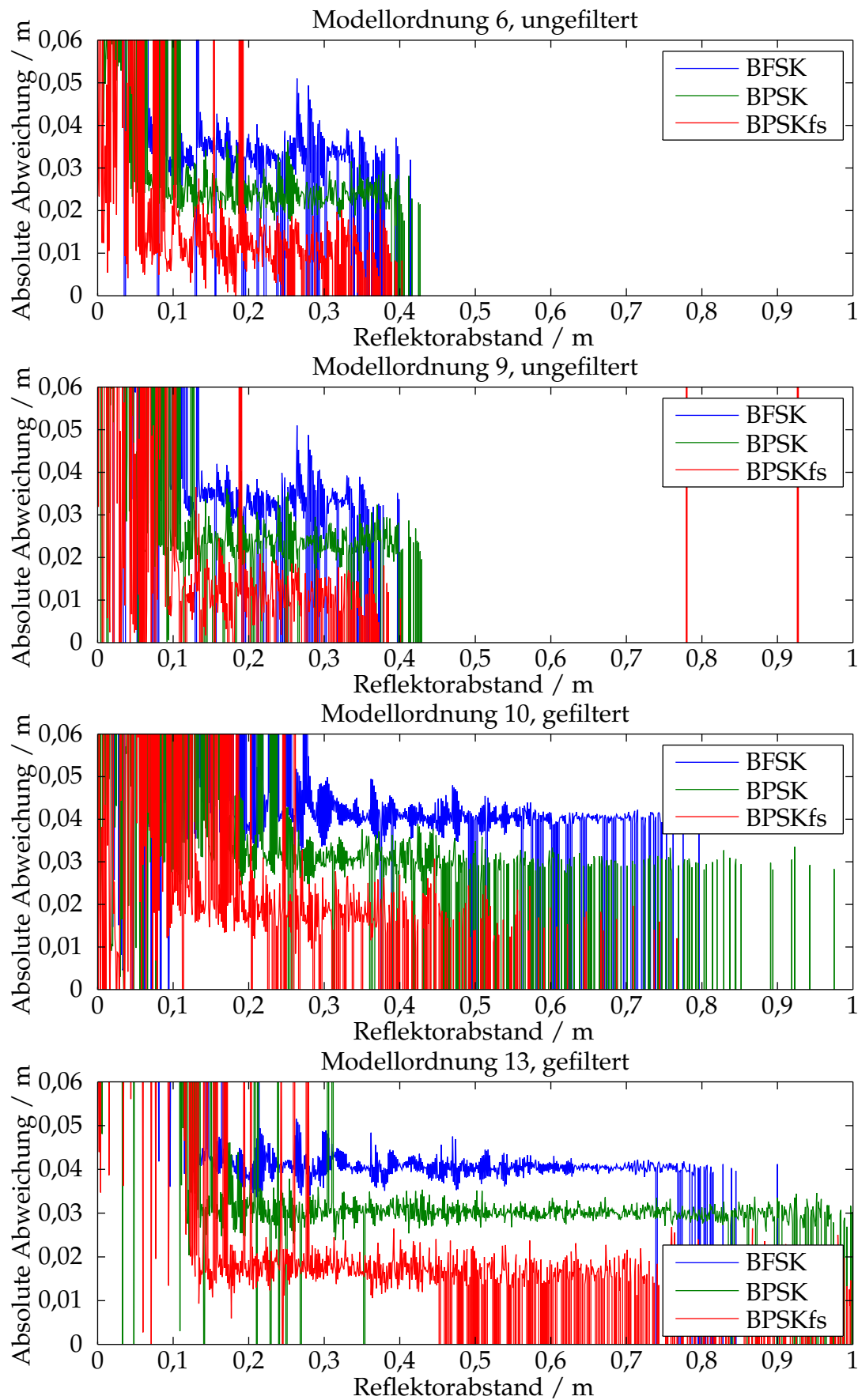


Abbildung B.3: Ergebnisse mit LS-Ansatz für den Schallwandler vom Typ 080SR365

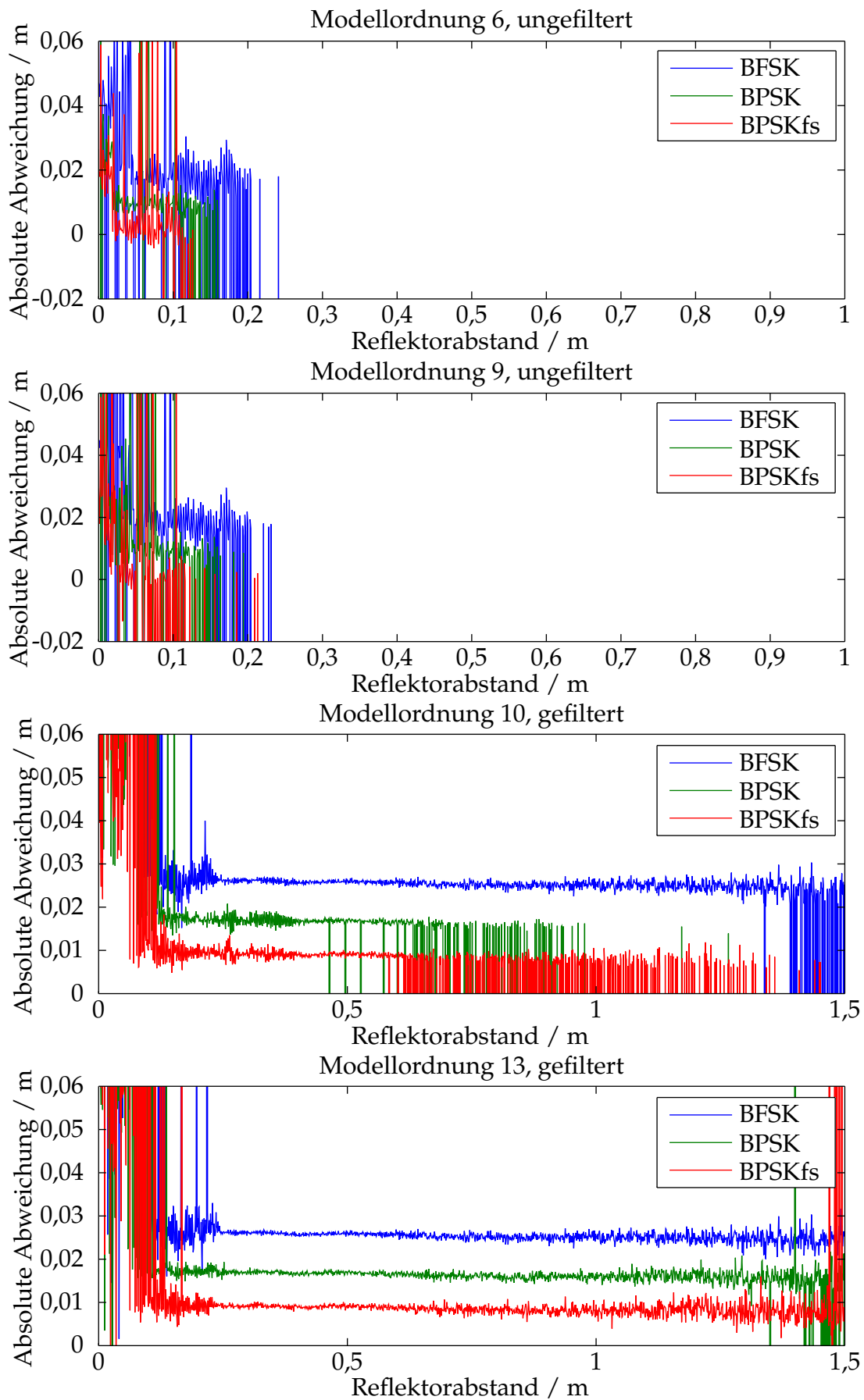


Abbildung B.4: Ergebnisse mit LS-Ansatz für den Schallwandler vom Typ 125SR250

B.3 Erweiterung des Messverfahrens

B.3.1 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Modellauswahl mit Eigenschwingungsanalyse

Tabelle B.6: Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit mit Eigenschwingungsanalyse

Wandler	n	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160	7	55 mm	301 mm	41 mm	237 mm	36 mm	208 mm
400ST160	9	60 mm	331 mm	30 mm	290 mm	28 mm	118 mm
400ST160 (BP)	9	51 mm	294 mm	58 mm	231 mm	68 mm	180 mm
400ST160 (BP)	13	76 mm	611 mm	41 mm	261 mm	26 mm	118 mm
400SR160	7	x	x	46 mm	321 mm	42 mm	270 mm
400SR160 (BP)	9	63 mm	269 mm	78 mm	293 mm	x	x
400SR160 (BP)	11	33 mm	279 mm	25 mm	205 mm	17 mm	96 mm
400SR160 (BP)	15	24 mm	366 mm	24 mm	218 mm	22 mm	121 mm
080SR365 (BP)	12	214 mm	446 mm	236 mm	386 mm	247 mm	514 mm
080SR365 (BP)	15	255 mm	462 mm	236 mm	484 mm	247 mm	750 mm
125SR250 (BP)	15	113 mm	637 mm	x	x	x	x
125SR250 (BP)	17	103 mm	621 mm	x	x	x	x

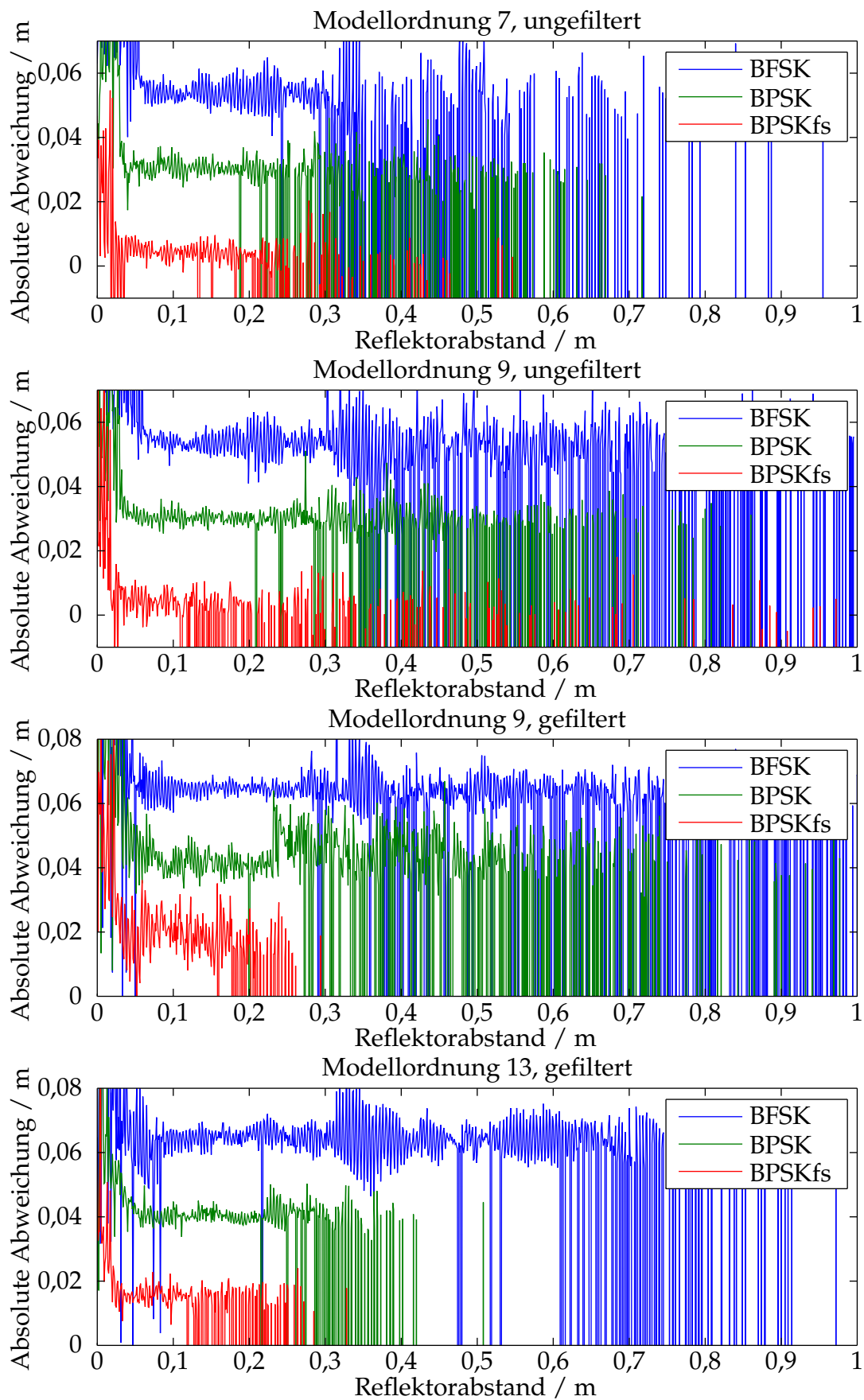


Abbildung B.5: Ergebnisse mit Bewertung der Eigenschwingungen für den Schallwandler vom Typ 400ST160

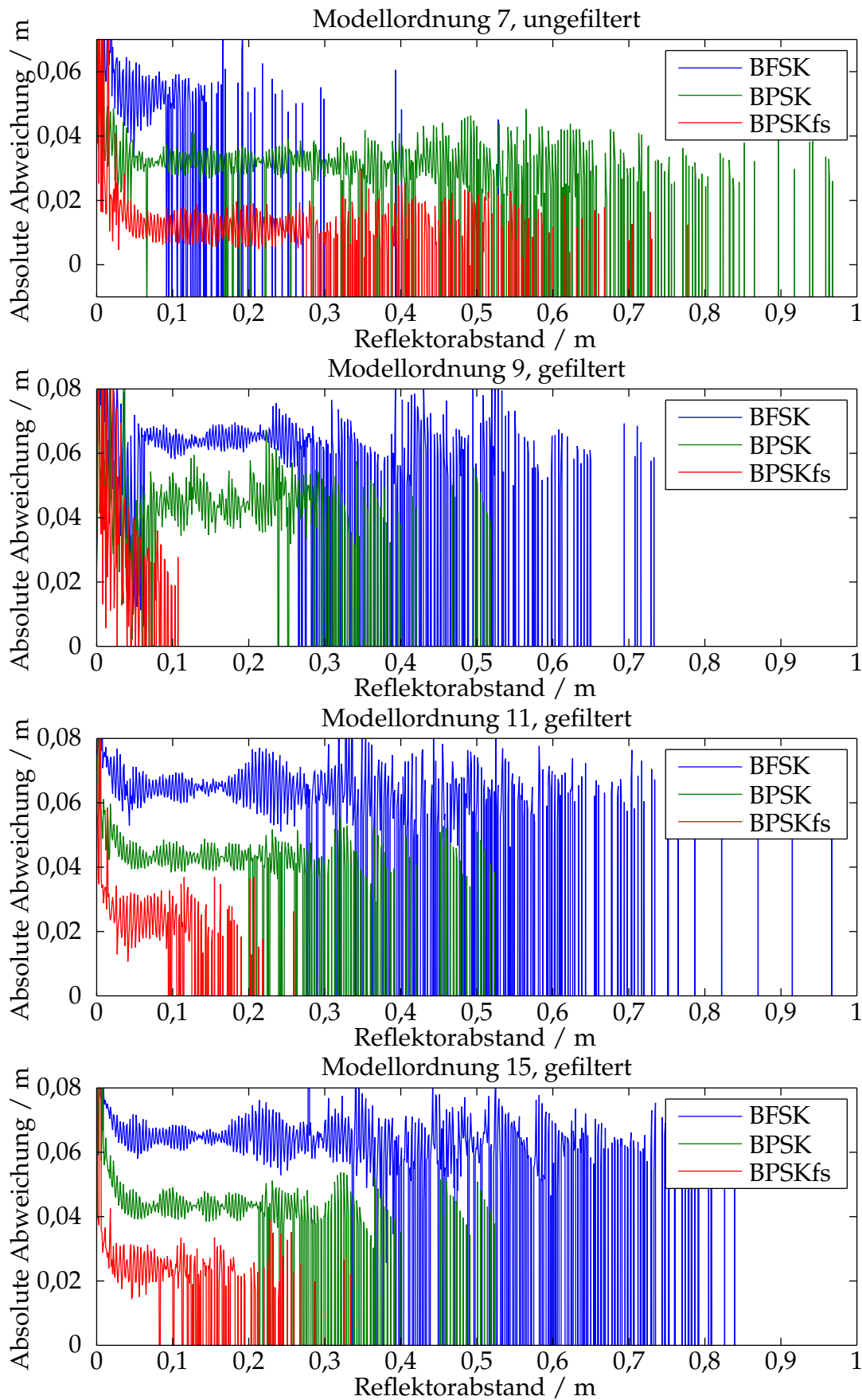


Abbildung B.6: Ergebnisse mit Bewertung der Eigenschwingungen für den Schallwandler vom Typ 400SR160

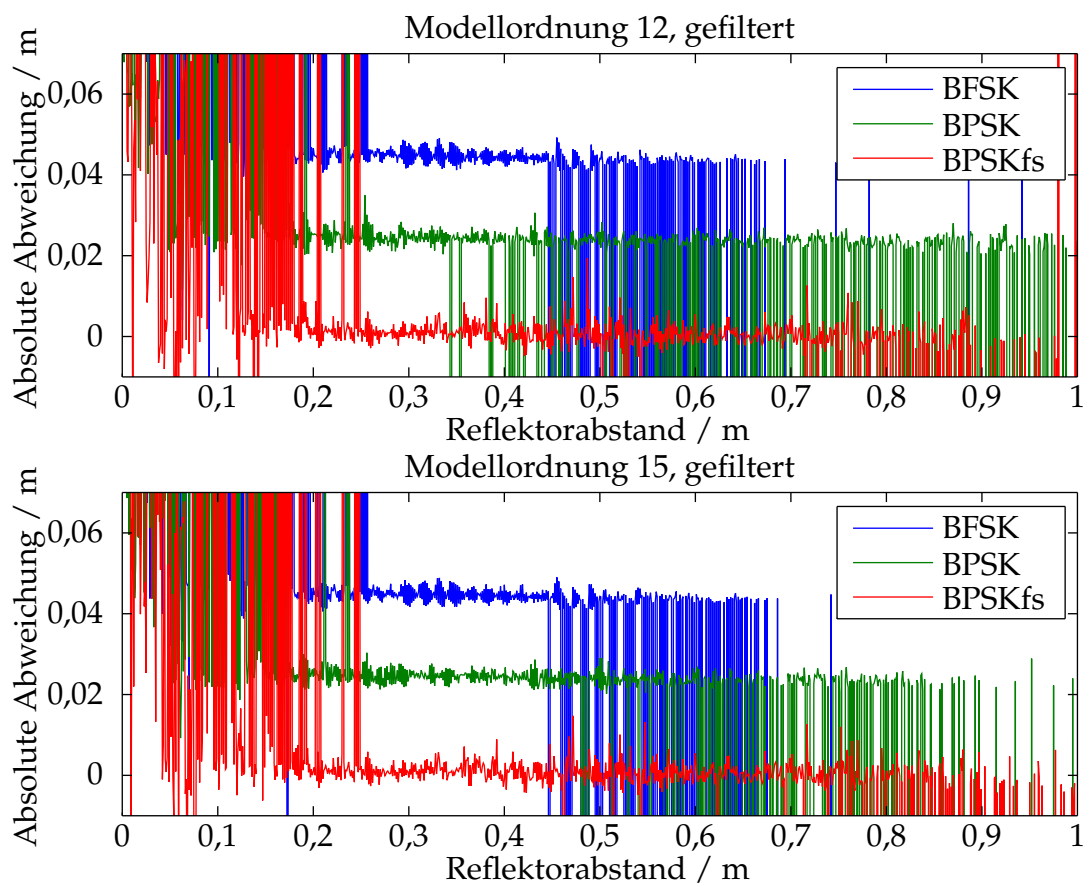


Abbildung B.7: Ergebnisse mit Bewertung der Eigenschwingungen für den Schallwandler vom Typ 080SR365

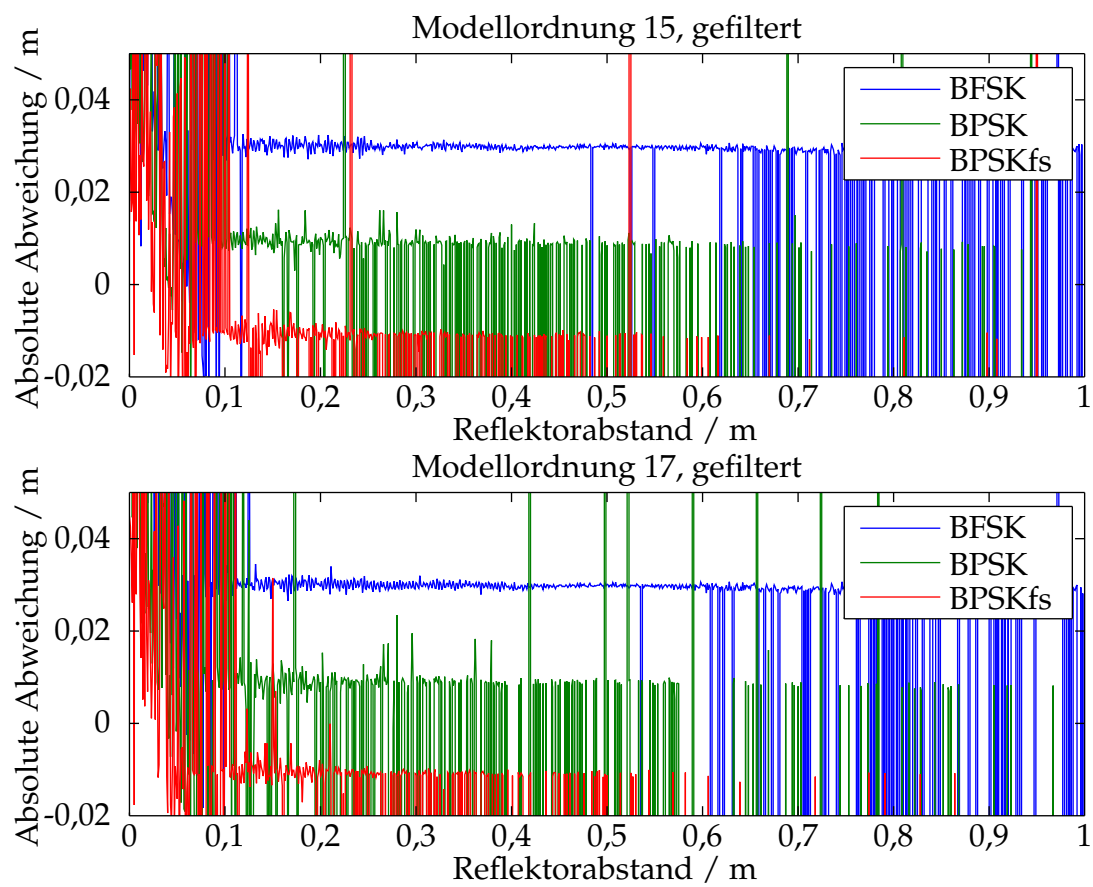


Abbildung B.8: Ergebnisse mit Bewertung der Eigenschwingungen für den Schallwandler vom Typ 125SR250

B.3.2 Ergebnisse der Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz

Tabelle B.7: Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit bei Abstandsmessung mit Entfaltung (maximal 2 Ausreißer pro 10 mm)

Wandler		n	BFSK		BPSK		BPSKfs	
			d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160	(BP)	9	80 mm	668 mm	76 mm	1500 mm	62 mm	830 mm
400ST160	(BP)	11	96 mm	1440 mm	56 mm	1500 mm	46 mm	193 mm
400ST160	(BP)	15	238 mm	1159 mm	78 mm	1500 mm	x	x
400SR160	(BP)	9	91 mm	1500 mm	59 mm	272 mm	x	x
400SR160	(BP)	11	71 mm	300 mm	51 mm	283 mm	34 mm	373 mm
400SR160	(BP)	15	91 mm	1500 mm	59 mm	1500 mm	x	x
080SR365	(BP)	10	106 mm	1500 mm	158 mm	1500 mm	270 mm	1500 mm
080SR365	(BP)	13	193 mm	1500 mm	291 mm	1500 mm	268 mm	1500 mm
080SR365	(BP)	15	89 mm	1500 mm	137 mm	1500 mm	286 mm	1500 mm
125SR250	(BP)	13	60 mm	1344 mm	136 mm	1286 mm	122 mm	1244 mm
125SR250	(BP)	15	105 mm	1328 mm	119 mm	1367 mm	137 mm	1373 mm

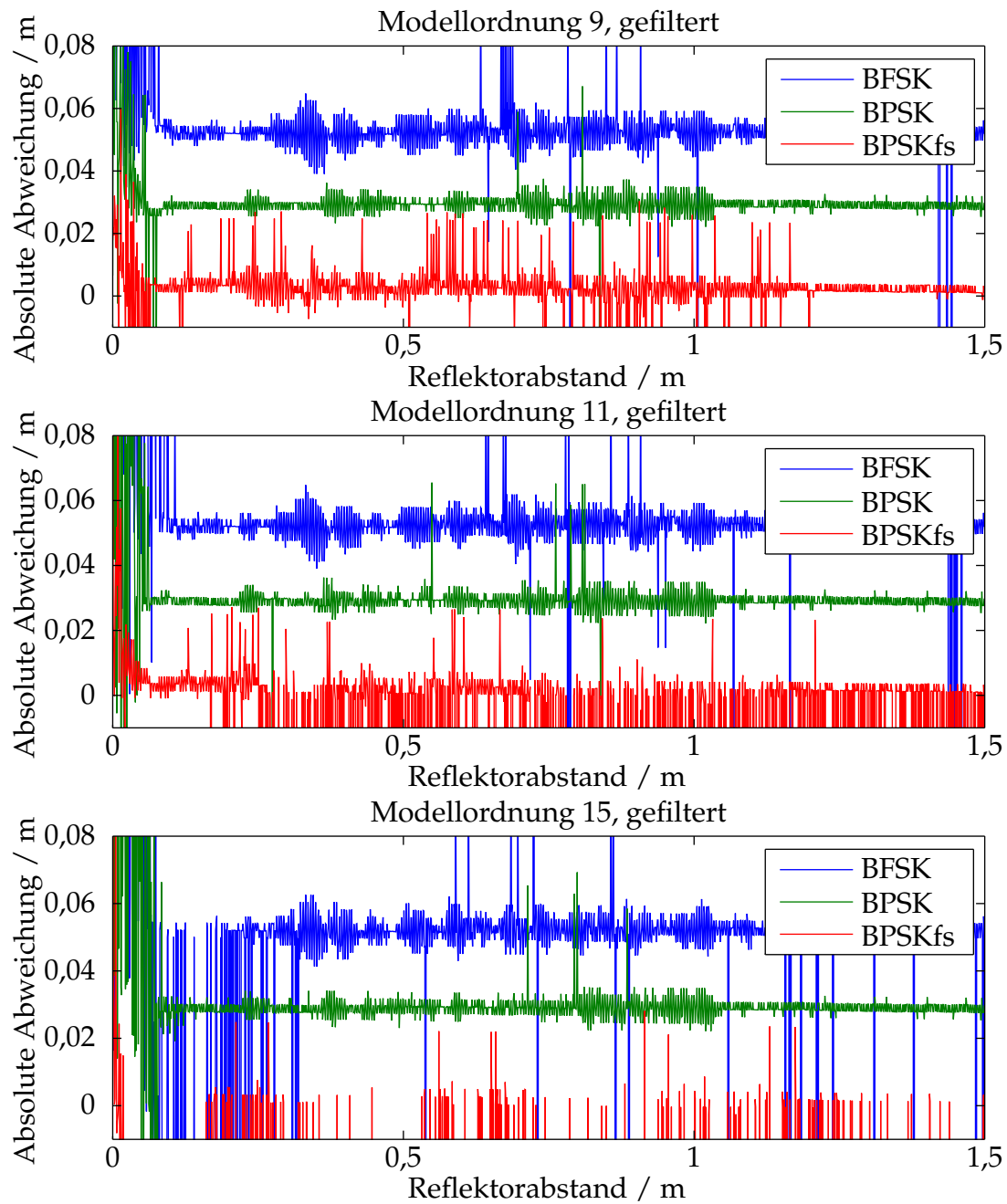


Abbildung B.9: Ergebnisse für die Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz für den Schallwandler vom Typ 400ST160

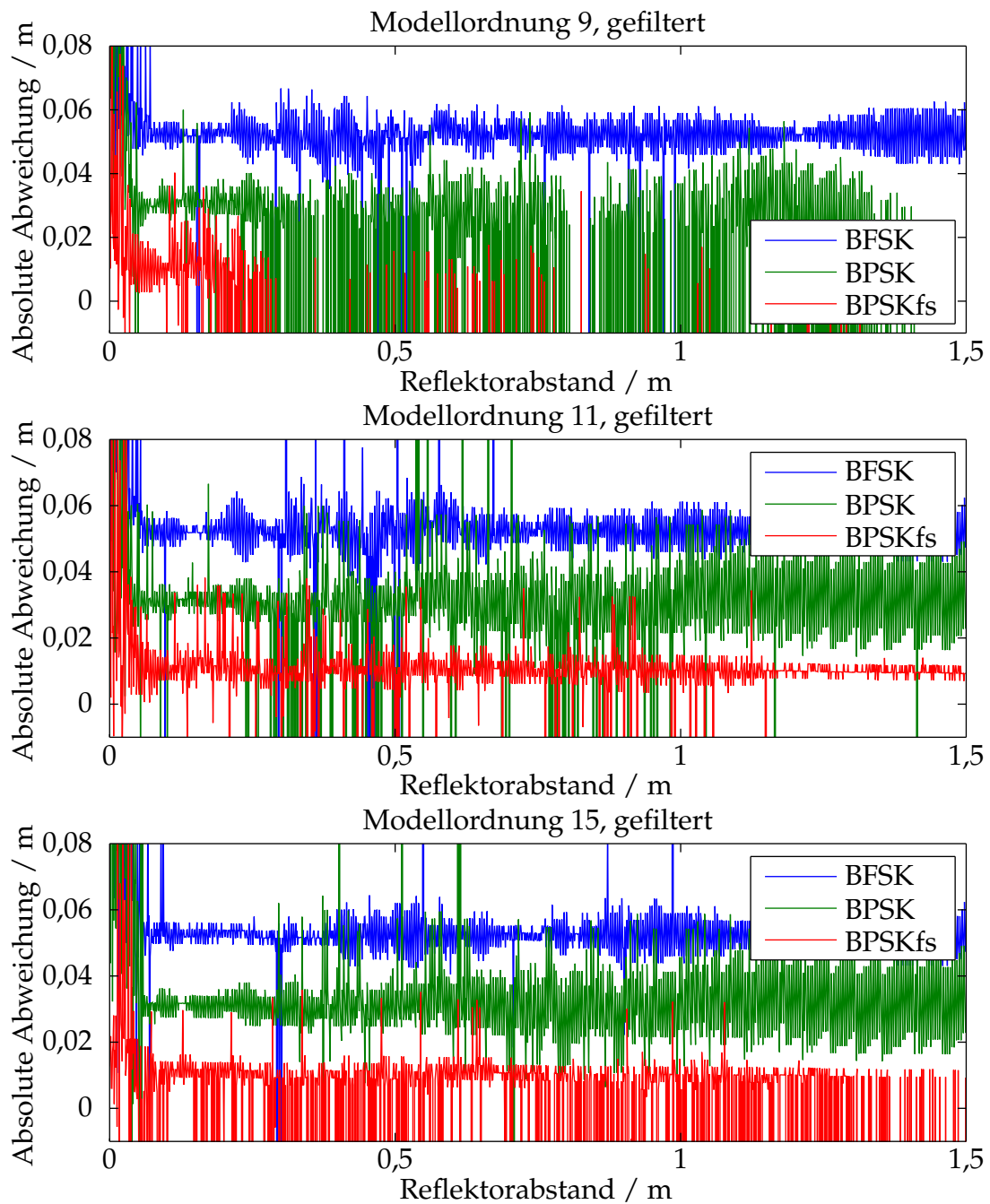


Abbildung B.10: Ergebnisse für die Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz für den Schallwandler vom Typ 400SR160

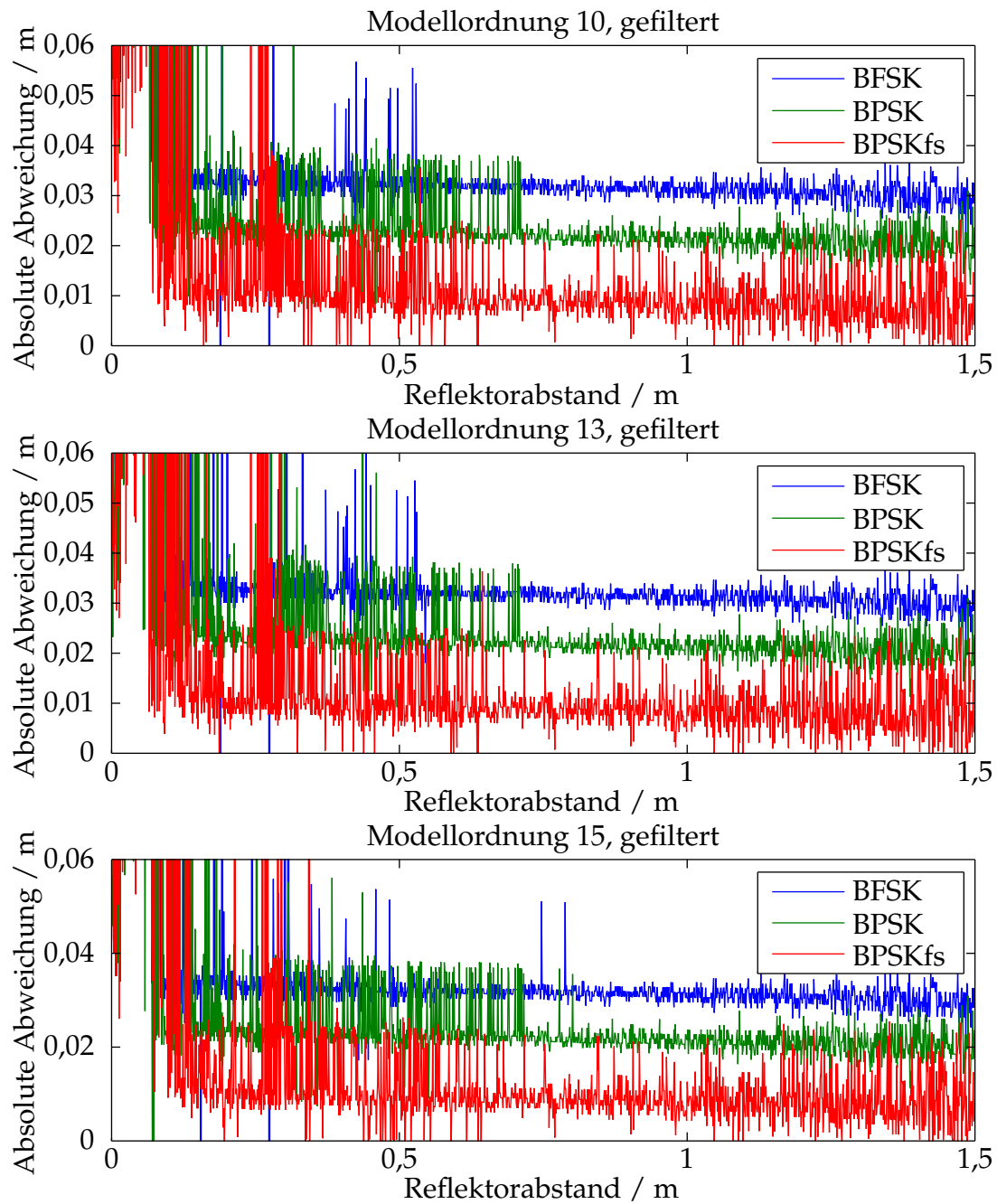


Abbildung B.11: Ergebnisse für die Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz für den Schallwandler vom Typ 080SR365

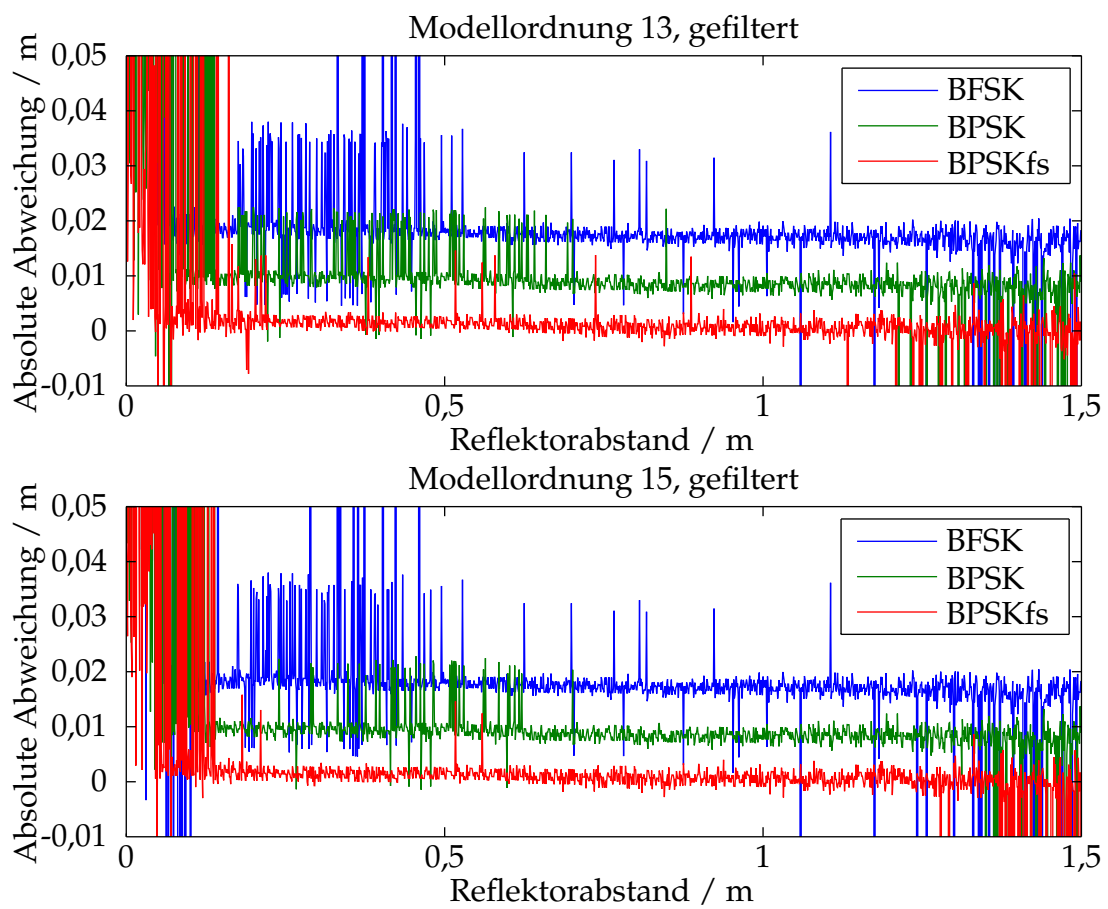


Abbildung B.12: Ergebnisse für die Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz für den Schallwandler vom Typ 125SR250

B.3.3 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale

Tabelle B.8: Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit, bei Abstandsmessung mit gemittelten Eingangssignalen, bei Verwendung des einfachen LS-Ansatzes (maximal 2 Ausreißer pro 10 mm)

Wandler	n	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160	7	0 mm	681 mm	0 mm	293 mm	0 mm	131 mm
400ST160 (BP)	9	0 mm	785 mm	0 mm	518 mm	0 mm	179 mm
400ST160 (BP)	11	0 mm	857 mm	0 mm	516 mm	0 mm	171 mm
400SR160	7	0 mm	425 mm	0 mm	367 mm	0 mm	247 mm
400SR160 (BP)	9	0 mm	357 mm	0 mm	295 mm	0 mm	158 mm
400SR160 (BP)	11	0 mm	518 mm	0 mm	215 mm	0 mm	171 mm
080SR365	6	41 mm	329 mm	39 mm	238 mm	x	x
080SR365	9	41 mm	329 mm	39 mm	232 mm	x	x
080SR365 (BP)	13	41 mm	335 mm	43 mm	253 mm	x	x
125SR250	6	25 mm	95 mm	25 mm	71 mm	25 mm	52 mm
125SR250	9	33 mm	93 mm	25 mm	70 mm	25 mm	49 mm

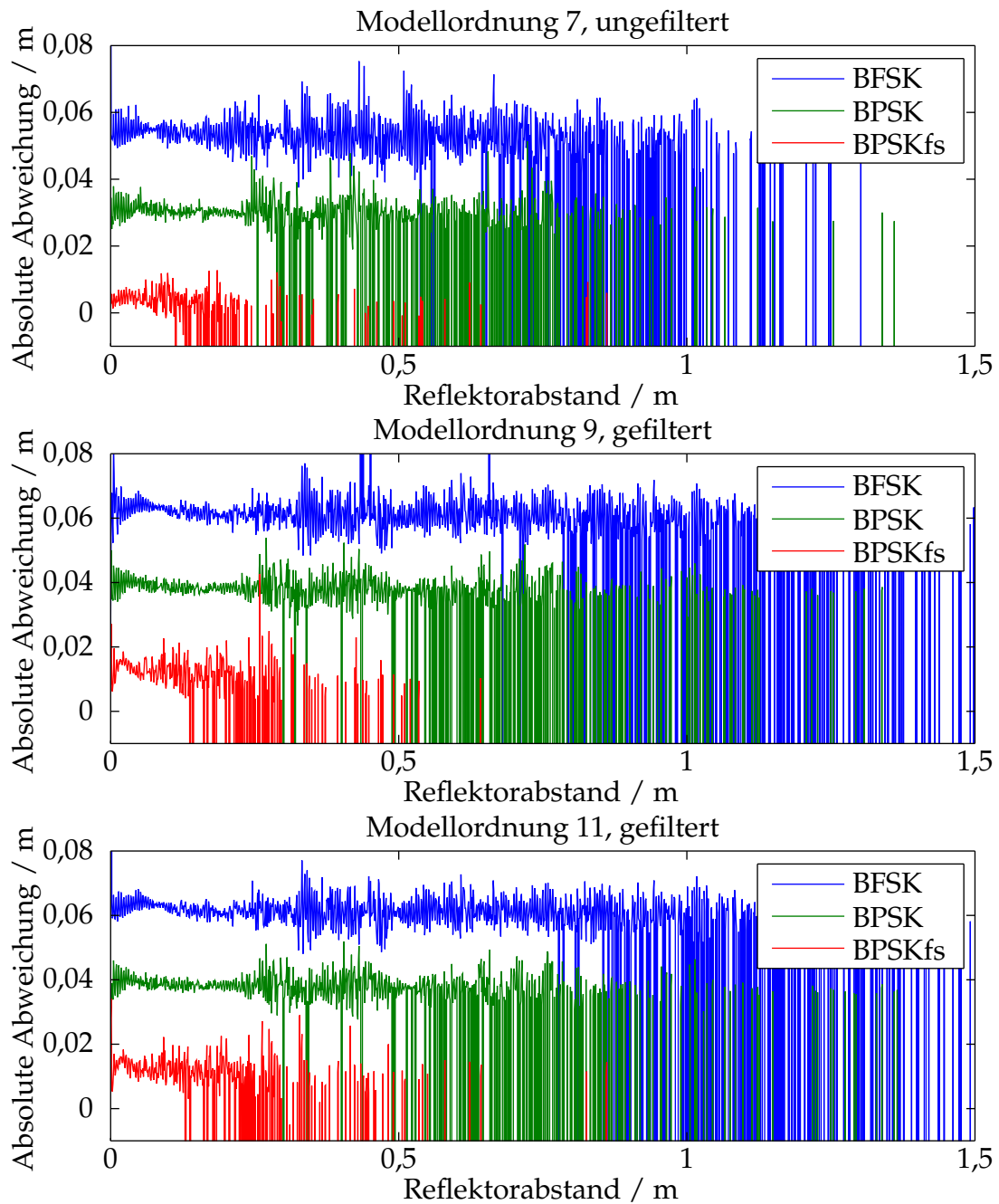


Abbildung B.13: Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale für den Schallwandler vom Typ 400ST160

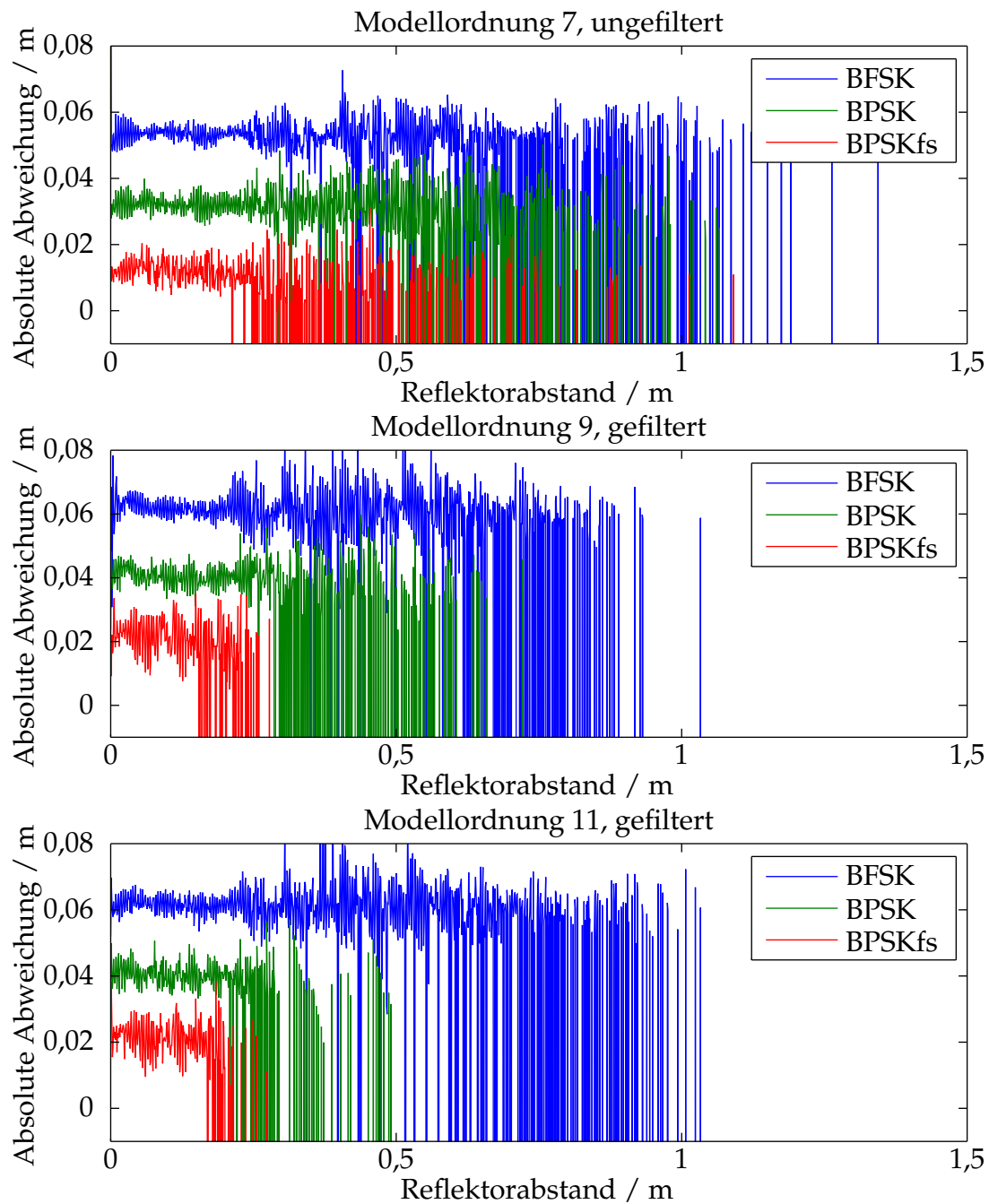


Abbildung B.14: Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale für den Schallwandler vom Typ 400SR160

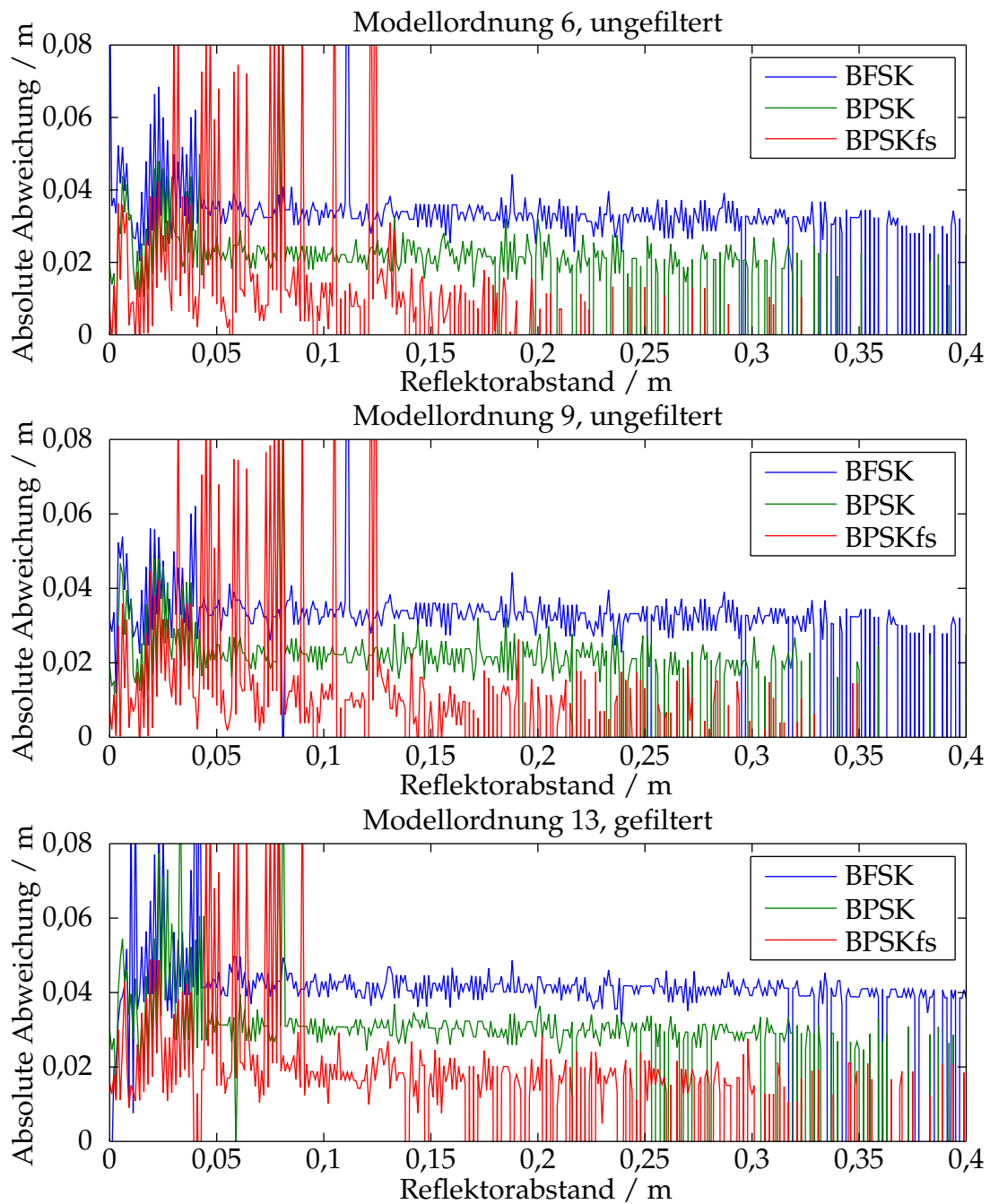


Abbildung B.15: Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale für den Schallwandler vom Typ 080SR365

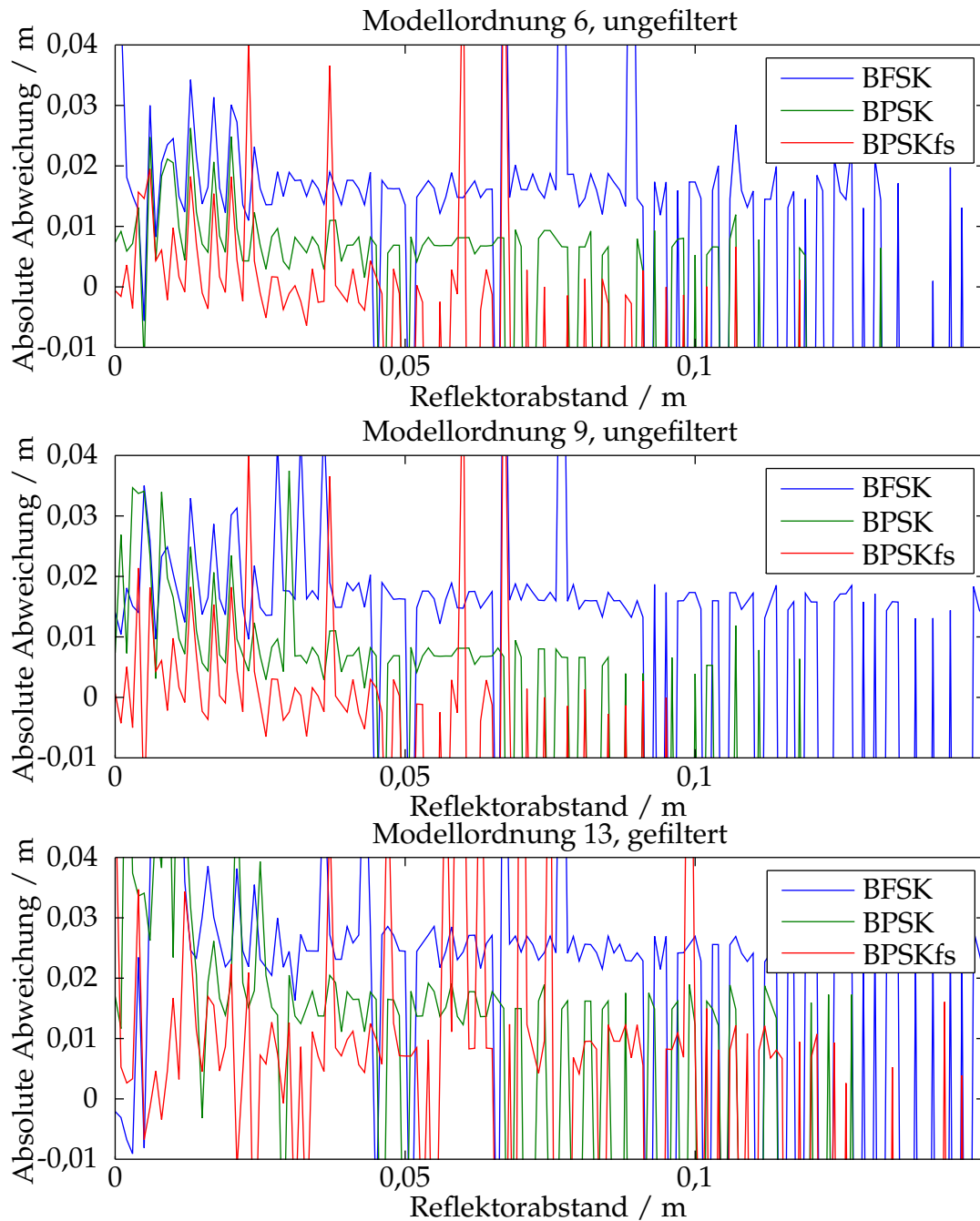


Abbildung B.16: Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale für den Schallwandler vom Typ 125SR250

B.3.4 Ergebnisse der Abstandsmessung bei kombiniertem Ansatz

Tabelle B.9: Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit bei Abstandsmessung mit kombiniertem Ansatz (maximal 2 Ausreißer pro 10 mm)

Wandler	<i>n</i>	BFSK		BPSK		BPSKfs	
		d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}	d_{\min}	d_{\max}
400ST160 (BP)	11	0 mm	1440 mm	0 mm	1500 mm	0 mm	193 mm
400SR160 (BP)	15	0 mm	1500 mm	0 mm	1500 mm	0 mm	56 mm
080SR365 (BP)	13	41 mm	1500 mm	43 mm	1500 mm	87 mm	1500 mm
125SR250 (BP)	15	201 mm	1328 mm	199 mm	1367 mm	200 mm	1373 mm

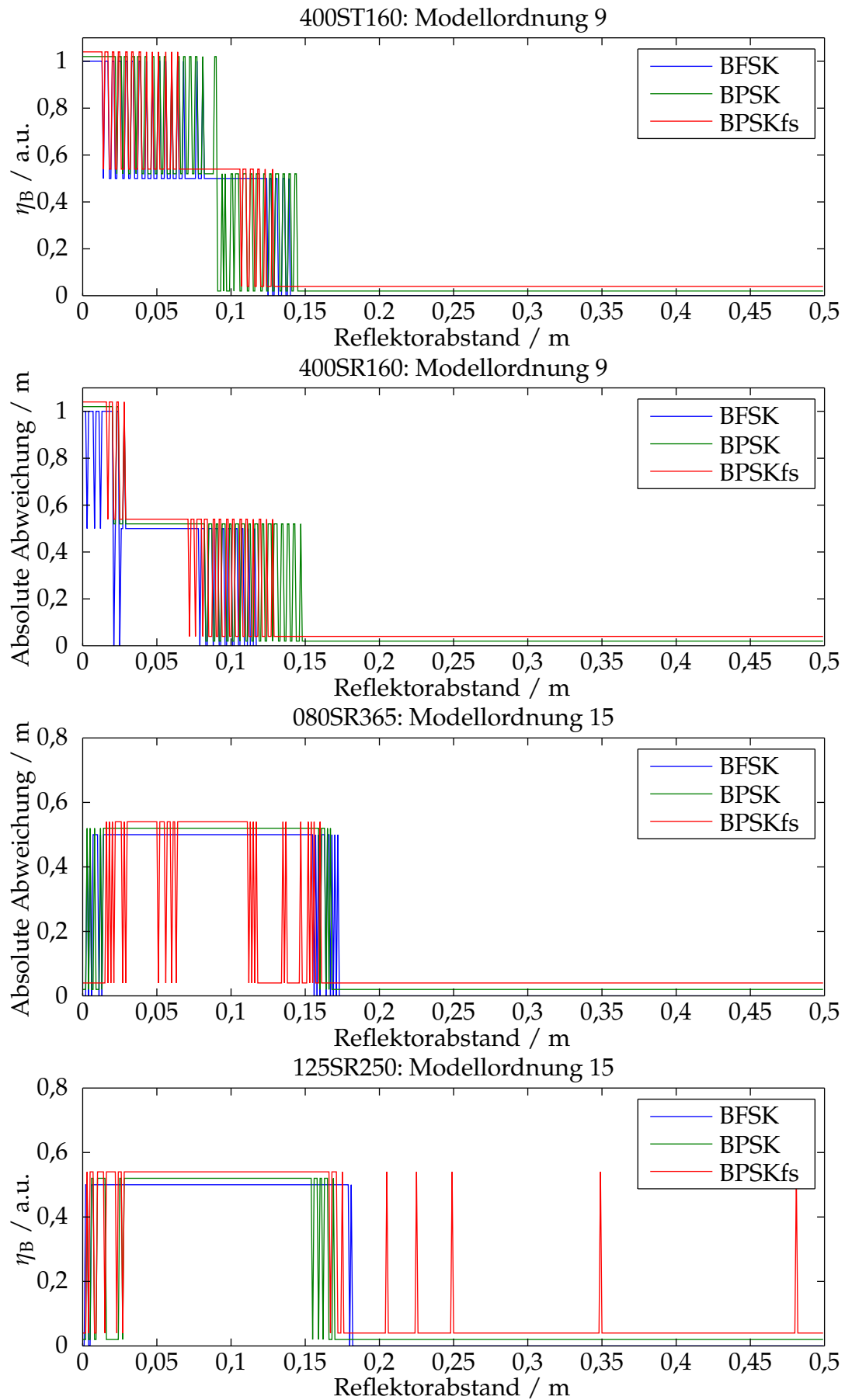


Abbildung B.17: Ergebnisse der Bereichsschätzung für die untersuchten Schallwandler

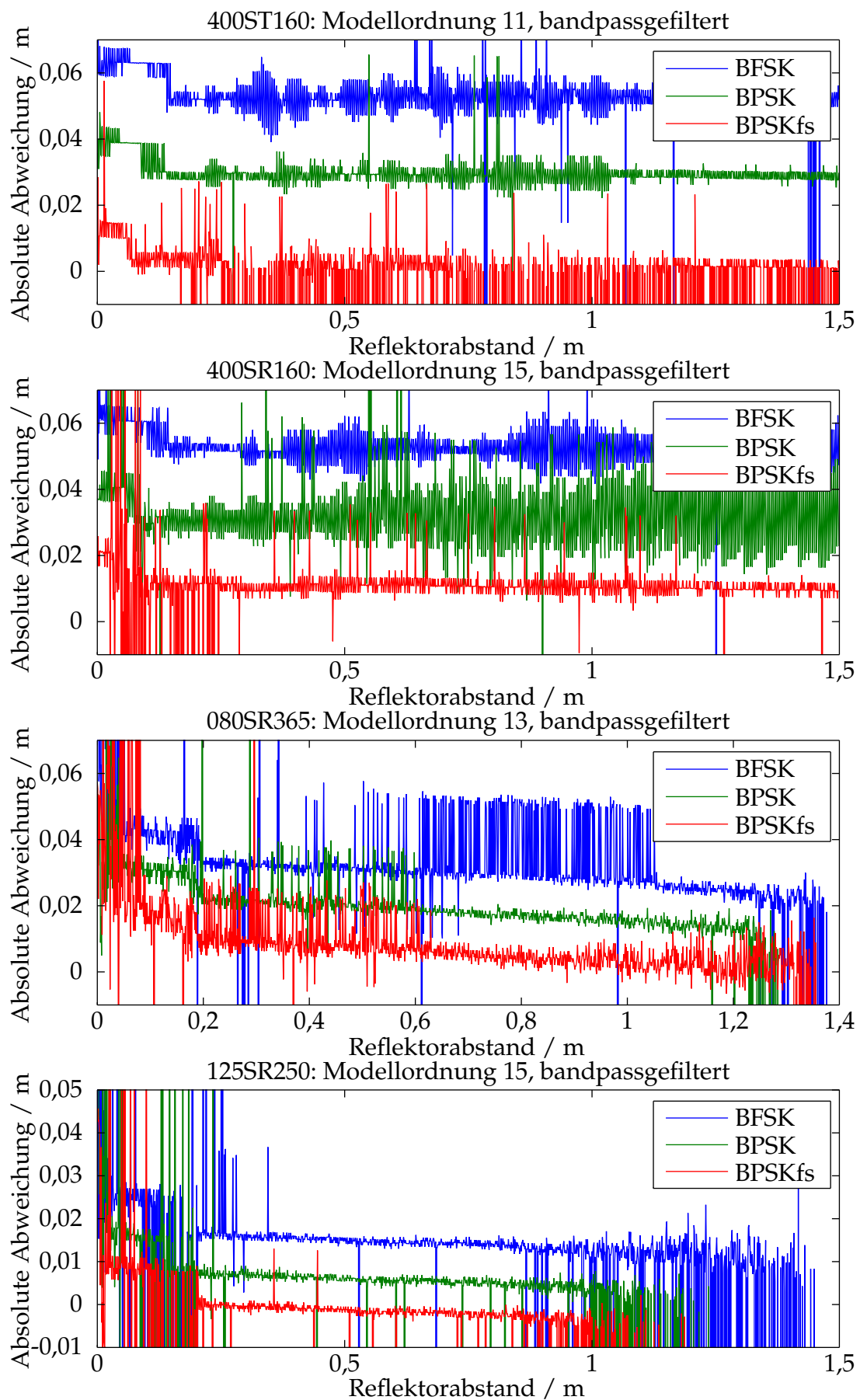


Abbildung B.18: Ergebnisse der Abstandsmessung bei erweitertem Ansatz

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schaltung nach Bradfield mit RC-Modell [Bra54]	2
1.2	Aktive Brückenschaltung zur Trennung von Sende- und Empfangssignal [Vös05]	3
1.3	Richtkoppler zur Signaltrennung [VRH07]	3
1.4	Signaltrennung mit einem elektronisch steuerbaren Phasenschieber [SHH09]	4
2.1	Temperaturabhängige Schallgeschwindigkeit in Luft nach Gleichung 2.1 ($M_{\text{Luft}} = 28,949 \text{ g/mol}$, 0 % relative Luftfeuchtigkeit)	9
2.2	Temperaturabhängige Dämpfung a_{ges} in Luft bei 0 % relativer Luftfeuchte für verschiedene Frequenzen (Berechnung nach [LSW09])	12
2.3	Feuchteabhängigkeit der Dämpfung a_{ges} in Luft bei 20 °C für verschiedene Frequenzen (Berechnung nach [LSW09])	12
2.4	Prinzipieller Aufbau von elektrostatischen, PVDF- und EMFi-Schallwandlern	15
2.5	Prinzipieller Aufbau von Schallwandlern auf Basis von Piezokeramiken (die Aufhängung der Schallwandler ist nicht abgebildet)	16
2.6	Einfaches RC-Modell eines piezoelektrischen Schallwandlers	17
2.7	Einfaches BvD-Modell eines piezoelektrischen Schallwandlers	17
2.8	Allgemeine Struktur einer Systemidentifikation	18
2.9	Allgemeine Struktur eines Ausgangsfehlermodells	18
2.10	Struktur des Ausgangsfehlermodells	19
2.11	Gleichungsfehlermodell	20
2.12	Struktur des ARX-Modells	20
2.13	Struktur des Modells beim StMcB-Verfahren	23
2.14	Linear rückgekoppeltes Schieberegister zur Erzeugung einer M-Folge	25
2.15	Zwei linear rückgekoppelte, verknüpfte Schieberegister zur Erzeugung einer Gold-Folge	26
2.16	Beispiel der Signalverläufe für verschiedene Modulationsverfahren (von oben: Bitfolge, ASK-Signal, FSK-Signal, PSK-Signal)	28
3.1	Schallwandler mit Vorwiderstand	29
3.2	Prinzipieller Aufbau für eine modellbasierte Sende-/Empfangssignal-Trennung	30

3.3	Modell für die Zusammensetzung der Schallwandlerspannung u_W	31
3.4	Beispiel für die Anteile vom elektrischen Sendesignal y und vom Empfangssignal r bei der Modellidentifikation	35
3.5	Schematische Darstellung der Signalerzeugung für die Vorbetrachtung . . .	36
3.6	SER_E und Verhältnis KKF_{SE0}/AKF_{S0} für eine Empfangssignalbandbreite ($B_{abs,E}$) von 2 kHz bei einer Sendesignalbandbreite ($B_{abs,G}$) von 2 kHz für verschiedene Reflektorabstände und Empfangssignalamplituden	38
3.7	SER_E für verschiedene Empfangs- und Sendesignalbandbreiten bei Variation des Reflektorabstands und der Empfangssignalamplituden	39
4.1	Schematischer Aufbau des Versuchsstandes	42
4.2	Elektrische Beschaltung des Schallwandlers und des USB-Oszilloskops (HS3) bei dem Messaufbau mit Reflektor	43
4.3	Bedienoberfläche des für den Messaufbau entwickelten MATLAB®-Programms	44
4.4	Elektrische Beschaltung der Schallwandler beim Messaufbau mit zwei Schallwandlern	44
4.5	Elektrische Beschaltung des Schallwandlers und des Mikrofons beim Messaufbau für die Schallfeldmessung	45
4.6	Bedienoberfläche des entwickelten MATLAB®-Programms für die Schallfeldmessung. Aus den gemessenen elektrischen Empfangssignalen (oben) wird über viele Einzelmessungen das Schallfeld (unten) erfasst.	46
4.7	Schematischer Aufbau der Signalberechnung der aufgebauten Simulationsumgebung mit allen Eingangsparametern	49
4.8	Vergleich des gemessenen elektrischen Impedanzverlaufs und des BvD-Modells für den Schallwandler vom Typ 400ST160	54
4.9	Einfaches BvD-Modell eines piezoelektrischen Schallwandlers	54
4.10	Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz des Ultraschallwandlers 080SR365	56
4.11	Gemessener und simulierter Verlauf der Empfangssignalamplitude des Schallwandlers 400ST160 für verschiedene Reflektorabstände bei Verwendung eines 100 mm x 100 mm Aluminiumreflektors. Der rot gekennzeichnete Bereich befindet sich in der Blindzone und kann nicht ausgewertet werden.	58
5.1	Vergleich der Bewertungsfunktionen (η_{FFT} und η_{MLSL}) für verschiedene Modulationen bei Variation der Symbollänge und der relativen Bandbreite (größere Werte sind besser)	64

5.2	Unterscheidbarkeit der Empfangssignale (η_{KKF}) der modulierten Einzelsignale verschiedener Gold-Folgen (Nummer: 12, 21, 23, 31, 32) für eine Symbollänge von $n_{\text{Symbol}} = 15$ Halbwellen und eine relative Bandbreite B_{rel} von 3 %	65
5.3	Simulation mit Wandlermodell (400SR160) bei Anregung mit PSKfs (a: η_{KKF} , b: logarithmische mittlere Leistung, normiert auf die maximale mittlere Leistung)	66
5.4	Messung mit Schallwandlern vom Typ 400SR160 bei Anregung mit PSKfs (a: η_{KKF} , b: logarithmische mittlere Leistung, normiert auf die maximale mittlere Leistung)	67
5.5	Bewertung der QPSK-Modulation mit reduzierter Code-Familie in Abhängigkeit von der relativen Bandbreite und der Symbollänge (a: Orthogonalität, b: Korrelationsnebenmaxima)	68
5.6	Gemessene elektrische Impedanz im Bereich der Wandlerresonanz (a: Typ 328ER250, b: Typ 080SR365)	72
5.7	Gemessene elektrische Impedanz des 400SR160	72
5.8	Vergleich der Bewertungsmaße der Modellidentifikation (SER_y und E_{Modell}) für verschiedene Modulationsverfahren bei Variation der Modellordnung (Nennerpolynom-Ordnung o_n und Zählerpolynom-Ordnung o_z)	75
5.9	Geschätztes elektrisches Empfangssignal aus einer Messung mit 400ST160 bei einem Reflektorabstand von 312 mm mit einer Modellordnung von 7. Ab einer Laufzeit von 0,007 s ist das Empfangssignal nicht mehr vom Sendesignal überlagert.	78
5.10	Einhüllende (über Hilbert-Transformation berechnet) der KKF für die Laufzeitmessung aus dem geschätzten elektrischen Empfangssignal bei einer Messung mit 400ST160 mit 312 mm Reflektorabstand. Das erste relative Maximum rechts vom Nullpunkt ist keiner Reflexion zugeordnet. Es entsteht durch Sendesignalbestandteile im geschätzten Empfangssignal.	78
5.11	Beispiel für den Einfluss der Überlagerung der KKF u_{E,u_G} mit KKF u_{S,Rest,u_G} , wodurch hier das Maximum von KKF u_{E,est,u_G} nicht bei dem von KKF u_{E,u_G} bei 2,18 ms sondern bei 2,15 ms liegt.	79
5.12	Beispiel einer Simulationsauswertung für ein Gold-Code für den Schallwandlertyp 125SR250. Der grüne Bereich stellt den nutzbaren Messbereich dar, der rote Bereich befindet sich außerhalb der zulässigen Abweichung. In diesem Beispiel kann ab einem Reflektorabstand von 0,35 m klassisch gemessen werden. Dies gilt jedoch nicht für alle Schallwandler.	80
6.1	Schematischer Aufbau der Signalverarbeitung für die Sende-/Empfangssignal-Trennung mit Eigenschwingungsanalyse des Schallwandlermodells	86

6.2	Schwerpunkte der Eigenschwingungsparameter aus einer Messreihe mit dem Schallwandler 400ST160 bei Reflektorabständen von 0 mm bis 1000 mm (Es entstehen Cluster, die mit den Eigenfrequenzen des Schallwandlers korrespondieren)	87
6.3	Eigenschwingungsparameter der Modelle aus den Signalabschnitten für verschiedene Reflektorabstände (50 mm und 100 mm)	88
6.4	Abstandsabhängigkeit der normierten Streuung der Eigenschwingungsparameter (für Frequenz und Dämpfung zusammengefasst) für zwei Eigenschwingungen bei einer Messung mit dem 400ST160 mit BPSK-Anregung (31 Bit Gold-Code)	89
6.5	Clusterung der Eigenschwingungsparameter für Anregung mit FSK (a) und PSK (b) bei 125SR250	90
6.6	Schematischer Aufbau der Signalverarbeitung für die Sende-/Empfangssignal-Trennung und Abstandsmessung mit Entfaltung	91
6.7	Parameter nach der Entfaltung aus einer Messung mit dem Schallwandler 400ST160 mit FSK-moduliertem Sendesignal bei einem Reflektorabstand von 100 mm	92
6.8	Parameter nach der Entfaltung aus einer Messung mit dem Schallwandler 400ST160 mit FSK-moduliertem Sendesignal bei einem Reflektorabstand von 400 mm	93
6.9	Vergleich des Auswerteparameters σ_a (Summe der Amplitudenwerte) für die verschiedenen Modulationsverfahren aus einer Messung mit dem Schallwandler 400ST160 bei einem Reflektorabstand von 400 mm, ausgewertet mit einer Modellordnung von 11	95
6.10	Vergleich der relativen Empfangssignalamplituden (Maximum des elektrischen Empfangssignals bezogen auf das Maximum des elektrischen Sendesignals) der untersuchten Schallwandler	100
6.11	Verlauf der Modellabweichung für den Schallwandler vom Typ 400ST160 in Abhängigkeit vom Reflektorabstand	102
6.12	Amplitudengänge von zwei untersuchten Schallwandlern im Bereich der Wandlerresonanz für verschiedene Reflektorabstände ((a)Typ 400ST160 und (b) Typ 080SR250)	103
6.13	Verlauf des Bewertungsmaßes η_A für den Amplitudengang des Schallwandlers in Abhängigkeit vom Reflektorabstand	104
6.14	Bewertungsmaß η_B für die Bereichsschätzung aus Messungen mit Schallwandler vom Typ 400ST160	105
6.15	Bewertungsmaß η_B für die Bereichsschätzung aus Messungen mit Schallwandler vom Typ 125SR250	106

6.16	Schematischer Aufbau der Signalverarbeitung für einen kombinierten Ansatz mit Signalumschaltung [SH13b]	107
6.17	Absolute Messabweichungen bei einer Messreihe, die mit dem kombinierten Ansatz aus [SH13b] ausgewertet wurde	107
6.18	Absolute Abweichung der Abstandsmessung mit dem Schallwandler 400ST160 bei Auswertung mit dem kombinierten Ansatz für die verschiedenen Modulationsarten	108
6.19	Absolute Abweichung der Abstandsmessung mit dem Schallwandler 080SR365 bei Auswertung mit dem kombinierten Ansatz für die verschiedenen Modulationsarten	108
A.1	Foto des 328ER250	116
A.2	Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz	116
A.3	Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand	116
A.4	Schallfeld	116
A.5	Foto des 400EP14D	117
A.6	Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz	117
A.7	Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand	117
A.8	Schallfeld	117
A.9	Foto des 400EP18A	118
A.10	Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz	118
A.11	Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand	118
A.12	Schallfeld	118
A.13	Foto des 400EP125	119
A.14	Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz	119
A.15	Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand	119
A.16	Schallfeld	119
A.17	Foto des 400ST160	120
A.18	Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz	120
A.19	Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand	120
A.20	Schallfeld	120
A.21	Foto des 400SR160	121
A.22	Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz	121

A.23 Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand	121
A.24 Schallfeld	121
A.25 Foto des 080SR265	122
A.26 Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz	122
A.27 Gemessenes Empfangssignal 100 mm x 100 mm Reflektor,	122
A.28 Schallfeld	122
A.29 Foto des 125SR250	123
A.30 Gemessener Impedanzverlauf im Bereich der Wandlerresonanz	123
A.31 Empfangssignal bei 100 mm x 100 mm Reflektor und optimalem Vorwiderstand	123
A.32 Schallfeld	123
B.1 Ergebnisse mit LS-Ansatz für den Schallwandler vom Typ 400ST160	130
B.2 Ergebnisse mit LS-Ansatz für den Schallwandler vom Typ 400SR160	131
B.3 Ergebnisse mit LS-Ansatz für den Schallwandler vom Typ 080SR365	132
B.4 Ergebnisse mit LS-Ansatz für den Schallwandler vom Typ 125SR250	133
B.5 Ergebnisse mit Bewertung der Eigenschwingungen für den Schallwandler vom Typ 400ST160	135
B.6 Ergebnisse mit Bewertung der Eigenschwingungen für den Schallwandler vom Typ 400SR160	136
B.7 Ergebnisse mit Bewertung der Eigenschwingungen für den Schallwandler vom Typ 080SR365	137
B.8 Ergebnisse mit Bewertung der Eigenschwingungen für den Schallwandler vom Typ 125SR250	138
B.9 Ergebnisse für die Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz für den Schallwandler vom Typ 400ST160	140
B.10 Ergebnisse für die Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz für den Schallwandler vom Typ 400SR160	141
B.11 Ergebnisse für die Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz für den Schallwandler vom Typ 080SR365	142
B.12 Ergebnisse für die Abstandsmessung mit Entfaltungsansatz für den Schallwandler vom Typ 125SR250	143
B.13 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale für den Schallwandler vom Typ 400ST160	145
B.14 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale für den Schallwandler vom Typ 400SR160	146
B.15 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale für den Schallwandler vom Typ 080SR365	147

B.16 Ergebnisse der Abstandsmessung bei Mittelung der Signale für den Schallwandler vom Typ 125SR250	148
B.17 Ergebnisse der Bereichsschätzung für die untersuchten Schallwandler . . .	150
B.18 Ergebnisse der Abstandsmessung bei erweitertem Ansatz	151

Tabellenverzeichnis

1.1	Vergleich der bekannten Messverfahren	5
2.1	Näherungswerte akustischer Kenngrößen verschiedener Medien bei 20°C .	10
2.2	Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften der verschiedenen Schallwandler	16
4.1	Vergleich der Parameter der verwendeten Ultraschallwandler	48
4.2	Umgebungsparameter	50
4.3	Schallwandlerparameter	50
4.4	Als konstant angenommene Größen der Luft	51
4.5	Bewertung der erzeugten BvD-Modelle (nach Gleichung 4.12)	56
4.6	Bewertung der erzeugten Modelle höherer Ordnung (nach Gleichung 4.12)	57
5.1	Vergleich der Eigenschaften verschiedener Code-Folgen	61
5.2	Koeffizienten zur Berechnung der BPSK-Trägerfrequenzverschiebung für verschiedene Schallwandler	68
5.3	Vergleich verschiedener Modulationsarten bei Verwendung eines Bandpassmodells mit 3% relativer Bandbreite bei Verwendung von Gold-Codes mit einer Registerlänge von 5 Bit (ausgenommen QPSK und QPSKr, hier 6 Bit). Leistung normiert auf BFSK	69
5.4	Vergleich verschiedener Modulationsarten bei Verwendung eines Bandpassmodells mit 6,5% relativer Bandbreite bei Verwendung von Gold-Codes mit einer Registerlänge von 5 Bit (ausgenommen QPSK und QPSKr, hier 6 Bit). Leistung normiert auf BFSK	70
5.5	Aus den elektrischen Impedanzverläufen (im Bereich der Wandlerresonanz) abgeschätzte minimale Modellordnungen für die untersuchten Schallwandler	73
5.6	Vergleich der optimalen Modellordnung für die untersuchten Schallwandler bei Anregung mit BFSK-, BPSK- und BPSKfs-modulierten Signalen	74

5.7	Vergleich der notwendigen Sende-Empfangssignal-Dynamik bei einem Abstand, bei dem das Sendesignal am Schallwandler abgeklungen ist, bevor ein Echo eintrifft, für verschiedenen Symbol­längen (in Halbwellen angegeben) für die untersuchten Schallwandler bei einer Codelänge von 31 Symbolen	77
5.8	Mindestabstand bei einer Messung mit einem Sinusburst mit 5 Wellenzügen	77
5.9	Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbol­länge von 10 Halbwellen	81
5.10	Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbol­länge von 16 Halbwellen	81
5.11	Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbol­länge von 16 Halbwellen	82
5.12	Filterparameter der genutzten Bandpass-Filter für die einzelnen Schallwandler	82
5.13	Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbol­länge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit	83
6.1	Startpunkte für die Modellauswahl anhand der Eigenschwingungen	88
6.2	Minimale und maximale Abstände bei der Auswertung mit Eigenschwingungsanalyse	90
6.3	Definition der Signalverarbeitungsparameter	94
6.4	Signalverarbeitungsparameter für die genutzten Schallwandler	94
6.5	Minimale und maximale Abstände bei der Auswertung mit Entfaltung . . .	95
6.6	Minimale und maximale Abstände bei Verwendung von zeitlich gemittelten Eingangssignalen zur Modellparameterschätzung und Auswertung mit dem einfachen LS-Ansatz	100
6.7	Für die untersuchten Schallwandler ermittelte Parameter aus der abstandsabhängigen Modellabweichung	102
6.8	Auswerteparameter für den Amplitudengang für die untersuchten Schallwandler	104
6.9	Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbol­länge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit bei Abstandsmessung mit kombiniertem Ansatz (maximal 2 Ausreißer pro 10 mm)	108
A.1	Parameter des 328ER250	116
A.2	Parameter des 400EP14D	117
A.3	Parameter des 400EP18A	118
A.4	Parameter des 400EP125	119
A.5	Parameter des 400ST160	120

A.6	Parameter des 400SR160	121
A.7	Parameter des 080SR365	122
A.8	Parameter des 125SR250	123
B.1	Vergleich des erreichbaren SER_W und E_{Modell} bei unterschiedlichen Modellordnungen für die untersuchten Schallwandler bei Anregung mit BFSK-, BPSK- und BPSKfs-modulierten Signalen	126
B.2	Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 10 Halbwellen	127
B.3	Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen	128
B.4	Aus der Simulation ermittelte Minimal- und Maximalabstände für alle Gold-Codes mit einer Symbollänge von 20 Halbwellen	128
B.5	Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit	129
B.6	Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit mit Eigenschwingungsanalyse	134
B.7	Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit bei Abstandsmessung mit Entfaltung (maximal 2 Ausreißer pro 10 mm)	139
B.8	Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit, bei Abstandsmessung mit gemittelten Eingangssignalen, bei Verwendung des einfachen LS-Ansatzes (maximal 2 Ausreißer pro 10 mm)	144
B.9	Aus Messungen ermittelte Minimal- und Maximalabstände mit einer Symbollänge von 16 Halbwellen bei einer Quantisierung von 14 Bit bei Abstandsmessung mit kombiniertem Ansatz (maximal 2 Ausreißer pro 10 mm)	149

Literaturverzeichnis

Die Literaturangaben sind alphabetisch nach den Namen der Autoren sortiert. Bei mehreren Autoren wird nach dem ersten Autor sortiert.

- [AG98] ANEMÜLLER, J. ; GRAMSS, T.: Blinde akustische Quellentrennung im Frequenzbereich. In: *Fortschritte der Akustik - DAGA 1998, Oldenburg* (1999), S. 350–351
- [Bra54] BRADFIELD, G.: Improvements in ultrasonic flaw detection. In: *Journal of the British Institute of Radio Engineers* (1954), Nr. 14, S. 303–308
- [CH97] CHRISTIAN, G. ; HELMUT, V.: *Gerthsen Physik*. 19. Berlin and Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 1997 (Springer-Lehrbuch). – ISBN 3662074621
- [EBA10] EPURE, S. ; BELEA, R. ; AIORDACHIOAIE, D.: EMFi based ultrasound transceivers. In: *Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2010 IEEE 16th International Symposium for*, 2010, S. 117–122
- [FA99] FISCHER, N. ; ALTSINGER, R.: Berührungslose Abstands- Und Druckmessung Innerhalb Einer Luftfeder. In: *EP0957373A2*, 1999
- [FKYK85] FOX, J.D ; KHURI-YAKUB, B.T ; KINO, G.S: Acoustic resonator transducer for operation in air. In: *Electronic Letter* (1985), Nr. Vol. 21 No. 16
- [GJ06] GRANJA, F. S. ; JIMÉNEZ, A. R.: Ultrasound modulation and codification for localization systems. In: *New Acoustics: selected topics II 2006* (2006), S. 167–186
- [GK10] GUST, N. ; KUENECKE, E.: Deconvolution of ultrasonic signals in time domain. In: *IEEE International Ultrasonics Symposium* (2010)
- [GS94] GRENNBERG, A. ; SANDELL, M.: Estimation of Subsample Time Delay Differences in Narrowband Ultrasonic Echoes Using the Hilbert Transform Correlation. In: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* Bd. 41. 1994
- [Hoo10] HOOFF, C.: *Modellbasierter Abgleich einer Sensorelektronik zum gleichzeitigen Senden und Empfangen mit Ultraschallwandlern*. Paderborn : Diplomarbeit, 24.09.2010

- [Huf07] HUFSCHMID, M.: *Information und Kommunikation: Grundlagen und Verfahren der Informationsübertragung*. [New York] : B.G. Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden (GWV), 2007. – ISBN 3835190776
- [HUM⁺05] HERNÁNDEZ, A. ; UREÑA, J. ; MAZO, M. ; JIMÉNEZ, J. A. ; GARCÍA, J. J. ; ÁLVAREZ, F. ; DÉRUTIN, J. ; SÉROT, J.: Precision improvement and reduction of blind zones in ultrasonic transducers Golay complementary sequences. In: *Traitement du signal 2005* (2005), Nr. 22, S. 121–133
- [HUM⁺07] HERNÁNDEZ, A. ; UREÑA, J. ; MAZO, M. ; GARCÍA, J. J. ; JIMÉNEZ, A. ; ÁLVAREZ, F.: Reduction of blind zone in ultrasonic transmitter/receiver transducers. In: *Sensors and Actuators Bd. A 133*. 2007, S. 96–103
- [JB98] JORG, K.-W ; BERG, M.: Mobile robot sonar sensing with pseudo-random codes. In: *Robotics and Automation, 1998. Proceedings. 1998 IEEE International Conference on* Bd. 4, 1998, S. 2807 –2812 vol.4
- [Joe08] JOERES, S.: *Systemsimulation zur funktionalen Verifikation von HF- und Mixed-Signal-Schaltungen*. http://darwin.bth.rwth-aachen.de/opus3/volltexte/2009/2550/pdf/Joeres_Stefan.pdf. Version: 25.09.2008
- [KHS06] KASHMIRI, S.M ; HADDAD, S. A. P. ; SERDIJN, W.A: High-performance analog delays: surpassing Bessel-Thomson by Pade-approximated Gaussians. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006*, 2006, S. 2349–2352
- [Kim97] KIMMO, K.: *Code Selection for CDMA Systems: Licentiate Course on Signal Processing in Communications, FALL -97*. http://www.netlab.tkk.fi/opetus/s38220/reports_97/kettunen.pdf. Version: 1997
- [Köl08] KÖLLNER, H.: *Abgleich einer Sensorelektronik zum gleichzeitigen Senden und Empfangen mit Ultraschallwandlern*. Paderborn : Diplomarbeit, 07.02.2008
- [Kre01] KRESSMANN, R.: New piezoelectric polymer for air-borne and water-borne sound transducers. In: *The Journal of Acoustical Society of America* 109 (2001), Nr. 4, S. 1412–1416
- [LSW09] LERCH, R. ; SESSLER, G. ; WOLF, D.: *Technische Akustik: Grundlagen und Anwendungen*. Berlin and Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2009. – ISBN 978-3-540-49833-9
- [LW05] LUTZ, H. ; WENDT, W.: *Taschenbuch der Regelungstechnik*. 6. Auflage. Frankfurt am Main, 2005. – ISBN 3-8171-1749-3

- [Mag94] MAGORI, V.: Ultrasonic sensors in air. In: *IEEE Ultrasonics Symposium, Proceedings* Bd. 1, 1994, S. 471 – 481
- [Mit08] MITRA, A.: *On Pseudo-Random and Orthogonal Binary Spreading Sequences*. 2008 (International Journal of Information and Communication Engineering)
- [MKM92] MANTHEY, W. ; KROEMER, N. ; MAGORI, V.: Ultrasonic transducers and transducer arrays for applications in air. In: *Meas. Sci. Technol* 1992 (1992), Nr. 3, S. 249–261
- [My110] MYLLÄRI, O.: *Digital transmitter I/Q calibration: Algorithms and real-time prototype implementation*. Tampere, Tampere University of Technology, Diss., 04.2010
- [OL10] OHM, J.-R. ; LÜKE, H. D.: *Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme*. 11. Berlin and Heidelberg : Springer, 2010 (Springer-Lehrbuch). – ISBN 364210200X
- [OR97] OLEG, A. ; ROBERT E.: *Improved Magnus' form approximation of saturation vapor pressure: Technischer Bericht*
- [PSM82] PICKHOLTZ, R.L ; SCHILLING, D.L ; MILSTEIN, L.B: Theory of Spread-Spectrum Communications–A Tutorial. In: *Communications, IEEE Transactions on* 30 (1982), Nr. 5, 855–884. <http://dx.doi.org/10.1109/TCOM.1982.1095533>. – DOI 10.1109/TCOM.1982.1095533. – ISSN 0090–6778
- [Sch09] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer, 2009 (Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen). – ISBN 9783540896128
- [SH11] SCHRÖDER, A. ; HENNING, B.: Model based separation of transmitted and received signal for single transducer distance measurement applications. In: *International Congress on Ultrasonics (ICU 2011), Gdansk, Poland, 05.-08.09.2011*, 2011
- [SH12] SCHRÖDER, A. ; HENNING, B.: Blindzonenfreie Ultraschall-Abstandsmessung mit codierten Sendesignalen. In: *16. GMA/ITG-Fachtagung Sensoren und Messsysteme, Nürnberg, 22.-23.05.2012*, 2012
- [SH13a] SCHRÖDER, A. ; HENNING, B.: Improved Signal Processing for an Ultrasonic Distance Sensor with Reduced Blind Zone. In: *AIA-DAGA Conference on Acoustics 2013, Merano, Italy, 18.-21.03.2013*, 2013
- [SH13b] SCHRÖDER, A. ; HENNING, B.: Signal Processing for Single Transducer Distance Measurement Applications to Reduce the Blind Zone. In: *16. Internationaler*

Kongress für Sensoren und Messtechnik (Sensor 2013), Nürnberg, 14.-16.05.2013, 2013

- [SH14] SCHRÖDER, A. ; HENNING, B.: Signal optimization of PSK modulated gold-sequences for narrow band transducers. In: *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*. 2014, S. 552–555
- [SHH09] SCHRÖDER, A. ; HOOF, C. ; HENNING, B.: Ultrasonic Transducer Interface-circuit for Simultaneous Transmitting and Receiving. In: *9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI 2009), Beijing, China, 16.-19.08.2009, 2009*
- [SK08] SICILIANO, B. (Hrsg.) ; KHATIB, O. (Hrsg.): *Springer Handbook of Robotics*. Springer Berlin Heidelberg, 2008. – ISBN 978–3–540–30301–5
- [SM65] STEIGLITZ, K. ; MCBRIDE, L.: A technique for the identification of linear systems. In: *Automatic Control, IEEE Transactions on*, title=A technique for the identification of linear systems 10 (1965), Nr. 4, S. 461–464. – ISSN 0018–9286
- [SM07] SHERRIT, S. ; MUKHERJEE, B. K.: Characterization of Piezoelectric Materials for Transducers. In: *ArXiv e-prints* (2007)
- [Söd13a] SÖDER, G.: *Bandspreizung & Code Division Multiple Access: Vorlesungsskript*. <http://www.lnt.ei.tum.de/fileadmin/staff/soeder/DMV.pdf>. Version: 15.04.2013
- [Söd13b] SÖDER, G.: *Bandspreizung & Code Division Multiple Access: Vorlesungsskript*. <http://www.lnt.ei.tum.de/fileadmin/staff/soeder/CDMA.pdf>. Version: 15.04.2013
- [Tap97] TAPSON, J.: Wavemode locking: a new measurement modality for proximity sensors. In: *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on* (1997), Nr. Vol. 36, No. 1, S. 53–57. – ISSN 0885–3010
- [Tap98] TAPSON, J.: Stochastic resonance in a mode locked acoustic interferometer. In: *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on* (1998), Nr. Vol. 36, No. 1, S. 415–419. – ISSN 0885–3010
- [Vaj00] VAJTA, M.: Some remarks on Padé-approximations. In: *3rd TEMPUS-INTCOM Symposium, 2000*
- [Vös05] VÖSSING, T.: *Kontinuierlicher Sende- und Empfangsverstärker*. Paderborn : Studienarbeit, 07.07.2005
- [Vös06] VÖSSING, T.: *Kontinuierlicher Sende- und Empfangsverstärker für Ultraschallwandler*. Paderborn : Diplomarbeit, 02.03.2006

- [VRH07] VÖSSING, T. ; RAUTENBERG, J. ; HENNING, B.: Sensorelektronik zur Bestimmung von Reflexionen sensoroberflächennaher Schichten. In: 33. *Deutsche Jahrestagung für Akustik (DAGA 2007)*, Stuttgart, 19.-22.03.2007, 2007
- [ZZ93] ZOLLNER, M. ; ZWICKER, E.: *Elektroakustik*. Dritte, verbesserte und erweiterte Auflage. Springer Berlin Heidelberg, 1993. – ISBN 3642580033

