

Hochschule Reutlingen

Reutlingen University

– Studiengang Mechatronik Master –

Masterthesis

Lebendobjektschutz mit Ultraschallsensoren beim induktiven Laden von Elektro- und Hybridfahrzeugen

Martin Pardon
Ulmenweg 3
71292 Friolzheim

Matrikelnummer : 751497

Betreuer: Prof. Dr. rer. nat. Stefan Mack (Hochschule Reutlingen)
Zweitbetreuer: M.Sc. Moritz Bräuchle (Robert Bosch GmbH)
Abgabedatum: 15.03.2017



Erklärung

Ich versichere, dass ich diese Thesis selbstständig verfasst, keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie alle wörtlich und sinngemäß übernommenen Stellen in der Arbeit gekennzeichnet habe. Die Thesis wurde noch keiner Kommission zur Prüfung vorgelegt und verletzt in keiner Weise Rechte Dritter.

Friolzheim, 15.03.2017

Ort, Datum

Martin Paridon

Sperrvermerk

Die nachfolgende Masterthesis enthält vertrauliche Daten der Robert Bosch GmbH. Veröffentlichungen oder Vervielfältigungen dieser Arbeit – auch nur auszugsweise – sind ohne ausdrückliche Genehmigung der Robert Bosch GmbH nicht gestattet. Diese Arbeit ist nur den Prüfern sowie den Mitgliedern des Prüfungsausschusses zugänglich zu machen. Ab 5 Jahren nach Abgabedatum unterliegt diese wissenschaftliche Arbeit nicht mehr der Geheimhaltung.

Kurzfassung

Neben der Effizienz der Energieübertragung müssen Hersteller von induktiven Ladesysteme für Kraftfahrzeuge auch die Wechselwirkungen des elektromagnetischen Feldes mit der Umwelt betrachten. Falls lebende Objekte sich dem induktiven Ladesystem nähern, muss dieses zum Schutz der Lebendobjekte automatisiert abschalten können. Diese Arbeit beinhaltet die Konzeption, Auslegung und den mechanischen Aufbau eines Messsystems mit Ultraschallsensoren, das dazu dient, lebende Objekte im Unterboden eines Fahrzeuges zu erkennen. Die Sensoren sind an der Bodenplatte der Primärspule des Ladesystems angebracht. Die Abstrahlung des Ultraschalls ist nach außen gerichtet, wobei sich die Schallkeulen benachbarter Ultraschallsensoren überschneiden. Damit eine zuverlässige Lokalisierung von Objekten möglich ist, rechnet das System zunächst den Einfluss von Unterbodenreflexionen aus den Signalen heraus. Dies geschieht analog zur Bildverarbeitung mit einem Subtraktionsverfahren. Dabei wird der statische Hintergrund bei jeder Messung vom aktuellen Signal abgezogen. Mit diesen Daten wird die Distanz zwischen Sensor und Objekt anhand der Zeitdifferenz des Sende- und Empfangssignals mithilfe der Schwellwertmethode berechnet. Mit den Distanzdaten jeweils zweier Sensoren wird eine Positionsbestimmung durchgeführt. Das Ergebnis ist eine Grafik, die die Position von bis zu drei Objekten relativ zur Bodenplatte in Echtzeit darstellt.

Abstract

Besides the efficient energy transmission, developers of inductive charging systems for electric vehicles must also control interaction between the electromagnetic field and its environment. If living objects approach the inductive charging system, it must be able to shut down automatically. This thesis contains the conception, design and mechanical setup of a measuring system with ultrasonic sensors which aims to recognize living objects in the underbody of a car. The sensors are attached to the housing of the primary coil, facing towards the edge of the vehicle. The beams of adjacent sensors overlap. To make a reliable localization possible, the system first eliminates the influence of the underbody from the signals. This is carried out analogous to image recognition techniques through subtraction. For this, the static background is subtracted from each measurement. In the next step, the distance between sensor and object is calculated by the time delay of the emitted and the received signal using a threshold method. Using the distance data of two sensors each, a positioning is performed. The result is a graph where up to three objects can be localized relative to the bottom coil housing simultaneously in real-time.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	V
1. Einleitung	1
1.1. Motivation	1
1.2. Systematik der Objekterkennung	2
1.3. Ansätze zur Metall- und Lebendobjekterkennung	3
1.4. Zielsetzung der Arbeit	5
1.5. Inhalt und Aufbau der Arbeit	6
2. Theoretische Grundlagen	7
2.1. Schalleigenschaften	7
2.1.1. Schallkennimpedanz	7
2.1.2. Reflexion, Transmission, Dissipation	8
2.1.3. Schalldämpfung	8
2.1.4. Konstruktive und destruktive Interferenz	9
2.1.5. Abnahme des Schalls mit der Entfernung	9
2.2. Systemtheorie	10
2.2.1. Zeitbereich	10
2.2.2. Spezielle Funktionen	11
2.2.3. Frequenzbereich (Fourier-Transformation)	12
2.3. Signalverarbeitung	12
2.3.1. Analoge Signale	12
2.3.2. Digitale Signale	13
2.3.3. Amplitudenmodulierte Signale	14
2.4. Lokalisierungsverfahren	14
2.4.1. Trilateration im Dreidimensionalen	14
2.4.2. Vereinfachte Lateration in der Ebene	15
2.4.3. Kreuzecho zwischen zwei Sensoren	16
2.5. Ultraschallmessung	17
2.5.1. Ultraschallwandler	17
2.5.2. Distanzbestimmung über Ultraschall	18
2.5.3. Kreuzkorrelation	19
2.5.4. Schwellwertverfahren	21
2.5.5. Verfahren zum Hintergrundabzug	22

3.	Konzeption des Messsystems	23
3.1.	Übertragungsverhalten des Ultraschallsystems	23
3.2.	Kreuzkorrelation mit dem Rohsignal	24
3.3.	Inkohärente Demodulation mit einem Hüllkurvendemodulator	25
3.4.	Kreuzkorrelation mit Hüllkurven-Signal	26
4.	Simulation des Messsystems	29
4.1.	Simulationsmodell	29
4.2.	Simulationsergebnisse	30
4.2.1.	Unter Vernachlässigung des Einflusses der Messstrecke	30
4.2.2.	Einfluss von Rauschen, Distanz und Objekteigenschaften	32
4.2.3.	Kreuzkorrelation mit frequenzmodellierten Signalen	34
5.	Umsetzung	37
5.1.	Aufbau des Messsystems	37
5.1.1.	Schematischer Aufbau des Systems	37
5.1.2.	Schematische Anordnung der Sensoren	37
5.1.3.	Hardware-Aufbau	38
5.1.4.	Sensoren	39
5.1.5.	Platine zur Hüllkurvendemodulation	39
5.1.6.	Laboraufbau mit Unterbodenplatte und Messmatrix	40
5.2.	Signalverarbeitung	40
5.2.1.	Ablauf des Simulink-Modells	41
5.2.2.	Grenzen aufgrund Clipping und geringer Abtastrate	42
5.2.3.	Auslegung des Hüllkurvendemodulators	43
5.2.4.	Hintergrundausblendung	44
5.2.5.	Objekterkennung durch Distanzbestimmung	46
5.2.6.	Lokalisierung	48
5.2.7.	Gesamtkoordinatensystem	50
5.3.	Grenzen des Systems	50
5.3.1.	Grenzen der Hintergrundausblendung	50
5.3.2.	Fehler durch ungenaue Distanzmessung	52
5.3.3.	Fehler durch Reduktion auf zwei Dimensionen	53
5.3.4.	Grenzen bei der Objekterkennung in Bezug auf Lebendobjekte	55
5.4.	Diskussion der Ergebnisse	55
6.	Schluss	59
6.1.	Zusammenfassung	59

6.2. Ausblick	60
A. Anhang	62
A.1. Simulationsmodell	63
A.1.1. Anregungsfunktion Simulationsmodell	63
A.1.2. Messstrecke Simulationsmodell	64
A.1.3. Matlab-Code des Simulationsmodells	65
A.2. Modell zur Sensoransteuerung	73
A.2.1. Übersicht 1	73
A.2.2. Übersicht 2	74
A.2.3. Block CalcDist	75
A.2.4. Block GeneratePxPy	76
A.2.5. Block GeneratePxPyPad	76
A.3. Simulationsmodell Hüllkurvendemodulator	77
A.4. Schaltplan Hüllkurvendemodulator	78
A.5. Technische Zeichnung Bodenplatte mit Löchern	79
A.6. Pinbelegung der Micro-Auto-Box	80

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Blockschaltbild induktives Laden [4]	2
1.2.	Unterteilung der Fremdobjekterkennung	3
2.1.	Reflexion und Transmission von Wellen [11]	8
2.2.	Energiebilanz von Schall an einer Grenzfläche [11]	9
2.3.	Interferenzen von Schallwellen [13]	9
2.4.	Impulsantwort $h(t)$ eines physikalischen Systems	10
2.5.	Übertragungsfunktion $H(f)$ eines physikalischen Systems	12
2.6.	Signalübertragung über einen Kanal	13
2.7.	AD-Wandlung	13
2.8.	Trilateration mit drei Sensoren [18]	15
2.9.	Distanzmessung mit zwei Ultraschallsensoren	15
2.10.	Lokalisierung mit zwei Sensoren [20]	16
2.11.	Auswertung von Eigenecho und Kreuzecho	17
2.12.	Piezo-Element	18
2.13.	Kreuzkorrelation [23]	20
2.14.	Kreuzkorrelation mit digital modulierten Daten [25]	20
2.15.	Schwellwertverfahren	21
2.16.	Schwellwertverfahren: Vergleich Rohsignal und Hüllkurve [26]	21
3.1.	Übersicht des Messsystems	23
3.2.	Darstellung der Systemkomponenten	23
3.3.	Prinzip des Hüllkurvendemodulators	25
4.1.	Simulink Modell Messvorgang	29
4.2.	Sensorsignale ideal	31
4.3.	Kreuzkorrelation und Schwellwertverfahren ideal	31
4.4.	Sensorsignale mit Einfluss der Übertragungsstrecke	32
4.5.	Kreuzkorrelation und Schwellwertverfahren mit Rauschen und Dämpfung	33
4.6.	Einfluss mit Einfluss der Messstrecke	33
4.7.	Kreuzkorrelation mit frequenzmodulierten Daten ohne Einfluss des Ultraschallwandlers	34
4.8.	Kreuzkorrelation mit frequenzmodulierten Daten mit Einfluss des Ultraschallwandlers	35
5.1.	Unterbodenplatte mit Sensoren und Fremdobjekt	37

5.2. Überdeckung des Sichtfeldes zweier Sensoren	38
5.3. Vergleich verschiedener Sensoranordnungen	38
5.4. Hardware-Aufbau, beispielhaft mit einem Sensor	39
5.5. Demodulatorschaltung	40
5.6. Unterbodenplatte mit Messmatrix	40
5.7. Gesamtsystem aus Hardware und Software	41
5.8. Ablauf des Simulink-Modells	41
5.9. Messdaten des Systems	42
5.11. Simulation und Messung des Hüllkurvendemodulators	44
5.13. Signalfluss-Diagramm	45
5.14. Jitter-Effekt in Empfangssignal nach Hintergrundabzug	45
5.15. Eingangssignale für Distanzbestimmung	46
5.16. Ergebnis der Kreuzkorrelation mit realen Daten	47
5.17. Schwellwertverfahren mit realen Daten	48
5.18. Objekt in Koordinatensystem	49
5.19. Positionsbestimmung, wenn Sensoren nicht in einer Ebene liegen	49
5.20. Einzelne Koordinatensysteme und Gesamtkoordinatensystem	50
5.21. Screenshot der Objektlokalisierung in Gesamtkoordinatensystem	51
5.22. Fehler durch Hintergrundabzug	52
5.23. Fehleraddition	53
5.24. Positionsmessungen des Systems	54
5.25. Fehler durch Reduktion auf zwei Dimensionen	54
5.26. Vergleich der Rückstrahleigenschaften verschiedener Objekte	55
A.1. Anregungsfunktion des Simulationsmodells	63
A.2. Messstrecke des Simulationsmodells	64
A.3. Modell: Daten generieren und Hintergrund aufnehmen	73
A.4. Modell: Daten auswerten	74
A.5. Simulationsmodell des Hüllkurvendemodulators	77
A.6. Schaltplan Hüllkurvendemodulator	78
A.7. Technische Zeichnung der Bodenplatte inkl. Löcher	79
A.8. Pinbelegung der Micro-Auto-Box	80

1. Einleitung

1.1. Motivation

Die Bundesregierung hat 2011 ein umfangreiches Regierungsprogramm zur Förderung der Elektromobilität herausgegeben [1]. Ein Ziel ist demnach, bis 2020 eine Million Elektrofahrzeuge auf deutschen Straßen fahren zu lassen. Dadurch soll langfristig der CO₂-Ausstoß im Verkehr minimiert werden. Dafür stellt der deutsche Staat mehrere Milliarden Euro für Forschungs- und Entwicklungsprojekte im Rahmen der Elektromobilität zur Verfügung [2].

Das Laden von Elektrofahrzeugen stellt neben der Kapazität der Batterien eine wichtige Herausforderung für die Fahrzeughersteller dar. Die Reichweite mit einer vollgeladenen Batterie eines Elektrofahrzeuges ist im Vergleich zu einem vollen Tank bei Verbrennern deutlich geringer. Daher müssen die Batterien von Elektrofahrzeugen im Vergleich deutlich häufiger aufgeladen werden als die Tanks von Verbrennern. Das Laden findet bisher noch über Kabel statt. Um den Ladekomfort zu erhöhen, haben verschiedene Hersteller damit begonnen, induktive Ladesysteme für Fahrzeuge zu entwickeln, die heute kurz vor der Serieneinführung stehen [3]. Der erhoffte Nutzen eines induktiven Ladesystems besteht vor allem in der Sauberkeit und Einfachheit des Verfahrens gegenüber dem kabelgebundenen Laden, da die Handhabung des Kabels entfällt.

Beim induktiven Laden bildet die Primärspule, die auf dem Boden liegt oder in den Boden eingelassen ist, zusammen mit der Sekundärspule am Fahrzeugunterboden einen Transistor. Auf der Primärseite wird ein Wechselstrom eingeprägt, daraufhin baut sich ein magnetisches Wechselfeld auf. Über den Luftspalt zwischen den Platten wird somit eine Spannung an der Sekundärseite induziert. Die Übertragung der Leistung geschieht also kontaktlos über den Luftspalt zwischen den Spulen. In Abbildung 1.1 ist ein Blockschaltbild eines induktiven Ladesystems allgemein dargestellt. Bei den Herstellern von induktiven Ladesystemen im Automobilbereich hat sich eine Taktfrequenz der übertragenen Wechselspannung von 85 kHz durchgesetzt. Durch Ummagnetisierung in ferromagnetischen Teilen und Induktion von Wirbelströmen in elektrisch leitenden Teilen der Ladekomponenten ergeben sich systembedingte Verluste, die zur Erwärmung der Spulen und damit der Umgebung führen. Die beiden genannten Effekte führen je nach Spulentopologie zu unterschiedlichen Verlustleistungen und liegen bei einer Übertragungsleistung von 3 kW im Bereich von wenigen hundert Watt. Dringen elektrisch leitende Objekte in den Luftspalt ein, werden Wirbelströme induziert, wodurch sie sich sehr schnell erhitzen. Durch Ummagnetisierung können außerdem ferromagnetische Stoffe aufgeheizt werden. Die Verlustleistungen durch Fremdobjekte sind allerdings im Vergleich zu den systembedingten Verlusten in der Spule eher gering. Jedoch kann sich ein metallisches Objekt

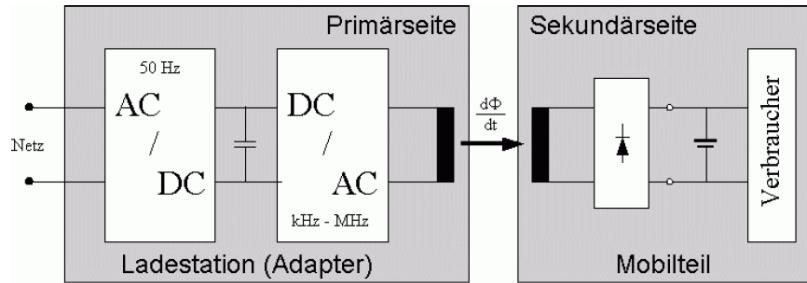


Abbildung 1.1.: Blockschaltbild induktives Laden [4]

bereits bei einer induzierten Leistung von wenigen Watt in kürzester Zeit sehr stark aufheizen. Durch geeignete Sensorik können metallische oder magnetische Objekte beim Eindringen in das magnetische Wechselfeld detektiert werden.

Bei lebenden Objekten führt die Strahlung bei der genannten Taktfrequenz nicht zur Erwärmung. Laut Bundesamt für Strahlenschutz kann allerdings der Stoffwechsel gestört werden und Verhaltensstörungen eintreten, falls Personen sich elektromagnetischer Strahlung aussetzen, die über dem gesetzlichen Grenzwert liegt [5]. Der Grenzwert der Strahlung von $27 \mu\text{T}$ effektiv [6] wird beim induktiven Ladevorgang im Bereich des Unterbodens überschritten. Die Strahlung kann nicht abgeschirmt werden. Daher muss bei der Entwicklung des Systems sichergestellt werden, dass lebende Objekte nicht der Strahlung ausgesetzt werden. Für den gesamten Unterboden-Bereich gilt laut Surface Vehicle Information Report [6], dass Hersteller angemessene Maßnahmen treffen sollen um zu verhindern, dass sich lebende Objekte der Strahlung in diesem Bereich aussetzen. Dies kann durch unterschiedliche Maßnahmen passieren, beispielsweise durch Erkennung der Objekte und Abschaltung des Ladevorgangs bevor ein Lebendobjekt in einen Bereich eindringt in dem er Strahlung ausgesetzt sein könnte.

1.2. Systematik der Objekterkennung

Induktives Laden elektrisch betriebener Fahrzeuge befindet sich derzeit in der Entwicklung. Daher hat sich auch bei der Objekterkennung noch keine Technologie durchsetzen können [7]. Die verschiedenen Ansätze können grob unterteilt werden, wie in Abbildung 1.2 dargestellt. Anhand ihrer elektrischen Eigenschaften lassen sich Erkennungsobjekte in Metallobjekte und Lebendobjekte unterteilen. Da Lebendobjekte das magnetische Wechselfeld deutlich weniger beeinflussen als metallische oder magnetische Objekte, müssen andere Verfahren eingesetzt werden um diese Objekte zu erkennen. Die Klassifikation von Objekten in lebendig und nicht-lebendig anhand von Sensordaten ist nur schwer möglich. Ein Anhaltspunkt ist die Temperatur

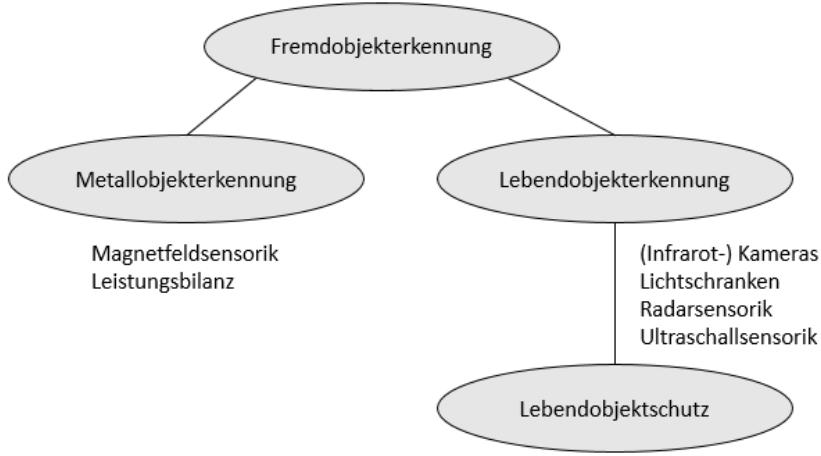


Abbildung 1.2.: Unterteilung der Fremdobjekterkennung

eines erkannten Objektes zu messen. Allerdings ist eine Erwärmung der Umgebung durch das Ladesystem selbst eine Störquelle. Ein weiteres Merkmal lebender Objekte ist die Atmung. Um sicherzustellen, dass ein erkanntes Objekt atmet, muss das System, beispielsweise bestehend aus Radarsensoren, allerdings eine äußerst hohe Auflösung haben und zudem darf sich das Objekt nicht bewegen. Da diese Vorgaben von einem Ultraschallsystem nicht erfüllt werden können, schließt die Erkennung von Objekten in dieser Arbeit die Erkennung aller Objekte ein. Der Schutz von Lebendobjekten ergibt sich demnach daraus, dass das System bei jeder Art von Objekten abschaltet.

1.3. Ansätze zur Metall- und Lebendobjekterkennung

Es folgt eine Aufzählung wichtiger Methoden zur Fremdobjekterkennung ohne Anspruch auf Vollständigkeit.

Durch den Leistungsverlust in metallischen und magnetischen Objekten entsteht Wärme, die durch thermische Sensoren erkannt werden kann. Allerdings erwärmen sich die elektrisch leitenden und magnetischen Teile eines solchen Messsystems ebenfalls, was die Qualität dieser Sensorik beschränkt. In [8] wird daher ein Sensorsystem vorgestellt, das parasitäre Verlustleistung durch metallische oder magnetische Objekte misst und mit der systembedingten Verlustleistung vergleicht, siehe Formel 1.1.

$$P_{measure} - P_{calculated} = P_{Foreign} \quad (1.1)$$

Die rechnerische Leistung $P_{calculated}$ setzt sich zusammen aus den bekannten magnetischen und elektrischen Verlusten im Transmitter-Pfad, sowie aus Verlusten im Empfangspfad. Die gemes-

sene Leistung $P_{measure}$ wird damit verglichen und somit die Differenz wird als Fremdobjekt definiert. Dieser Ansatz wurde allerdings anhand des Qi-Standards ausgearbeitet, dessen maximale Übertragungsleistung bei 120 W liegt. Die minimale Übertragungsleistung von induktiven Kfz-Ladesystemen liegt bei mehreren kW. Da die Verlustleistungen durch Fremdobjekte zudem im Vergleich zu den systembedingten Verlusten deutlich kleiner sind, ist die Anforderung an die Genauigkeit der Messtechnik sehr hoch. Alle nicht-metallischen oder -magnetischen Gegenstände können durch diese Methoden außerdem stand heute so nicht erfasst werden. Es müssen also Konzepte gefunden werden, die auch nicht-metallische Objekte zuverlässig erkennen.

Optische Verfahren

Kamerasysteme können beispielsweise den Hintergrund einer Szene aufnehmen und durch Algorithmen Objekte vor dem Hintergrund erkennen und verfolgen. Mit Kameras, die Licht im infraroten Bereich aufnehmen, kann zusätzlich die Temperatur von Objekten ausgewertet werden. Dies ist ein guter Indikator für lebende Objekte, da deren Temperatur meist über der Umgebungstemperatur liegt. Gegen diese Verfahren spricht die Anfälligkeit gegen Verschmutzung und die relativ hohen Kosten [7]. Während andere optische Systeme wie Lichtschranken einfacher und günstiger sind, sind sie ebenfalls sehr anfällig gegenüber Verschmutzung.

Radar

Radarsysteme sind vielversprechend für Erkennung nicht-metallischer Objekte. Da sie mit elektromagnetischer Strahlung arbeiten erreichen sie eine hohe Auswertegeschwindigkeit. Insbesondere für Doppler-Radarsysteme spricht außerdem die Möglichkeit der Auswertung von Objektgeschwindigkeiten und die relativ hohe Auflösung. Dagegen spricht aber vor allem der Preis und die relativ komplizierte Signalverarbeitung bei diesen Systemen.

Ultraschall

Ultraschallmesssysteme werden heute vor allem bei Einpark-Assistenten verwendet. Seit vielen Jahren sind sie in diesem Gebiet erfolgreich im Einsatz. Störende Echos des Unterbodens stellen bei der Verwendung dieser Sensorik unter dem Fahrzeug eine große Herausforderung dar. Zudem werden zur genauen Lokalisierung von Objekten mehrere Sensoren benötigt. Die Ansteuerung und Auswertung der Sensoren ist weniger komplex als bei anderen Sensorarten. Die Sensoren sind zudem im Vergleich zu anderen Sensoren preisgünstig und resistenter gegen Verschmutzung.

In Tabelle 1.1 sind die Vor- und Nachteile der verschiedenen Sensortechniken zur Lebendobjekterkennung tabellarisch zusammengefasst.

Tabelle 1.1.: Vergleich verschiedener Sensortechniken zur Lebendobjekterkennung

Sensortechnik	Eigenschaften	Vorteile	Nachteile
Kamerasysteme	Arbeiten mit Licht oder infraroter Strahlung	Erkennung lebender Objekte durch Temperaturauswertung; Bildverarbeitung	Verhältnismäßig teuer und aufwendig; Anfällig für Verschmutzung
Lichtschranken	Detektieren eine Unterbrechung des Lichts zwischen Sender und Empfänger	Sehr günstig und einfach	Anfällig für Verschmutzung
Doppler-Radarsysteme	Objekterkennung durch Reflexion elektromagnetischer Wellen	Sehr hohe Auflösung und Auswertefrequenz; Geschwindigkeit der Objekte messbar	Relativ teuer; Auswertung kompliziert
Ultraschallsysteme	Objekterkennung durch Reflexion akustischer Wellen	Sehr günstig; Auswertung einfach	Langsamer als Radar; Auflösung nicht so hoch wie bei Radar

1.4. Zielsetzung der Arbeit

In dieser Arbeit soll untersucht werden, ob ein Sensorsystem mit Ultraschallsensoren bei einem induktiven Ladesystem geeignet ist um lebende Objekte in der Nähe und im Unterboden eines Fahrzeuges zu erkennen und zu lokalisieren. Die Sensoren sollen dafür fest in der Bodenplatte des induktiven Ladesystems installiert werden. Besondere Herausforderungen ergeben sich aus der Struktur des Unterbodens, der hauptsächlich aus nicht-homogenen, schallharten Strukturen besteht. Außerdem kann der Boden, auf dem die Bodenplatte steht ebenfalls unregelmäßige Konturen aufweisen. Ein Teil des ausgesandten Schalls wird aufgrund dieser Strukturen von Unterboden und Boden zum Sensor zurück reflektiert. Bei der Auswertung der Sensordaten ergeben sich dadurch Pseudo-Objekte, die mit geeigneten Mitteln aus den Daten entfernt werden müssen. Wird ein Objekt erkannt, soll dessen Distanz zum Sensor aus den Sensordaten berechnet werden. Basierend auf den Distanzen mehrerer Sensoren ist ein geeignetes Verfahren zur Lokalisierung des Objektes relativ zur Bodenplatte zu entwickeln. Der Bereich der Objektlokalisierung ist vorgegeben durch den kritischen Wert der elektromagnetischen Strahlung, vor dem Lebendobjekte geschützt werden sollen und beschränkt sich auf den Bereich des Fahrzeug-

unterbodens. Das Ziel dieser Arbeit ist die Konzeption, der Aufbau und die Inbetriebnahme eines solchen Sensorsystems mit Ultraschallsensoren.

1.5. Inhalt und Aufbau der Arbeit

Diese Arbeit beschreibt die Konzeption, Simulation und den Aufbau eines Sensorsystems mit Ultraschallsensoren zur Objekterkennung und -Lokalisierung im Rahmen von induktiven Kfz-Ladesystemen. Zunächst wird die Motivation dargestellt. Es wird gezeigt, warum die Objekterkennung bei der Entwicklung von induktiven Ladesystemen eine hohe Bedeutung hat und welche Ansätze hierfür bereits existieren. Darauf folgen Grundlagen, in denen Begriffe und Konzepte eingeführt werden, die bei der Auslegung und Realisierung des Messsystems eine wichtige Rolle spielen. Dazu zählen: Schalleigenschaften, Signalverarbeitung, Lokalisierungsverfahren und die Distanzmessung mit Ultraschallsensoren. Anschließend wird das Messsystem signalflusstechnisch konzipiert. Dabei werden die einzelnen Komponenten des Messsystems vorgestellt und beschrieben. Es wird geklärt, wie die hochfrequenten Ultraschalldaten verarbeitet werden können um eine möglichst zuverlässige Distanz anhand der Flugzeiten des Ultraschallsignals errechnen zu können. Es folgt die Darstellung eines in Simulink ausgearbeiteten Simulationsmodells, das die Entfernungsmessung der Ultraschallsensoren anhand der zuvor definierten Übertragungseigenschaften simuliert. Die Eingangsparameter des Modells, wie beispielsweise die Höhe des Rauschens oder die Charakteristik des Piezo-Elementes können individuell über ein Matlab Skript angepasst werden. Somit sind verschiedene Szenarien abbildbar. Dann wird die Umsetzung des Messsystems beschrieben. Dabei wird darauf eingegangen, welche Herausforderungen sich im realen System im Vergleich zum Konzept ergeben. Es folgen Betrachtungen über mögliche Fehlereinflüsse. Zuletzt folgt die Interpretation der dargestellten Ergebnisse für die Eignung des entwickelten Systems, Fremdobjekte zu erkennen und zu lokalisieren. Es wird eine kurze Zusammenfassung der Inhalte und Ergebnisse der Arbeit gegeben und ein Ausblick dargestellt, mit welchen Mitteln das System noch optimiert werden könnte.

2. Theoretische Grundlagen

2.1. Schalleigenschaften

Die Ausbreitung des Schalls in einem Medium besitzt Eigenschaften einer longitudinalen Welle. Sofern sich in der Nähe der Schallquelle keine reflektierenden Objekte befinden (sog. Freifeld) und sofern die Abstrahlung nicht gerichtet erfolgt, breitet sich Schall kugelförmig von der Quelle in alle Richtungen im Raum aus. Die dazugehörige Wellengleichung lautet [9]:

$$\frac{\delta^2 p}{\delta x^2} + \frac{\delta^2 p}{\delta y^2} + \frac{\delta^2 p}{\delta z^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\delta^2 p}{\delta t^2} \quad (2.1)$$

Wobei $c = c_{Schall}$ die Schallgeschwindigkeit im Medium beschreibt, siehe Gleichung 2.2. $p(t)$ ist der Schalldruck in alle drei Richtungen im Raum. Die Geschwindigkeit des Schalls in Luft kann als näherungsweise konstant bei gegebener Temperatur ϑ (in °C) betrachtet werden [10]:

$$c_{Schall} \approx 331,5 + (0,6\vartheta) \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right] \quad (2.2)$$

2.1.1. Schallkennimpedanz

Die Schallschnelle bezeichnet die Oszillation einzelner Teilchen abhängig von ihrer Anregung. Sie sind die Träger der Druckwelle, die gewöhnlich als Schall bezeichnet wird. Die Auslenkung $\xi(t)$ wird durch eine Wellenfunktion um die Ruhelage beschrieben:

$$\xi(t) = \hat{\xi} \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

Daraus ergibt sich die Geschwindigkeit der Teilchen, die sogenannte Schallschnelle $v(t)$, als Ableitung der Funktion der Auslenkung:

$$v(t) = \frac{\delta \xi(t)}{\delta t} = \omega \hat{\xi} \cos(\omega t) \quad (2.4)$$

Aus den in den Gleichungen 2.1 und 2.4 eingeführten Größen Schalldruck $p(t)$ und Schallschnelle $v(t)$ wird nun die Schallkennimpedanz Z berechnet. Sie gibt an, welche Schallschnelle sich aus einem gegebenen Schalldruck ergibt. Analog zum ohmschen Gesetz der Elektrotechnik gibt sie den „akustischen Widerstand“ eines Mediums an. Im Allgemeinen ist es eine komplexe Größe, aber für ebene Flächen ist die Phasenverschiebung null, somit wird nur der reelle Teil angegeben:

$$Z = \frac{p}{v} \quad (2.5)$$

Diese Größe ist vor allem bei der Reflexion von Schallwellen an der Grenze zweier Medien von Bedeutung.

2.1.2. Reflexion, Transmission, Dissipation

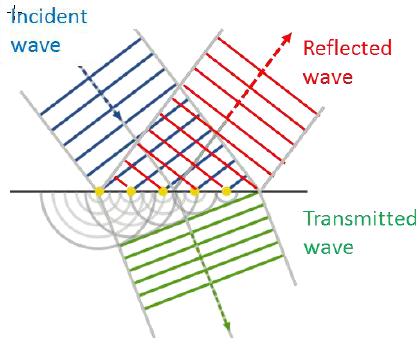


Abbildung 2.1.: Reflexion und Transmission von Wellen [11]

Wenn Schall auf die Grenze zweier Medien mit unterschiedlicher Schallkennimpedanzen trifft, teilt sich die ausgesandte Energie in mehrere Teile auf. Der eine Teil der Wellen wird an der Grenzschicht reflektiert (Reflexion), während der andere Teil sich weiter durch das Medium bewegt (Transmission). Außerdem geht ein Teil der gesamten Energie durch Reibung an der Grenzschicht in Form von Wärme verloren (Dissipation). Formel 2.6 zeigt die Berechnung des Reflexionsfaktors.

$$r = \frac{p_{refl}}{p_{inc}} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.6)$$

p_{inc} ist der einfallende Schalldruck, p_{refl} der reflektierte Teil des Schalldrucks. Welcher Teil des einfallenden Schalldrucks an der Grenzfläche zurückstrahlt und welcher Teil sich weiter im zweiten Medium ausbreitet, kann durch die materialabhängigen Schallkennimpedanzen der Materialien berechnet werden (Z_1 : Schallkennimpedanz des ersten Mediums Z_2 : Schallkennimpedanz des zweiten Mediums) und wird als Reflexionsfaktor r angegeben.

2.1.3. Schalldämpfung

Die Energiebilanz der Schalldrücke an einer Grenzfläche lässt sich darstellen als wie in Abbildung 2.2. Daraus abgeleitet lässt sich der Absorptionsgrad α definieren als

$$\begin{aligned} \alpha &= \delta + \tau \\ \rho + \alpha &= 1 \\ \rho + \delta + \tau &= 1 \end{aligned} \quad (2.7)$$

δ ist der Dissipationsgrad, also der Anteil des Schalls, der in Wärme umgewandelt wird. τ ist der Transmissionsgrad, also der Teil des Schalls, der sich im zweiten Medium weiterbewegt, ρ

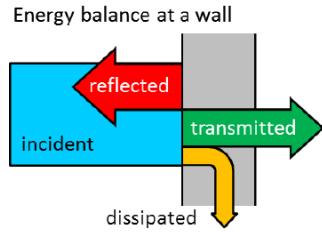


Abbildung 2.2.: Energiebilanz von Schall an einer Grenzfläche [11]

ist der Reflexionsgrad, der dem Reflexionsfaktor in Gleichung 2.6 entspricht [11]. Der Wert des Absorptionsgrades liegt bei akustischen Dämmplatten beispielsweise im Wesentlichen zwischen ca. 0,2 und 0,8 und ist vor allem von der Oberflächenbeschaffenheit des reflektierenden Objektes und der Frequenz des einfallenden Schalls abhängig [12].

2.1.4. Konstruktive und destruktive Interferenz

Wenn zwei Schallwellen aufeinander treffen, entstehen am Ort des Aufeinandertreffens Überlagerungen, wie dargestellt in Abbildung 2.3. Zwei Schallsender senden zur gleichen Zeit Schall-

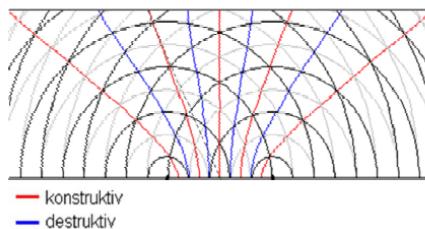


Abbildung 2.3.: Interferenzen von Schallwellen [13]

wellen der gleichen Frequenz aus. An der roten Linie addieren sich die beiden Wellen zu einer Welle der doppelten Amplitude, auf der blauen Linie löschen sie sich gegenseitig aus. Interferenzeffekte können bei der Messung von Schallwellen eine Rolle spielen, da die rückstrahlenden Objekte aufgrund bestimmter Geometrien die Schallwellen so ablenken können, dass sie sich gegenseitig auslöschen oder verstärken.

2.1.5. Abnahme des Schalls mit der Entfernung

Bei der Annahme einer kugelförmigen Ausbreitung von Schall aus einer punktförmigen Schallquelle nimmt der Schalldruck umgekehrt proportional zur Distanz zwischen Schallquelle und

Schallsenke ab. Für zwei unterschiedliche Positionen r_1, r_2 gilt folgender Zusammenhang der jeweiligen Schalldrücke p_1, p_2 :

$$\begin{aligned}\frac{p_2}{p_1} &= \frac{r_1}{r_2} \\ p_2 &= p_1 \frac{r_1}{r_2}\end{aligned}\tag{2.8}$$

Sofern also der Schalldruck an einer Position bekannt ist, kann daraus der Schalldruck an einer anderen Position errechnet werden.

2.2. Systemtheorie

2.2.1. Zeitbereich

Die Signal- und Systemtheorie des Ingenieurwesens beschreibt physikalische Systeme über deren mathematische Eigenschaften. Die Betrachtung gilt unabhängig von konkreten Anwendungen und beschreibt das Verhalten von Systemen auf einer abstrakten Ebene. Für ein kontinu-

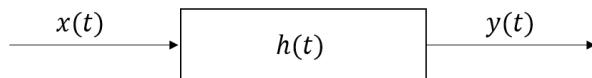


Abbildung 2.4.: Impulsantwort $h(t)$ eines physikalischen Systems

ierliches System gilt im Zeitbereich: Einem Eingangssignal $x(t)$ wird ein Ausgangssignal $y(t)$ zugeordnet. Die Impulsantwort $h(t)$ enthält die mathematischen Eigenschaften des Systems. Das Ausgangssignal eines Systems ergibt sich aus der Faltung des Eingangssignals mit der Impulsantwort, siehe Gleichung 2.9.

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau\tag{2.9}$$

Wobei τ die Verschiebung einer der Funktionen beschreibt. Es gilt das Kommutativgesetz.

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) h(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) x(t - \tau) d\tau\tag{2.10}$$

Über diese Theorie kann das Verhalten physikalischer Systeme mathematisch bestimmt werden. Für viele natürliche Systeme müssen Vereinfachungen getroffen werden, damit diese Voraussetzungen erfüllt werden. Die Systeme müssen linear, zeitinvariant, kausal und stabil sein [14]. Sie werden kurz LTI-Systeme (linear, time-invariant) genannt.

Um die Impulsantwort eines LTI-Systems zu identifizieren, wird ein System mit dem Delta-Impuls angeregt, definiert in Gleichungen 2.11 und 2.12.

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{für } t = 0 \\ 0 & \text{für } t \neq 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

und

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (2.12)$$

Dabei wird der Verschiebungssatz des Delta-Impulses ausgenutzt, siehe 2.13.

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - t_0) dt = x(t_0) \quad (2.13)$$

Wird ein System mit der Delta-Funktion angeregt, entspricht die Systemantwort der Impulsantwort zum Zeitpunkt t_0 . Aufgrund der Translation gilt außerdem

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - t_0) dt = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t_0 - t) dt \quad (2.14)$$

In der Signalverarbeitung rechnet man üblicherweise mit dem analytischen Signal, da dieses keine negativen Frequenzen aufweist. Die Berechnung eines analytischen aus einem reellen Signal ergibt sich aus:

$$x_{\text{analytisch}}(t) = \cos(\omega_0 t) + j \sin(\omega_0 t) = e^{j\omega_0 t} \quad (2.15)$$

2.2.2. Spezielle Funktionen

Zur Beschreibung von zeitbegrenzten Signalen mit definierter Anfangs- und Endzeit, sowie einer bestimmten Zeitspanne, wird häufig die Rechteckfunktion benutzt, siehe folgende Formel.

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } |t| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{für } |t| > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (2.16)$$

Eine Skalierung des Rechtecks wird so dargestellt: $\text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right)$. Dabei beschreibt t_0 eine Verschiebung des um 0 zentrierten Signals und T eine Längenskalierung des Rechtecks. Analog zur Rechteck- wird die Dreiecksfunktion definiert:

$$\text{tri}(t) = \begin{cases} 1 - |t| & \text{für } |t| < 1 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.17)$$

Verschiebung und Skalierung sind auf die gleiche Art wie bei der Rechteckfunktion möglich.

2.2.3. Frequenzbereich (Fourier- Transformation)

Ein zeitabhängiges Signal $x(t)$ kann mithilfe der Fouriertransformation in seine spektralen Anteile $X(f)$ umgewandelt werden, siehe Formel 2.18. Man spricht von der Übertragung eines Signals vom Zeit- in den Frequenzbereich.

$$X(f) = \mathcal{F}(x(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.18)$$

Die Systembetrachtung ist im Frequenzbereich analog zu der im Zeitbereich, allerdings wird

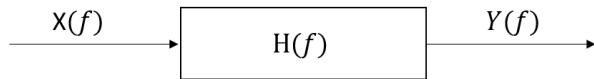


Abbildung 2.5.: Übertragungsfunktion $H(f)$ eines physikalischen Systems

aus der Faltung im Zeitlichen eine Multiplikation im Frequenzbereich.

$$Y(f) = X(f)H(f) \quad (2.19)$$

Systemantwort $Y(f)$ geht durch Multiplikation mit der Anregung $X(f)$ mit der Übertragungsfunktion $H(f)$ hervor.

Unter gewissen Bedingungen [15] kann ein periodisches Signal als Fourier-Reihe dargestellt werden. Die Fourier-Reihe stellt ein Signal als Summe überlagerter Schwingungen dar:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)] \quad (2.20)$$

wobei ω_0 die Grundkreisfrequenz beschreibt. Die Konstanten a_0 , sowie a_k und b_k werden Fourier-Koeffizienten genannt und müssen entsprechend berechnet werden, siehe [15].

2.3. Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitung wendet die Verfahren der Systemtheorie an, um das Verhalten von Komponenten mathematisch zu modellieren. Somit wird eine Modellierung eines Nachrichtensystems möglich, dessen Verhalten sich simulieren lässt.

2.3.1. Analoge Signale

In Messsystemen entsprechen analoge Signale einer Schwingung, etwa einer elektromagnetischen oder einer Schallwelle, die durch ein Wandlerelement in eine nutzbare Wechselspannung

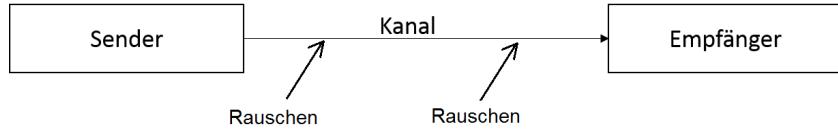


Abbildung 2.6.: Signalübertragung über einen Kanal

umgewandelt wurde. Ein Signal wird im Allgemeinen von einem Sender gesendet, über einen Kanal übertragen und von einem Empfänger empfangen. Bei dieser Übertragung entsteht nicht-deterministisches additives Rauschen, welches keine Information enthält und die Nutzbarkeit des Signals beeinträchtigt. Die Güte eines Signals wird mit dem Signal-zu-Rausch-Verhältnis (Englisch: Signal to Noise ratio SNR) angegeben.

$$SNR = 10 \log \frac{P_{Nutz}}{P_{Rausch}} \text{ dB} \quad (2.21)$$

Wobei P_{Nutz} die nutzbare Schallleistung und P_{Rausch} die Schallleistung des Rauschens ist. Dieses Verhältnis lässt sich durch Mittelung verbessern. Bei n Aufnahmen des gleichen verrauschten Signals erhält man eine Signal-Rausch-Verbesserung um den Faktor \sqrt{n} [16]. Heutige Verfahren zur Signalverarbeitung basieren meist auf digitalen Daten. Da physikalische Signale allerdings immer analog sind, müssen sie zunächst in digitale Signale umgewandelt werden.

2.3.2. Digitale Signale

Die Umwandlung geschieht mit einem Analog-Digital-Wandler. Ein A/D-Wandler diskretisiert die analogen Schwingungen. Die Diskretisierung wird mathematisch dargestellt durch Glei-

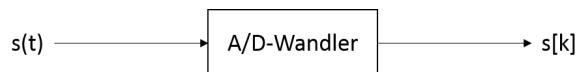


Abbildung 2.7.: AD-Wandlung

chung 2.22 [15].

$$s(t) = s(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s[k] \delta(t - kT) \quad (2.22)$$

Wobei $s[k] = s(t = kT)$ die Abtastwerte und $T = \frac{1}{f}$ die Abtastfrequenz beschreibt. Die zeitliche Auflösung des digitalen Signals ist durch diese Abtastfrequenz beschränkt. Bei der Wandlung ist das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem zu beachten. Es besagt, dass Signale mit mindestens der doppelten der höchsten im Signal vorkommenden Frequenz äquidistant abgetastet werden

müssen, um vollständig rekonstruiert werden zu können, vgl. Formel 2.23.

$$f_{Abtast} > 2f_{Max} \quad (2.23)$$

Wird das Kriterium nicht eingehalten, kann das Signal Pseudo-Schwingungen enthalten, Aliasing genannt, und die ursprüngliche Phaseninformation ist verloren.

2.3.3. Amplitudenmodulierte Signale

Die Amplitudenmodulation stellt ein sehr einfaches Verfahren der Signalcodierung dar und wird heute noch bei einigen Funkverfahren benutzt, beispielsweise Mittelwellen-Radio. Ein amplitudenmoduliertes Signal lässt sich schreiben als

$$\begin{aligned} s(t) &= [a_{HF} + a_{LF} \cos(\omega_{LF} t)] \cos(\omega_{HF} t) \\ &= a_{HF}[1 + m \cos(\omega_{LF} t)] \cos(\omega_{HF} t) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Wobei a jeweils für die maximale Amplitude und ω für die Kreisfrequenz steht. Das Subskript HF (high frequency) steht für eine Größe der Trägerschwingung, LF (low frequency) für eine Größe des Nutzsignals. $m = \frac{a_{LF}}{a_{HF}}$ ist der Modulationsgrad und liegt bei Ausnutzung des vollen Modulationsbereiches bei 100 % [17]. Zur Rekonstruktion der Information wird das niedrfrequente Nutzsignal vom hochfrequenten Träger getrennt, durch inkohärente Demodulation. Inkohärent bedeutet, dass die Phasenlage des Nutzsignals mit der Demodulation verloren geht. Diese Art der Demodulation kann durch eine einfache elektronische Schaltung, einen Hüllkurvendemodulator, realisiert werden.

2.4. Lokalisierungsverfahren

2.4.1. Trilateration im Dreidimensionalen

Stehen Informationen zu Abständen eines Objektes zu mehreren Sensoren an unterschiedlichen Punkten im Raum zur Verfügung, kann die exakte Position des Objektes im Dreidimensionalen bestimmt werden. Ein wichtiges Konzept ist hierfür die Trilateration. Für eine vollständige Positionsbestimmung im Dreidimensionalen sind mindestens drei Sensoren notwendig. In Abbildung 2.8 ist ein Sensorsystem mit drei Sensorknoten abgebildet. A1 bis A3 bezeichnen die Signalsender. Im grünen Bereich befindet sich das Objekt, welches die Sendesignale empfängt und deren Laufzeit misst. Blau markiert ist die tatsächliche Distanz der Knoten vom Objekt, rot markiert sind Fehlerbereiche, die durch Synchronisationsfehler zwischen Sender und Empfänger entstehen.

Typischerweise muss ein Gleichungssystem mit drei Unbekannten gelöst werden um aus den Abstandsinformationen einen Punkt im Koordinatensystem zu berechnen [19]. Die Genauigkeit der Lokalisierung verbessert sich mit einer Erhöhung der Anzahl der Sensorknoten. Damit

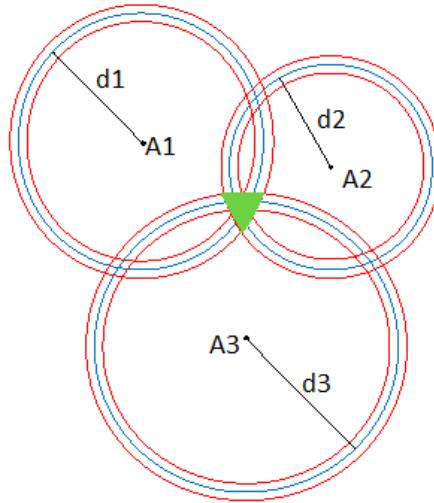


Abbildung 2.8.: Trilateration mit drei Sensoren [18]

steigt allerdings auch der Rechenaufwand, da zur Positionsermittlung überbestimmte Gleichungssysteme gelöst werden müssen [18].

2.4.2. Vereinfachte Lateration in der Ebene

Stehen nur zwei Sensorknoten zur Positionsbestimmung zur Verfügung, so ist eine genaue Positionsbestimmung im Dreidimensionalen nicht möglich. Abbildung 2.9 stellt das Ergebnis einer Distanzmessung dar, vereinfacht auf zwei Dimensionen. Die Distanzinformationen der Sensoren

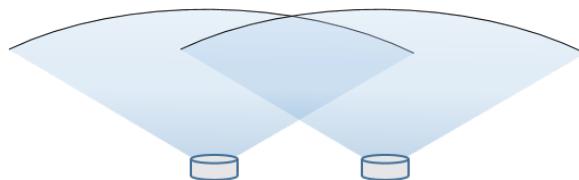


Abbildung 2.9.: Distanzmessung mit zwei Ultraschallsensoren

lassen darauf schließen, dass sich ein Objekt in einem bestimmten Abstand auf einem Kreisausschnitt vom Sensor entfernt befindet. Erst aus der Überschneidung zweier Kreisausschnitte, wie in Abbildung 2.9, lässt sich schließen an welchem Punkt sich das Objekt genau befindet. Das Messsystem setzt dabei voraus, dass sich das Objekt in exakt der gleichen Ebene wie die Sensoren befindet.

In Abbildung 2.10 ist ein Laterationssystem mit zwei Sensoren dargestellt. Die Sender an den Stellen $(0,0)$ und $(b,0)$ strahlen kugelförmig ab. Unter der Annahme, dass sich Objekte auf der

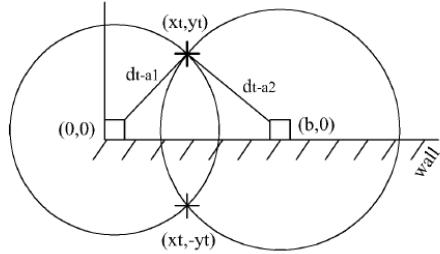


Abbildung 2.10.: Lokalisierung mit zwei Sensoren [20]

gleichen Ebene wie die Sensoren befinden, kann die Position des Objektes mit den Formeln 2.25 und 2.26 berechnet werden.

$$x_t = \frac{d_{t-a1}^2 - d_{t-a2}^2 + b^2}{2b} \quad (2.25)$$

$$y_t = \pm \sqrt{d_{t-a1}^2 - x_t^2} \quad (2.26)$$

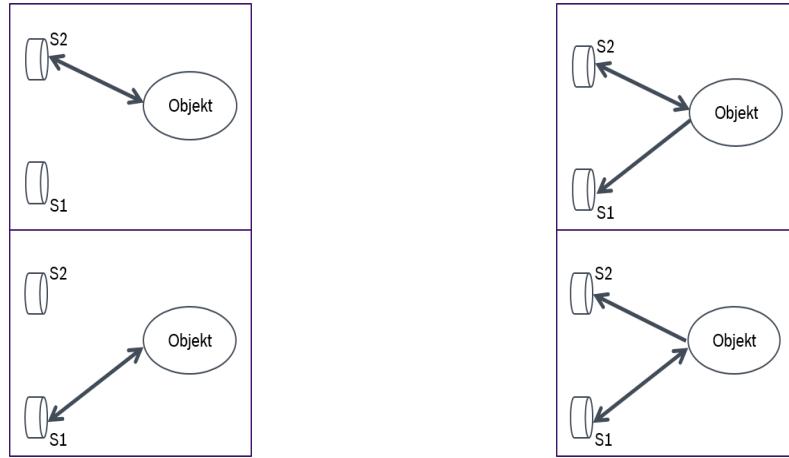
Es müssen also nur zwei Gleichungssysteme mit jeweils zwei Unbekannten gelöst werden. Eine korrekte Positionsbestimmung erfolgt allerdings nur, wenn das Objekt genau in der Sensorebene liegt. Je weiter ein Objekt von der Ebene entfernt liegt, desto größer wird der Fehler in der Lokalisierung.

2.4.3. Kreuzecho zwischen zwei Sensoren

Befindet sich ein Sensor im Empfangsbereich eines benachbarten Sensors, kann dieser außer seinem eigenen, auch das Echo des benachbarten Sensors empfangen. In Abbildung 2.11a senden und empfangen die Sensoren sequentiell ihre eigenen ausgesandten Impulse und werten die jeweiligen Echos aus. Um die Distanzabschätzung zu verbessern und sofern das System es zulässt, kann es erweitert werden wie dargestellt in Abbildung 2.11b. Hier sendet pro Zyklus jeweils ein Sensor. Anders als zuvor, empfangen allerdings beide das Echo des Objektes und werten dieses aus. Der Schätzwert für die Distanzmessung eines Sensors kann damit pro Zyklus über zwei verschiedene Werte gemittelt werden.

Basierend auf diesen Daten kann ein Verfahren zur Schätzung der Größe bzw. Oberfläche eines gemessenen Objektes implementiert werden. Bei gleicher Position relativ zum Sensor werfen unterschiedliche Objekte Echos mit deutlich variierenden Amplitudenhöhen Sensor zurück. Die Amplitudenhöhe ist hauptsächlich abhängig von den folgenden Eigenschaften:

- Größe des Objektes



(a) Eigenecho

(b) Eigenecho und Kreuzecho

Abbildung 2.11.: Auswertung von Eigenecho und Kreuzecho

- Position des Objektes innerhalb der Schallkeule
- Dämpfende Eigenschaften der Objektoberfläche
- Unterschied zur Schallkennimpedanz der Luft
- Richtung der Rückstrahlung des Objektes

Bei Annahme einer senkrecht zum Sensor rückstrahlenden Objektoberfläche, ähnlicher Schallkennimpedanzen der verschiedenen Objekte und der Objektposition mittig in der Schallkeule kann bei einer bekannten Distanz mehrerer Objekte zum Sensor grob auf deren Erscheinung, wie Größe bzw. Oberflächenbeschaffenheit, geschlossen werden.

2.5. Ultraschallmessung

2.5.1. Ultraschallwandler

Ultraschallmesssysteme basieren meist auf Ausnutzung des piezoelektrischen Effektes. Das Messelement dieser Sensoren wird Ultraschallwandler genannt. An ein piezokeramisches Element wird eine elektrische Schwingung angelegt, wodurch dieses zu Schwingen beginnt. Dieses Schwingen wird durch eine metallische Membran verstärkt und als Schall in die Luft ausgesandt. Die Membran wird auf eine bestimmte Frequenz resonant abgestimmt und erreicht daher sehr hohe Amplituden. Aufgrund der Anregung in Resonanz wirkt das Übertragungssystem wie ein sehr enger Bandpassfilter. Da der piezoelektrische Effekt auch umgekehrt funktioniert,

können von Objekten reflektierte Schallsequenzen vom Piezo-Element wieder in elektrische Signale verwandelt werden. Somit ist der gleiche Sensor zum Senden und Empfangen von Signalen gleichermaßen einsetzbar [21].

Abbildung 2.12 zeigt das Prinzip eines Piezo-Elementes. Senkrecht zur Platte wird eine Wechselspannung angelegt, woraufhin das Element in gleicher Frequenz seinen Durchmesser zyklisch vergrößert und verkleinert.

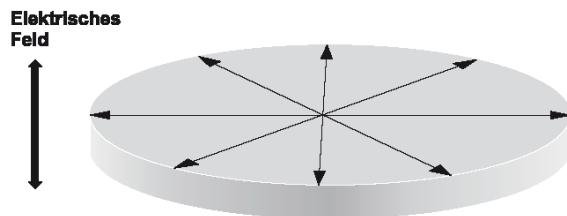


Abbildung 2.12.: Piezo-Element

2.5.2. Distanzbestimmung über Ultraschall

Vom Ultraschallsensor werden hochfrequente Schwingungen empfangen, die als Reflexionen von Objekten zurückgeworfen werden. Die wichtigsten Informationen in den Daten sind die Amplitude und die Frequenz der Schwingung. Kohärente oder pseudokohärente Auswerteverfahren nutzen aus, dass die Phase des Empfangssignals mit der Soll-Phase des ausgesendeten Signals verglichen werden kann. Voraussetzung dafür ist das ununterbrochene Senden des Signals oder zumindest ein lokaler Oszillator, der nach Aussenden des Triggersignals auf der gleichen Frequenz weiter läuft. Über den Doppler-Effekt lässt sich bei kohärenter Auswertung aus einer Frequenzverschiebung zwischen ausgesendetem und empfangenem Signal die Geschwindigkeit eines Objektes berechnen. Außerdem existieren Verfahren, die Längenmessungen im Sub-Wellenlängen-Bereich vornehmen können. Bei der nicht-kohärenten Auswertung ist die Information über die Phasenverschiebung zwischen Sende- und Empfangsimpuls verloren. Die Amplitudeninformationen bleiben erhalten. Da bei nicht-kohärenter Auswertung nur die Amplituden der Signale von Bedeutung sind, erfolgt die Distanzschätzung über die Laufzeit zwischen Sende- und Empfangssignal. Wie in Abbildung 2.15 dargestellt, besteht das Signal nicht aus einem einzigen Puls, sondern aus einer Abfolge mehrerer Schwingungen mit der gleichen Frequenz (Burst).

Gleichung 2.27 beschreibt den Zusammenhang zwischen gemessener Zeit und Distanz zwischen Objekt und Sensor.

$$d = \frac{1}{2} c_{Schall} \Delta t \quad (2.27)$$

Wobei c_{Schall} die Schallgeschwindigkeit aus Gleichung 2.2 und Δt die Zeit beschreibt, die das Ultraschallsignal vom Aussenden des Triggers bis zum Empfang des Echoes braucht [22]. Es wird eine konstante Temperatur angenommen.

Die Zeit- bzw. Distanzmessung mittels Amplitudensignalen unterliegt folgenden Randbedingungen:

- Durch die Bandpass-Charakteristik des Wandlerelements sind die Flanken des Sende- und Empfangssignals nicht unendlich steil, sondern haben annäherungsweise einen glockenförmigen Verlauf (siehe auch Abbildung 2.16).
- Die Höhe der Amplituden der Signale sind stark material- und distanzabhängig. Ab ca. zwei Metern gehen selbst Objekte mit optimalen Rückstrahleigenschaften im Rauschen unter.
- Durch Mehrfachreflexionen eines Schallpulses zwischen Sensor und Objekt können Pseudo-Objekte entstehen [23]. Eine Zeit- und damit Distanzmessung ist daher nur für das nächste Objekt zum Sensor möglich.

Um die Laufzeit des Schalls zu berechnen existieren in der Ultraschall-Messtechnik zwei wesentliche unterschiedliche Verfahren, welche im Folgenden vorgestellt werden.

2.5.3. Kreuzkorrelation

Die Kreuzkorrelation nutzt die mathematischen Eigenschaften eines LTI-Systems. In Abbildung 2.4 wurde die Impulsantwort eines LTI-Systems eingeführt. Die Antwort eines Systems auf eine Anregung ergibt sich durch Faltung des Eingangssignals mit der Impulsantwort des Systems, siehe Gleichung 2.9. Die Kreuzkorrelation funktioniert ähnlich wie die Faltung, mit dem Unterschied, dass unter Kenntnis der Signale $x(t)$ und $y(t)$ eine Funktion berechnet wird, die die Ähnlichkeit der beiden Signale angibt [24].

$$r_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x^*(t)y(t + \tau)dt \quad (2.28)$$

Dabei ist $x(t)$ das Sende- und $y(t)$ das Empfangssignal des Systems. Die Kreuzkorrelation besitzt einen Scheitelwert, der angibt, welcher zeitliche Unterschied zwischen gesendetem und empfangenem Impuls liegt.

Abbildung 2.13 zeigt ein Messsystem das mit Kreuzkorrelation funktioniert. Das ausgesandte Signal $e(t)$ und das vom Objekt reflektierte Echo $r(t)$ werden jeweils A/D-gewandelt als Digitalsignal $r[n]$ eingelesen. Im „Correlator“ wird die Kreuzkorrelation angewendet (siehe Formel 2.28). Hierbei entsteht ein neuer Vektor $y[n]$, in dem die Information über die zeitliche Verschiebung der beiden Signale gespeichert ist. Über einen „Peak-Detektor“ wird der genaue Wert der zeitlichen Verschiebung des jeweiligen Signals detektiert.

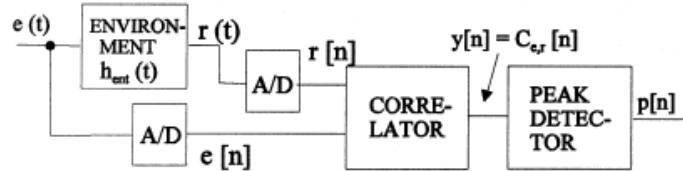


Abbildung 2.13.: Kreuzkorrelation [23]

Ein Vorteil der Kreuzkorrelation ist, dass sie aufgrund der Kenntnis der ausgesandten Pulsfolge auch überlagerte Signale im Echo herausfiltern kann. Dafür müssen die Sendesignale entsprechend codiert werden. Somit ist es möglich, dass zwei unterschiedliche Echopulse aus einem einzigen Empfangssignal jeweils ihrer Quelle zugeordnet werden können. Kohärente Modulation mit Golay-Codierung bietet beispielsweise einen sehr hohen und engen Peak in der Korrelationsfunktion, wie in Abbildung 2.14 dargestellt. Für die Modulation der Signale kommen neben

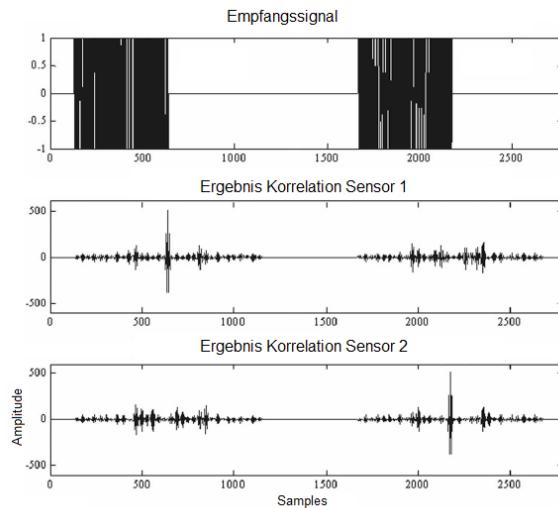


Abbildung 2.14.: Kreuzkorrelation mit digital modulierten Daten [25]

digitalen [25], auch analoge [26] Codierungen infrage. In Abbildung 2.14 wird das Empfangssignal zunächst mit der Sequenz aus Sensor 1 kreuzkorreliert. Das Ergebnis ist in der Mitte zu sehen. Der Peak der Kreuzkorrelationsfunktion ist nur an einer Stelle sehr steil. Der Peak entspricht der zeitlichen Verzögerung des Sendesignals von Sensor 1. Das *gleiche* Eingangssignal wird im zweiten Schritt mit der Sequenz von Sensor 2 kreuzkorreliert. Das Ergebnis ist unten zu sehen. Der höchste Peak entspricht der zeitlichen Verzögerung des Sendesignals von Sensor 2.

2.5.4. Schwellwertverfahren

Abbildung 2.15 stellt eine Zeitmessung mittels Schwellwertverfahren dar. In Phase A wird

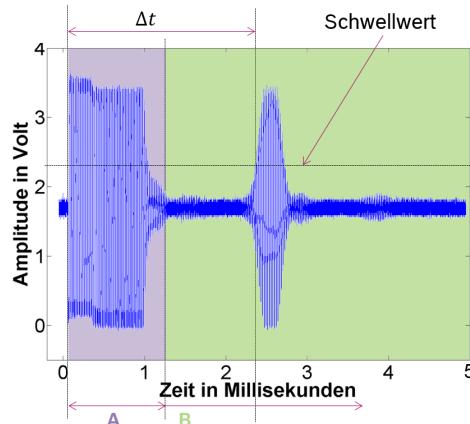


Abbildung 2.15.: Schwellwertverfahren

das Piezo-Element des Sensors zu resonanter Schwingung angeregt. Sobald das Piezo-Element ausgeschwungen ist, beginnt Phase B. In dieser Phase wird das erste Signal, dessen Amplitude den Schwellwert übersteigt als Objekt definiert. Die Differenz der beiden Zeitsignale geht als Δt in Formel 2.27 ein.

Abbildung 2.16 zeigt ein Problem, welches sich ergibt, wenn das Schwellwertverfahren auf hochfrequente Signale angewendet wird. Die horizontale, hellgraue Linie ist der Schwellwert.

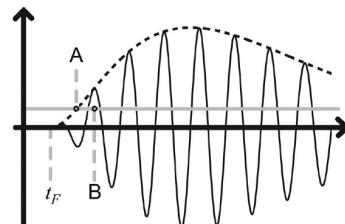


Abbildung 2.16.: Schwellwertverfahren: Vergleich Rohsignal und Hüllkurve [26]

t_F ist die tatsächliche Flugzeit des Signals. Zu Zeitpunkt A wird der Schwellwert durch die Hüllkurve geschnitten, das hochfrequente Signal schneidet den Schwellwert noch später. Während der Fehler beim Amplitudensignal nur von der Steilheit der Flanke abhängt, kommt beim hochfrequenten Signal ein zusätzlicher Fehler hinzu, der bis zu einer Wellenlänge groß werden kann. Um diesen Fehler zu vermeiden ist es bei dieser Methode der Auswertung sinnvoll, nur das Amplitudensignal auszuwerten. Hierdurch gehen jedoch auch Informationen des hochfre-

quenten Signals verloren und eine Auswertung des Doppler-Effektes ist beispielsweise nicht mehr möglich.

2.5.5. Verfahren zum Hintergrundabzug

Um Objekte vor einem Hintergrund zu trennen, existiert in der Bildverarbeitung das Verfahren des Hintergrundabzugs. Hierfür wird im ersten Schritt der Hintergrund der Szene aufgenommen. Neue Samples werden im zweiten Schritt vom Hintergrund durch Differenzbildung getrennt [27].

Im einfachsten Fall wird von einem Bild das jeweils vorherige Bild abgezogen, siehe Formel 2.29.

$$\begin{aligned} |I(x, y, t) - B(x, y, t)| &> Th \\ B(x, y, t) &= I(x, y, t - 1) \end{aligned} \quad (2.29)$$

$I(x, y, t)$: Bild zu Zeitschritt t

$B(x, y, t)$: Hintergrund zu Zeitschritt t .

$I(x, y, t - 1)$: Bild zu Zeitschritt $t - 1$.

Der Schwellwert Th (Threshold) bestimmt, wie stark sich das Objekt vom Hintergrund abheben muss um als Objekt klassifiziert zu werden. Um die Schätzung des Hintergrundes robuster zu machen, wird häufig der Mittelwert der letzten n Messungen benutzt um den Hintergrund zu berechnen.

$$B(x, y, t) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} I(x, y, t - i) \quad (2.30)$$

Damit einhergehend ist allerdings ein sehr hoher Speicherbedarf, da für jeden Zeitschritt die letzten n zurückliegenden Bilder gespeichert werden müssen. Außerdem hängt die Qualität des Hintergrundbildes von der Objektgeschwindigkeit und der Aufnahmefrequenz der Bilder ab. Um ein robusteres und weniger speicherintensives Bild des Hintergrundes zu erhalten, wird der gleitende Mittelwert eingeführt, siehe Formel 2.31.

$$B(x, y, t) = (1 - \alpha)B(x, y, t - 1) + \alpha I(x, y, t) \quad (2.31)$$

α bezeichnet die Lernrate. Sie liegt typischerweise bei 0,05 [28]. Mit dieser Methode müssen nur zwei Bilder pro Zeitschritt gespeichert werden.

Die Berechnung des Hintergrundes aufgrund vorheriger Daten lässt sich mit den gezeigten Formeln gut auf das Ultraschallsystem übertragen. Als Eingangsdaten dienen dann nicht mehr zweidimensionale Bilder, sondern von Echos des Ultraschallsignals. Probleme wie der sehr große Speicherbedarf oder eine ungleiche Bildausleuchtung spielen beim Ultraschallsystem keine Rolle.

3. Konzeption des Messsystems

In diesem Kapitel wird das Messsystem signalflusstechnisch beschrieben. Aufbauend auf den im Theoriteil dargestellten Begriffen und Verfahren werden die Komponenten des Ultraschall-Messsystems ausgelegt. Das Gesamtmesssystem ist in 3.1 dargestellt. Der Ausgangspunkt des

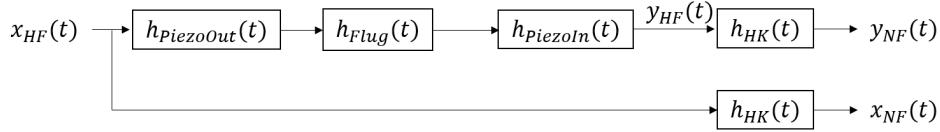


Abbildung 3.1.: Übersicht des Messsystems

Messsystems ist das Sendesignal $x_{HF}(t)$. $h_{PiezoOut}(t)$ beschreibt die Übertragungsfunktion des Ultraschallsenders. $h_{Flug}(t)$ ist die Übertragungsfunktion, die sich aufgrund der zurückgelegten Strecke und den reflektorischen Eigenschaften des Objektes ergibt. $h_{PiezoIn}(t)$ ist die Übertragungsfunktion des Ultraschallempfängers. Das dort abgegriffene Signal ist das hochfrequente Empfangssignal $y_{HF}(t)$. Sende- und Empfangssignal werden mittels einem Hüllkurvendemodulator, dessen Übertragungsfunktion $h_{HK}(t)$ ist, in die niederfrequenten Signale $x_{LF}(t)$ und $y_{LF}(t)$ umgewandelt.

3.1. Übertragungsverhalten des Ultraschallsystems

Abbildung 3.2 zeigt das Sendesignal, die Impulsantworten der einzelnen Systemkomponenten und das Empfangssignal. Das Ultraschallsignal passiert den Piezo-Wandler beim Aussenden des

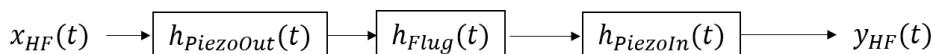


Abbildung 3.2.: Darstellung der Systemkomponenten

Signals. Aufgrund seiner Abstimmung auf rezonante Schwingung wirkt dieser als sehr enger Bandpassfilter. Durch die Signalübertragung in der Luft addiert sich Rauschen in das Signal und der Schall wird aufgrund von Objekteigenschaften gedämpft. Beim Empfangen muss das Signal nochmals durch den Sensor und wird somit nochmals bandpassgefiltert.

Zur Berechnung der Kreuzkorrelation wird ein lineares, zeitinvariantes System angenommen, siehe Kapitel 2.2. Außerdem wird die Bandpasseigenschaft des Piezo-Elementes vernachlässigt. Auch das Rauschen durch den Kanal und die dämpfenden Eigenschaften des Objektes werden

vernachlässigt. Der Gleichanteil des Signals wird bereits vor dieser Betrachtung herausgefiltert. Das Sendesignal, das vom Sensor ausgesandt wird, entspricht dem Signal in Formel 3.1.

$$x_{HF}(t) = a_x e^{j\omega_x t} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) \quad (3.1)$$

a_x ist die maximale Amplitude des Signals, T beschreibt die Zeitdauer des Signals und ω_x die Kreisfrequenz. Die Impulsantwort $h_{Obj}(t)$ bewirkt eine Verschiebung des Sendesignals um den Wert T_{Obj} .

$$h_{Obj}(t) = \delta(t - T_{Obj}) \quad (3.2)$$

Das Empfangssignal ergibt sich im Zeitlichen durch folgende Faltung:

$$\begin{aligned} y_{HF}(t) &= x_{HF}(t) * h_{Obj}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x_{HF}(\tau) h_{Obj}(t - \tau) d\tau \\ &= a_x \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega_x \tau} \text{rect}\left(\frac{\tau - \frac{T}{2}}{T}\right) \delta(t - \tau - T_{Obj}) d\tau \\ &= a_x e^{j\omega_x (t - T_{Obj})} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - T_{Obj}}{T}\right) \\ &= x_{HF}(t - T_{Obj}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Das empfangene Signal entspricht somit exakt dem Sendesignal, verschoben um T_{Obj} . Aufgabe des Messsystems ist es, den Wert für T_{Obj} aus den Messdaten zu bestimmen.

3.2. Kreuzkorrelation mit dem Rohsignal

In Kapitel 2.5.3 wurde die Kreuzkorrelation eingeführt, von der man auf den zeitlichen Abstand zweier ähnlicher Signale schließen kann. In der Ultraschall-Messtechnik ist sie eine gängige Methode um Distanzen zwischen Sensor und Objekt auszurechnen. Im Folgenden wird die Kreuzkorrelation mit den beiden hochfrequenten Signalen $x_{HF}(t)$ und $y_{HF}(t)$ berechnet.

$$x_{HF}(t) = a_x e^{j\omega_x t} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) \quad (3.4)$$

$$y_{HF}(t) = a_x e^{j\omega_x (t - T_{Obj})} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - T_{Obj}}{T}\right) \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned}
r_{xyHF}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_{HF}^*(t) y_{HF}(t + \tau) dt \\
&= a_x^2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega_x t} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) e^{j\omega_x(t - T_{Obj} + \tau)} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - T_{Obj} + \tau}{T}\right) dt \quad (3.6) \\
&= a_x^2 e^{j\omega_x(\tau - T_{Obj})} \text{tri}\left(\frac{\tau - T_{Obj}}{T}\right)
\end{aligned}$$

3.3. Inkohärente Demodulation mit einem Hüllkurvendemodulator

Das Prinzip des inkohärenten Hüllkurvendemodulators ist gegeben in Abbildung 3.3. Zunächst

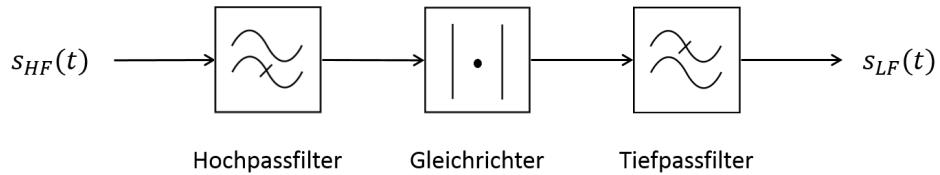


Abbildung 3.3.: Prinzip des Hüllkurvendemodulators

wird der Gleichanteil des Signals durch einen Hochpass entfernt. Dann wird der Betrag des Signals durch einen Gleichrichter gebildet. Zuletzt werden die hohen Frequenzen durch einen Tiefpassfilter entfernt. In der folgenden Betrachtung wurde der Gleichanteil bereits durch einen Hochpassfilter entfernt. Betrachtet wird hier die Demodulation des niederfrequenten, amplitudenmodulierten Empfangssignals $x_{LF}(t)$ aus dem hochfrequenten, amplitudenmodulierten Empfangssignal $x_{HFmod}(t)$ [29].

$$x_{LF}(t) = a_x \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) \quad (3.7)$$

$$x_{HFmod}(t) = \Re(x_{HF}(t)) = a_x \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) \cos(\omega_x t) = x_{LF}(t) \cos(\omega_x t). \quad (3.8)$$

Dabei ist $\cos(\omega_x t)$ die hochfrequente Trägerschwingung des Signals. Der Betrag aus diesem Signal ist

$$|x_{HFmod}(t)| = a_x \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) |\cos(\omega_x t)| \quad (3.9)$$

Da der Cosinus ein periodisches Signal ist, kann dazu eine Fourier-Reihe angegeben werden:

$$|\cos(\omega_x t)| = \frac{2}{\pi} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \frac{[-1]^\nu}{1 - 4\nu^2} e^{j\nu 2\omega_x t} \quad (3.10)$$

Die Fourier-Transformierte sieht entsprechend aus wie folgt:

$$X_{HFmod}(j\omega) = \frac{2}{\pi} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \frac{[-1]^{\nu}}{1 - 4\nu^2} X(j\omega - j\nu 2\omega_x) \quad (3.11)$$

Da das Spektrum sich periodisch wiederholt, muss es einen Tiefpassfilter durchlaufen, um alle höherfrequenten Anteile herauszufiltern. Ein idealer Tiefpass hat die Form eines Rechtecks und die Breite ω_{Grenz} :

$$H_{TP}(j\omega) = \frac{\pi}{2} \operatorname{rect}\left(\frac{\omega}{\omega_{Grenz}}\right) \quad (3.12)$$

Daraus ergibt sich das Hüllkurvensignal durch Multiplikation:

$$X_{LF}(j\omega) = X_{HFmod}(j\omega) H_{TP}(j\omega) \quad (3.13)$$

Da das Rechteck außerhalb der Grenzfrequenz null ist, werden alle höheren Frequenzen durch Multiplikation der Funktion mit dem Tiefpassfilter ausgeblendet. Durch Rücktransformation in den Zeitbereich ergibt sich wieder das Anfangssignal $x_{LF}(t)$.

Im realen System ist ein optimales Tiefpassfilter nicht erreichbar. Ein passiver Tiefpass erster Ordnung, bestehend aus einem Kondensator und einem Widerstand erreicht eine Steilheit von 20dB pro Dekade. Für die Auslegung eines Hüllkurvendemodulators müssen diese Bauteile dimensioniert werden.

3.4. Kreuzkorrelation mit Hüllkurven-Signal

Durch die Hüllkurvendemodulation wurden die hochfrequenten Anteile der Signale $x_{HF}(t)$ und $y_{HF}(t)$ herausgefiltert. Die neuen Funktionen haben die Form:

$$x_{LF}(t) = a_x \operatorname{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) \quad (3.14)$$

und

$$y_{LF}(t) = a_y \operatorname{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - T_{Obj}}{T}\right) \quad (3.15)$$

Die Kreuzkorrelation ergibt sich zu

$$\begin{aligned} r_{xyLF}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_{LF}^*(t) y_{LF}(t + \tau) dt \\ &= a_x^2 \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) \operatorname{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - T_{Obj} + \tau}{T}\right) dt \\ &= a_x^2 \operatorname{tri}\left(\frac{T_{Obj} - \tau}{T}\right) = a_x^2 \operatorname{tri}\left(\frac{\tau - T_{Obj}}{T}\right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Die Kreuzkorrelation der tiefpassgefilterten Signale entspricht also dem Amplitudensignal der Kreuzkorrelation des hochfrequenten Signals. Falls also nur die Distanz gemessen werden soll und nicht die Geschwindigkeit eines Objektes, enthält die niederfrequente Kreuzkorrelation alle Informationen, die wichtig für das Messsystem sind. Es gehen durch die Amplitudendemodulation keine wichtigen Informationen verloren.

4. Simulation des Messsystems

Ziel dieses Kapitels ist zu zeigen unter welchen Bedingungen welches der dargestellten Messverfahren das am besten geeignete für das Messsystem ist und inwiefern die Ergebnisse der analytischen Berechnung mit den realen Bedingungen des Messsystems vereinbar sind.

4.1. Simulationsmodell

Die Simulation wurde mit Matlab und Simulink durchgeführt. Abbildung 4.1 zeigt das Simulink-Modell für einen Messvorgang. Der Signal-Block modelliert das Sende-Signal, siehe Anhang

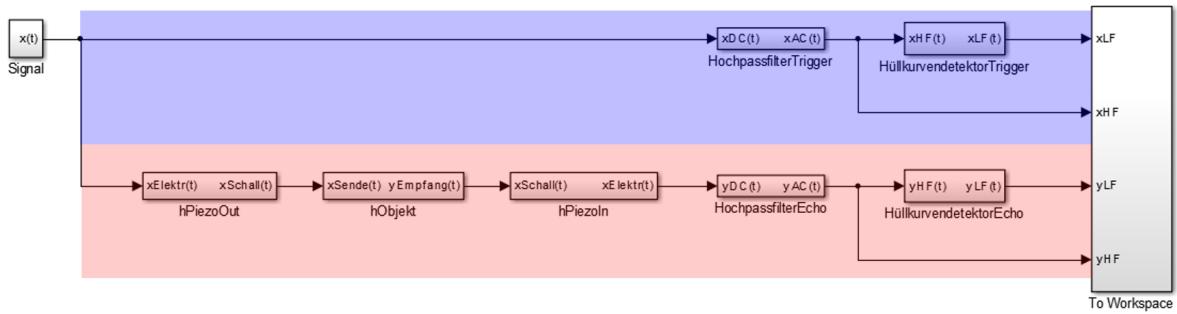


Abbildung 4.1.: Simulink Modell Messvorgang

A.1. Der Pfad oben steht für das Triggersignal. Da dieses im realen System direkt auf der Platine abgegriffen wird, geht es ohne weitere Bearbeitung zum Hochpassfilter des Hüllkurvenempfängers. Im unteren Pfad passiert das Signal zunächst die Messstrecke, siehe Anhang A.2 bevor es durch den Hüllkurvendektor geht. Diese Strecke besteht aus drei Funktionen. Die erste, hPiezoOut(t), stellt die Bandpasscharakteristik des Senders dar. Der Block hObjekt(t) bildet die Abnahme des Schalls in Luft und das additive Rauschen durch den Übertragungspfad, sowie die dämpfenden Eigenschaften des Objektes ab. Der Block hPiezoIn(t) steht für die Übertragungseigenschaften des Empfängers. Sie ist in dem Modell identisch mit der des Lautsprechers und wirkt daher auch als Bandpass. Am Ende der Strecke werden die hochfrequenten und die demodulierten Sende- und Empfangssignale im Matlab Workspace gespeichert, wo die Distanz mit den zuvor vorgestellten Algorithmen berechnet wird, siehe Anhang A.1.3. Über ein Matlab-Skript werden Parameter eingestellt, die an das Simulink Modell übertragen werden. Das Sendesignal wird nach folgender Formel moduliert:

$$x_{HFDC}(t) = a_0 + a_x \cos(\omega_x t) \operatorname{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right)$$

Wobei a_0 der DC-Anteil des Signals ist. a_x beschreibt die maximale Amplitude des Signals und $\omega_x = 2\pi f_x$ die Kreisfrequenz des Signals. T ist die Pulsbreite des Signals.

Das Simulationsmodell geht in seinen Möglichkeiten über das analytisch gelöste Modell hinaus. Folgende Parameter und Störgrößen können vor der Simulation frei eingestellt werden:

- Höhe des Rauschens
- Cosinus oder Frequenzrampe als Sendesignal
- Zeitkonstanten von Hoch- und Tiefpassfilter
- Frequenz, DC-Anteil und Amplitude des Sensorsignals des Hüllkurvendemodulators
- Bandbreite des Bandpasses (Piezo-Element)
- Absorptionsgrad des Objektes
- Winkelversatz des Objektes zum Sensor
- Einfluss der Umgebungstemperatur

4.2. Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt werden Ergebnisse der dargestellten Simulation mit unterschiedlichen Eingangsparametern dargestellt. Dabei wird untersucht, ob und unter welchen Umständen die Kreuzkorrelation zur Distanzbestimmung bei dem verwendeten Ultraschall-Messsystem sinnvoll ist. Außerdem wird diese Methode mit der einfachen Schwellwert-Methode verglichen. Es werden Vor- und Nachteile beider Methoden dargestellt und verglichen.

4.2.1. Unter Vernachlässigung des Einflusses der Messstrecke

Abbildung 4.2 zeigt Simulationsergebnisse der Sensorsignale unter Vernachlässigung von Rauschen und Absorption und bei kleinstmöglicher Bandbreite des Bandpasses mit einem Objekt in 60 cm Entfernung. Die Grafik zeigt die hoch- und niederfrequenten Sendedaten $x_{HF}(t)$ und $x_{LF}(t)$, sowie die hoch- und niederfrequenten Empfangsdaten $y_{HF}(t)$ und $y_{LF}(t)$. Auf den niederfrequenten Signalen ist ein Restrippel zu erkennen, der durch den Tiefpassfilter des Hüllkurvenempfängers nicht vollständig eliminiert werden kann. Das Empfangssignal ist gegenüber dem Sendesignal um T_{Obj} nach rechts verschoben, ansonsten sind die Signale identisch.

Abbildung 4.3 zeigt die Ergebnisse der Distanzbestimmung mittels Kreuzkorrelation und Schwellwertmethode des Signals in Abbildung 4.2. Der Plot $xcorrHF$ stellt die Kreuzkorrelation der hochfrequenten Daten dar. Diese entspricht dem Ergebnis der analytischen Rechnung, siehe

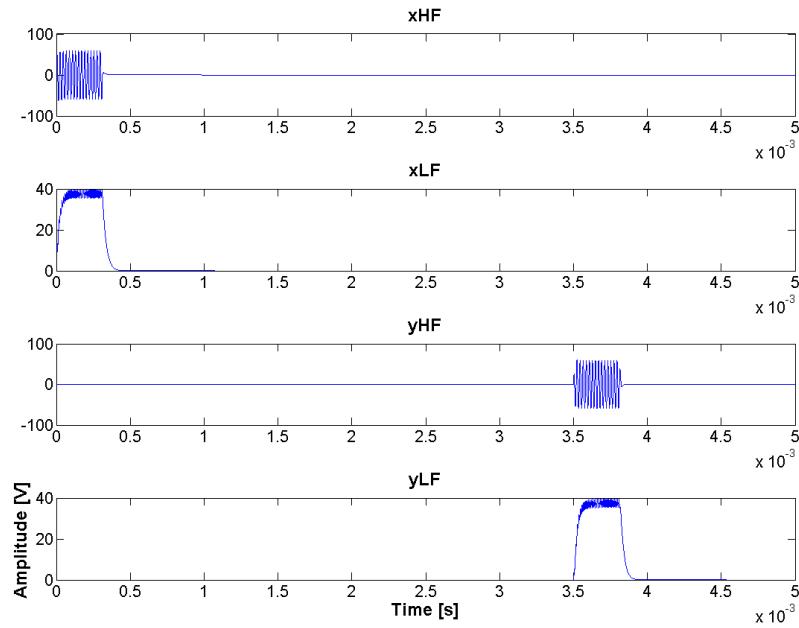


Abbildung 4.2.: Sensorsignale ideal

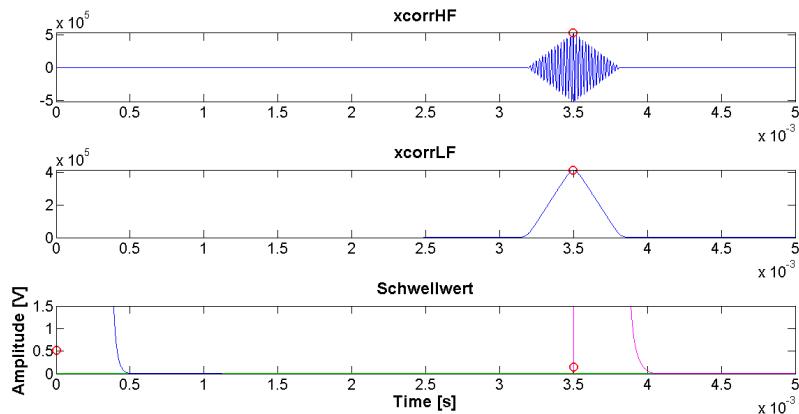


Abbildung 4.3.: Kreuzkorrelation und Schwellwertverfahren ideal

Gleichung 3.6. Plot $xcorrLF$ bildet die Kreuzkorrelation der niederfrequenten Daten ab, die in Gleichung 3.16 berechnet wurde. Alle drei Methoden errechnen den korrekten Abstand $d_{Obj} = 60 \text{ cm}$.

4.2.2. Einfluss von Rauschen, Distanz und Objekteigenschaften

Abbildung 4.4 zeigt Simulationsergebnisse der Sensorsignale unter Berücksichtigung von Rauschen durch die Übertragung des Signals in der Luft und Abschwächung des Signals durch die zurückgelegte Distanz, aber bei ideal rückstrahlendem Objekt. Die Distanz des Objektes T_{Obj} entspricht der von Abbildung 4.2. Das additive weiße Rauschen ist in den Signalen y_{HF} und

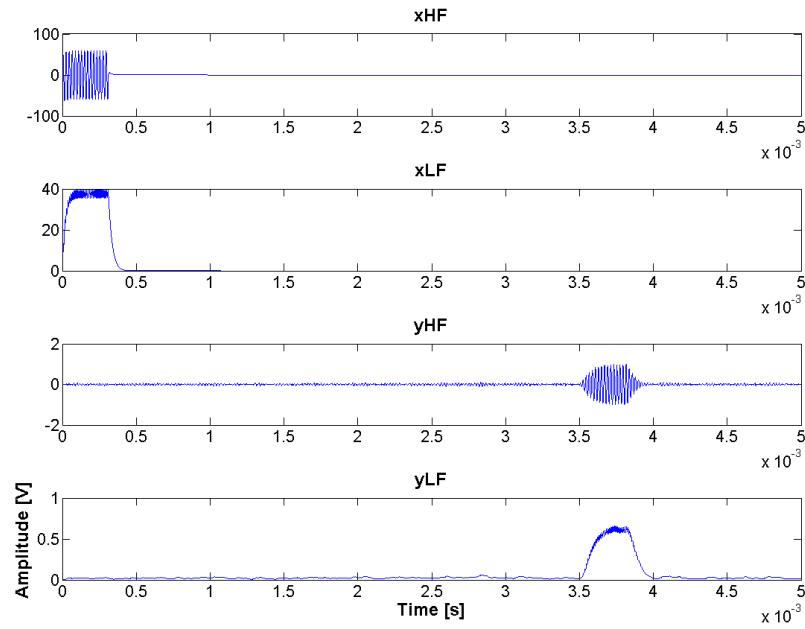


Abbildung 4.4.: Sensorsignale mit Einfluss der Übertragungsstrecke

y_{LF} deutlich zu erkennen, die Amplitude ist im Empfangssignal außerdem deutlich kleiner.

Abbildung 4.5 zeigt die Ergebnisse der Distanzbestimmung aus den Signalen aus Abbildung 4.4. Gegenüber Abbildung 4.3 ist die Amplitude des Korrelationspeaks beider Signale deutlich kleiner. Bei der Korrelation mit den niederfrequenten Signalen ist zudem ein Anstieg des Hintergrundpegels erkennbar. Bei der Schwellwertmethode ist die Distanz zwischen Grundrauschen und Schwellwert relativ klein. Die Genauigkeiten der Distanzbestimmung liegen bei allen Verfahren ca. um 1 cm.

Bisher wurde ein ideal rückstrahlender Körper betrachtet. Solch optimalen Rückstrahleigenschaften besitzen nur glatte, großflächige Strukturen, deren Fläche genau senkrecht zum Sensor steht. Bei einem Körper mit einem Absorptionsgrad von 40 Prozent und einem Winkelversatz von 20 Grad zeigt sich die Schwäche des Schwellwertverfahrens, dargestellt in Abbildung 4.6. Diese Simulation liefert im Wesentlichen das gleiche Ergebnis wie davor, aber mit geringerer

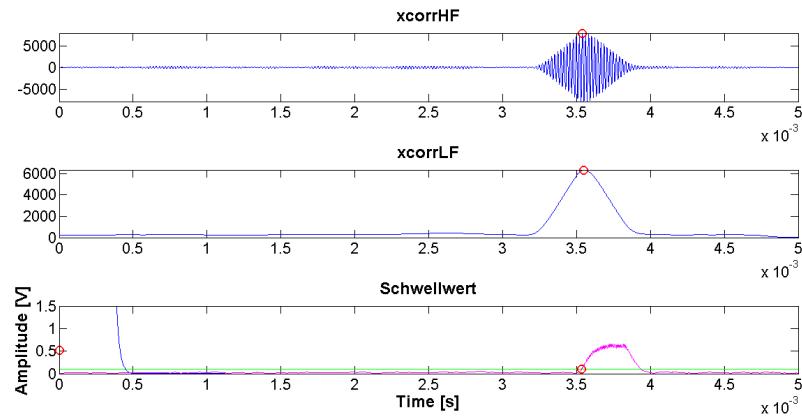


Abbildung 4.5.: Kreuzkorrelation und Schwellwertverfahren mit Rauschen und Dämpfung

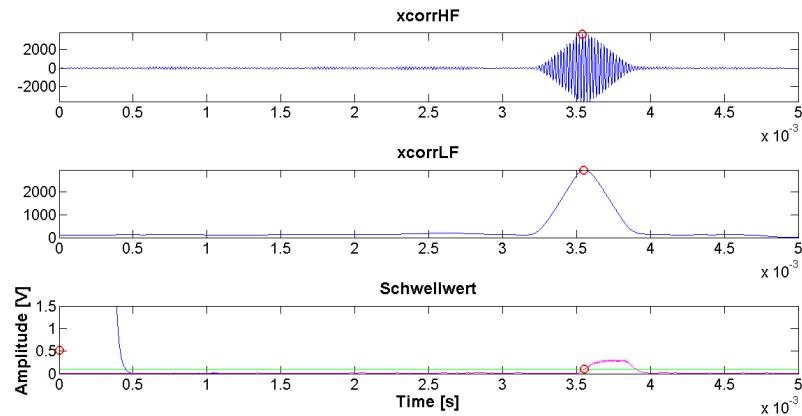


Abbildung 4.6.: Einfluss mit Einfluss der Messstrecke

Amplitude. Der Fehler des Schwellwertverfahrens hat sich durch die flachere Flanke vergrößert, zudem ist die Amplitude des Signals kaum höher als der Schwellwert selbst. Bei der Kreuzkorrelation hat sich die Amplitude ebenfalls verringert, liegt aber immer noch weit über jeder der Schwellwertmethode.

4.2.3. Kreuzkorrelation mit frequenzmodellierten Signalen

Wie in der Einleitung erwähnt, kann durch analoge oder digitale Signalcodierung eine Verbesserung der Distanzschätzung per Kreuzkorrelation erzielt werden.

Folgende Simulation wurde mit den gleichen Eigenschaften der Messstrecke wie in Abbildung 4.6 durchgeführt. Allerdings wurde die Übertragungsfunktion des Ultraschallsensors vernachlässigt. Als Anregungsfunktion wurde eine Frequenzrampe von 0 kHz bis 48 kHz gewählt. Trotz

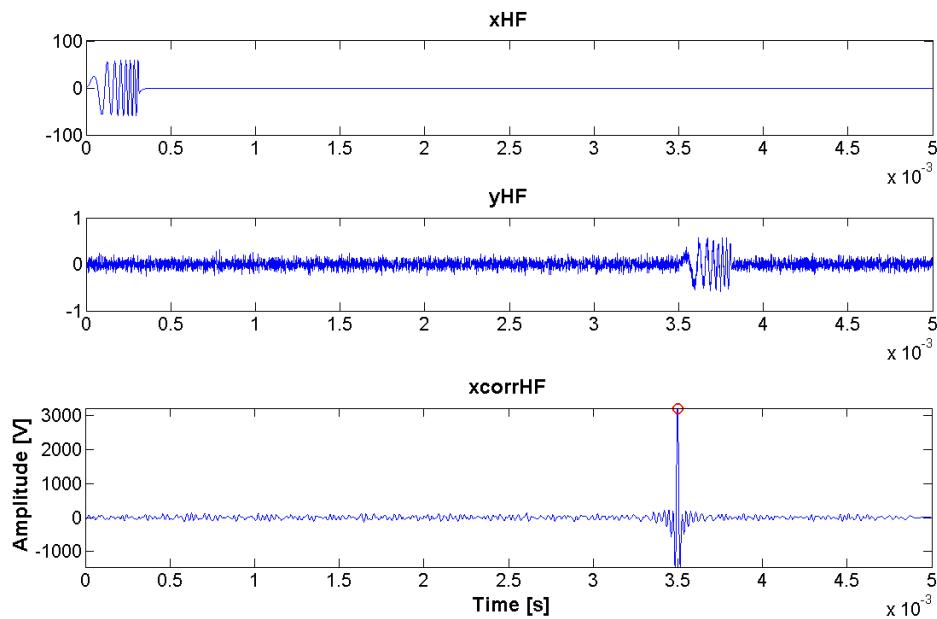


Abbildung 4.7.: Kreuzkorrelation mit frequenzmodulierten Daten ohne Einfluss des Ultraschallwandlers

Rauschens und nicht idealen Reflexionseigenschaften ergibt sich ein sehr enger Peak, der eindeutig identifizierbar ist. Wird der Bandpass-Effekt des Sensors hinzugenommen ist das Ergebnis deutlich weniger eindeutig, wie in Abbildung 4.8 zu sehen. Die Seitenpeaks sind deutlich größer als bei Vernachlässigung des Bandpasses. Die Genauigkeit liegt noch bei ca. 7 mm. Allerdings besteht die Gefahr, dass der falsche Peak ausgewertet wird, was zu einer deutlichen Fehleinschätzung der Distanz führen würde.

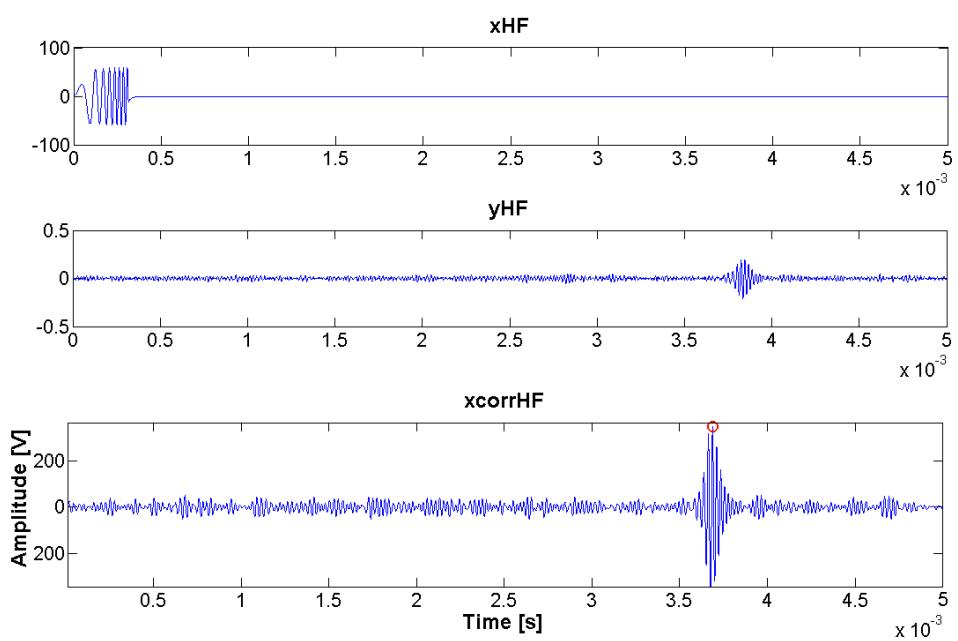


Abbildung 4.8.: Kreuzkorrelation mit frequenzmodulierten Daten mit Einfluss des Ultraschallwandlers

5. Umsetzung

In diesem Kapitel werden zunächst der schematische Aufbau des Demonstrators und anschließend die Messergebnisse des realen Systems gezeigt. Es wird untersucht, welches der dargestellten Messverfahren unter den gegebenen Voraussetzungen das sinnvollste ist. Außerdem werden Hintergrundausblendung und Lokalisierung anhand realer Daten beschrieben. Am Ende werden die Ergebnisse bezüglich ihrer Eignung, die gestellte Aufgabe zu erfüllen, diskutiert.

5.1. Aufbau des Messsystems

5.1.1. Schematischer Aufbau des Systems

Die Anordnung der Sensoren in der Bodenplatte ist in Abbildung 5.1 zu sehen. Das Bild

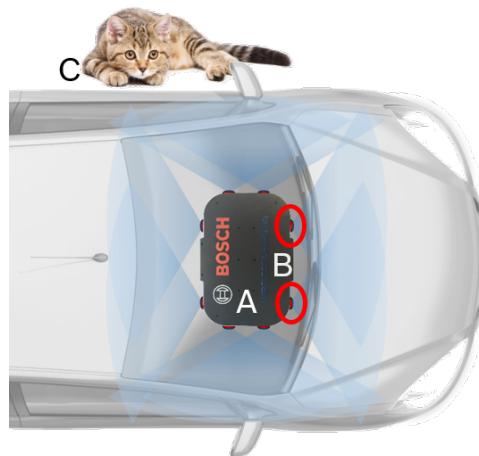


Abbildung 5.1.: Unterbodenplatte mit Sensoren und Fremdobjekt

zeigt die Position der Bodenplatte (A) unter dem Fahrzeug während des Ladevorgangs. Es sind zwei Sensoren auf gleicher Höhe an jeder Seite der Bodenplatte angebracht (B). Die Abstrahlrichtung der Sensoren ist von der Bodenplatte weg, in Richtung des Fahrzeugrandes. C ist ein lebendes Objekt, welches detektiert und lokalisiert werden soll.

5.1.2. Schematische Anordnung der Sensoren

Der horizontale 3dB-Öffnungswinkel α der Sensoren beträgt laut Datenblatt ca. 120° [30]. Der in Abbildung 5.2 grün gekennzeichnete Bereich wird von beiden dargestellten Sensoren über-

deckt. Nur wenn wie hier ein Objekt von mindestens zwei Sensoren gesehen wird, kann die

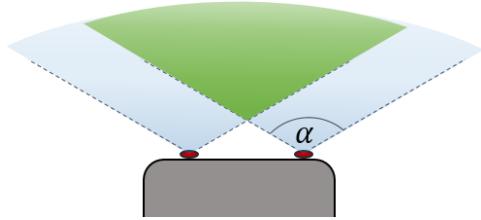


Abbildung 5.2.: Überdeckung des Sichtfeldes zweier Sensoren

Position des Objektes bestimmt werden. Abbildung 5.3 stellt zwei mögliche Anordnungen der Sensoren in der Bodenplatte dar. Die in Abbildung 5.3a dargestellte Anordnung hat gegenüber



(a) Anordnung A

(b) Anordnung B

Abbildung 5.3.: Vergleich verschiedener Sensoranordnungen

der anderen zwei entscheidende Vorteile. Erstens ist die Wand an der Verdickung auf der langen Seite sehr dick, die Sensoren können dort nur versenkt angebracht werden. Dadurch schränkt sich der Sichtwinkel aus Abbildung 5.2 stark ein. Zweitens liegen zwei benachbarte Sensoren nicht in einer Ebene, was die Positionsbestimmung deutlich erschwert. Aus diesen Gründen wurde Anordnung A für den Messaufbau gewählt. Aus praktischen Gründen wurden nur drei der vier Seiten mit Sensoren bestückt, sodass sich für den Demonstrator eine Anzahl von insgesamt sechs Ultraschallsensoren ergibt. Für eine vollständige, bemaßte technische Zeichnung der Bodenplatte inklusive Löcher für die Sensoren, siehe Anhang A.7.

5.1.3. Hardware-Aufbau

Abbildung 5.4 zeigt den schematischen Aufbau der Hardware-Komponenten, beispielhaft für einen Sensor. Über die Micro-Auto-Box werden die Sensoren mit Spannung versorgt. Durch ein digitales Signal, dessen Timing in [31] beschrieben wird, werden die Sensoren zum Aussenden

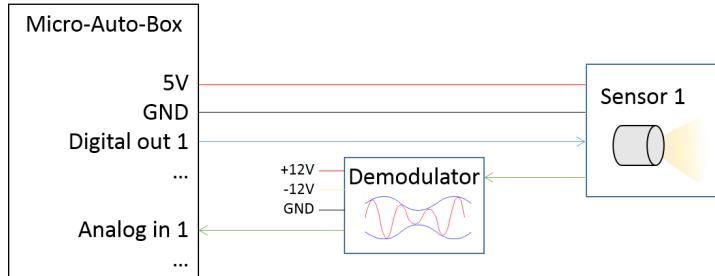


Abbildung 5.4.: Hardware-Aufbau, beispielhaft mit einem Sensor

des Ultraschallsignals angeregt. Von Trigger- und Echosignal werden über eine Hüllkurven-Demodulatorschaltung der Gleichanteil und die hochfrequenten Anteile entfernt und in einen analogen Eingang der Micro-Auto-Box eingelesen. Die Pinbelegung im Stecker der Micro-Auto-Box ist im Anhang A.8 zu finden.

5.1.4. Sensoren

Bei den eingesetzten Sensoren handelt es sich um Bosch-Ultraschallsensoren, die für Kfz-Anwendungen wie den Einparkassistenten entwickelt und optimiert sind und sich in diesem Einsatzbereich seit Jahren bewährt haben. Standardmäßig geben diese Sensoren vorverarbeitete Digitaldaten aus, die den Abständen verschiedener detektierter Objekte entsprechen [31]. Informationen über Amplitude, Phase und Frequenz des eigentlichen Ultraschallsignals werden nicht herausgeführt. Die Sensoren besitzen allerdings einen Testpunkt, an dem nach Freischalten über die entsprechende Abteilung das Analogsignal abgegriffen werden kann. Zur Entwicklung der Verfahren zur Signalauswertung wurden die Analogsignale aller Sensoren freigeschaltet und jeweils eine neue Leitung zwischen Sensor und Micro-Auto-Box gelegt.

Die Eigenschaften der Signale nach Freischalten des analogen Signals werden in Abschnitt 5.2.2 dargestellt. Dort wird aufgezeigt, warum ein Hüllkurvendemodulator entworfen wurde.

5.1.5. Platine zur Hüllkurvendemodulation

Der selbst entwickelte Hüllkurvendemodulator besteht aus einer Platine, die im Laufe der Arbeit selbst ausgelegt und gefräst wurde. Pro Platine können zwei Sensorsignale demoduliert werden. Für das endgültige Messsystem mit sechs Sensoren werden also drei Demodulator-Platinen benötigt.

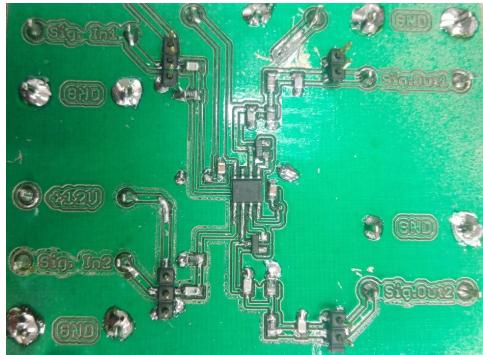


Abbildung 5.5.: Demodulatorschaltung

5.1.6. Laboraufbau mit Unterbodenplatte und Messmatrix

Um die Einbaulage des Sensors im Unterboden des Fahrzeugs nachzustellen, steht eine Aluminiumplatte zur Verfügung, siehe Abbildung 5.6. Um die Reflexionen des Unterbodens zu



Abbildung 5.6.: Unterbodenplatte mit Messmatrix

simulieren, wird die Bodenplatte mit den eingebauten Sensoren unter die Aluminiumplatte gelegt. Dadurch kann die Software zur Lokalisierung von Objekten unter annähernd realen Bedingungen getestet werden. Die Messmatrix auf der die Bodenplatte steht hilft bei der genauen Platzierung eines Objektes vor den jeweiligen Sensoren der Bodenplatte.

5.2. Signalverarbeitung

Abbildung 5.7 zeigt den prinzipiellen Zusammenhang und Aufbau der Hard- und Softwarekomponenten des Aufbaus, beispielhaft mit einem Sensor. Das Programm zur Ansteuerung und Auswertung der Sensordaten wurde im Simulink-Modell realisiert und ist in den Anhängen A.3 und A.4 genauer dargestellt. Dieses übernimmt das zyklische Ansprechen der Sensoren, sowie den entwickelten Auswerte-Algorithmus. Das Modell wird compiliert und auf die dSPACE

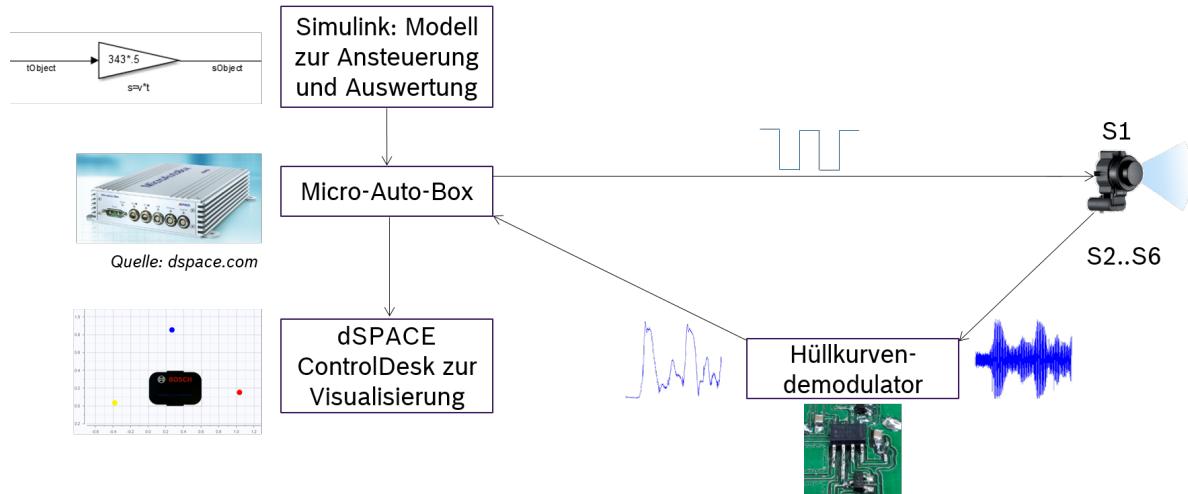


Abbildung 5.7.: Gesamtsystem aus Hardware und Software

Micro-Auto-Box geladen, wo es zur Laufzeit die Kommunikation mit den Sensoren übernimmt. Die hochfrequenten Daten der Sensoren werden mit einem Hardware-Hüllkurvendetektor demoduliert und digital eingelesen. Die ControlDesk-Software übernimmt die Visualisierung der Variablen zur Laufzeit.

5.2.1. Ablauf des Simulink-Modells

Abbildung 5.8 zeigt den zyklischen Ablauf des Simulink-Modells. Eine State Machine schaltet

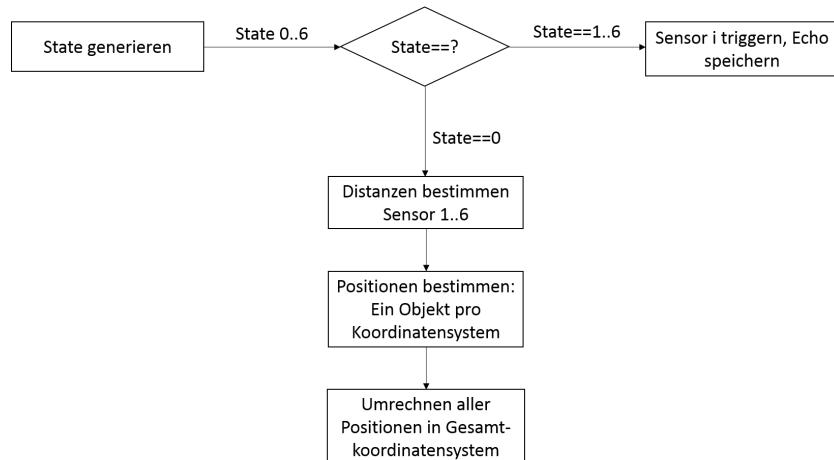


Abbildung 5.8.: Ablauf des Simulink-Modells

zyklisch den Zustand zwischen 0 und 6 weiter. Jeder Einzelzyklus dauert 50 ms, der Gesamt-

zyklus ist demnach 350 ms lang. Zunächst werden in den Zuständen 1 bis 6 alle Sensoren nacheinander angetriggert und die Echo-Daten werden gespeichert. In Zustand 0 werden die zuvor gesammelten Daten aller Sensoren ausgewertet. Dafür wird zunächst die Distanz zum nächsten Objekt für jeden Sensor berechnet. Mit den Messdaten jeweils zweier benachbarter Sensoren werden im nächsten Schritt die Positionen von Objekten ausgerechnet. Als erstes werden alle Positionen in jeweils einem Koordinatensystem relativ zum jeweiligen Sensor ausgerechnet. Im nächsten Schritt werden die Koordinaten aller Messpunkte in ein globales Koordinatensystem relativ zur Bodenplatte umgerechnet.

5.2.2. Grenzen aufgrund Clipping und geringer Abtastrate

Abbildung 5.9 zeigt Messdaten der Sensoren, aufgenommen mit einem Oszilloskop. Es wurden Objekte unterschiedlicher Größe und Oberfläche gemessen. Das Sensorsignal weist ein starkes

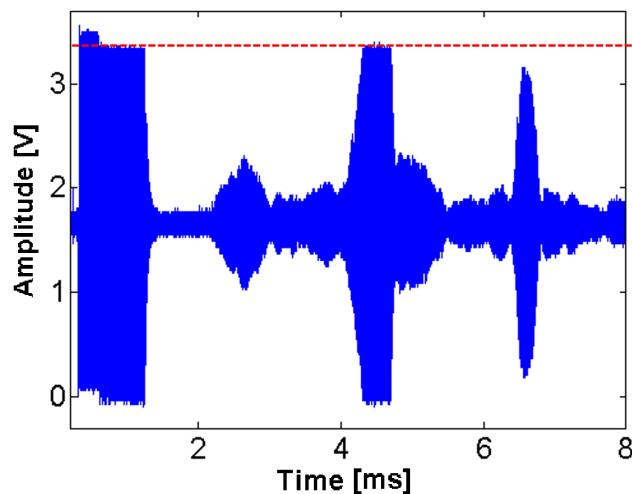
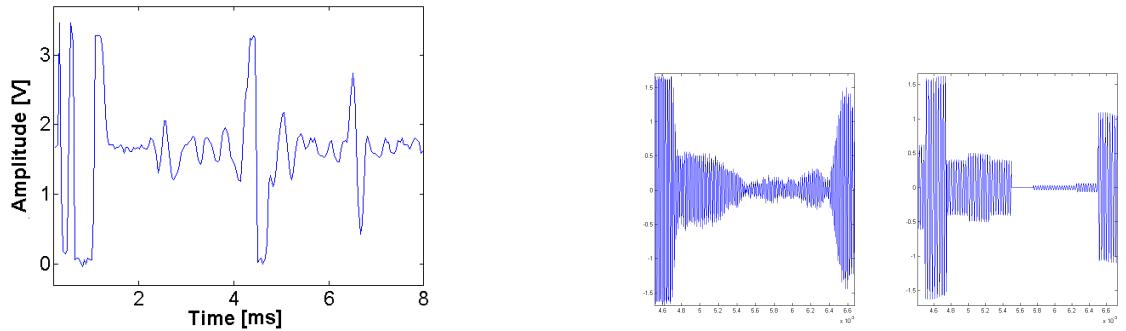


Abbildung 5.9.: Messdaten des Systems

Clipping auf, dargestellt durch die rote gestrichelte Linie. Die reale Amplitude des Signals liegt deutlich höher. Es ist zu sehen, dass die Amplitude des Echos keineswegs allein von der Entfernung abhängig ist. In dem Bereich zwischen 4 ms und 5 ms befindet sich beispielsweise ein Objekt, dessen Rückstrahlung selbst höher als die Begrenzung des Signals ist, während ein kleineres Objekt zwischen 2 ms und 3 ms nur knapp über dem Rauschen liegt.

Um das Nyquist-Kriterium zu erfüllen, muss ein Signal mit mindestens $2f_{max}$ abgetastet werden. f_{max} ist gegeben durch die Schwingfrequenz des Ultraschallsensors und beträgt 48 kHz. Durch die begrenzte Abtastfrequenz des A/D-Wandlers wird das Signal des Messsystems aber mit deutlich niedrigerer Frequenz abgetastet, $f_{Abtast} = \frac{1}{T_{Abtast}} = \frac{1}{40\mu s} = 25$ kHz. Das hochfre-

quente Signal, abgetastet mit dieser Rate sieht aus wie in Abbildung 5.10a. Abbildung 5.10b



(a) Aliasing-Effekt durch zu niedrige Abtastrate

(b) Versuchte Rekonstruktion der ursprünglichen Schwingung bei bekannter Frequenz

zeigt außerdem, dass sich die genauen Amplitudeninformationen aus dem unterabgetasteten Signal nicht mehr rückgewinnen lassen. Links das originale Signal, rechts die Rekonstruktion. Selbst bei bekannter Frequenz steht pro Sample nur eine konstante Amplitude zur Verfügung. Alle Amplitudenwerte zwischen zwei Samples sind verloren.

Das Kreuzkorrelationsverfahren mit hochfrequenten Daten kann aufgrund der zu geringen Abtastrate nicht mehr angewendet werden. Die Schwebungen im Signalverlauf machen das Signal unbrauchbar. Wie in den Kapiteln 3 und 4 gezeigt, ist es allerdings möglich, die Kreuzkorrelation sowie das Schwellwertverfahren mit niederfrequenten Daten anzuwenden. Diese Verfahren nutzen die Hüllkurve als Eingangssignal. Im Falle der Schwellwertmethode ist das Hüllkurvensignal sogar besser geeignet.

Anstatt das hochfrequente Signal unterabzutasten, muss allerdings die Hüllkurve zunächst aus der hochfrequenten Schwingung demoduliert werden. Dadurch kann ein deutlich passenderes Bild der Hüllkurve des Signals abgebildet werden.

5.2.3. Auslegung des Hüllkurvendemodulators

Die Begriffe Hüllkurvendetektor, Hüllkurvenempfänger und Hüllkurvendemodulator werden im Folgenden analog verwendet.

Der Hüllkurvendemodulator hat verschiedene Aufgaben. Zunächst muss der Gleichanteil aus dem Signal entfernt, dann das Signal gleichgerichtet und zuletzt tiefpassgefiltert werden, siehe Abbildung 3.3 in Abschnitt 3.3.

Für eine schnelle Auslegung der Kapazitäten und Widerstände wurde die Schaltung zunächst simuliert. Das Simulationsmodell befindet sich in Anhang A.5. Abbildung 5.11 zeigt die Simulation im Vergleich zu den gemessenen Werten mit einem realen Sensorsignal. In Blau das unverarbeitete Empfangssignal, in Gelb das hochpassgefilterte Empfangssignal, in Rot die

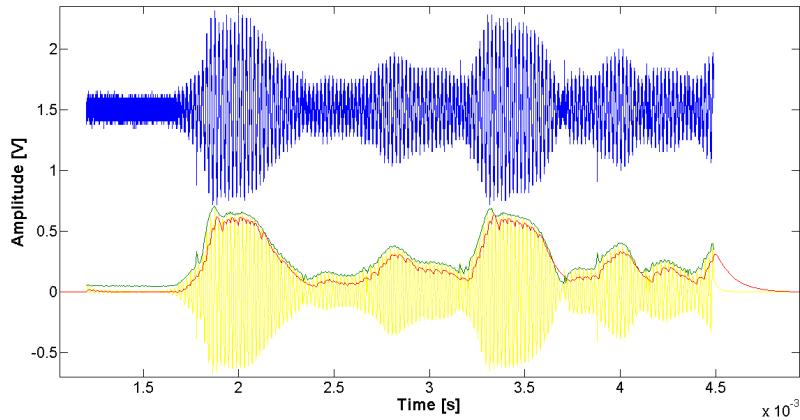
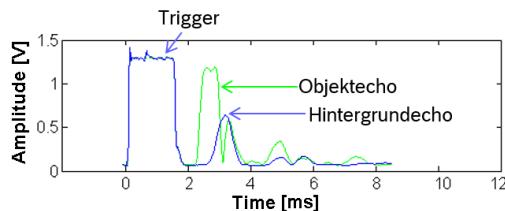


Abbildung 5.11.: Simulation und Messung des Hüllkurvendemodulators

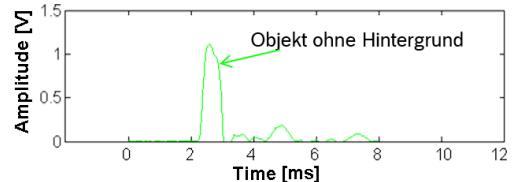
Hardwaresimulation und in Grün das gemessene Ergebnis an der realen Schaltung. Der Schaltplan der entwickelten Schaltung ist in Anhang A.6 dargestellt.
Grundsätzlich kann eine Demodulation auch in Software erfolgen. Das ist in diesem Fall aufgrund der zu geringen Abtastrate allerdings nicht möglich.

5.2.4. Hintergrundausblendung

Bevor die Distanz aus den niederfrequenten Daten berechnet werden kann, müssen störende Echos aus den Signalen entfernt werden, die durch die Reflexion des Schalls an der Oberfläche des Unterbodens entstehen. Abbildung 5.12a zeigt diese Reflexionen in einem Signal. Das



(a) Objekt vor Hintergrund



(b) Objekt ohne Hintergrund

blau dargestellte Signal wurde ohne Fremdobjekt aufgenommen und stellt die Reflexionen des Fahrzeugunterbodens dar. Sowohl das Verfahren der Kreuzkorrelation als auch die Schwellwertmethode würde diesen Peak als Objekt erkennen. Abbildung 5.12b zeigt das Signal nach Hintergrundabzug. In diesem Kapitel wird dargestellt, wie der Hintergrundabzug im Messsystem realisiert wurde.

Im Theorieteil wurden verschiedene Varianten der Hintergrundausblendung eingeführt. Dabei ist die Methode des gleitenden Mittelwertes eine speicherarme und somit relativ effiziente Methode. Anders als in der Bildverarbeitung müssen in diesem Messsystem allerdings nur eindimensionale Datenreihen abgespeichert werden (im Gegensatz zu zweidimensionalen Bildern in der Bildverarbeitung). Der große Vorteil der enormen Einsparung von Speicherplatz entfällt also. Außerdem werden Fremdobjekte durch diese Methode relativ schnell vom Hintergrund absorbiert und sind somit nicht mehr von ihm zu trennen.

Für das Messsystem wurde daher eine statische Aufnahme des Hintergrundes gewählt, mit der jede weitere folgende Messung verglichen wird. Abbildung 5.13 zeigt schematisch den zyklischen Ablauf der Messungen. Zunächst werden $m = 3$ Messsequenzen $s_\mu[k]$ aufgenommen.

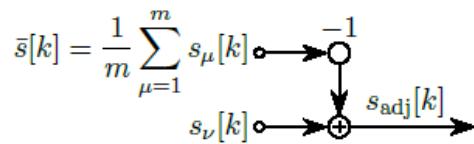


Abbildung 5.13.: Signalfluss-Diagramm

Daraus wird ein Mittelwert $\bar{s}[k] = \frac{1}{m} \sum_{\mu=1}^m s_\mu[k]$ gebildet. Bei allen nachfolgenden Messungen $s_\nu[k]$ mit $\nu_0 = \mu + 1$ wird dieser Mittelwert abgezogen. Mit diesem Signal kann durch Schwellwertverfahren oder Kreuzkorrelation die Distanz des Objektes, ohne störenden Einfluss des Unterbodens, ermittelt werden.

In Abbildung 5.14 ist die Messung eines Objekts (hoher Peak bei ca. 0,005 s) nach Hintergrundabzug dargestellt. Die Bereiche des Triggers und des Echos sind farblich gekennzeichnet. Die

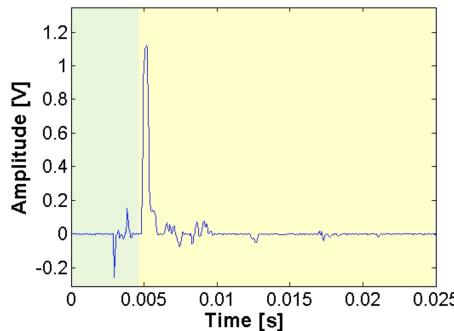


Abbildung 5.14.: Jitter-Effekt in Empfangssignal nach Hintergrundabzug

Empfangsdaten des Sensors liegen zeitlich nicht immer genau übereinander, sondern sind minimal gegeneinander verschoben (Jitter-Effekt). Erfolgt die Subtraktion der Signale, resultiert

dies in Pseudo-Peaks. Diese sind besonders hoch im Bereich des Trigger-Signals, da hier die Flanken des Signals sehr steil sind. Die Flanken der Echo-Impulse sind deutlich kleiner, daher wirkt sich der Jitter dort weniger stark aus. Die Relation zwischen Pseudo-Peaks und einem Objekt mit guten Rückstrahleigenschaften ist deutlich erkennbar. Die Amplitude des Peaks liegt bei ca. 1 V während die Pseudo-Reflexionen in bei unter 100 mV liegen.

5.2.5. Objekterkennung durch Distanzbestimmung

Im realen System treten Effekte auf, die in dieser Simulation nicht abbildbar sind:

- Der Sensor kann, anders als in der Simulation, keine frequenzmodulierten Signale senden
- Durch die geringere Abtastfrequenz können nur niederfrequente Daten verarbeitet werden
- Überlagerungen von Wellen aus verschiedenen Richtungen sorgen für konstruktive und negative Interferenzen
- Die Steilheit und Amplitude des reflektierten Echos ist abhängig von der Geometrie und Oberfläche des Objektes
- Mehrfachreflexionen treten auf, abhängig von der Objektoberfläche und der Distanz Sensor-Objekt

Abbildung 5.15 zeigt die Rohdaten, die die Grundlage zur Distanzbestimmung des realen Systems bilden. Das Sendesignal wird annähernd durch ein Rechteck beschrieben, während das

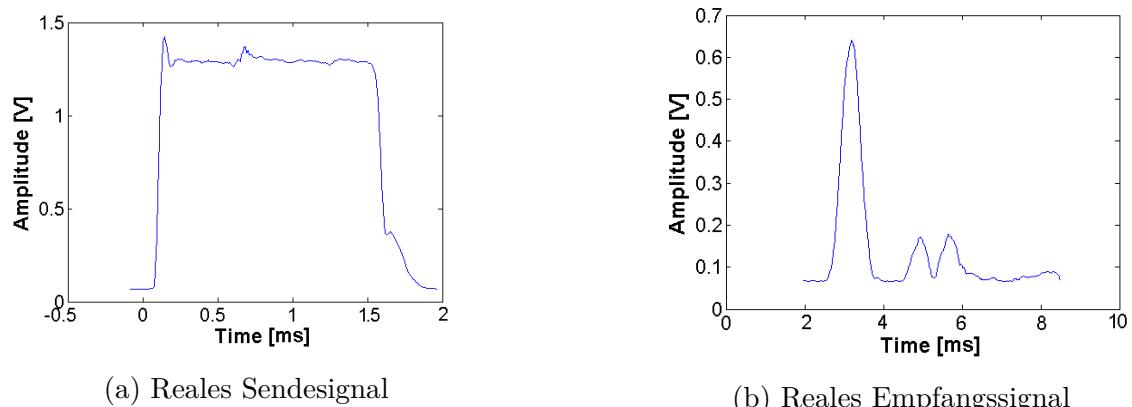


Abbildung 5.15.: Eingangssignale für Distanzbestimmung

Empfangssignal ein Dreieck darstellt.

Distanzbestimmung durch Kreuzkorrelation

Abbildung 5.16 zeigt anhand der Kreuzkorrelation realer Messdaten, dass die Distanzmessung mit dieser Methode nicht ohne große lokale Abweichungen möglich ist. Der Peak der Korre-

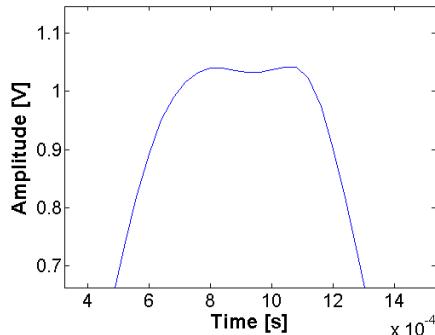


Abbildung 5.16.: Ergebnis der Kreuzkorrelation mit realen Daten

lationsfunktion ist deutlich breiter als in der Simulation. Zudem alterniert der Maximalwert durch den Jitter-Effekt zwischen beiden Spitzen. Der Abstand der Spitzen beträgt hier beispielsweise ca. $\Delta t = 200 \mu\text{s}$. Eingesetzt in Formel 2.27 ergibt dies eine Messabweichung von $d = \frac{1}{2}c_{\text{Schall}}\Delta t \approx 3,4 \text{ cm}$.

Ein weiterer Effekt ist bei diesem Messverfahren nicht zu vernachlässigen. So geht in die Kreuzkorrelation neben der Amplitude, die Ähnlichkeit zweier Signale ein. Durch Überlagerungseffekte im Echosignal können kleine Pseudo-Objekte eine Form annehmen, die der Triggersequenz sehr ähnlich ist. Sie würden dann als Objekt erkannt, obwohl ihre Amplitude relativ gering ist.

Distanzbestimmung durch Schwellwertvergleich

Wie in Abschnitt 4.2 gezeigt, liefert das Schwellwertverfahren trotz Rauschens und Dämpfung bis zu einer gewissen Distanz zuverlässige Abstandsdaten. Das Schwellwertverfahren angewandt auf echte Messdaten ist in Abbildung 5.17 dargestellt. Die Genauigkeit der Distanzberechnung ist im Wesentlichen durch die Steilheit der Flanke des Echos bestimmt. Während die Triggerflanke fast ideal senkrecht ist, besitzt das Echo durch die Bandpasscharakteristik des Übertragungselementes des Sensors deutlich flachere Flanken. Dämpfende Objektoberflächen verstärken diesen Effekt zusätzlich. Dies führt in den meisten Fällen zu einer Überschätzung der Distanz, da der Schwellwert vom Objekt später überschritten wird als ideal.

In den in Abbildung 5.17 gezeigten Daten liegt die Zeitdifferenz zwischen echtem und gemessenem Wert bei ca. $30 \mu\text{s}$. Dieser Fehler wirkt sich auf die Längenmessung als Überschätzung der Länge von ca. $0,5 \text{ cm}$ aus. Zum Vergleich: Der oben dargestellte Fehler der Kreuzkorrelation liegt bei ca. $200 \mu\text{s}$ bzw. $3,4 \text{ cm}$.

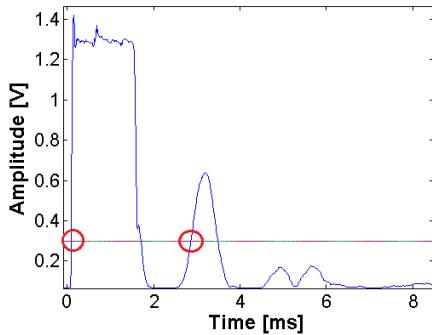


Abbildung 5.17.: Schwellwertverfahren mit realen Daten

Vergleich der Verfahren und Auswahl

Tabelle 5.1.: Vergleich des Schwellwert- und des Kreuzkorrelationsverfahrens

	Vorteile	Nachteile
Kreuzkorrelation der Hüllkurve	Reduziert Rauschen; Peak sehr hoch; Peak gibt exakte Position des Objektes an	Hohe Anfälligkeit auf Jitter; Form der Signale spielt eine große Rolle und muss daher gut übereinstimmen
Schwellwert	Sehr einfach und relativ robust; Nur Amplitude des Peaks spielt eine Rolle; nicht die Größe	Auf gutes Signal/Rausch-Verhältnis angewiesen; Mäßige Anfälligkeit auf Jitter; Auf hohe Flankensteilheit angewiesen

Da die Messgenauigkeit beim Schwellwertverfahren deutlich über der der Kreuzkorrelation liegt, wird beim Messsystem das Schwellwertverfahren implementiert. Die Möglichkeit der Auswertung der Kreuzkorrelation besteht auch, siehe Anhang A.2.3.

5.2.6. Lokalisierung

Aufbauend auf den Distanzdaten, die im vorhergehenden Schritt gewonnen wurden, wird in diesem Schritt die Position von Objekten in einem Koordinatensystem rund um die Bodenplatte berechnet. Abbildung 5.18 zeigt das Koordinatensystem, in dem die Koordinaten des Objektes berechnet werden. An den Punkten S1 und S2 stehen Sensoren, die die Distanz zu einem Objekt messen. Die gemessenen Distanzen entsprechen den Strecken a und b. c gibt die feste Distanz zwischen den beiden Sensoren an. Die Umrechnung der Distanzdaten der Sensoren in

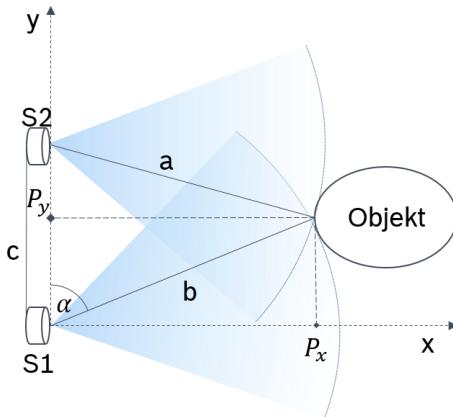


Abbildung 5.18.: Objekt in Koordinatensystem

XY-Koordinaten erfolgt in ähnlicher Weise wie in Kapitel 2.4 vorgestellt, siehe Formel 5.1.

$$\begin{aligned}\alpha &= \arccos\left(\frac{b^2 + c^2 - a^2}{2bc}\right) \\ P_x &= b \sin(\alpha) \\ P_y &= b \cos(\alpha) = b \frac{b^2 + c^2 - a^2}{2bc}\end{aligned}\tag{5.1}$$

Liegt der benachbarte Sensor nicht in der gleichen Ebene, muss zur Berechnung der Objektposition zusätzlich der Winkel γ betrachtet werden, siehe Abbildung 5.19. Der Winkel α ergibt

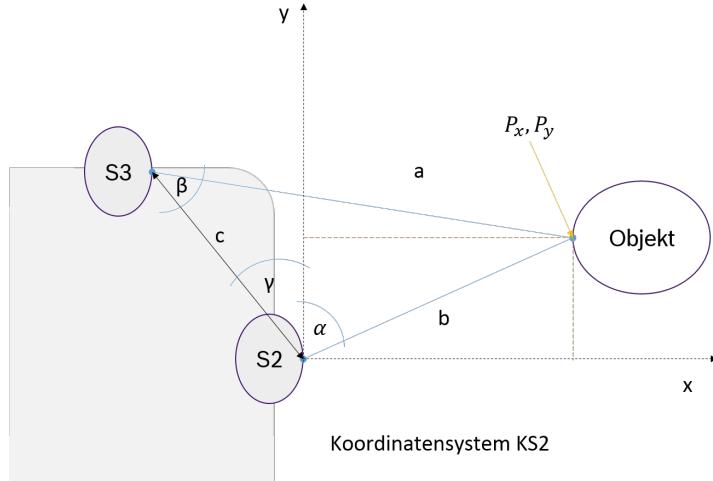


Abbildung 5.19.: Positionsbestimmung, wenn Sensoren nicht in einer Ebene liegen

sich dann zu:

$$\alpha = \arccos\left(\frac{b^2 + c^2 - a^2}{2bc}\right) - \gamma \quad (5.2)$$

5.2.7. Gesamtkoordinatensystem

Nach der Positionsbestimmung im Koordinatensystem relativ zu einem bestimmten Sensor werden die Werte in ein globales Koordinatensystem mit der Bodenplatte als Bezugsobjekt umgerechnet, wie dargestellt in Abbildung 5.20. Die grün gekennzeichneten KS1 bis KS5 be-

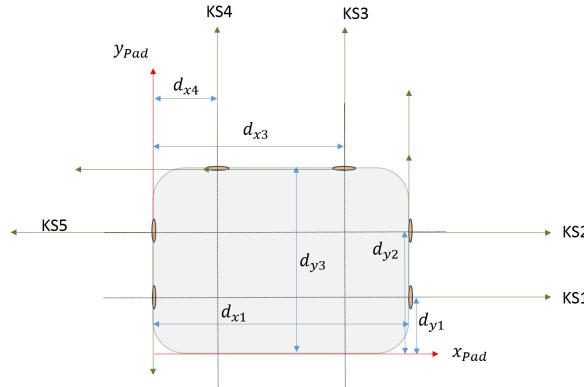


Abbildung 5.20.: Einzelne Koordinatensysteme und Gesamtkoordinatensystem

schreiben die jeweiligen Koordinatensysteme, deren Ursprünge jeweils in den Sensoren 1 bis 5 liegen. Über die Konstanten d_{xi} und d_{yi} werden die Punkte der einzelnen Koordinaten zu einem Gesamtkoordinatensystem umgerechnet. Damit ist es möglich, jedes der erkannten Objekte in einem globalen Koordinatensystem mit der Bodenplatte als Bezugsobjekt darzustellen. Die Konstanten sind im Simulink-Modell einprogrammiert.

Abbildung 5.21 zeigt das Ergebnis mit drei lokalisierten Objekten. Der Programmcode zur Berechnung von Positionen in den einzelnen Koordinatensystemen aus Distanzdaten und die Umrechnung aus den einzelnen Koordinatensystemen in das Gesamtsystem ist gegeben in Anhängen A.2.4 und A.2.5.

5.3. Grenzen des Systems

5.3.1. Grenzen der Hintergrundausblendung

Für die beschriebene Ausblendung müssen Vereinfachungen gemacht werden. Bei der Überlagerung (Superposition) der Schallwellen von Objekt und Hintergrund treten in den Rohdaten Interferenzeffekte auf, die durch die Gleichrichtung und Tiefpassfilterung verloren gehen.

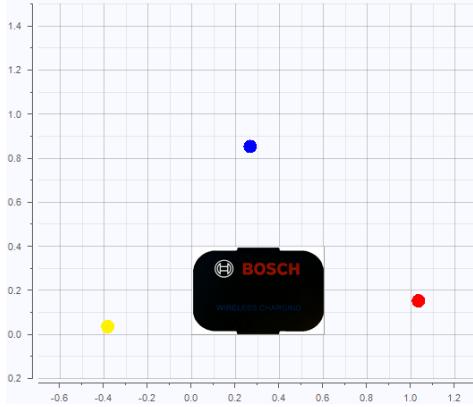


Abbildung 5.21.: Screenshot der Objektlokalisierung in Gesamtkoordinatensystem

Bei der Überlagerung des Hintergrundsignals $s_{Bgd}(t)$ und des Objektsignals $s_{Obj}(t)$ ergibt sich bei gleicher Frequenz und Amplitude folgender Zusammenhang in Abhängigkeit der Phasenlage:

$$\begin{aligned} s_{Obj}(t) &= a_0 \cos(\omega t + \varphi_1) \\ s_{Bgd}(t) &= a_0 \cos(\omega t) \\ s_{Diff} = s_{Obj}(t) - s_{Bgd}(t) &= -2a_0 \sin\left(\frac{\varphi_1}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\varphi_1}{2}\right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

φ_1 beschreibt die Phasenverschiebung des Objektsignals zum Hintergrundsignal, a_0 ist die Amplitude der Signale. s_{Diff} ist die Differenz der Signale.

Für $\varphi_1 = 0$ ergibt sich:

$$s_{Diff} = -2a_0 \sin(0) \sin(\omega t) = 0 \quad (5.4)$$

Die Wellen löschen sich gegenseitig aus. Für Werte von $\varphi_1 = \pi$ ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$s_{Diff} = -2a_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -2a_0 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -2a_0 \cos(\omega t) \quad (5.5)$$

Das äquivalente Tiefpass-Signal hat die Amplitude $2a_0$.

Die Phasenlage beider Signale zueinander entscheidet demnach darüber, ob sich eine Welle konstruktiv (Amplituden verdoppeln sich) oder destruktiv (Amplituden löschen sich gegenseitig aus) überlagern. Die Phasenlage des reflektierten Signals ist abhängig von den akustischen Eigenschaften des Objektes. Diese müssen bei diesem System als unbekannt angenommen werden.

Abbildung 5.22 stellt den Hintergrundabzug mit dem Rohsignal und dem demodulierten Signal dar. In A ist in Grün das hochfrequente Rohsignal eines Objektes, in Blau das Rohsignal des

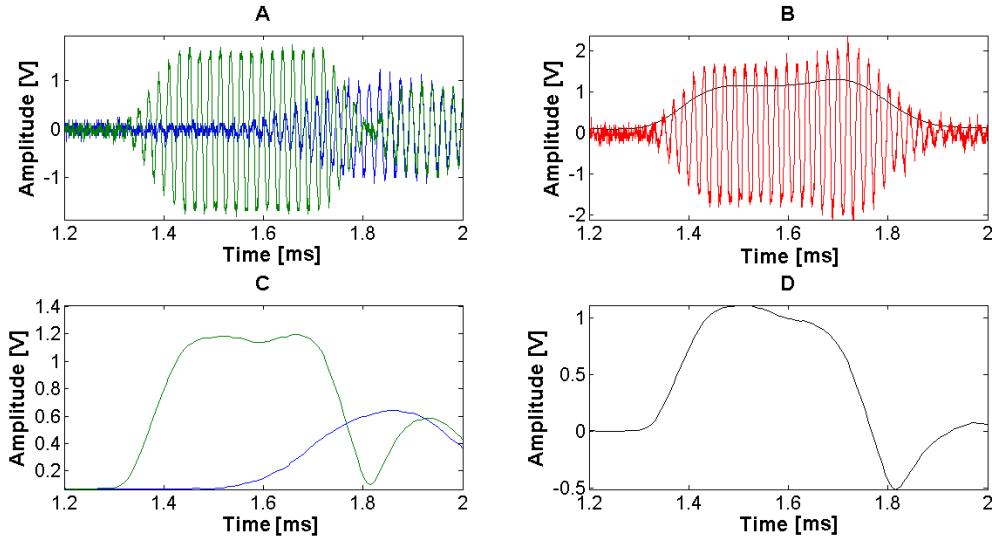


Abbildung 5.22.: Fehler durch Hintergrundabzug

Hintergrundes, das bei einer früheren Messung aufgenommen wurde. In B ist der Hintergrundabzug mit den Rohdaten dargestellt, sowie das äquivalente Tiefpass-Signal. Im Bereich um 1,7 ms überlagern sich die Signale des Objektes und des Hintergrundes. Da die beiden Phasen nicht gleich sind, wird die Amplitude des Objektes in diesem Bereich im Hochfrequenten leicht überschätzt. Nach einem Phasensprung um 1,8 ms sind die Signale wieder in Phase und die Ausblendung funktioniert korrekt. In C sind die Hüllkurven-Signale des gleichen Messvorgangs dargestellt. In D das Ergebnis des Hintergrundabzuges dieser Daten. Durch den Verlust der Phaseninformation kommt es zu einer negativen Amplitude im Bereich um 1,8 ms was dadurch zu erklären ist, dass beide Signale vor der Subtraktion gleichgerichtet wurden.

Dieser Fehler ist durch die Systemeigenschaften gegeben und kann nicht ausgeglichen werden. Negative Amplituden werden durch das Messsystem ignoriert. Für die Kreuzkorrelation spielt das daher eine Rolle, da die Form des Signals wichtig für einen hohen Peak ist. Beim Schwellwertverfahren könnte es zu Fehlern in der Distanzschätzung führen, wenn sich Objekt und Unterboden im Bereich der steigenden Flanke überlagern. Auch wenn dieser Effekt bisher bei keinen Probemessungen aufgetreten ist, kann er im Messsystem nicht ausgeschlossen werden.

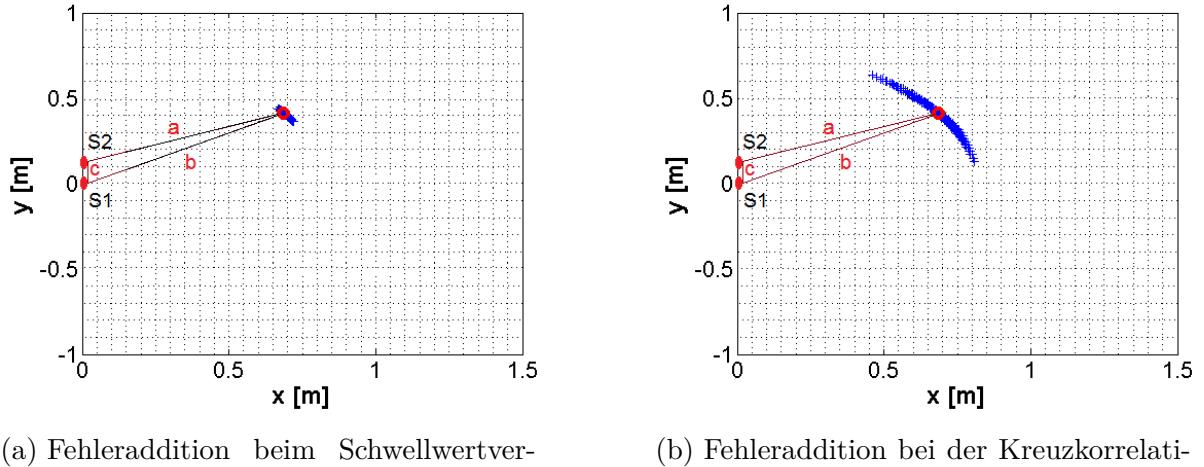
5.3.2. Fehler durch ungenaue Distanzmessung

Mit Formel 5.6 lässt sich simulieren, wie sich Fehler in den Messwerten auf die Genauigkeit des berechneten Winkels, und somit der Position, auswirken. Sie gilt für den Fall, dass beide

Sensoren in einer Ebene liegen.

$$\alpha = \arccos \left(\frac{(b \pm \Delta b)^2 - (a \pm \Delta a)^2 + c^2}{2(b \pm \Delta b)c} \right) \quad (5.6)$$

Abbildung 5.23 zeigt eine Simulation, die aussagt, wie stark sich die Fehleraddition der beiden vorgestellten Messverfahren auf die Genauigkeit der Positionsbestimmung auswirkt. Die



(a) Fehleraddition beim Schwellwertverfahren

(b) Fehleraddition bei der Kreuzkorrelation

Abbildung 5.23.: Fehleraddition

Simulation zeigt die Fehleraddition für das Schwellwertverfahren und die Kreuzkorrelation. An den Stellen $x=0\text{ m}/y=0\text{ m}$ und $x=0\text{ m}/y=0,135\text{ m}$ sind die Sensorpositionen. Das entspricht den Positionen der Sensoren im realen System (kurze Seite des Ladepads). Die Längen a und b entsprechen den Längenmessungen des jeweiligen Sensors. Rot markiert ist der tatsächliche Ort eines Objektes. Blau markiert sind errechnete Positionen bei gleichzeitiger Variierung der Messgrößen a und b um den jeweiligen Messfehler. Die Größe und Herkunft der Messfehler wurden in Abschnitt 5.2.5 erklärt.

Abbildung 5.24 zeigt Positionsberechnungen des realisierten Messsystems. S_1 und S_2 stellen die Sensoren dar. Jede blau markierte Stelle entspricht einem einzeln platzierten Messobjekt und gibt so jeweils die Soll-Position vor. Die grünen Stellen sind jeweils das Ergebnis der Positionsbestimmung durch die Sensoren. Es ist zu sehen, dass die Positionsbestimmung nur um maximal ca. 3 cm von der Sollposition abweicht.

5.3.3. Fehler durch Reduktion auf zwei Dimensionen

Wie im Theorieteil bereits dargestellt, wird die dritte Raumdimension durch die hier dargestellte Positionsbestimmung bewusst vernachlässigt. Die exakte Position eines Objektes kann

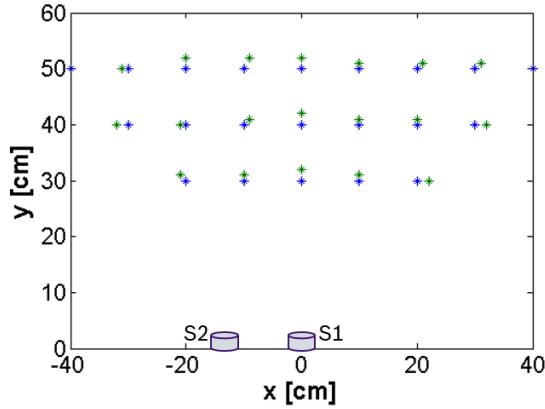
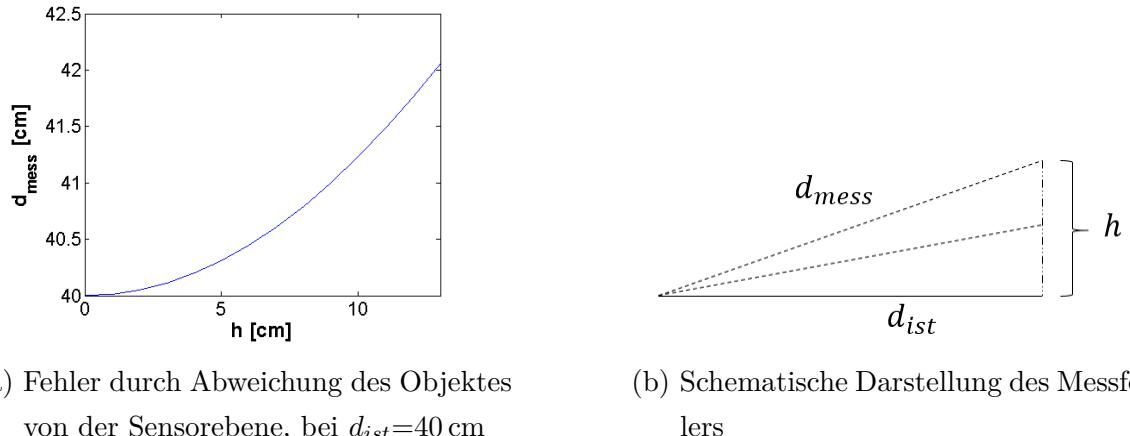


Abbildung 5.24.: Positionsmessungen des Systems

also nur bestimmt werden, wenn sich dieses genau in der gleichen Ebene wie die Sensoren befindet. Bei einer angenommenen Distanz zwischen Sensor und Fahrzeugrand von $d_{ist}=40$ cm und Unterbodenhöhe von $h=13$ cm ergibt sich einen Fehler zwischen gemessenem und tatsächlichem Distanzwert, wie dargestellt in Abbildung 5.25a. Die x-Achse zeigt die Abweichung der



(a) Fehler durch Abweichung des Objektes von der Sensorebene, bei $d_{ist}=40$ cm

(b) Schematische Darstellung des Messfehlers

Abbildung 5.25.: Fehler durch Reduktion auf zwei Dimensionen

Position eines erkannten Objektes von der Sensor-Ebene h , siehe auch Abbildung 5.25b. Die y-Achse zeigt den korrespondierenden Messwert d_{mess} . Länge d_{ist} in Abbildung 5.25b beschreibt die tatsächliche Distanz des Objektes, projiziert auf die zweidimensionale Ebene. Je größer also der unbekannte Wert h wird, desto größer wird der Unterschied zwischen berechneter und tatsächlicher Position des Objektes, siehe Formel 5.7.

$$d_{mess} = \sqrt{d_{ist}^2 + h^2} \quad (5.7)$$

Dieser Fehler wird aus Gründen der Vereinfachung des Systems bewusst in Kauf genommen. Durch Platzierung der Sensoren möglichst mittig innerhalb des Unterbodens kann er minimiert werden.

5.3.4. Grenzen bei der Objekterkennung in Bezug auf Lebendobjekte

Abbildung 5.26 zeigt die Hauptproblematik bei der Lebendobjekterkennung mit Ultraschall. Der Vergleich zeigt jeweils eine Messung eines Objektes in ca. 60 cm Entfernung. Die Rück-

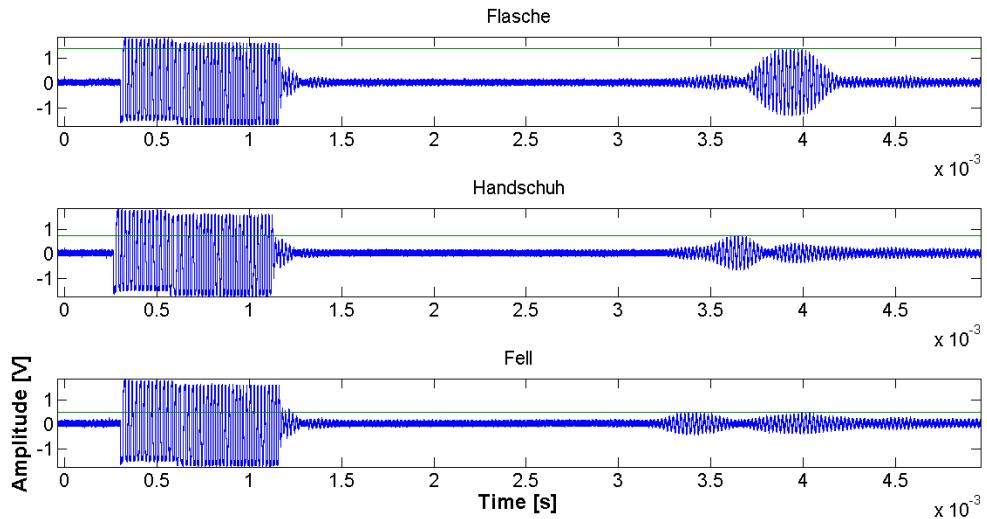


Abbildung 5.26.: Vergleich der Rückstrahleigenschaften verschiedener Objekte

strahleigenschaften der Glasflasche als Referenzobjekt oben ist fast ideal, da die Flasche eine sehr glatte Oberfläche und somit einen scharfen Übergang zwischen den beiden Kennimpedanzen hat. Der Handschuh in der Mitte und das künstliche Fell unten, die lebenden Objekten deutlich näher kommen, haben deutlich schlechtere Reflexionseigenschaften. Um das Objekt zu erkennen würde bei der Flasche ein Schwellwert von $<1,39$ V ausreichen. Beim Handschuh müsste der Schwellwert bei $<0,76$ V liegen und beim Fell bei $<0,51$ V.

5.4. Diskussion der Ergebnisse

Hier wird dargelegt, in wie weit die während der Masterarbeit erzielten Ergebnisse eine Antwort liefern auf die anfangs gestellte Frage, ob ein Ultraschallmesssystem dazu geeignet ist, lebende Objekte im Unterboden eines Fahrzeuges zu erkennen.

Abtastrate des A/D-Wandlers

Im aufgebauten Demonstrator werden die hochfrequenten Signale aufgrund der begrenzten Abtastrate des A/D-Wandlers vor der Auswertung demoduliert. Über hochfrequente Daten könnten zwar noch Informationen über die Geschwindigkeit eines Objektes ausgewertet werden, doch bei der Anwendung des Messsystems zur Objekterkennung wird vor allem eine zuverlässige und robuste Distanzschätzung benötigt. Es ist fraglich ob der Aufwand den Nutzen rechtfertigt. Im Falle der Distanzberechnung sind die Amplitudeninformationen ausreichend.

Distanzmessverfahren

Die Kreuzkorrelation des Empfangs- mit dem Sendesignal ist grundsätzlich vielversprechend. Unter optimalen Bedingungen hat die Kreuzkorrelation die Form eines Dreiecks mit eindeutiger Spitze, die die Distanz des Objektes vom Sensor angibt. Durch den Bandpasscharakter des Piezo-Elementes ist der Anstieg der Flanken des Empfangssignals allerdings deutlich flacher als in der Theorie. Daraus resultieren deutlich breitere Peaks in der Korrelationsfunktion, die eine genaue Distanzbestimmung erschweren. Messungen am realen System mit der Kreuzkorrelation haben außerdem gezeigt, dass doppelte Peaks für eine große Schwankung in der Längenmessung verantwortlich sind, die um eine Zehnerpotenz oberhalb der Schwankungen bei der einfachen Schwellwertmethode liegt. Zudem wird die Schwellwertmethode durch die Demodulation tendenziell genauer. Für das Messsystem eignet sich also das Schwellwertverfahren deutlich besser.

Hintergrundabzug

Probleme gibt es allerdings bei der Trennung von Objekt und Hintergrund durch Subtraktion. Es kommt zu Überlagerungseffekten, die durch die inkohärente Demodulation verloren gehen. Es kam zwar bei keiner der getätigten Testmessungen zu Messfehlern in der Distanz aus diesem Grund, aber diese Effekte bedürfen der genaueren Betrachtung.

Reduktion der Lokalisierung auf zwei Dimensionen

Der Fehler durch Lokalisierung mit zwei statt drei Sensoren wird durch die Anordnung der Sensoren in der Mitte des Bodenpads niedrig gehalten. Wie gezeigt, liefert die Lokalisierung trotz allem Ergebnisse, die Objekte bis auf wenige Zentimeter genau verorten können. Das Ziel, Objekte in einem bestimmten Sicherheitsbereich innerhalb des Unterbodens zu lokalisieren, wurde damit mit zufriedenstellender Genauigkeit erfüllt. Die Implementation eines dritten Sensors zur exakten Verortung würde den Aufwand nicht rechtfertigen.

Fazit

Es kann also der Schluss gezogen werden, dass Ultraschall grundsätzlich zur Objekterkennung und -Lokalisierung im Unterboden geeignet ist. In Kapitel 6.2 wird besprochen, wie das entworfene System noch weiter ausgebaut und verbessert werden kann.

6. Schluss

6.1. Zusammenfassung

Induktive Ladesysteme im Kfz-Bereich stellen eine vielversprechende Lösung dar, den Komfort des Ladens von elektrisch betriebenen Fahrzeugen und damit deren Akzeptanz zu erhöhen. Die Übertragung von elektrischer Leistung über die Luft verlangt nach Sicherheitsmaßnahmen, um zu verhindern, dass Lebendobjekte der Strahlung ausgesetzt werden. Ultraschallsensoren sind gegenüber anderen Sensoren sehr günstig, relativ resistent gegen Verschmutzung und einfach auszuwerten. Die Reichweite der Objekterkennung ist groß genug um den Unterbodenbereich abzudecken. Herausforderungen ergeben sich aufgrund der Einbaulage im Unterboden und der genauen Distanzbestimmung von schwach schallreflektierenden Objekten.

Im Rahmen dieser Masterarbeit wurde ein Prototyp entwickelt, bei dem Ultraschallsensoren an den Seiten der Bodenplatte eines induktiven Ladesystems angebracht sind und der Fremdobjekte lokalisieren kann, die sich auf die Platte zubewegen. Angelehnt an die Bildverarbeitung wird ein Verfahren zur Eliminierung des Hintergrundes aus den Sensordaten implementiert. Es werden die Verfahren Kreuzkorrelation und Schwellwert-Methode zur Auswertung der Signallaufzeit auf Eignung in diesem Messsystem überprüft. Dafür wurde ein umfangreiches Simulationsmodell aufgebaut, das die wesentlichen Eigenschaften eines Burst-Ultraschall-Messsystems beinhaltet und frei parametrierbar ist. Aufgrund der Simulationen wird die Schwellwertmethode als sinnvoll ausgewählt. Sie liefert Ergebnisse in der Genauigkeit mit Abweichungen von deutlich unter 1 cm in der Distanzmessung. Außerdem wird eine Positionsbestimmung vorgestellt, deren Eingangsdaten die Distanzmessungen zweier benachbarter Sensoren sind. Jeweils zwei Sensoren können so ein Objekt in einem eigenen Koordinatensystem abbilden. Die einzelnen Koordinatensysteme werden zuletzt zu einem Gesamtkoordinatensystem vereint. So ist es möglich, bis zu drei verschiedene Objekte gleichzeitig zu erkennen und relativ zur Bodenplatte darzustellen.

Das beschriebene Messsystem wurde in Form eines Demonstrators aufgebaut. Dieser besteht aus Sensoren, die in einem Gehäuse eines induktiven Ladesystems montiert sind, einer dSPACE Mikro-Auto-Box und einer selbst entwickelten Hüllkurven-Demodulations-Schaltung. Der voll funktionsfähige Demonstrator ist so konzipiert, dass er in der Umgebung des Unterbodens eingesetzt werden kann.

6.2. Ausblick

Schnellerer A/D-Wandler

Die Abtastrate des Systems ist, bedingt durch den eingesetzten A/D-Wandler, deutlich geringer als die Schwingfrequenz des Ultraschallsignals. Um die hochfrequenten Signale verarbeiten zu können, ist ein System mit höherer Abtastrate nötig. Die Generierung der Hüllkurve kann in dem Fall digital erfolgen, die analoge Schaltung wird überflüssig.

Distance Amplitude Correction

Das Abstandsgesetz besagt, dass der zurückgeworfene Schalldruck abnimmt, je weiter sich ein Objekt vom Sensor entfernt. Durch die sog. Distance Amplitude Correction kann das im Schwellwertverfahren berücksichtigt werden. Hierbei wird das Empfangssignal nicht mit einem konstanten Schwellwert verglichen, sondern der Schwellwert nimmt mit zunehmender Distanz vom Sensor ab. So lassen sich auch relativ weit entfernte Objekte gut erkennen.

Verbesserung der Lokalisierung

Die Lokalisierung lässt bisher nur die Lokalisierung dreier verschiedener Objekte zu, jeweils im Koordinatensystem zweier Sensoren an den Seiten des Ladepads. Durch geschickte Logik ließen sich auch Objekte im Koordinatensystem über eine Ecke lokalisieren. Für diese Aufgabe muss ausgeschlossen werden, dass die Längenmessung eines Objektes zur Lokalisierung zweier verschiedener Objekte ausgewertet wird.

Positionsbestimmung anhand integrierter Parksensoren

Ein bisher nicht betrachteter Aspekt bei der Entwicklung von induktiven Ladesystemen für Elektroautomobile stellt die Positioniergenauigkeit dar. Um bei der Energieübertragung einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen, müssen die Spulen möglichst genau übereinander stehen. In einem nächsten Schritt kann untersucht werden, inwiefern die fahrzeugseitig bereits integrierten Parksensoren durch Kommunikation mit den Sensoren im Ladepad eine Lokalisierung des Fahrzeuges relativ zum Ladepad ermöglichen können.

A. Anhang

A.1. Simulationsmodell

A.1.1. Anregungsfunktion Simulationsmodell

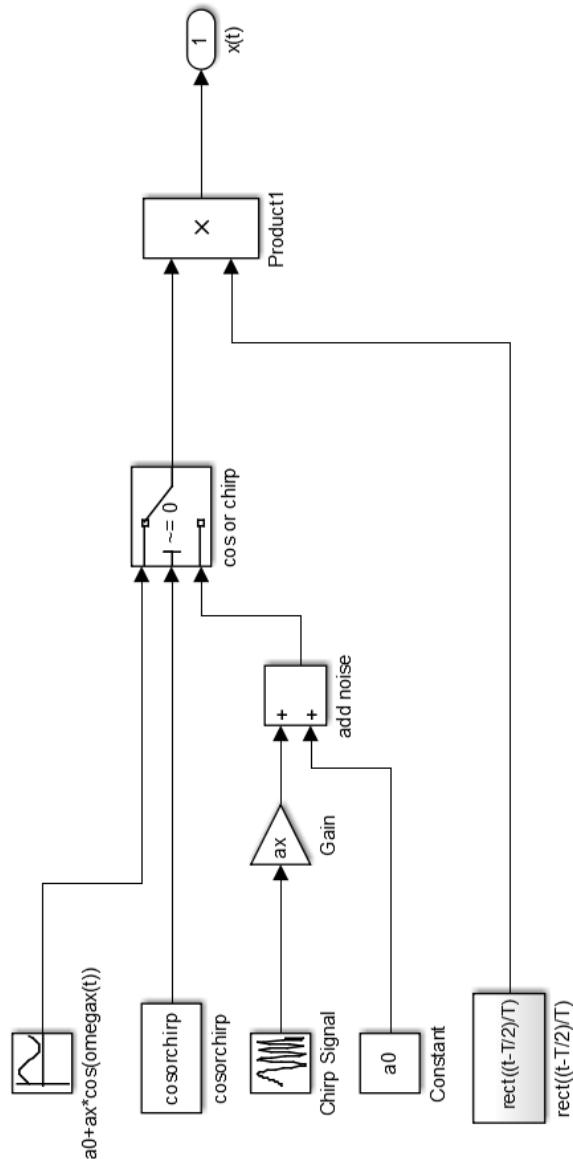


Abbildung A.1.: Anregungsfunktion des Simulationsmodells

A.1.2. Messstrecke Simulationsmodell

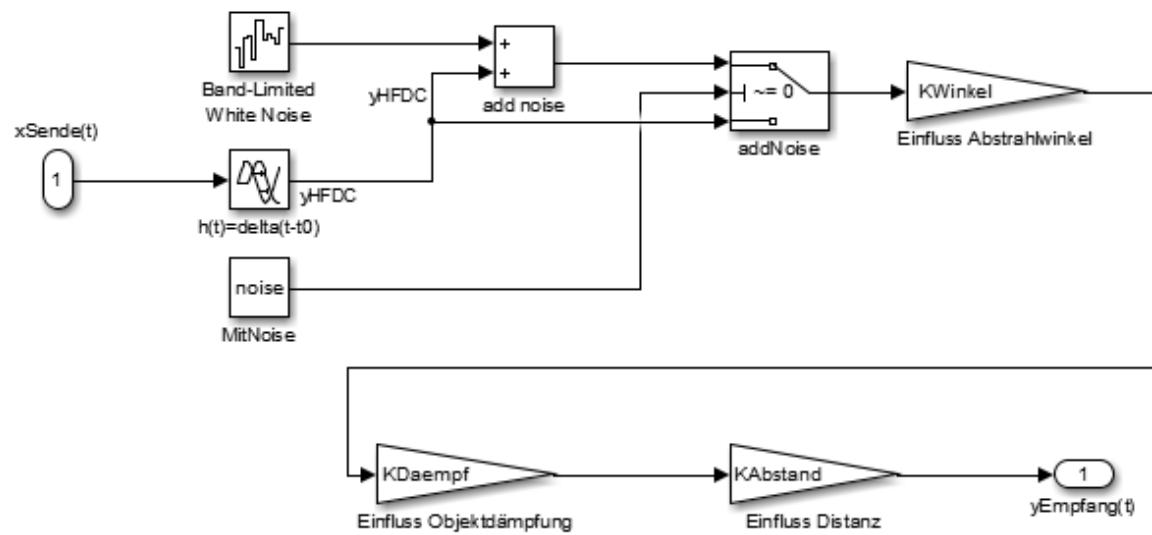


Abbildung A.2.: Messstrecke des Simulationsmodells

A.1.3. Matlab-Code des Simulationsmodells

```
clear all; close all;

% *****
%          Eingabe Parameter
% *****

% *****
% Modell
% *****

% Integrationszeit (Wird deutlich langsamer bei Werten >.01)
ModelTime=.005;

% Abtastzeit
StepSize=0.000001;

% *****
% Sensor
% *****

ax=60;
a0=1.65;
f=48000;

% *****
% Anregungsfunktion
% *****

% Modulation Sendesignal
% 1: Cosinus, 0: Chirp
cosor chirp=1;

% *****
% Uebertragungsfunktion
% *****
```

```
% Entfernung des Objektes
dObj=.6;

% Noise zuschalten und Hoehe einstellen
noise=true;
noiseLevel='mid';

% Lufttemperatur einstellen
T0=19.1667; % FIX - BITTE NICHT AENDERN
TempLuft=T0; % Kann geaendert werden

% ****
% Strecke
% ****

% Einfluss Distanz
EinflussAbstand=true;

% Einfluss Material
% Kennwert: 0 bis 100 Prozent. 0: Keine Absorption
Absorptionsgrad=40;

% Einfluss Winkel zum Sensor.
% 0 Grad -> 100 Prozent Transmission, 0 Prozent Reflexion
% 45 Grad -> 50 Prozent Transmission, 50 Prozent Reflexion
% 90 Grad -> 0 Prozent Transmission, 100 Prozent Reflexion
alpha=90-20; % Werte zwischen 0 und 90 (siehe oben)!!!!!
KWinkel=alpha/90;

% Bandpass Piezo. B:Bandbreite.
EinflussPiezo=true;
B=.0001;

% ****
% Huellkurvendemodulator
% ****
```

```
% Hochpass
RHP=20e3;
CHP=1e-9;

% Tiefpass
RTP=20e3;
CTP=1e-9;

% *****
% Parameter Threshold Methode
% *****

% Schwellwert
Threshold=.1;

% *****
%           Eingabe Parameter Ende
% -----
%           Start Berechnung Parameter
% *****

% Chirp-Frequenzen
f_0_Sweep=0;
f_end_Sweep=f;

% Signaleigenschaften
omega=2*pi*f;
T=(2*pi)/omega;
Pulsbreite=15*T;

% Rauschen
if strcmp(noiseLevel,'high')
    power=.001;
elseif strcmp(noiseLevel,'mid')
    power=.0001;
elseif strcmp(noiseLevel,'low')
    power=.00001;
```

```
end

% vSchall basierend auf Lufttemperatur
vSchall=331.5+.6*TempLuft;

% Einfluss Abstand
if EinflussAbstand==false
    KAbstand=1;
else
    KAbstand=(.01/dObj);
end

% Einfluss Absorption Material
if EinflussPiezo==false
    KDaempf=1;
else
    KDaempf=1-Absorptionsgrad/100;
end

% Einfluss Piezo
if EinflussPiezo==false
    B=.0000013;
end
% Formel aus https://de.wikipedia.org/wiki/Bandpass
D=pi/(B*omega);

% Einfluss Temperatur
TObj=(dObj*2)/vSchall;

% Zeitkonstanten HK-Demod
THP=RHP*CHP;
TTP=RTP*CTP;

% ****
%          Berechnung Parameter Ende
% -----
%          Start Simulation
```

```

% ****
%
```

```

% Falls nicht geoeffnet, oeffne Simulink-Modell
if sum(strcmp(find_system('SearchDepth', 0), 'US_Modell'))==0
    open US_Modell
end

% Setze StopTime
set_param('US_Modell','StopTime',num2str(ModelTime))

% Signale simulieren
sim('US_Modell')

% ****
%
```

```

% Simulation Ende
% -----
% Start Auswertung
% ****
```

```

% Daten umspeichern
t=xHF.time;
x_HF=xHF.data;
y_HF=yHF.data;
x_LF=xLF.data;
y_LF=yLF.data;

% Kreuzkorrelation HF
[XCORRHF,tauHF]=xcorr(x_HF,y_HF);
tObjXCORRHF=tauHF(XCORRHF==max(XCORRHF))*StepSize*-1;

% Kreuzkorrelation LF
[XCORRLF,tauLF]=xcorr(x_LF,y_LF);
tObjXCORRLF=tauLF(XCORRLF==max(XCORRLF))*StepSize*-1;

% Berechne Distanzen fuer Kreuzkorrelation

```

```

DOBJWAHR=.5*TObj*vSchall;
DOBJNFS=.5*tObj*XCORRLF*343;
DOBJHFS=.5*tObj*XCORRF*343;

% Trigger-Zeit berechnen
Trigger=x_LF;
TriggerOverThreshold=(Trigger-Threshold);
TriggerOverThreshold(TriggerOverThreshold>0)=1;
TriggerOverThreshold(TriggerOverThreshold<=0)=0;
t0=find(diff(TriggerOverThreshold)==1)*StepSize;
t0=t0(1);

% Echo-Zeit berechnen
Echo=y_LF;
EchoOverThreshold=(Echo-Threshold);
EchoOverThreshold(EchoOverThreshold>0)=1;
EchoOverThreshold(EchoOverThreshold<=0)=0;
t1=find(diff(EchoOverThreshold)==1)*StepSize;
t1=t1(1);

% Distanz mit Schwellwert berechnen
TOF=t1-t0;
DOBJTHRESHOLD=.5*TOF*vSchall;

% **** Auswertung Ende ****
% -----
% Start Ausgabe
% ****

% Signale ausgeben
figure
subplot(4,1,1)
plot(t,x_HF)
title('xHF','FontSize',18,'FontWeight','bold')
set(gca,'fontsize',16)
subplot(4,1,2)

```

```

plot(t,x_LF)
title('xLF','FontSize',18,'FontWeight','bold')
set(gca,'fontsize',16)
subplot(4,1,3)
plot(t,y_HF)
title('yHF','FontSize',18,'FontWeight','bold')
set(gca,'fontsize',16)
subplot(4,1,4)
plot(t,y_LF)
title('yLF','FontSize',18,'FontWeight','bold')
xlabel ('Time [s]','FontSize',18,'FontWeight','bold')
ylabel ('Amplitude [V]','FontSize',18,'FontWeight','bold')
set(gca,'fontsize',16)

% Distanzen ausgeben
tBase=tauHF(1:2:end)*StepSize;
XCORRHF=flip(XCORRHF);
XCORRLF=flip(XCORRLF);
XCORRHF=XCORRHF(1:2:end);
XCORRLF=XCORRLF(1:2:end);
figure
subplot(3,1,1)
plot(tBase,XCORRHF)
hold on
plot(tBase(XCORRHF==max(XCORRHF)),XCORRHF(XCORRHF==max(XCORRHF)))
    , 'o', 'MarkerSize',10, 'LineWidth',2, 'color', 'red')
hold off
axis([0 ModelTime min(XCORRHF) max(XCORRHF)]);
title('xcorrHF','FontSize',18,'FontWeight','bold')
set(gca,'fontsize',16)
subplot(3,1,2)
plot(tBase,XCORRLF)
hold on
plot(tBase(XCORRLF==max(XCORRLF)),XCORRLF(XCORRLF==max(XCORRLF)))
    , 'o', 'MarkerSize',10, 'LineWidth',2, 'color', 'red')
hold off
axis([0 ModelTime min(XCORRLF) max(XCORRLF)]);

```

```
title('xcorrLF','FontSize',18,'FontWeight','bold')
set(gca,'fontsize',16)
subplot(3,1,3)
plot(t,repmat(Threshold,length(Trigger),1),'green',t,Trigger,
     'blue',t,Echo,'magenta')
hold on
plot(t(t==t0),Trigger(t==t0),'o',t(t==t1),Echo(t==t1),'o',...
      'MarkerSize',10,'LineWidth',2,'color','red')
hold off
axis([0 ModelTime 0 1.5]);
title('Schwellwert','FontSize',18,'FontWeight','bold')
xlabel('Time [s]','FontSize',18,'FontWeight','bold')
ylabel('Amplitude [V]','FontSize',18,'FontWeight','bold')
set(gca,'fontsize',16)
```

A.2. Modell zur Sensoransteuerung

A.2.1. Übersicht 1

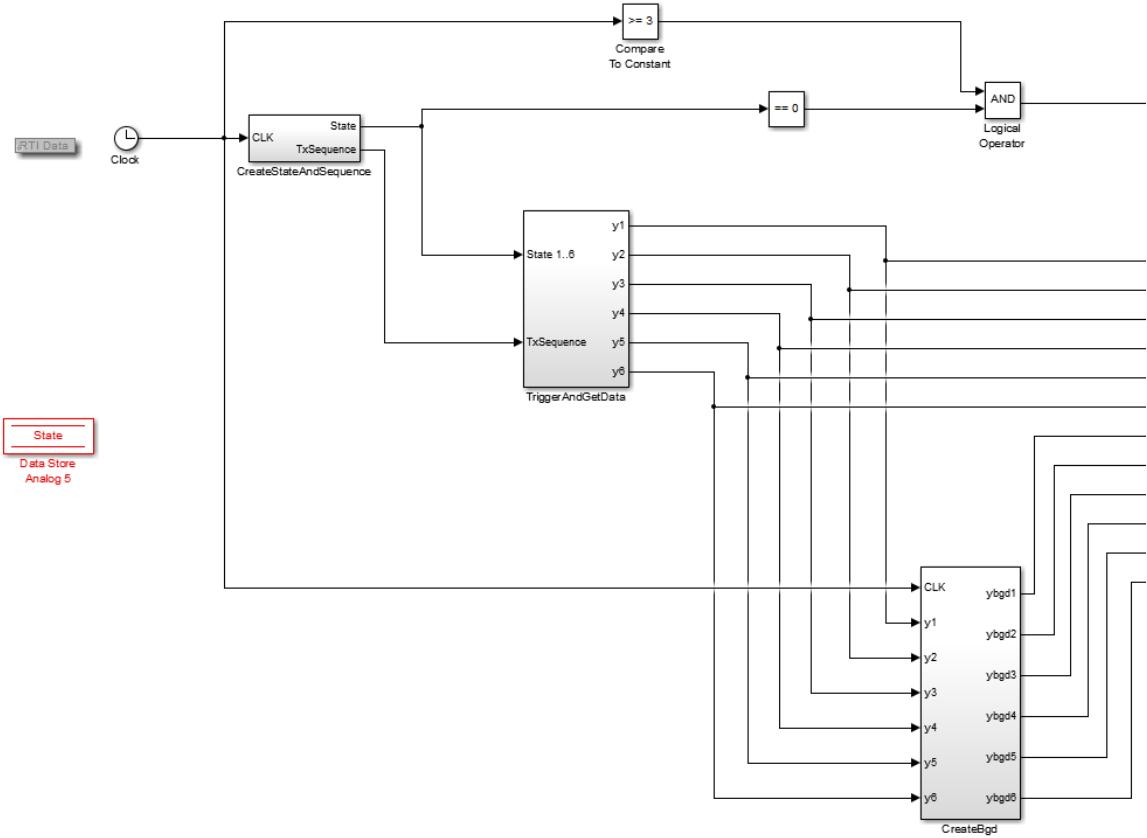


Abbildung A.3.: Modell: Daten generieren und Hintergrund aufnehmen

A.2.2. Übersicht 2

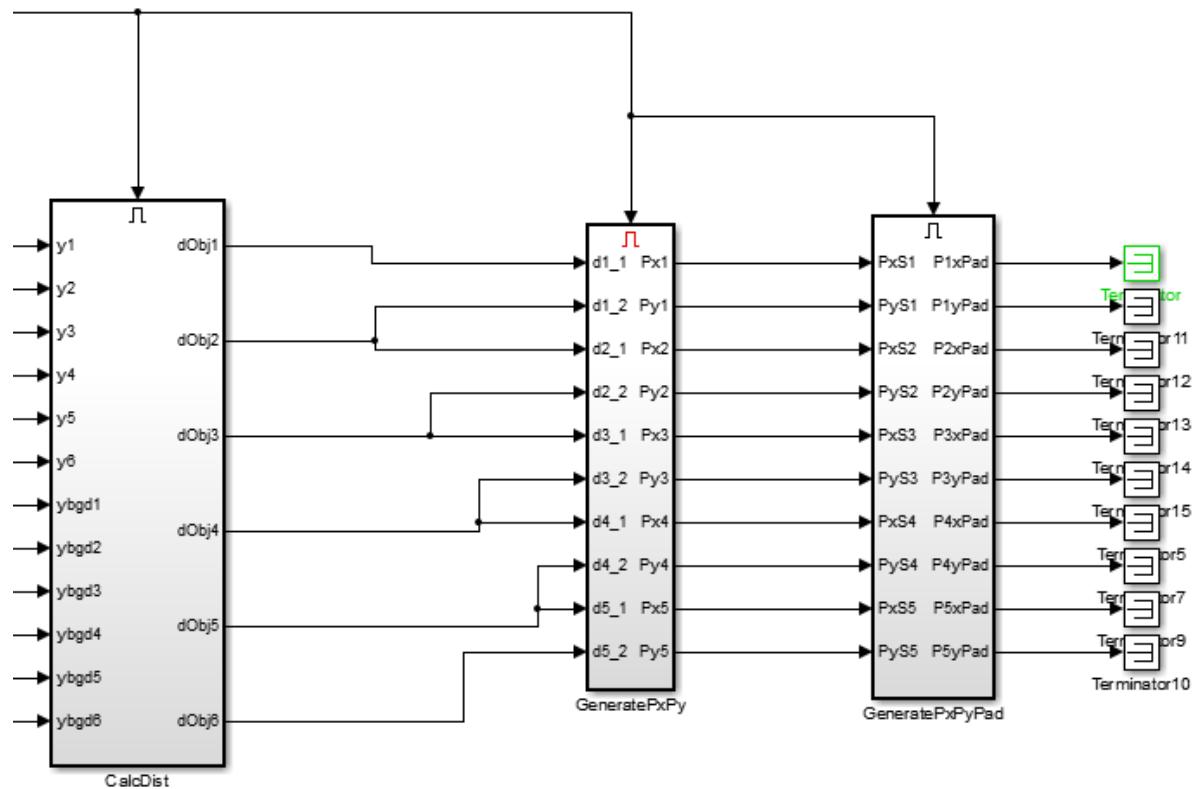


Abbildung A.4.: Modell: Daten auswerten

A.2.3. Block CalcDist

```
function [yObj, dObj, acor, lag, tCC, dObjCC, yTriggerOnly2,
    yObjectOnly2] = fcn(y, ybgd, tBase)
yObj=y-ybgd;

% Schwellwertmethode
Threshold=.1;
DataOffset=110;

tTriggerOnly=tBase(1:DataOffset);
yTriggerOnly=ybgd(1:DataOffset);
tObjectOnly=tBase(DataOffset+1:end);
yObjectOnly=yObj(DataOffset+1:end);

t0=tTriggerOnly(diff(yTriggerOnly)==max(diff(yTriggerOnly)));
t1=tObjectOnly(find(and((yObjectOnly>=Threshold)==1, cumsum(
    yObjectOnly>=Threshold)==1)));
TOF=t1-t0;
dObj=TOF(1)*.5*343;

% Kreuzkorrelation
StartTrigger=73;
EndTrigger=105;
yTriggerOnly2=ybgd(StartTrigger:EndTrigger);
yObjectOnly2=yObj(EndTrigger+1:end);

[acor0, lag0]=xcorr(yTriggerOnly2, yObjectOnly2);
lag=lag0(length(lag0)/2:end);
acor0=acor0(end:-1:1);
acor=acor0(length(acor0)/2:end);
t0CC=tBase(EndTrigger-StartTrigger);
t1CC=max(tBase(acor==max(acor)));
tCC=t0CC+t1CC;

dObjCC=tCC(1)*.5*343;
end
```

A.2.4. Block GeneratePxPy

```
function [Px,Py] = fcn(d1,d2)
d0=.135;
Px=d1*sin(acos((d1^2+d0^2-d2^2)/(2*d1*d0)));
Py=d1*(d1^2+d0^2-d2^2)/(2*d1*d0);
end
```

A.2.5. Block GeneratePxPyPad

```
function [P1xPad,P1yPad,P2xPad,P2yPad,P3xPad,P3yPad,P4xPad,
P4yPad,P5xPad,P5yPad] = fcn(PxS1,PyS1,PxS2,PyS2,PxS3,PyS3,PxS4
,PyS4,PxS5,PyS5)

dx1=.6;
dx3=.46;
dx4=.155;
dy1=.13;
dy2=.26;
dy3=.40;

P1xPad=PxS1+dx1;
P1yPad=PyS1+dy1;

P2xPad=PxS2+dx1;
P2yPad=PyS2+dy2;

P3xPad=dx3-PyS3;
P3yPad=PxS3+dy3;

P4xPad=dx4-PyS4;
P4yPad=PxS4+dy3;

P5xPad=-PxS5;
P5yPad=dy2-PyS5;

end
```

A.3. Simulationsmodell Hüllkurvendemodulator

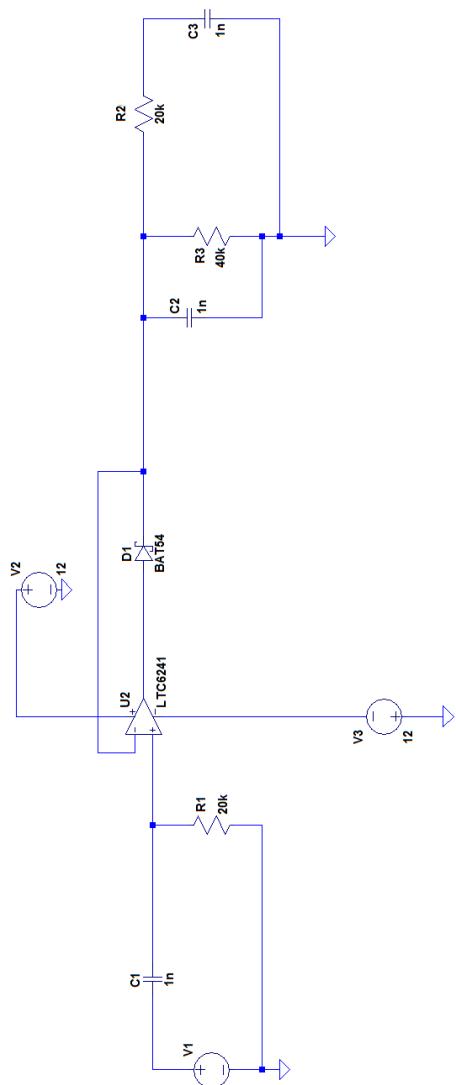


Abbildung A.5.: Simulationsmodell des Hüllkurvendemodulators

A.4. Schaltplan Hüllkurvendemodulator

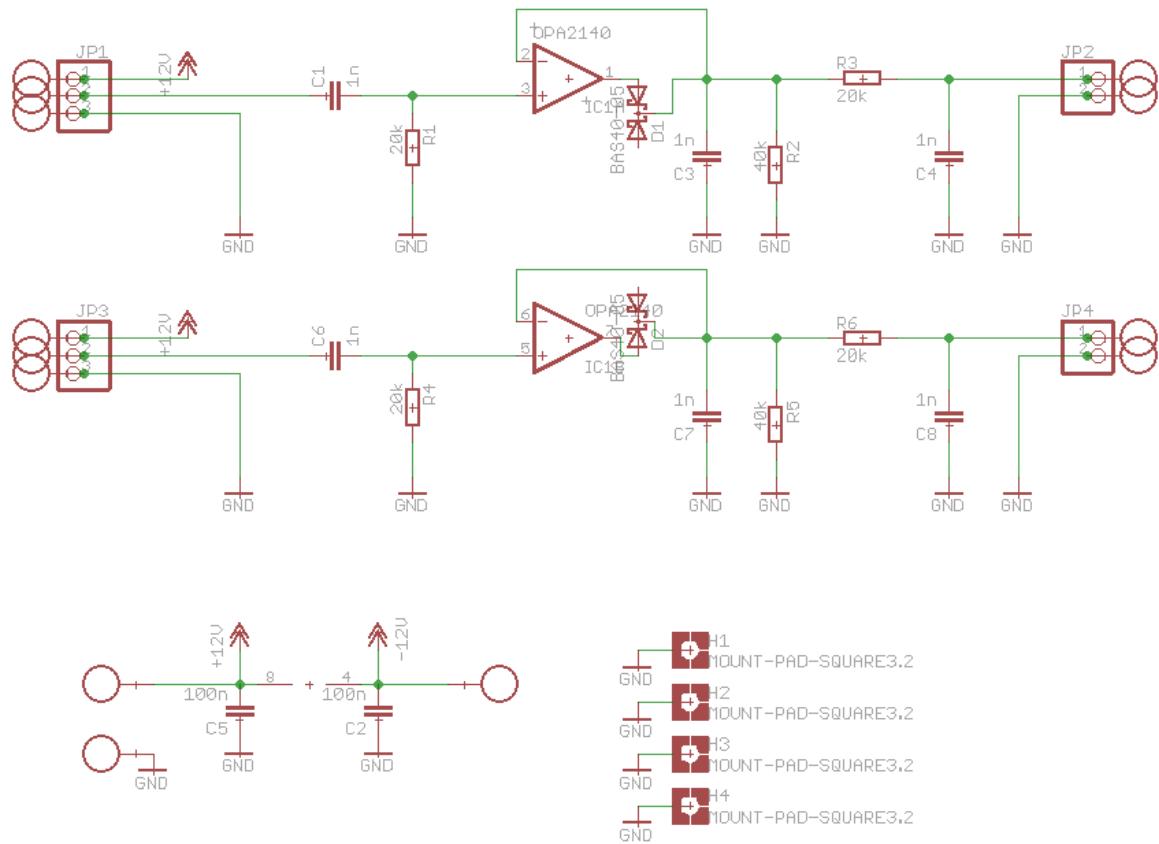


Abbildung A.6.: Schaltplan Hüllkurvendemodulator

A.5. Technische Zeichnung Bodenplatte mit Löchern

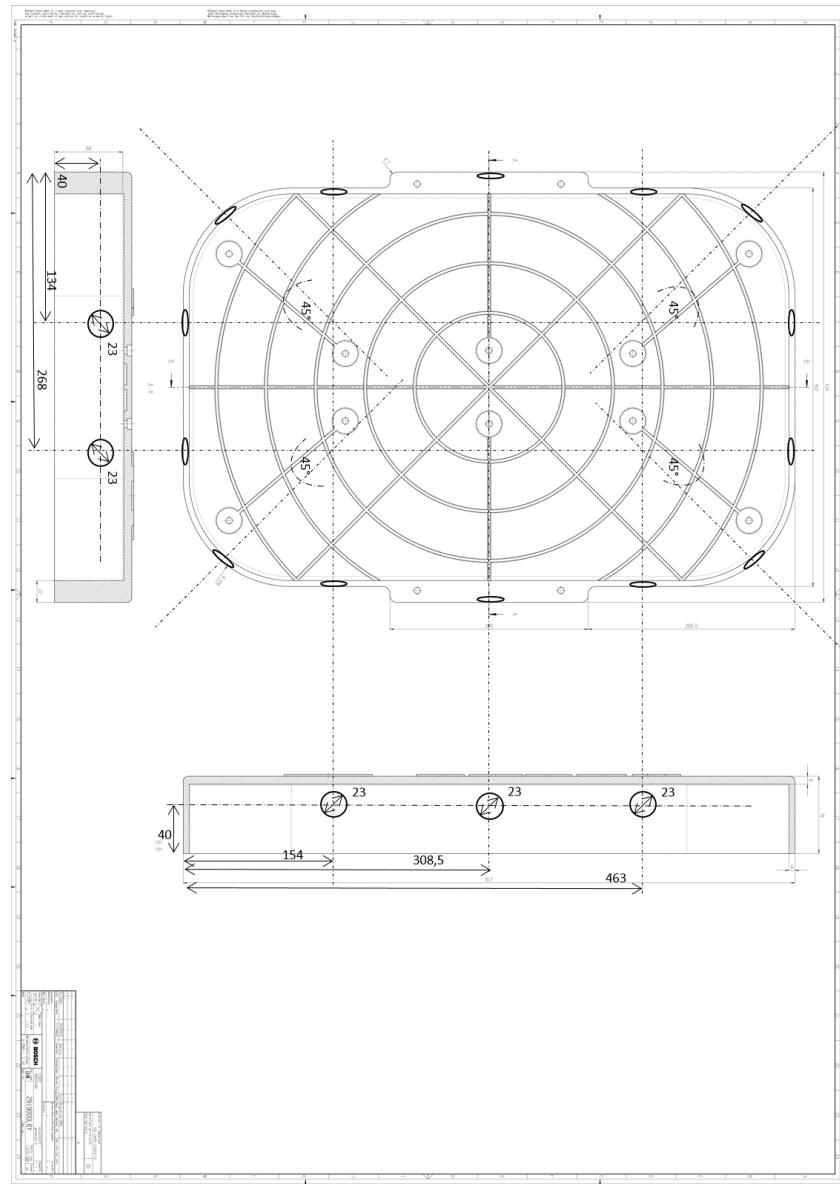


Abbildung A.7.: Technische Zeichnung der Bodenplatte inkl. Löcher

A.6. Pinbelegung der Micro-Auto-Box

The following table shows the signals of the I/O connector:

1	2	3	4	5	6	
DAC 7 out	DAC 8 out	Group 1 ch 1 out	Group 1 ch 2 out	Group 1 ch 3 out	Group 1 ch 4 out	A
DAC 5 out	DAC 6 out	Group 1 ch 5 out	Group 1 ch 6 out	Group 1 ch 7 out	CTM ch 1 out	B
DAC 3 out	DAC 4 out	CTM ch 2 out	CTM ch 5 out	CTM ch 6 out	CTM ch 7 out	C
DAC 1 out	DAC 2 out	CTM ch 8 out	CTM ch 3 out	CTM ch 4 out	Group 6 ch 1 out	D
VDRIVE In	VSENS out	Group 6 ch 2 out	Group 6 ch 3 out	Group 6 ch 4 out	Group 6 ch 5 out	E
Group 6 ch 6 out	Group 6 ch 7 out	GND In	GND In	Group 6 ch 8 out	TPU ch 1 out	F
TPU ch 2 out	TPU ch 3 out	GND In	GND In	GND In	TPU ch 4 out	G
TPU ch 5 out	TPU ch 6 out	GND In	GND In	TPU ch 7 out	TPU ch 8 out	H
TPU ch 9 out	TPU ch 10 out	TPU ch 11 out	TPU ch 12 out	TPU ch 13 out	TPU ch 14 out	J
TPU ch 15 out	TPU ch 16 out	Group 2 ch 1 out	Group 2 ch 2 out	Group 2 ch 3 out	Group 2 ch 4 out	K
Group 2 ch 5 out	Group 2 ch 6 out	Group 2 ch 7 out	Group 2 ch 8 out	Group 3 ch 1 out	Group 3 ch 2 out	L
Group 3 ch 3 out	CTM ch 1 In	REMOTE In	CTM ch 2 In	CTM ch 3 In	CTM ch 4 In	M
Group 6 ch 1 In	Group 6 ch 2 In	Group 6 ch 3 In	Group 6 ch 4 In	Group 6 ch 5 In	Group 6 ch 6 In	N
						
Group 6 ch 7 In	Group 6 ch 8 In	TPU ch 1 In	TPU ch 2 In	TPU ch 3 In	TPU ch 4 In	P
TPU ch 5 In	TPU ch 6 In	TPU ch 7 In	TPU ch 8 In	TPU ch 9 In	TPU ch 10 In	R
TPU ch 11 In	TPU ch 12 In	TPU ch 13 In	TPU ch 14 In	TPU ch 15 In	TPU ch 16 In	S
Group 2 ch 1 In	Group 2 ch 2 In	Group 2 ch 3 In	Group 2 ch 4 In	Group 2 ch 5 In	Group 2 ch 6 In	T
Group 2 ch 7 In	ADC Type 1 In Con 4 Ch 4	Serial 2 K / LIN	Serial 2 L In	Serial 1 TXD Out	Serial 1 RXD In	U
ADC Type 1 In Con 2 Ch 4	ADC Type 1 In Con 3 Ch 4	VBAT In	VBAT In	CAN 1 low Vo	CAN 1 high Vo	V
ADC Type 1 In Con 1 Ch 4	ADC Type 1 In Con 4 Ch 3	VBAT In	VBAT In	VBAT In	Group 2 ch 8 In	W
ADC Type 1 In Con 2 Ch 3	ADC Type 1 In Con 3 Ch 3	VBAT In	VBAT In	CAN 2 low Vo	CAN 2 high Vo	X
ADC Type 1 In Con 1 Ch 3	ADC Type 1 In Con 4 Ch 2	Group 4 ch 1 In	Group 4 ch 2 In	ECU / IF RX+ In	Group 4 ch 3 In	Y
ADC Type 1 In Con 2 Ch 2	ADC Type 1 In Con 3 Ch 2	Group 4 ch 4 In	Group 4 ch 5 In	ECU / IF RX- In	Group 4 ch 6 In	Z
ADC Type 1 In Con 1 Ch 2	ADC Type 1 In Con 4 Ch 1	Group 4 ch 7 In	Group 4 ch 8 In	ECU / IF TX- Out	Group 5 ch 1 In	a
ADC Type 1 In Con 2 Ch 1	ADC Type 1 In Con 3 Ch 1	Group 5 ch 2 In	Group 5 ch 3 In	ECU / IF TX+ Out	Group 5 ch 4 In	b
ADC Type 1 In Con 1 Ch 1	VBAT prot Out	Group 5 ch 5 In	Group 5 ch 6 In	Group 5 ch 7 In	Group 5 ch 8 In	c
1	2	3	4	5	6	

analog in **analog out**

Abbildung A.8.: Pinbelegung der Micro-Auto-Box

Literatur

- [1] Bundesregierung. *Regierungsprogramm Elektromobilität*. Mai 2011.
- [2] Bundesregierung. *Pressekonferenz nach dem Spitzengespräch zur Elektromobilität*. Hrsg. von Bundesregierung. URL: <https://www.bundesregierung.de/ContentArchiv/DE/Archiv17/Mitschrift/Pressekonferenzen/2012/10/2012-10-01-pk-elektromobilitaet.html>.
- [3] WeltN24 GmbH. *Induktives Laden: So tanken Elektroautos Strom ohne Kabel*. Hrsg. von WeltN24. 1.01.2016. URL: <https://www.welt.de/motor/article156366653/So-tanken-Elektroautos-Strom-ohne-Kabel.html>.
- [4] Wiesspeiner, Prof. Gerhard. *Drahtlos Akkus aufladen*.
- [5] Bundesamt für Strahlenschutz. *Weitere mögliche biologische Wirkungen hochfrequenter Felder*. 2016. URL: http://www.bfs.de/DE/themen/emf/hff/wirkung/hff-diskutiert/hff-diskutiert_node.html.
- [6] SAE International. *Surface Vehicle Information Report*.
- [7] Conductix-Wampfler AG et al. *Kabelloses Laden von Elektrofahrzeugen*. Oktober 2011.
- [8] Neil Kuyvenhoven u. a. „Development of a foreign object detection and analysis method for wireless power systems“. In: *Development of a Foreign Object Detection and Analysis Method for Wireless Power Systems*, S. 1–6.
- [9] Gholam R. Sinambari, Stefan Sentpali und Frieder Kunz. *Ingenieurakustik: Physikalische Grundlagen und Anwendungsbeispiele*. 5., völlig überarb. u. erw. Aufl. SpringerLink. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2014.
- [10] Eberhard Sengpiel. *Berechnen der Schallgeschwindigkeit in Luft und die wirksame Temperatur*. URL: <http://www.sengpielaudio.com/Rechner-schallgeschw.htm>.
- [11] Pitsch, Stefan. *Applied Acoustics*.
- [12] OWAconsult. *Schallabsorption*.
- [13] Kraus, Prof. Dr.-Ing. Dieter; Pieper, Dipl.-Ing. W. *Interferenz von Ultraschallwellen*. Hrsg. von Hochschule Bremen.

- [14] Thomas Frey und Martin Bossert. *Signal- und Systemtheorie: Mit 26 Tabellen, 64 Aufgaben mit Lösungen und 84 Beispielen*. 2., korrigierte Auflage 2008. Studium. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, 2009.
- [15] Martin Werner. *Signale und Systeme: Lehr- und Arbeitsbuch mit MATLAB-Übungen und Lösungen*. 3., vollständig überarbeitete und erweiterte Auflage. Wiesbaden: Vieweg+Teubner / GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, 2008.
- [16] Wolfgang Richter. *Physikalisches Praktikum für Fortgeschrittene: Signal/Rausch-Verbesserung*.
- [17] Dr.-Ing. Anselm Fabig. *Konzept eines digitalen Empfängers für die Funknavigation mit optimierten Algorithmen zur Signaldemodulation*. 2004.
- [18] Rohan Kapoor u. a. „A Novel 3D Multilateration Sensor Using Distributed Ultrasonic Beacons for Indoor Navigation“. In: *Sensors (Basel, Switzerland)* 16.10 (2016).
- [19] Juan Cota-Ruiz u. a. „A low-complexity geometric bilateration method for localization in Wireless Sensor Networks and its comparison with Least-Squares methods“. In: *Sensors (Basel, Switzerland)* 12.1 (2012), S. 839–862.
- [20] Alberto et al. Sanchez. „Low Cost Indoor Ultrasonic Positioning Implemented in FPGA“. In: *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics* (2009).
- [21] Hermann Winner und Hakuli, Stephan, Wolf, Gabriele. *Handbuch Fahrerassistenzsysteme: Grundlagen, Komponenten und Systeme für aktive Sicherheit und Komfort*.
- [22] Gregorio Andria, Filippo Attivissimo und Nicola Giaquinto. „Digital signal processing techniques for accurate ultrasonic sensor measurement“. In: *Measurement* 30.2 (2001), S. 105–114.
- [23] J. Ureña u. a. „Correlation detector based on a FPGA for ultrasonic sensors“. In: *Microprocessors and Microsystems* 23.1 (1999), S. 25–33.
- [24] Kristina Weyerhäuser. *Faltung und Korrelation kontinuierlicher Signale*.
- [25] A. Hernandez u. a. „Ultrasonic ranging sensor using simultaneous emissions from different transducers“. In: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* 51.12 (2004), S. 1660–1670.

- [26] Joseph C. Jackson u. a. „Time-of-flight measurement techniques for airborne ultrasonic ranging“. In: *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control* 60.2 (2013), S. 343–355.
- [27] Birgi Tumeroy. *Background Subtraction*. 2009.
- [28] Massimo Piccardi. *Background subtraction techniques: a review*. 2004.
- [29] Dr.-Ing. habil. Karlheinz Ochs. *Übertragung digitaler Signale*. 2012.
- [30] Bosch. *Automotive Electronics Ultrasonic System 5th generation (USS5)*. 2011.
- [31] Bosch. *Interface description ultrasound sensor Gen. 5*. 2004.