



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorarbeit

Nicolai Glatz

Möglichkeiten eines Radartransceivers zur
Hinderniserkennung an einem autonomen
Fahrzeug

Nicolai Glatz

Möglichkeiten eines Radartransceivers zur
Hinderniserkennung an einem autonomen
Fahrzeug

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Technische Informatik
am Department Informatik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr. rer. nat. Stephan Pareigis
Zweitgutachter : Prof. Dr.-Ing. Andreas Meisel

Abgegeben am 26. Mai 2008

Zusammenfassung

Thema der Bachelorarbeit

Möglichkeiten eines Radartransceivers zur Hinderniserkennung an einem autonomen Fahrzeug

Stichworte

Radartransceiver, Hinderniserkennung, autonomes Fahrzeug, ARM Mikrocontroller, FMCW-Radar, digitale Signalverarbeitung, Fast Fourier Transformation

Kurzzusammenfassung

Diese Arbeit beschreibt die Vorgehensweise zum Aufbau einer Hinderniserkennung mit einem Radartransceiver und die Auswahl geeigneter Komponenten. Es wird auf die Funktionsweise der Abstands- und Geschwindigkeitsmessung mittels Radar, die Signalverarbeitung und deren Auswertung eingegangen. Die Ansteuerung und Auswertung erfolgen mit einem ARM Mikrocontroller.

Title of the paper

Options for an autonomous vehicle to detect obstacles using a radar transceiver

Keywords

Radar transceiver, autonomous vehicle, ARM microcontroller, FMCW radar, digital signal processing, fast fourier transformation

Abstract

This thesis is about recognizing obstacles using a radar transceiver and appropriate further components. The main topics include the measurement of distance and speed using radar. The program runs on an embedded microcontroller with ARM architecture.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich all diejenigen erwähnen, ohne deren Unterstützung diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre. Ohne eine Wertung durch die Reihenfolge der Nennung zu bezwecken, möchte ich mich bei folgenden Menschen herzlich bedanken.

Mein ganz besonderer Dank gilt meinen beiden Betreuern. Sie ermöglichten mir meine Bachelorarbeit als Abschluss meines Studiums an der HAW-Hamburg anzufertigen und begleiteten mich in dieser letzten Phase. Ein Dank an:

Prof. Dr. rer. nat. Stephan Pareigis
Prof. Dr.-Ing. Andreas Meisel

Ein weiterer Dank an das Team des Projektes intelliTruck. Danke für die gute Zusammenarbeit, die vielen anregenden Diskussionen und den Spaß in der gemeinsamen Zeit.

Im Weiteren einen besonderen Dank an die Assistenten der Informatik-Labore des 7. Stocks der HAW Hamburg, im speziellen Herrn Bruno Carstensen und Herrn Alfred Lohmann, die mit bewundernswerter Ruhe jederzeit mit Rat und Tat zur Verfügung stand. Ebenfalls sei Herr Enrico Hensel an dieser Stelle erwähnt.

Nicht zu vergessen sind meine Familie und Freunde. Ohne ihre Unterstützung in den letzten Jahren und die daraus für mich resultierende Motivation wäre diese Studienzeit auf langer Sicht deutlich erschwerter gewesen.

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	11
Abbildungsverzeichnis	13
1 Einführung	15
1.1 Das Projekt	17
1.2 Ziel dieser Arbeit	17
2 Grundlagen	19
2.1 Radar	19
2.1.1 Geschichte	19
2.1.2 Pulsradar	21
2.1.3 CW Radar	22
2.1.4 Mehrzielfähigkeit	24
2.2 Plattform	24
3 Anforderungen einer Hinderniserkennung	27
3.1 Reaktionszeit	27
3.2 Abmessungen	27
3.3 Hindernisse	28
4 Technische Ausgangslage	29
4.1 Die Radartransceiver (Radarsensoren)	30
4.1.1 IVS-163	31
4.1.2 IVS-148	32
4.2 Ansteuerung des Radartransceivers	33
4.2.1 Analoge Schaltung	33
4.2.2 DA-Wandler	33
4.3 Einlesen der analogen Signale	34
4.3.1 Soundkarte	34
4.3.2 Integrierter AD-Wandler	35
4.3.3 Externer AD-Wandler	36
4.4 Controller	36
4.4.1 USB I/O Box	36

4.4.2	Atmel AVR 8bit	37
4.4.3	ARM 32bit	38
5	Umsetzung in die Praxis	39
5.1	Erzeugung des Sweep Signals	39
5.2	Nachverstärkung des Ausgangsignals	40
5.3	Auswertung	41
5.3.1	Abtastung	42
5.3.2	Fenster Funktion	42
5.3.3	Glättung	43
5.3.4	Fast Fourier Transformation	43
5.3.5	Peak Detection	46
5.3.6	Ermittlung der Entfernung bei ruhenden Objekten	47
5.3.7	Ermittlung der Entfernung und Geschwindigkeit bei bewegten Objekten	49
5.3.8	Auflösungsvermögen	52
5.4	Auslastung des Mikrocontrollers	53
6	Tests und Messungen	55
6.1	Messungen mit stationären Objekten	57
6.2	Messungen mit bewegten Objekten	61
7	Ausblick	65
7.1	Sweepsignal	65
7.2	Analoge Signalverarbeitung und A/D Wandlung	65
7.3	Digitale Signalverarbeitung	66
7.4	Montage am Fahrzeug	66
7.5	Stromverbrauch	67
7.6	Fazit	67
	Literaturverzeichnis	69
	Verzeichnis der Formelzeichen	73
	A Quadratursignal	77
	B Versuchsaufbau	79

Tabellenverzeichnis

4.1	Daten IVS-163	31
4.2	Daten IVS-163	32
5.1	DFT Parameter	45
5.2	Einzelsschritte der Auswertung	54
B.1	Pinbelegung Radarsensor	80

Abbildungsverzeichnis

2.1	Pulsradar	21
2.2	CW-Radar	22
2.3	FMCW-Radar	23
2.4	Sende und Empfangssignal bei einem sich auf den Radarsensor zubewegenden Objekt	23
4.1	Verarbeitungskette	29
4.2	Der IVS-163	31
4.3	Der IVS-148	32
4.4	Schaltung zur Erzeugung des Sweepsignals	34
4.5	Modulation mit drei Sweeps	35
4.6	Modulation mit zwei Sweeps	36
4.7	Der AVR Mikrocontroller	37
4.8	Der ARM Mikrocontroller mit I/O Board (links)	38
5.1	Blockschaltbild	39
5.2	Sweepsignal	40
5.3	Nachverstärkung des Empfangssignals	41
5.4	Sende- und Empfangsfrequenz bei mehreren Zielen	46
5.5	CFAR Peak Detection	47
5.6	Laufzeitverschiebung bei Upsweep	48
5.7	Frequenzverlauf und Differenzfrequenz	49
5.8	Empfangssignal bei größerer Dopplerverschiebung	50
5.9	Zeitbetrachtung	54
6.1	Antennendiagramm des IVS-148. (Quelle: InnoSenT Produktkatalog)	55
6.2	Testraum	56
6.3	Sweep- und das I-Signal über den vollen Raum.	57
6.4	Spektrum des Radarechos in dem Testraum bei kompletter Länge, ca. 20m.	58
6.5	Sweep- und das I-Signal in dem Testraum bei einer Entfernung von 10m bis zur Wand.	59
6.6	Spektrum des Radarechos einer Wand in ca. 10m.	60
6.7	Sweep- und das I-Signal bei einer Wand in ca. 6m Entfernung.	61
6.8	Sweep- und das I-Signal bei einer Metalltür in 6m Entfernung.	62

6.9	Spektrum des Radarechos einer Metalltür in 7m Entfernung.	63
6.10	Spektrum des Radarechos bei einer Bewegung auf eine Metalltür zu.	63
7.1	Sweepsignal mit vier Sweeps	66
A.1	Erzeugung des Q-Signals	77
A.2	I- und Q-Signal	78
B.1	Komponenten des Radarsystems	79
B.2	Pinbelegung des ARM und der Ansteuerungsplatine.	80

1 Einführung

Radarsensorik wird seit etwa 10 Jahren in Oberklasselimosinen als Sonderausstattung angeboten. Hier wird es als ACC (Adaptive Cruise Control) oder PSS (Predictive Safety System) eingesetzt. [Troppmann und Höger \(2005a\)](#) und [Troppmann und Höger \(2005b\)](#) beschreiben detailliert den Einsatz von Radarsensorik in Kfz. So entstand die Idee, die Möglichkeiten einer Hinderniserkennung mittels Radar für ein autonomes Fahrzeug zu prüfen, um darauf aufbauend ähnliche Systeme für dieses entwickeln zu können.

Grundsätzlich lässt sich eine Hinderniserkennung mit verschiedensten Techniken realisieren. Eine ausführliche Betrachtung mit Beschreibungen der einzelnen Techniken ist in [Ries \(2005\)](#) gegeben. Um Vor- und Nachteile der einzelnen Verfahren einschätzen zu können, hier ein Überblick über die gängigsten Sensoren:

Ultraschall

Ultraschallsensoren werden häufig für die Einparkhilfen in den Stoßstangen verwendet. Sie zeichnen sich durch geringe Kosten aus. Auf geringe Entfernungen besitzen sie eine hohe Präzision und mittels Triangulation besteht die Möglichkeit, den Winkel zu einem Hindernis zu errechnen.

Ihr größtes Problem ist die begrenzte Reichweite von einigen Metern. Umwelteinflüsse wie Geräusche oder Temperaturschwankungen beeinflussen die Ultraschallsensoren. Treffen die Schallwellen in einem flachen Winkel auf das Hindernis, kann es passieren, dass es nicht erkannt wird. Die Sensoren müssen immer sichtbar angebracht werden und sind somit empfindlich gegen Steinschlag oder andere Beschädigungen. Des Weiteren liefern sie keine Information zu der Bewegungsrichtung eines Objekts.

Infrarot

Ebenfalls sehr günstig sind Infrarotsensoren. Sie erfassen hervorragend tangentielle Bewegungen.

Radiale Bewegungen hingegen können nicht erkannt werden. Wie alle optischen Verfahren ist die Infrarottechnik empfindlich gegenüber Umwelteinflüssen wie Regen, Nebel oder Staub. Auch diese Sensoren sind nicht in der Lage, die Bewegungsrichtung zu erkennen.

Laserscanner

Laserscanner werden auf Grund ihrer positiven Eigenschaften gerne zur Hinderniserkennung eingesetzt. Sie finden auch viel Verwendung in den autonomen Fahrzeugen der DARPA Grand Challenge (siehe [DARPA \(2008\)](#)). Sie verfügen über eine hohe Reichweite und Genauigkeit und vermitteln dank der großen Menge an Messpunkten ein äußerst präzises Bild der Umwelt.

Unter ungünstigen Voraussetzungen, wie etwa Nebel, Regen oder dichtem Staub, funktionieren sie jedoch nicht mehr zuverlässig bzw. fallen ganz aus. Auch sind aktuelle Laserscanner in annehmbarer Baugröße noch sehr teuer.

Bildverarbeitung

Da bei einer Hinderniserkennung mittels Bildverarbeitung auf verfügbare Komponenten zurückgegriffen wird, lässt sie sich relativ kostengünstig realisieren. Ein großer Vorteil ist, dass die Kamera einen passiven Sensor darstellt, der nicht durch andere Kameras beeinflusst werden kann. Die gelieferten Daten können auch für andere Aufgaben, wie etwa eine Fahrspurerkennung, verwendet werden.

Jedoch fällt das System im dichten Nebel, Regen oder Staub komplett aus, was für ein Offroad Fahrzeug nicht hinnehmbar ist. Die Algorithmen zur Hinderniserkennung erfordern zudem, gerade bei hohen Geschwindigkeiten, viel Rechenaufwand. Bei stark wechselnden Lichtverhältnissen, wie etwa bei der Fahrt in einen Tunnel, kommt die Bildverarbeitung an ihre Grenzen, da eine dynamische Anpassung an die Lichtverhältnisse nur begrenzt möglich ist.

Radar

Die Radarsensorik zeichnet sich durch viele Einsatzmöglichkeiten unterschiedlicher Komplexität aus. Sie reicht von einer einfachen Entfernungsmessung bis hin zum Radarnetzwerk mit mehreren Sensoren, das verschiedene Ziele mit Winkel, Geschwindigkeit und Entfernung orten kann. Radialbewegungen werden auf Grund des Dopplereffekts (siehe Glossar) optimal erfasst, was einer Hinderniserkennung zu gute kommt. Gegen Umwelteinflüsse ist Radar im Vergleich zu den anderen Systemen unempfindlich. Es kommt höchstens zu einer Einschränkung der Reichweite, aber nicht zum Totalausfall. Da die Radarstrahlung nichtmetallische Materialien durchdringt, kann ein Radarsensor günstig durch Kunststoff geschützt werden. Wie der Laserscanner verfügt Radar über eine hohe Reichweite.

Die Kosten liegen über den von Ultraschall- oder Infrarotsensoren, sind jedoch um ein Vielfaches günstiger als Laserscanner. Tangentialbewegungen können von Radar nicht erfasst werden. Die Zielerkennung ist komplizierter als bei anderen Systemen, da immer ein Rauschen vorliegt und es zu vielen kleinen Reflektionen kommen kann, die das Erkennen von eigentlichen Zielen erschweren.

1.1 Das Projekt

Die Arbeit entstand im Rahmen des intelliTruck-Projektes, das Teil von FAUST (Fahrerassistenz- und autonome Systeme) der HAW Hamburg ist. FAUST besteht aus mehreren Projekten, in denen auf jeweils unterschiedlichen Plattformen, vom Modellauto im Maßstab 1:10 bis zum echten Rennwagen, Technologien für Fahrerassistenz- und autonome Systeme erforscht und entwickelt werden. Das intelliTruck-Projekt nutzt als Plattform ein Offroad fähiges Modellfahrzeug im Maßstab 1:6, das anhand von Markierungen selbstständig durch unbekanntes Terrain navigieren soll. Als Vorbild dient die DARPA Grand Challenge. [HAW:2008](#) enthält weitere Informationen zu FAUST.

1.2 Ziel dieser Arbeit

Das Ziel dieser Arbeit besteht darin, die Möglichkeiten eines Radartransceivers zur Hinderniserkennung auszuloten. Dabei soll Rücksicht auf die durch die verwendete Plattform gegebenen Randbedingungen genommen werden. Die Arbeit soll eine geeignete Methode der Ansteuerung und Auswertung des Sensors finden. Dafür werden verschiedene Ansätze verfolgt und bewertet, sowie der vielversprechendste in die Praxis umgesetzt und getestet.

2 Grundlagen

2.1 Radar

Ursprünglich ist Radar die Abkürzung für Radio Aircraft Detection and Ranging. Durch den heutzutage vielseitigen Einsatz ist jedoch nur noch Radio Detection and Ranging üblich. In Deutschland hat Radar die frühere Bezeichnung Funkmesstechnik verdrängt. Je nach Einsatzzweck gibt es verschiedene Methoden, ein Radarsystem zu betreiben.

2.1.1 Geschichte

Die Radartechnologie basiert auf der 1886 von Heinrich Hertz entdeckten Eigenschaft, dass Radiowellen an metallischen Oberflächen reflektiert werden. Erste Experimente führte 1904 Christian Hülsmeier, ein deutscher Hochfrequenztechniker, durch. Dieser maß mit seinem "Telemobiloskop" die Laufzeit der von Schiffen reflektierten Wellen und ließ sich das verwendete Verfahren patentieren.

In den 20er und 30er Jahren wurden in Großbritannien und den USA erste Radaranlagen in Betrieb genommen. Darunter waren zum Beispiel ein 33MHz Dauerstrichradar und ein 60MHz Pulsradar. Im Zweiten Weltkrieg wurde Radar von allen beteiligten Staaten vor allem für militärische Zwecke massiv weiterentwickelt.

Heute wird Radar in sehr vielen unterschiedlichen Bereichen, sowohl militärisch als auch zivil, eingesetzt. Entsprechend unterschiedliche Techniken und Frequenzen kommen zum Einsatz. Die Frequenzen reichen von einigen MHz für die Radioastronomie oder OTHR (Over The Horizon Radar) bis zu mehreren hundert GHz bei industriellen Fertigungen, wie etwa der Überwachung von Schweißnähten, oder Gefechtsfeldradaren.

Weitere Informationen zur geschichtlichen Entwicklung des Radars sind in [Göbel \(2001\)](#) (S. 13f) und [Wolff \(2005\)](#) zu finden.

Im Kfz- und sonstigen Nahbereichen haben sich dank günstiger Fertigungskosten und guter Verarbeitbarkeit Frequenzen um 24GHz etabliert. Diese werden jedoch in naher Zukunft voraussichtlich durch den 79GHz Bereich ersetzt. Zum einen werden hier die Kosten immer geringer, zum anderen schreibt die Regulierungsbehörde ab 2013 eine Nutzung des 79GHz Bereichs für Kfz-Kurzstreckenradar vor, da dieser keine anderen Anwendungen

beeinträchtigt. Sollten mehr als 7% der gesamt zugelassenen Fahrzeuge mit einem 24GHz Radar ausgestattet sein, wird die Frist vorgezogen. Die Haupteinsatzgebiete von Radarsystemen im Kfz-Bereich sind ACC und PSS. Ähnliche Anwendungen sind für den IntelliTruck geplant.

Anwendungsbereiche

Radar hat sich in vielen Bereichen durchgesetzt und wird in immer weiteren Bereichen neu eingesetzt. Göbel (2001) (S.171-193) bietet eine ausführliche Auflistung mit Anwendungsbeispielen. Hier einige Beispiele für den Einsatz von Radartechnik:

- Luftfahrt
 - Flugüberwachung
 - Flughafen-Rundsicht
 - Rollfeldradar
 - Bordradar
- Schifffahrt
 - Bordradar
 - Hafenradar
 - Küstenradar
- Verkehr
 - Geschwindigkeitskontrolle
 - ACC, PSS etc.
 - Bahnverkehr
 - Verkehrsüberwachung
- Militär
 - Gefechtsfeldradar
 - Lenkflugkörper
 - Zünder für Geschosse
 - Raketenabwehr
 - Aufklärung
- Andere Einsatzgebiete
 - Wetterradar
 - Bewegungsmelder
 - Materialuntersuchung
 - Füllstandsmessung
 - Radioastronomie
 - Erdbeobachtung

2.1.2 Pulsradar

Beim Pulsradar wird ein kurzer Impuls gesendet und dann die Zeit bis zum empfangenen Echo τ gemessen (vgl. Abbildung 2.1). Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals bekannt ist, lässt die verstrichene Zeit direkt auf die Entfernung R schließen (siehe Gleichungen 2.1 und 2.2). Nach diesem Prinzip arbeitet auch das bei U-Booten und Fledermäusen verwendete Sonar. Für eine ausführliche Beschreibung des Verfahrens, siehe Göbel (2001) (S. 73ff).

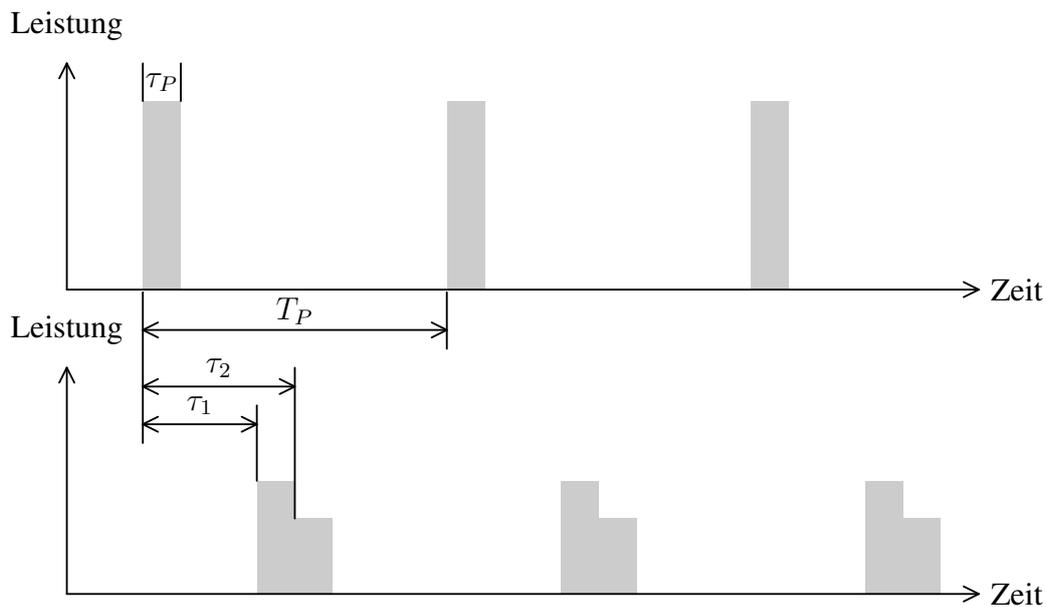


Abbildung 2.1: Das obere Diagramm beinhaltet das Sendesignal, das untere das Empfangssignal. In diesem Fall mit zwei Zielen.

$$\tau = \frac{2R}{c_0} \quad (2.1)$$

$$R = \frac{\tau \cdot c_0}{2} \quad (2.2)$$

Um auch nahe Ziele messen zu können, ist sehr schnelle Hardware erforderlich, da die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Radarstrahlen der Lichtgeschwindigkeit entspricht. Bei einem Ziel in $10m$ Entfernung, beträgt die Laufzeit gerade einmal $67ns$. Weitere begrenzende Faktoren sind zum einen der Pulsabstand T_P , wird dieser zu niedrig gewählt, sinkt die maximale eindeutige Entfernung, zum anderen ist die Pulsdauer τ_P für eine geringe Entfernungsauflösung möglichst kurz zu halten. Eine recht kurze Pulsdauer von $100ns$ ermöglicht eine

Entfernungsaufösung von $15m$. Mit einem einfachen Pulsradar kann nur die Entfernung gemessen werden. Die Geschwindigkeit muss dabei über die Zeit ermittelt werden.

Puls-Doppler-Radare berücksichtigen zusätzlich die Empfangsfrequenz und können durch die Frequenzverschiebung auf eine Bewegung des Ziels schließen (siehe Göbel (2001), S. 86-101).

2.1.3 CW Radar

CW (Continuous Wave)-Radar sendet im Gegensatz zum Pulsradar ein permanentes Signal aus. Die einfachste Form, ein unmoduliertes Signal (vgl. Abbildung 2.2), bietet sehr eingeschränkte Möglichkeiten: Eine Laufzeitmessung ist nur im Umfang von $\Delta\varphi$ möglich, die Frequenzverschiebung durch den Dopplereffekt kann jedoch einfach gemessen werden. Für eine reine Geschwindigkeitsmessung von Einzelzielen ist das Verfahren also gut geeignet. Das CW-Radar ist in Göbel (2001) (S. 102ff) ausführlich beschrieben.

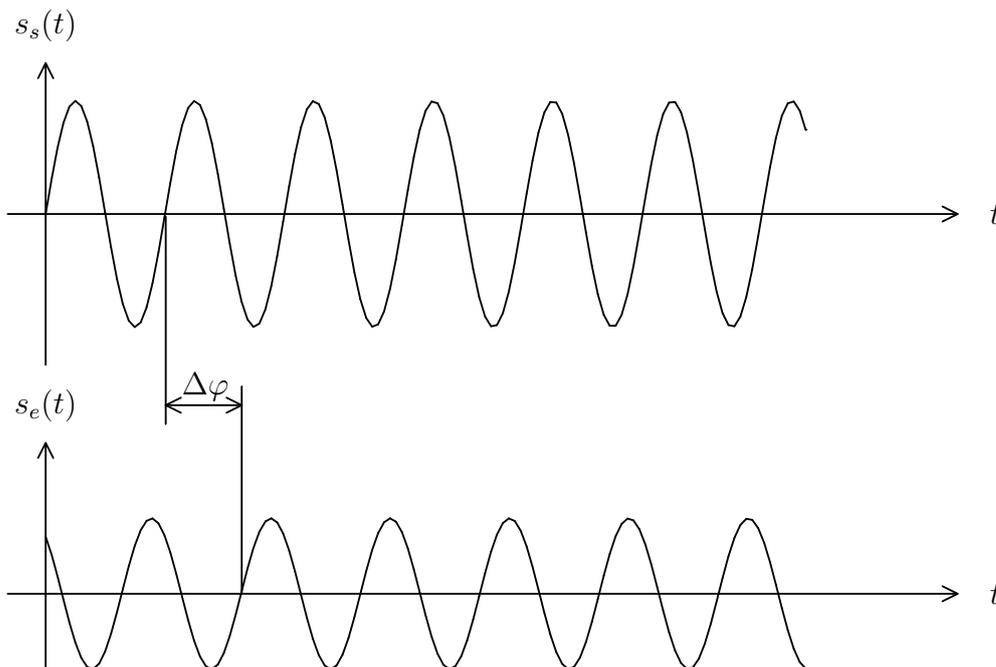


Abbildung 2.2: Laufzeitbedingte Phasenverschiebung zwischen Sende- und Empfangssignal bei einem CW-Radar.

FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) Radar

Eine einfach Erweiterung besteht in einer linearen Frequenzmodulation. Die Sendefrequenz hängt von dem als Sweepsignal bezeichneten Spannungsverlauf am Eingang V_{tune} ab. Bei

einer leeren Steigung bzw. Senkung spricht man von Up- bzw. Downsweep. Für die reine Entfernungsmessung reicht eine Sägezahnfunktion wie in Abbildung 2.3. Der Sensor liefert als Ausgangssignal die Differenzfrequenz f_{Diff} , mit der leicht die Zeitverschiebung und damit die Entfernung berechnet werden kann. Eine große Modulationsdauer ermöglicht einen großen Entfernungseindeutigkeitsbereich.

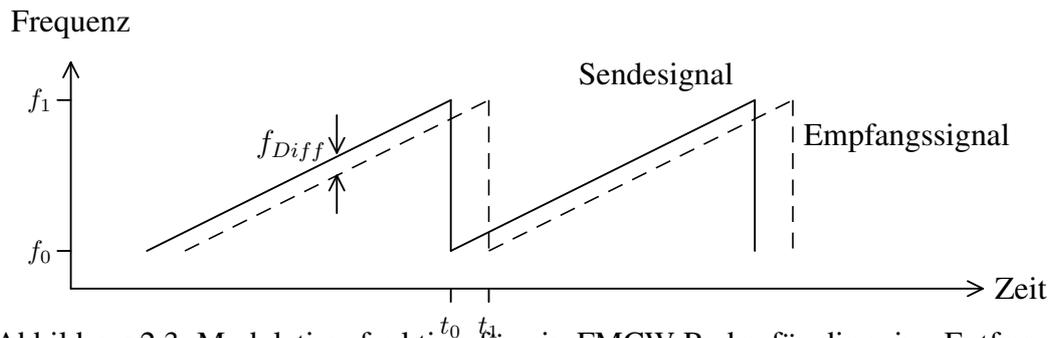


Abbildung 2.3: Modulationsfunktion für ein FMCW-Radar für die reine Entfernungsmessung.

Für die Ermittlung zweier Unbekannter, Entfernung und Geschwindigkeit, werden auch zwei unterschiedliche Gleichungen benötigt. Dafür arbeitet man mit einer Dreiecksfunktion als Sweep signal (vgl. Abbildung 2.4). Die Laufzeit des Radarsignals erzeugt die Verschiebung in Zeitrichtung und zeigt die Entfernung des Zieles an. Bewegt sich das Ziel, führt der Dopplereffekt zu einer Verschiebung auf der Frequenzachse. So entstehen verschiedene Differenzfrequenzen für Up- und Downsweep.

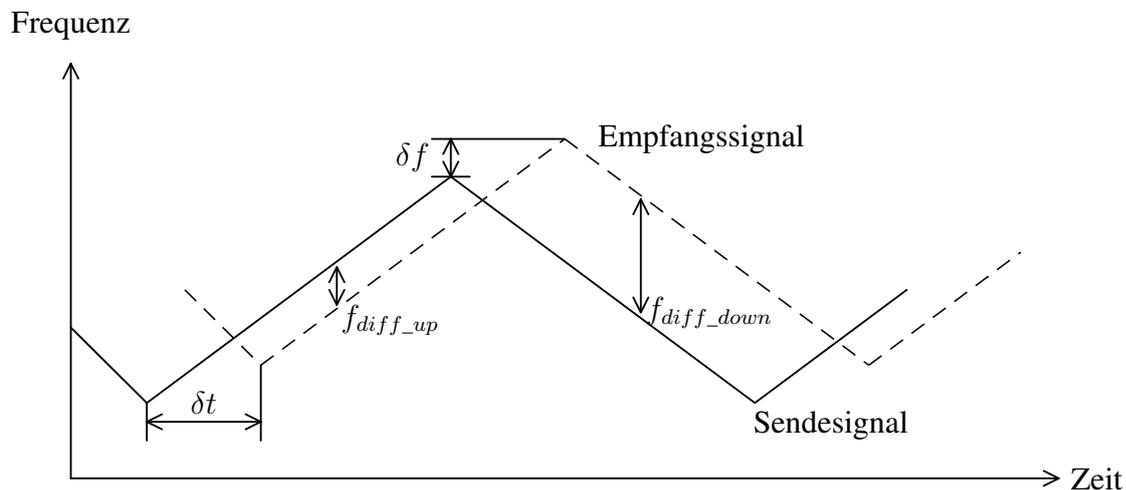


Abbildung 2.4: Sende und Empfangssignal bei einem sich auf den Radarsensor zubewegenden Objekt

Für die Entfernungsmessung im Nahbereich ist das FMCW-Verfahren der Standard. Bei

großen Sendeleistungen, die für weite Distanzen benötigt werden, tritt das Problem auf, dass das Sendesignal auf den Empfänger überspricht, da beide Antennen permanent aktiv sind. Bei großen Entfernungen dominieren weiterhin Pulsradare. Diese sind auf kurze Distanzen jedoch aufgrund der hohen Signalgeschwindigkeit schwierig auszuwerten.

Da das FMCW-Radar das gängige Verfahren zur Entfernung- und Geschwindigkeitsmessung im Nahbereich ist, ist es häufig in der Literatur beschrieben. Gute Erklärungen finden sich z. B. in Göbel (2001), S.107-114 und Troppmann und Höger (2005b).

2.1.4 Mehrzielfähigkeit

Grundsätzlich ist es möglich, mehrere Ziele zu erkennen. Bei einem Pulsradar ist die Mehrzielfähigkeit einfacher als bei einem CW-Radar zu realisieren, da hier einfach mehrere Echos auftreten (vgl. Abbildung 2.1, S. 21). Bei einem FMCW-Radar muss das Ausgangssignal mit einer FFT (Fast Fourier Transformation) in seine Frequenzbestandteile zerlegt werden, um das Spektrum zu erhalten, aus dem man wiederum mehrere Ziele ableiten kann.

In der Praxis müssen jedoch einige Bedingungen erfüllt sein: Die Abstandsdifferenz der Ziele darf nicht kleiner sein als die Entfernungsauflösung des Radarsystems, ansonsten lassen sich die Ziele nicht unterscheiden, auch wenn sie räumlich von einander getrennt sind. Bei der Filterung der Ziele aus dem Rauschen kann es vorkommen, dass ein großes Ziel ein kleineres mit ähnlicher Entfernung überdeckt. Haben beide Ziele eine unterschiedliche Geschwindigkeit, tritt das Problem nicht auf, da hier anhand der verschiedenen Dopplerfrequenzen unterschieden werden kann.

2.2 Plattform

Die Plattform ist ein ferngesteuertes Modellfahrzeug im Maßstab 1:6, das entspricht einer Größe von $75\text{cm} \times 50\text{cm}$. Angetrieben wird es durch einen 27ccm 2.6PS Verbrennungsmotor. Die Höchstgeschwindigkeit liegt nach Herstellerangaben bei 65km/h , wobei sie in der Praxis durch das zusätzliche Gewicht von Rechner und weiterer verbauter Hardware niedriger liegt. Im autonomen Betrieb fährt das Fahrzeug auf Grund der frühen Entwicklungsphase nur mit geringer Geschwindigkeit.

Das Fahrzeug wurde dahingehend modifiziert, dass ein PC, sowie zwei Mikrocontroller und diverse Sensorik befestigt werden können. Der PC dient als Hauptrechner und übernimmt die Koordination der einzelnen Komponenten und die Bildverarbeitung. Des Weiteren gibt es zwei 8bit Atmel AVR Mikrocontroller, die eine Auswertung der verwendeten Hallsensoren und des Gyroskops vornehmen und die Ergebnisse über einen CAN-Bus an den Hauptrechner übermitteln. In einer parallel laufenden Bachelorarbeit werden die AVRs

gegen einen ARM Mikrocontroller ausgetauscht. Dank der auf dem Dach montierten Kamera kann eine Markenerkennung erfolgen, mit der das Fahrzeug im autonomen Betrieb navigiert.

Eine detaillierte Beschreibung der Plattform, mit Aspekten der einzelnen Komponenten, ist in [Hensel \(2007\)](#) zu finden.

3 Anforderungen einer Hinderniserkennung

Die Anforderungen zu definieren, ist nicht ohne Probleme möglich, da die genauen Fahreigenschaften des Fahrzeuges nicht bekannt sind. Die wirkliche Höchstgeschwindigkeit wurde noch nicht gemessen und die Länge des Bremsweges ist ebenfalls unbekannt. Laut Datenblatt erreicht das Fahrzeug eine Höchstgeschwindigkeit von 65km/h , welche durch das zusätzliche Gewicht jedoch niedriger liegt. Hinzu kommt, dass mittelfristig in dem autonomen Betrieb nur langsame Geschwindigkeiten gefahren werden. Da jedoch auch höhere Geschwindigkeiten möglich sind, muss eine Hinderniserkennung hierfür ausgelegt sein.

3.1 Reaktionszeit

Auf Grund der Eigenschaften eines FMCW-Radars, können entweder nur nahe, schnelle Ziele oder weiter entfernte, langsamere Ziele korrekt berechnet werden, je nach dem ob die Dopplerverschiebung oder der Laufzeiteffekt überwiegt. Geht man von einer Höchstgeschwindigkeit von 15m/s aus, liegt die Grenze für die Berechnung gerade bei 7.5m . Da eine Notbremsung auf diese Strecke nur noch einen sehr kleinen Effekt hat, liegt der Schwerpunkt darauf, Hindernisse möglichst vorher zu erkennen. Die Hindernisse zu tracken und somit unmögliche Situationen auszufiltern, ist Aufgabe des Hauptrechners. Das Thema Tracking ist aus Komplexitätsgründen nicht mehr Gegenstand dieser Arbeit.

3.2 Abmessungen

Aufgrund des geringen Platzangebots auf dem intelliTruck muss das komplette Radarsystem möglichst platzsparend angelegt sein. Dank der geringen Maße der Radarsensoren besteht hier kein Problem, zumal der Sensor getrennt von dem Mikrocontroller befestigt werden kann.

3.3 Hindernisse

Radarstrahlen werden vor allem von Metall reflektiert, weshalb dieses auch besonders gut erkannt wird. Jedoch liefern auch andere Hindernisse, wie Menschen oder Gebäude, ein ausreichend starkes Echo, um sie zuverlässig erkennen zu können. Was für Echos unterschiedliche Hindernisse im einzelnen liefern, müssen weitere Tests zeigen. Dies hängt von zu vielen Parametern ab um Vorhersagen treffen zu können.

4 Technische Ausgangslage

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die getestete Hardware mit ihren Vor- und Nachteilen. Es soll der Gesamtaufbau verdeutlicht werden und als Entscheidungshilfe für die Realisierung dienen.

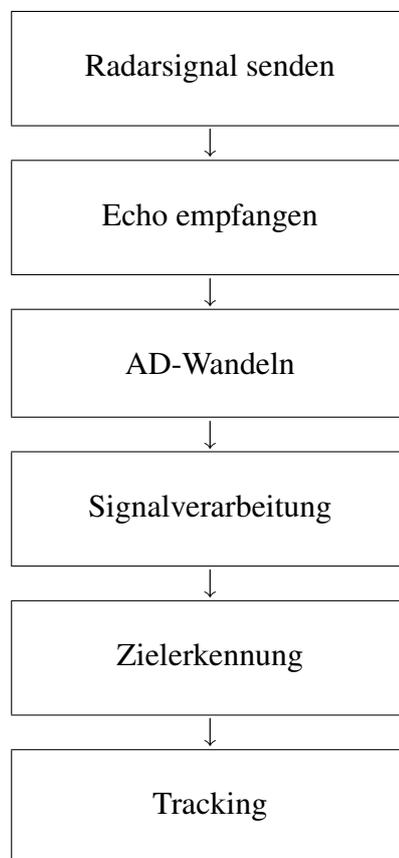


Abbildung 4.1: Das Diagramm verdeutlicht die Verarbeitungskette eines Radarsystems.

Der Radartransceiver übernimmt das Senden und Empfangen des Radarsignals. Parameter wie Reichweite und Öffnungswinkel lassen sich nicht beeinflussen. Diese sind nur durch die Auswahl anderer Sensoren veränderbar. Egal welcher Sensor verwendet wird, alle liefern als Ausgangssignal zwei analoge Signale. Da die Verarbeitung in einem digitalen System

erfolgt, müssen diese Signale digitalisiert werden. Hierfür kommen mehrere Möglichkeiten in Betracht, eine Erläuterung findet sich in diesem Kapitel. Auch für die Steuerung und digitale Signalverarbeitung gibt es diverse Ansätze, wovon sich nur einer als praktikabel herausgestellt hat.

Anschließend gilt es, mögliche Hindernisse zu erkennen und zu bewerten. Über die Zeit betrachtet kann ein Tracking für die erkannten Ziele erfolgen, um Vorhersagen zur Bewegung der Hindernisse treffen und eine Plausibilitätsprüfung für die Hindernisse durchführen zu können.

4.1 Die Radartransceiver (Radarsensoren)

Zur Auswahl standen zwei Radarsensoren der Firma InnoSenT, Donnersdorf, mit unterschiedlichen Reichweiten und Öffnungswinkeln. Beide Sensoren benötigen eine Betriebsspannung von $5V$. Die Sendefrequenz wird jeweils mit einem Signal im Bereich $0.5V$ bis $10V$ eingestellt. Dadurch kann für beide Sensoren die gleiche Ansteuerung verwendet werden.

Da die Sensoren einzeln verwendet über keine Winkelinformation eines Zieles verfügen, ist der IVS-163 (siehe Nr. 4.1.1, S. 31) mit seinen 70° Öffnungswinkel im Einzelbetrieb für den praktischen Einsatz nicht zu gebrauchen. Man erhält zwar die Information, dass sich ein Ziel in einem gewissen Abstand vor dem Fahrzeug befindet, weiß jedoch nicht, wo es steht bzw. wie breit es ist. Somit lässt sich auch nicht sagen, ob und wie man ausweichen kann. Es besteht die Möglichkeit, den Winkel zum Hindernis mittels Trilateration zu ermitteln. Dabei werden zwei (oder mehr) Sensoren im sogenannten RadarNetzwerk verwendet, die an unterschiedlichen Positionen am Fahrzeug montiert sind und so unterschiedliche Entfernungen für ein Ziel liefern, aus denen dann wiederum der Winkel bestimmt werden kann. In der Praxis scheitert dies jedoch an dem geringen möglichen Abstand zwischen den Sensoren. Um bei einer Winkelbestimmung mit Trilateration die Sensoren in einem so kleinen Abstand zu montieren, ist die Entfernungsauflösung zu gering. Im Kfz-Bereich werden für die Trilateration in der Regel vier Sensoren im RadarNetzwerk betrieben. Ausführlich wird in Fölster (2003) (S. 86ff) auf RadarNetzwerke am Kfz eingegangen.

Die Sendefrequenz lässt sich noch weit über den im Datenblatt angegebenen Bereich regulieren. Werden bei dem Sweep-Signal die vollen $9.5V$ Differenz ausgenutzt, erhält man etwa einen Frequenzhub von $580MHz$. Die Sendefrequenz ist temperaturabhängig und verschiebt sich in etwa um $1MHz$ pro $1^\circ C$. Diese Tatsache wird der Einfachheit halber in dieser Arbeit jedoch nicht berücksichtigt, da die Abweichungen nur gering sind und die grundsätzliche Funktionsweise nicht beeinträchtigen. Ein Diagramm mit der Kennlinie der Sendefrequenz bei unterschiedlichen Temperaturen ist in Weidmann (2004) abgebildet.

4.1.1 IVS-163

Zum einen handelt es sich um den Sensor IVS-163, der mit Öffnungswinkeln von 36° und 70° , sowie einer ungefähren Reichweite von $10m$ für den Nahbereich geeignet ist. Er zeichnet sich durch seine sehr kleinen Maße aus. Der IVS-163 ist so konstruiert, dass er direkt auf einer Platine verbaut wird. Eine Übersicht der technischen Daten ist in Tabelle 4.1 dargestellt.

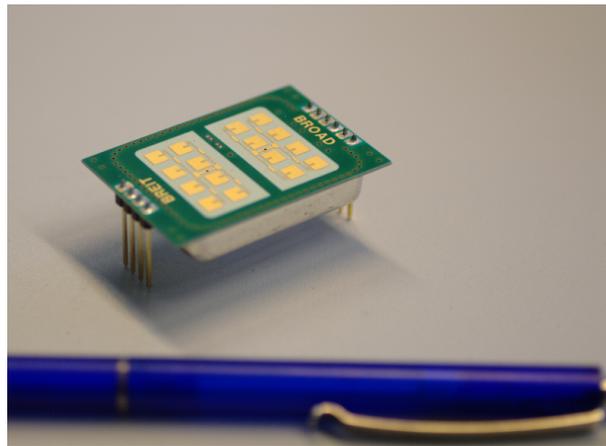


Abbildung 4.2: Der IVS-163

Parameter	min.	typ.	max.	Einheit
Sendefrequenz		24 - 24.25		GHz
Einstellspannung für Sweep	0.5		10	V
Öffnungswinkel Azimut		70		$^\circ$
Öffnungswinkel Elevation		36		$^\circ$
ungefähre Reichweite		10		m
Ausgangssignal	1	2.2	4	V
Versorgungsspannung	4.75	5	5.25	V
Stromaufnahme		35	50	mA
Arbeitstemperatur	-20		+60	$^\circ C$
Abmessungen	44 x 30 x 8.3			mm

Tabelle 4.1: Die wichtigsten Daten des IVS-163

4.1.2 IVS-148

Der zweite Sensor ist der IVS-148, der mit 12° und 25° Öffnungswinkel, sowie einer ungefähren Reichweite von $50m$ für die Früherkennung von Hindernissen bei schneller Fahrt vorgesehen ist. Um die stärkere Bündelung zu erreichen benötigt der IVS-148 eine größere Antenne. Diese ist auf einem eigenen Trägerblech aufgebracht, der Sensor wird über ein Kabel angeschlossen. Eine Übersicht der technischen Daten ist in Tabelle 4.2 dargestellt.

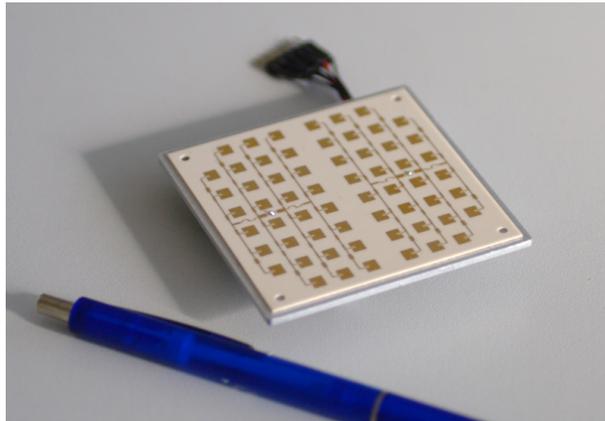


Abbildung 4.3: Der IVS-148

Parameter	min.	typ.	max.	Einheit
Sendefrequenz		24 - 24.25		GHz
Einstellspannung für Sweep	0.5		10	V
Öffnungswinkel Azimut		12		$^\circ$
Öffnungswinkel Elevation		25		$^\circ$
ungefähre Reichweite		50		m
Ausgangssignal		$V_{cc}/2$		V
Versorgungsspannung	4.75	5	5.25	V
Stromaufnahme		60	80	mA
Arbeitstemperatur	-20		+60	$^\circ C$
Abmessungen	65.8 x 65.8 x 11			mm

Tabelle 4.2: Die wichtigsten Daten des IVS-148

4.2 Ansteuerung des Radartransceivers

Der Radartransceiver wird über zwei Signale gesteuert. Der enable-Eingang ist active low und bleibt im FMCW-Betrieb permanent low. Mittels diesen Einganges lässt sich bei Bedarf ein gepulster Betrieb des Sensors realisieren. In erster Linie jedoch ist der Eingang zur Einstellung der Sendefrequenz interessant. Über diesen Eingang wird die für ein FMCW-Radar benötigte Frequenzmodulation gesteuert. Das hier anliegende Signal wird Sweepsignal genannt und entspricht einem Dreiecksignal. Dieses kann entweder mit Hilfe einer analogen Schaltung oder mittels DA-Wandler erzeugt werden.

Eine genaue Bestimmung der Sendefrequenzkurve, die temperaturabhängig ist, ist nur mittels eigener Messung möglich. Das in [Weidmann \(2004\)](#) abgebildete Diagramm zum Frequenzverhalten bei Temperaturänderungen liefert für erste Tests ausreichend genaue Werte. Bei einer Temperatur von 20°C und einem Sweep von 0.5V bis 10V ergibt sich eine Sendefrequenz von ca. 24GHz bis ca. 24.580GHz .

4.2.1 Analoge Schaltung

Die eine Methode, das Sweepsignal zu erzeugen, ist eine analoge Schaltung, die ein Rechtecksignal, das ohne großen Aufwand mit einem digitalen Ausgang erzeugt wird, integriert und so ein Dreiecksignal erzeugt. Hierbei ist zu beachten, dass das RC-Glied, der als Integrierer arbeitende Tiefpass, groß genug gewählt wird. Erst wenn gilt $\frac{\tau}{t} \gg 1$, wird das Dreiecksignal linear. In Abbildung 4.4 wurde ein RC-Glied mit $R = 68\text{k}\Omega$ und $C = 1\mu\text{F}$ gewählt. Bei 100Hz , also $t = 10\text{ms}$, ergibt sich ein Verhältnis von $\frac{68\text{k}\cdot 1\mu}{10\text{m}} = 6.8$. Der Widerstand R4 dient der Entladung des Kondensators C1, da ohne eine negative Spannung keine abfallende Flanke zu erzeugen wäre.

4.2.2 DA-Wandler

Auf der anderen Seite steht die Möglichkeit, mit einem DA-Wandler zu arbeiten. Hier muss der Mikrocontroller in regelmäßigen Abständen das Ausgangssignal aktualisieren. In diesem Fall handelt es sich um den *8bit* DA-Wandler AD558 von Analog Devices (siehe [Analog Devices \(1987\)](#)), der eine Ausgangsspannung von 0V - 10V liefert. Das Ausgangssignal muss also nicht mehr nachverstärkt werden.

Durch die Verwendung des DA-Wandlers können ohne großen Aufwand unterschiedliche Formen des Sweepsignals programmiert werden. Da die Rechenleistung des Mikrocontrollers für eine Auswertung in Echtzeit zu gering ist, wurde zunächst eine Pause zwischen zwei Modulationen eingefügt, in der dann Zeit für eine Auswertung bleibt. Da sich das Ausgangssignal jedoch nach dieser Pause durch einen Spannungsanstieg auszeichnet (vgl. Abbildung

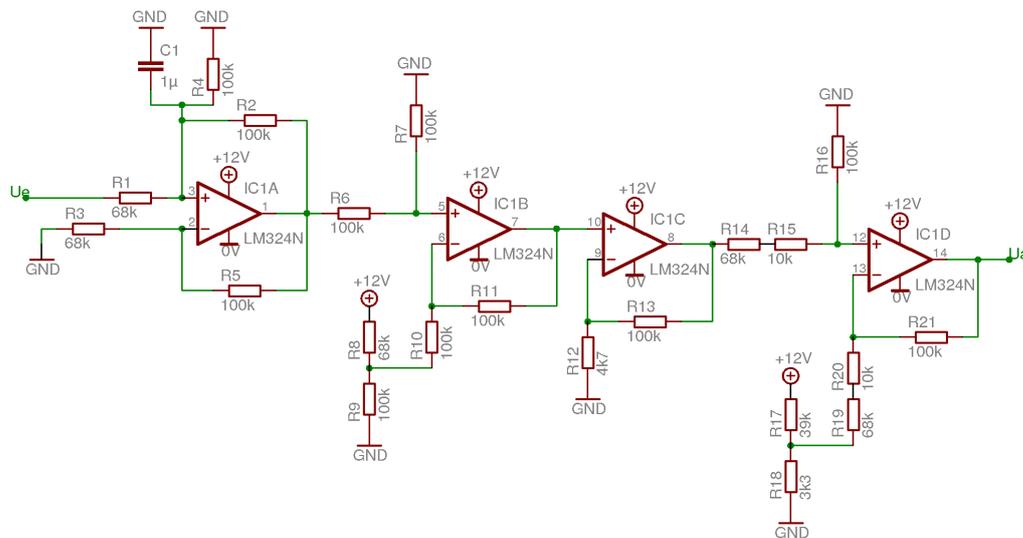


Abbildung 4.4: Die Schaltung besteht aus vier Operationsverstärkern. Der erste wird als Integrator genutzt, so dass man ein Dreiecksignal erhält. Die drei folgenden arbeiten als Subtrahierer bzw. Verstärker, um das Signal in den benötigten Bereich zu verschieben. Mit den hier verwendeten Widerständen erhält man aus einem Rechtecksignal mit $0V-3.3V$ und $100Hz$ bei einer Betriebsspannung von $12V$ ein Dreiecksignal mit $0.5B-10V$ bei ebenfalls $100Hz$.

4.5, S. 35) und somit die Nachverstärkung schwierig gestaltet, wird durchgängig moduliert und nur jedes Zweite Modulation ausgewertet (vgl. Abbildung 4.6, S. 36).

4.3 Einlesen der analogen Signale

Die beiden analogen Signale des Radarsensors müssen zunächst digitalisiert werden, um anschließend für die Weiterverarbeitung genutzt werden zu können.

4.3.1 Soundkarte

Eine Möglichkeit ist es, den AD-Wandler der Soundkarte zu benutzen. Es gibt Programme, die aus einer Soundkarte ein Oszilloskop machen oder mit einer Fouriertransformation die Frequenzen bestimmen. Auch die üblichen technischen Eigenschaften, $44kHz$ Samplingrate bei $24bit$ auf zwei Kanälen, der bei Soundkarten verwendeten AD-Wandler bieten für diesen Einsatz genügend Reserven. Das Problem liegt jedoch darin, dass häufig der Zugriff auf die Hardware nicht ausreichend dokumentiert ist und es z.B. keine standardisierten Werte für die Eingangspegel gibt.

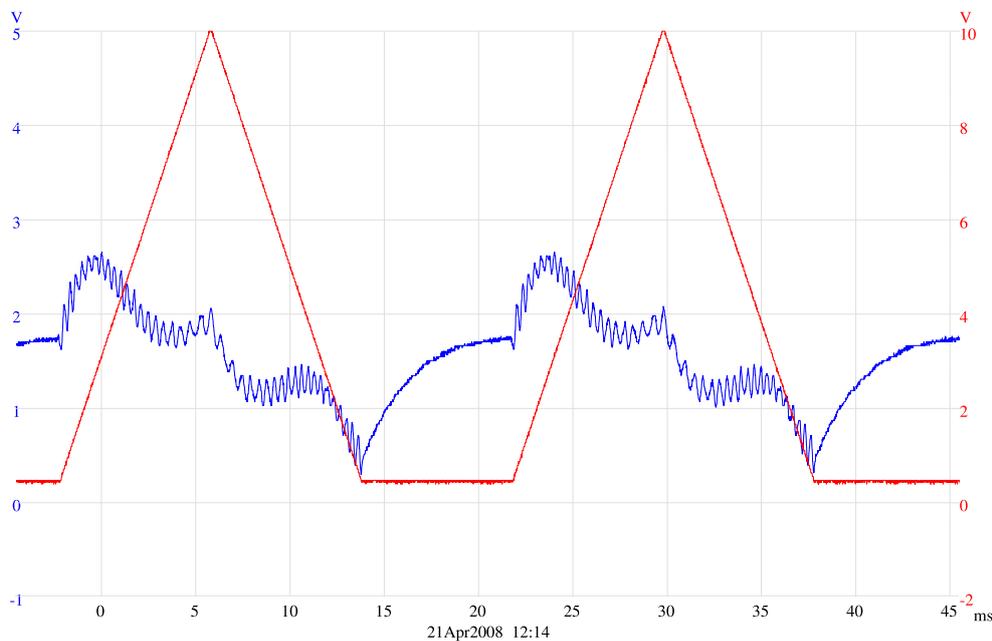


Abbildung 4.5: Hier erfolgt eine Modulation mit drei Sweeps. Nach Up- und Downsweep wird der Sensor ausgeschaltet um Zeit für die Auswertung zu gewinnen. In dieser Zeit steigt die Ausgangsspannung an und verzerrt das Signal.

Jäger und Ellwein (2000) beschreiben in ihrem Artikel umfassend den Einsatz der Soundkarte zur Signalauswertung.

4.3.2 Integrierter AD-Wandler

Die verwendeten Mikrocontroller (AVR und ARM) verfügen beide über einen integrierten 10bit AD-Wandler, der zunächst verwendet wird. Während der AVR mit 15k Samples/s sehr langsam ist, bietet der AD-Wandler des ARM mit über 400k Samples/s eine ausreichende Samplingrate. Für die durchgeführten Messungen, die nur geringe Anforderungen an die Technik stellen, reicht die relativ geringe Auflösung von 10bit aus. Jedoch ist zu bedenken, dass bei einer geringeren Auflösung das Quantisierungsrauschen höher ist und somit negative Auswirkungen auf die Fouriertransformation haben kann. Wird eine höhere Auflösung benötigt, muss auf einen externen AD-Wandler zurückgegriffen werden. Der größte Nachteil des integrierten AD-Wandlers ist die Referenzspannung, die beim ARM bei 3.3V liegt. Das Signal muss also zwingend im Bereich von 0V bis 3.3V liegen. Diese Tatsache schränkt die Möglichkeiten der Nachverstärkung ein. Um auch kleine oder weit entfernte Ziele, also kleine Amplituden im Signal, zuverlässig detektieren zu können, ist eine große Verstärkung vorteilhaft.

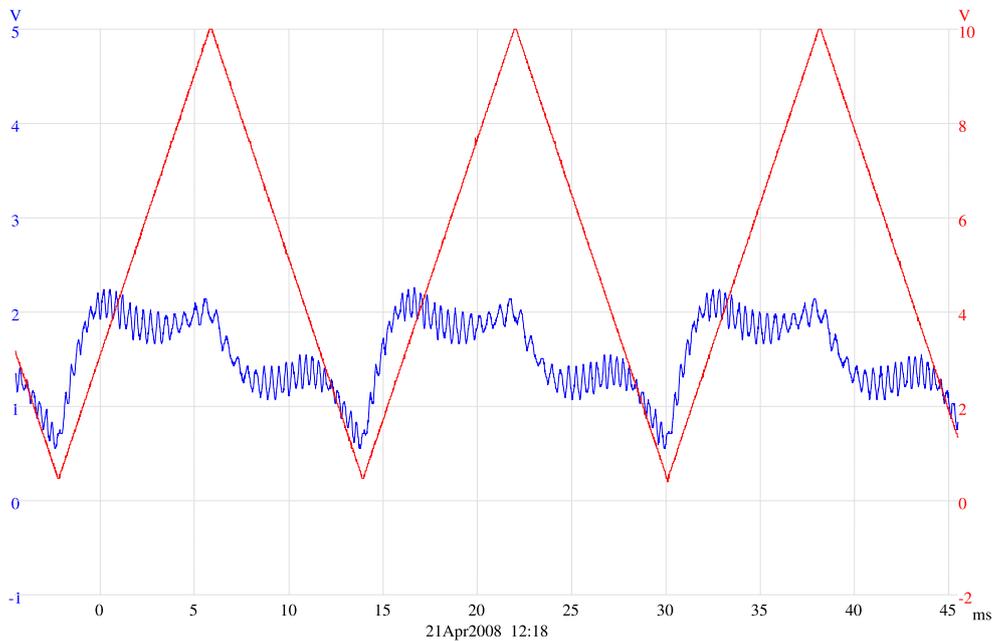


Abbildung 4.6: Es wird fortlaufend moduliert, aber nur jede zweite Modulation ausgewertet. Eine Abtastung und Mittelung erfolgt kontinuierlich.

4.3.3 Externer AD-Wandler

Ein externer AD-Wandler bietet auf Grund einer fast freien Wahl für Auflösung, Samplingrate und Eingangsspannung die vielfältigsten Einsatzmöglichkeiten. Ein Nachteil ist die zusätzlich benötigte Spannungsversorgung.

4.4 Controller

4.4.1 USB I/O Box

Erste Versuche fanden mit der USB I/O Box USB-1208FS von Measurement Computing statt, die per USB an einen PC angeschlossen wird. Diese muss also direkt an den Hauptrechner des Fahrzeuges angeschlossen werden, der die komplette Auswertung übernimmt. Der Vorteil ist die reichlich vorhandene Rechenleistung, die jedoch eigentlich für andere Aufgaben vorgesehen ist. Die Box verfügt über einen 12bit AD Wandler mit acht Kanälen, einen 12bit DA Wandler mit zwei Kanälen sowie 16 digitale I/O Ports. Die geforderte Funktionalität ist also gegeben. Jedoch ist der AD Wandler mit maximal 50k Samples

pro Sekunde und der D/A Wandler mit maximal $10k$ Samples pro Sekunde nur für niedrige Frequenzen geeignet. Ein weiteres Problem stellt der Treiber dar, der nur für Windows verfügbar ist. Somit kann die Ansteuerung und Auswertung nicht in Echtzeit erfolgen. Da mittelfristig ein echtzeitfähiges Linux als Betriebssystem auf dem Hauptrechner eingesetzt werden soll, ist die Box nicht mehr ohne Probleme ansprechbar. Von Vorteil ist die komfortable Programmierung mit C++ und der Zugriff auf eine hochoptimierte Library zur Fourier Transformation.

4.4.2 Atmel AVR 8bit

Die zweite getestete Möglichkeit zur Ansteuerung ist der *8bit* AVR Mikrocontroller AT90CAN128 von ATMEL (vgl. Abbildung 4.7, S. 38). Dieser Prozessor wird seit Jahren in den Laboren der HAW Hamburg eingesetzt und die Mitarbeiter verfügen über viel Erfahrung. Ebenso hat er dank seiner einfachen Handhabung eine große Fangemeinde im Internet, so dass viel Hilfe zur Verfügung steht. Programmiert wird dieser Mikrocontroller mit der Entwicklungsumgebung "AVR Studio", die vom Hersteller bereitgestellt wird.

Für die AD-Wandlung wird der integrierte *10bit* AD-Wandler genutzt, der mit $12k$ Samples pro Sekunde jedoch ebenfalls nur für niedrige Frequenzen geeignet ist. Für die Generierung des Sweep Signals wird zunächst ein externer *8bit* DA-Wandler benutzt. Der AD558 von Analog Devices liefert ein Ausgangssignal von $0V$ bis $10V$ und ist somit für den Einsatz prädestiniert.

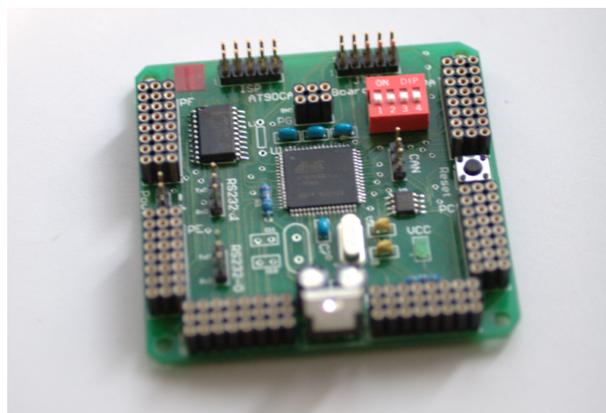


Abbildung 4.7: Der AVR Mikrocontroller

Das Hauptproblem ist die geringe Rechenleistung. Um den Prozessor zu entlasten, erzeugt eine Analoge Schaltung (vgl. Abbildung 4.4, S. 34) aus einem Rechtecksignal das benötigte Dreiecksignal. So muss nur noch einmal pro Flanke ein digitaler Ausgang getoggelt werden. Eine sinnvolle Datenverarbeitung direkt auf dem Mikrocontroller ist auf Grund der

geringen Leistung dennoch nicht möglich. Die AD-gewandelten Werte werden deshalb in CAN Nachrichten verpackt und an den Hauptrechner zur weiteren Verarbeitung geschickt. Dadurch steigt die Belastung des CAN Busses jedoch stark an.

4.4.3 ARM 32bit

Als leistungstärkerer Mikrocontroller wurde der *32bit* ARM7 LPC2468 von NXP (vgl. Abbildung 4.8, S. 38) getestet. Dieser Prozessor hat mit $72MHz$ eine gute Rechenleistung und kann dank seiner *32bit* die anfallenden Daten gut verarbeiten. Einzig eine FPU (Floating Point Unit) zur schnellen Berechnung mit Fließpunktzahlen fehlt. Die Berechnung der FFT erfolgt deshalb mit Fixed Point Zahlen. Die Software für diesen Mikrocontroller wird in der Entwicklungsumgebung "HiTOP" der Firma Hitex entwickelt.

Wie schon beim AVR wird auch hier der interne *10bit* AD-Wandler verwendet. Dieser ist mit über $400k$ Samples pro Sekunde ausreichend schnell, um beide Signale zu digitalisieren. Das Sweep Signal wird ebenfalls wie bei dem AVR mit dem AD558 DA-Wandler erzeugt. Aufgrund seiner positiven Eigenschaften wird dieser Controller für die weitere Entwicklung verwendet.



Abbildung 4.8: Der ARM Mikrocontroller mit I/O Board (links)

5 Umsetzung in die Praxis

Dieses Kapitel stellt die Umsetzung der in Kapitel 4 (S.29 ff) erläuterten Voraussetzungen dar. Der endgültige Versuchsaufbau verwendet den IVS-148 Sensor, sowie den 32bit ARM Mikrocontroller. Für die Generierung des Sweepsignals dient ein externer DA-Wandler. Eine analoge Nachbearbeitung findet in den durchgeführten Versuchen mit einem Operationsverstärker statt.

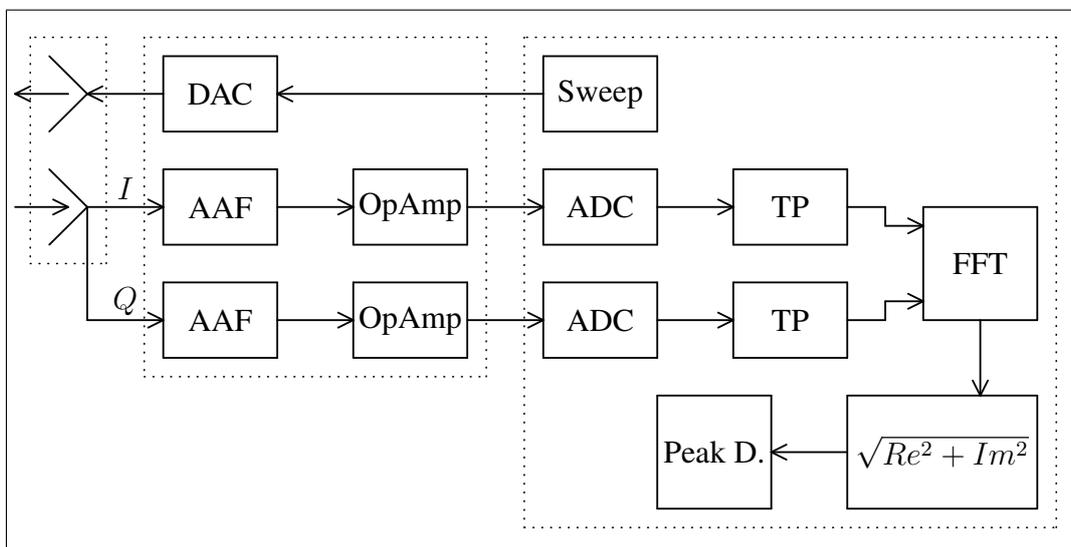


Abbildung 5.1: Dieses Blockschaltbild zeigt den Aufbau mit den einzelnen Verarbeitungsebenen. Links im Bild ist der Radartransceiver mit Sende- und Empfangsantenne, in der Mitte befindet sich die analoge Signalverarbeitung, und der rechte Kasten fasst alles auf dem Mikrocontroller zusammen.

5.1 Erzeugung des Sweep Signals

Der schon in Kapitel 4 erwähnte DA-Wandler AD558 von Analog Devices dient zur Erzeugung des Sweepsignals. Mit den 8bit hat man 256 mögliche Werte, wobei die unteren 13 wegfallen, da das Sweepsignal im Bereich von 0.5 - 10V liegen muss, der DA-Wandler jedoch 0V - 10V als Ausgangsspannung hat. Durch die Verwendung eines DA-Wandlers ist

das Sweepsignal somit keine lineare Funktion wie bei einer analogen Generierung, sondern wird in regelmäßigen Schritten um jeweils ca. $40mV$ verändert und ergibt bei genauerer Betrachtung eine Treppenfunktion. Idealerweise wird ein neuer Abtastwert direkt vor der Frequenzänderung gemessen (vgl. Abbildung 5.2), da hier ein eingeschwungenes Signal vorliegt.

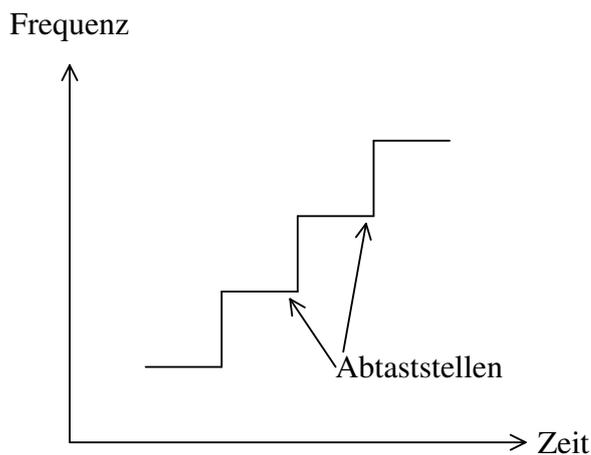


Abbildung 5.2: Sweepsignal, mittels D/A-Wandler erzeugt. Kurz vor der Frequenzänderung wird ein neuer Wert abgetastet.

5.2 Nachverstärkung des Ausgangssignals

Für die Abtastung eines analogen Signals muss das Nyquist-Theorem (siehe Meyer (2006), S.158-161) gelten, welches besagt, dass für ein kontinuierliches Tiefpasssignal die Abtastfrequenz mehr als doppelt so groß sein muss wie die höchste in dem Signal vorkommende Frequenz. Um dem Nyquist-Theorem bei der Digitalisierung zu entsprechen, befindet sich vor dem Operationsverstärker noch ein AAF (Anti Aliasing Filter), in diesem Fall ein RC-Tiefpass erster Ordnung. Die Abtastung der Signale erfolgt mit $30kHz$, demzufolge dürfen keine Frequenzen größer als $15kHz$ in dem Signal vorkommen. Der Tiefpass hat eine Grenzfrequenz von gut $f_g = 15kHz$. Eine Differenzfrequenz von $15kHz$ entspricht einer Entfernung von ca. $30m$.

Wird der IVS-148 verwendet, muss lediglich eine Anpassung des Signalbereichs erfolgen (Abbildung 5.3, S.41), da der Mikrocontroller nur Spannungen bis $3.3V$ digitalisieren kann, der Sensor aber ein Ausgangssignal bis $4V$ liefert. Für den IVS-163 wird eine leicht modifizierte Version einer vom Hersteller empfohlenen Nachverstärkung verwendet, da die Amplituden deutlich kleiner ausfallen als bei dem IVS-148.

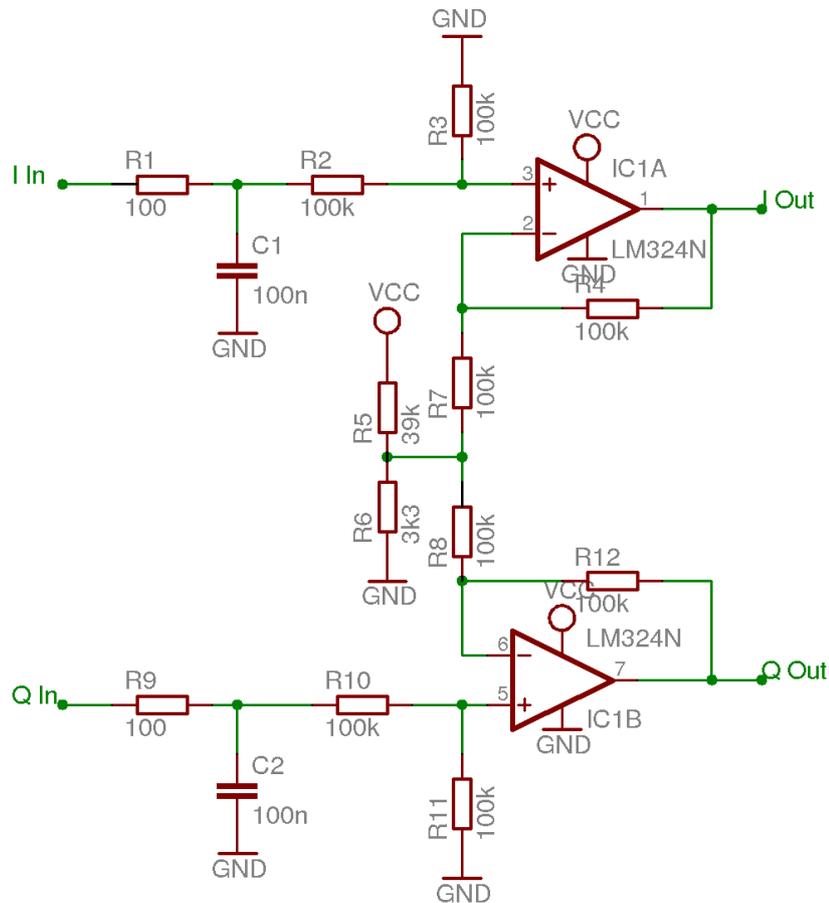


Abbildung 5.3: Für den IVS-148 wird 1V von dem Signal subtrahiert, damit es im gültigen Eingangsbereich des ARM Mikrocontrollers liegt. Der Operationsverstärker dient hier ausschließlich als Subtrahierer.

5.3 Auswertung

Um die Differenzfrequenz zu ermitteln, muss das Signal aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich überführt werden. Dafür werden die beiden analogen Ausgangssignale des Sensors digitalisiert und anschließend Fourier transformiert. Dies geschieht für jeden Sweep mit einer 256 Punkt Fast Fouriertrasformation. Aus dem so erhaltenden Spektrum ist direkt die Differenzfrequenz ablesbar. Diese wiederum ermöglicht es, Geschwindigkeit und Entfernung möglicher Ziele zu berechnen.

5.3.1 Abtastung

Die Analogen Signale I und Q des Radarsensors werden mit dem AD-Wandler des Mikrocontrollers abgetastet. Dieser ist so eingestellt, dass er laufend die anliegenden Signale an zwei Kanälen einliest und die Werte in Registern speichert. So kann bei Bedarf einfach auf die Register zugegriffen werden, ohne erst auf die abgeschlossene AD Wandlung warten zu müssen. Der AD-Wandler hat eine Ausflösung von 10bit . Eine timergesteuerter ISR liest 243 mal pro Flanke die Register mit den AD-gewandelten Werten aus und speichert sie in einem Array mit 256 Feldern. Das Array muss genau 2^n Felder für die Fast Fourier Transformation haben. Die übrigen 13 Felder werden mit Nullen aufgefüllt. Dieses als Zero-Filling bezeichnete Verfahren beeinträchtigt nicht das Ergebnis der FFT (Meyer (2006)).

5.3.2 Fenster Funktion

Normalerweise tastet man für eine Fouriertransformation über eine volle Periodendauer ab, um das Signal vollständig und korrekt beschreiben zu können. Da die vorliegenden Signale jedoch nicht periodisch sind, ist dies in diesem Fall nicht möglich. Aus den N Abtastwerten können jedoch nur N unterschiedliche Frequenzen berechnet werden. Dies wiederum bedeutet, dass zwangsweise ein periodisches Signal entsteht. Hier spricht man von pseudo-periodisch, da die Periodizität erst durch die Beschreibung der Fouriertransformation entsteht.

Dies spielt bei der Betrachtung des ersten und letzten Wertes eine große Rolle: Gehen diese nicht kontinuierlich in einander über, entstehen Sprungstellen, die das Ergebnis der FFT verfälschen. Die im Signal vorhandenen Frequenzen werden dann nicht mehr als schmaler Peak im Spektrum dargestellt, sondern scheinen flach zu beiden Seiten auszulaufen. Dieser Effekt wird als Leakage bezeichnet. Um diesem Effekt vorzubeugen, wird das betrachtete Signal mit einer sogenannten Fensterfunktion gewichtet, so dass die Ränder weniger stark gewertet werden. Diese hat noch einen positiven Nebeneffekt: Der durch die Frequenzverschiebung nicht auswertbare Bereich (vgl. Abbildung 5.7, S. 49) wird durch die Fensterfunktion nahezu ausgeblendet. Konkret wird das Hanning-Window $H[n] = \cos(0.5) - \cos(0.5)(\frac{2\pi n}{N})$ eingesetzt, das sich in der Praxis als guter Kompromiss erwiesen hat. So entsteht ein Übergang zwischen den Perioden ohne das Ergebnis verfälschende Sprungstellen. Weitere Informationen zu Fenster Funktionen findet man in Kolawole (2002) (S. 18-22).

Die Gewichtungen des Hanning-Window werden bei der Initialisierung des Mikrocontrollers berechnet und in einem Array gespeichert. Eigentlich liefert die Funktion Werte zwischen null und eins. Um Aufwändige Fließpunktberechnungen zu sparen, werden die Zahlen mit 10.000 multipliziert und als Integer gespeichert. Dabei wird bewusst auf die Erhaltung der Amplitudenwerte verzichtet. Da keine Rückschlüsse von den Amplitudenwerten auf die Hindernisgröße gezogen werden, ist lediglich die Frequenz von Interesse.

5.3.3 Glättung

Sowohl für die abgetasteten Signale als auch für das entstehende Spektrum wird jeweils der Durchschnitt über die Zeit der letzten vier Werte berechnet. Die Durchschnittsbildung dient der Rauschunterdrückung.

Um mögliche entstandene Sprünge in der abgetasteten Funktion zu glätten, wird ein sehr einfacher Tiefpass der Form $x_n = \frac{x_{n-1}}{4} + \frac{x_n}{2} + \frac{x_{n+1}}{4}$ auf den berechneten Durchschnitt der Signale angewandt. Die Divisionen durch zwei bzw. vier können sehr einfach durch Bitshifting realisiert werden. Somit nimmt dieser moving average Filter nur sehr wenig Rechenzeit in Anspruch.

5.3.4 Fast Fourier Transformation

Die geglätteten und über die Zeit gemittelten Signale werden für die Fast Fourier Transformation verwendet. Die FFT ist ein besonders schneller Algorithmus zur Berechnung einer DFT (Diskrete Fourier Transformation). Um den Sinn der Fouriertransformation zu verstehen, zunächst einmal zur Entstehung der DFT.

Der Grundgedanke der Fourierreihe

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t))$$

mit

$$a_k = \frac{2}{T_P} \int_0^{T_P} x(t) \cdot \cos(k\omega t) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T_P} \int_0^{T_P} x(t) \cdot \sin(k\omega t) dt$$

$$T_P = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega} = \text{Periodendauer von } f(t)$$

besteht darin, dass eine beliebige periodische Funktion als Summe von unendlich vielen Sinus- und Cosinusfunktionen mit Vielfachen der Grundfrequenz ω dargestellt werden kann, wobei die Cosinusfunktionen die geraden und die Sinusfunktionen die ungeraden Anteile sind. a_0 ist der Gleichanteil der Funktion. Es wird deutlich, dass die Beträge der unterschiedlichen Frequenzen (a_k und b_k) das Spektrum der Ursprungsfunktion bilden.

In der komplexen Darstellung sieht die Fourierreihe folgendermaßen aus:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega t} \quad \text{mit} \quad c_k = \frac{1}{T_P} \int_0^{T_P} f(t) e^{-jk\omega t} dt$$

Aus den Fourierkoeffizienten c_k leitet sich nun die FT (Fourier Transformation) (siehe Meyer (2006), S. 28-59) ab:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j2\omega t} dt$$

Da in einer digitalen Umgebung nicht mit kontinuierlichen Signalen, also unendlich vielen Werten, gearbeitet werden kann, muss das Signal diskretisiert werden. Mathematisch betrachtet, multipliziert man das Signal dafür mit einer Diracstoßfolge und wendet dann die Fouriertransformation an. Heraus kommt die Fouriertransformation für abgetastete Signale (FTA) (siehe Meyer (2006), S. 152-158):

$$X(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \cdot e^{-jn\omega T}$$

Nun existiert jedoch immer noch eine Summe über unendlich viele Werte. Deshalb wird die Summe auf N Abtastwerte beschränkt und ergibt so eine Näherung der FTA. Die Zeitspanne in der die Abtastwerte liegen, nennt sich Fenster, N heißt Blocklänge, also die Anzahl der abgetasteten Werte. Ist T das Abtastintervall ($T = \frac{1}{f_A}$), ergibt sich für das Fenster eine Länge von NT Sekunden. Die FTA mit endlich vielen Werten sieht folgendermaßen aus:

$$X(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-jn\omega T}$$

Damit der Zusammenhang zur Frequenz anschaulicher ist, wird ω durch $2\pi f$ ersetzt:

$$X(2\pi f) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-jn2\pi f T}$$

Aus den N Abtastwerten lassen sich auf Grund des Informationsgehaltes auch nur N Spektrallinien berechnen. Das bedeutet, dass das Spektrum periodisch ist. Die FT liefert sowohl negative als auch positive Werte die sich gleichmäßig von $-\frac{f_A}{2}$ bis $+\frac{f_A}{2}$ verteilen. Die FFT legt die Spektralwerte jedoch in einem Array von 0 bis f_A ab, wobei die obere Hälfte auf Grund der Periodizität den negativen Frequenzen entspricht. Die einzelnen Spektrallinien haben somit eine Breite von $\frac{f_A}{N}$, in diesem Fall also $\frac{30.000Hz}{256} \approx 117Hz$. Das ermöglicht es, die Frequenz als diskrete Werte auszudrücken. Es lässt sich also folgende Ersetzung durchführen:

$$2\pi \cdot f \rightarrow 2\pi \cdot \frac{m}{NT} \quad ; \quad m = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

Durch Einsetzen ergibt sich:

$$X\left(2\pi \cdot \frac{m}{NT}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-jn2\pi \frac{m}{NT} T}$$

Der Faktor T lässt sich kürzen und die Schreibweise dahingehend vereinfachen, dass auf der linken Seite nur noch m als Index steht. Das Ergebnis ist die DFT (siehe Meyer (2006), S. 169-177):

$$X[m] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi \frac{mn}{N}} \quad (5.1)$$

$X[m]$	Die komplexen Spektralwerte
$x[n]$	Die komplexen Abtastwerte
N	Anzahl der Abtastwerte (Blocklänge)
$m = 0, 1, \dots, N - 1$	Nummer der Spektrallinien
$n = 0, 1, \dots, N - 1$	Nummer der Abtastwerte

Tabelle 5.1: Die Parameter der DFT

Die Fast Fourier Transformation wird mittels Kiss FFT (siehe Borgerding (2006)), einer kleinen, gut zu portierenden Open Source Library, durchgeführt. Bei der FFT wird die DFT mittels eines ‘‘Teile und Herrsche’’ Verfahrens berechnet, weshalb die Anzahl der Abtastwerte eine Zweierpotenz sein muss. So erhält man eine Komplexität von $O(n \log n)$ gegenüber $O(n^2)$ bei einer direkten Berechnung. Meyer (2006) (S. 178-182) beschreibt das Verfahren der FFT ausführlich.

Das Ergebnis der FFT wird in einem Array mit komplexen Zahlen gespeichert. Die Beträge der komplexen Zahlen bilden das auswertbare Spektrum. Es wird jeweils für Up- und Downsweep ein solches Spektrum erstellt. Ein Peak im Spektrum bedeutet, dass diese Differenzfrequenz zwischen Sender und Empfänger besteht. Natürlich ist es auch möglich, dass mehrere Ziele erkannt werden. Dementsprechend finden sich mehrere Peaks in dem Spektrum wieder.

Bei einer Situation wie in Abbildung 5.4 (S. 46), treten im Spektrum für Up- und Downsweep jeweils zwei Frequenzen auf. Da man nicht vorhersehen kann, welche Frequenzen durch das gleiche Ziel verursacht werden, gibt es vier Möglichkeiten, die Frequenzen zu kombinieren, und somit auch vier theoretische Ziele. Die fälschlicherweise erkannten Ziele werden auch Geisterziele genannt, da sie in Wirklichkeit nicht vorhanden sind. In einer Umgebung für das verwendete Fahrzeug ist davon auszugehen, dass mehrere Ziele erfasst werden. Da die Zahl der möglichen Ziele, im Gegensatz zu der der vorhandenen Ziele, exponentiell ansteigt, kann nicht vorhergesagt werden wie lange eine Auswertung dauert. Somit ist die Auswertung auf dem Mikrocontroller nicht empfehlenswert, da keine Echtzeit mehr garantiert werden kann. Ramian (2006) (S. 58ff) beschäftigt sich intensiv mit der Paarfindung von Peaks im Spektrum.

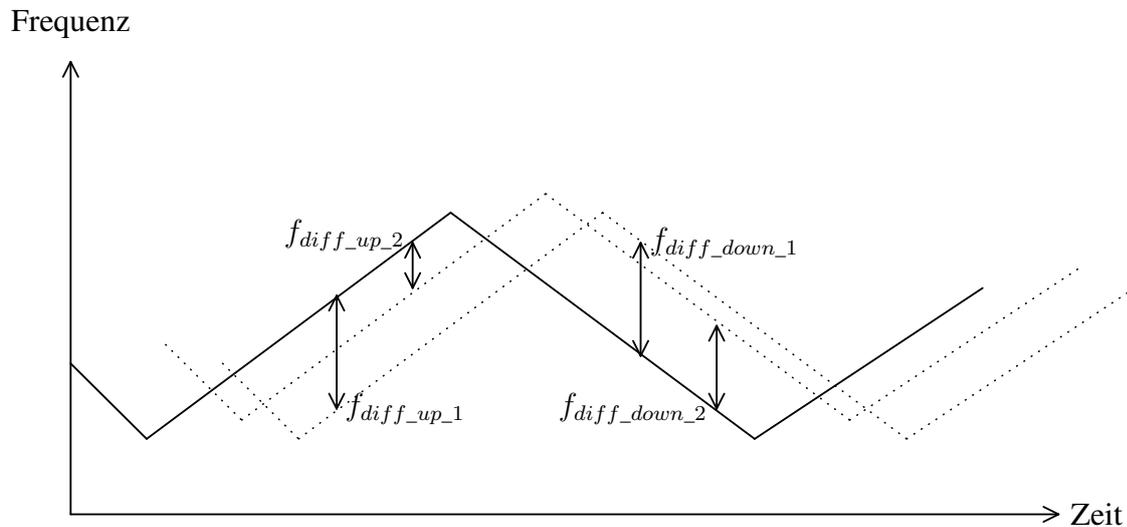


Abbildung 5.4: Reflektieren mehrere Hindernisse die Radarstrahlen, sind verschiedene Differenzfrequenzen im Echo zu erkennen.

Die FFT hat die Eigenschaft, dass sie sowohl positive als auch negative Frequenzen berechnet. Werden nur reelle Zahlen verarbeitet, ist das entstehende Spektrum symmetrisch um 0Hz . Bei komplexen Zahlen liegen doppelt so viele Informationen vor, was den Effekt hat, dass das Spektrum nicht mehr symmetrisch ist. Durch die Dreieckmodulation entstehen während des Upsweeps negative und während des Downsweeps positive Frequenzen. Die negativen Frequenzen werden auf Grund der Periodizität des Spektrums in der oberen Hälfte des Arrays gespeichert. Bei der Auswertung des Arrays muss also darauf geachtet werden, welche Hälfte des Arrays die gewünschten Informationen enthält. Weitere Ausführung zu der Verteilung der Frequenzen findet man in [Cooper \(2006\)](#) (S. 55ff).

5.3.5 Peak Detection

Die Schwierigkeit der Peak Detection liegt darin, die Schwelle zur Erkennung richtig zu setzen. Ist sie zu tief, erzeugen das vorhandene Rauschen oder nicht gewollte Bodenreflektionen schnell Fehlalarme. Liegt die Erkennungsschwelle zu hoch, werden kleinere oder weiter entfernte Ziele nicht mehr erkannt. Wünschenswert ist es, unabhängig vom Rauschen, Ziele erkennen zu können. Eine adaptive Schwelle, die dem Rauschen der Umgebung angepasst wird, liefert eine CFAR (Constant False Alarm Rate).

[Kolawole \(2002\)](#) und [Vaseghi \(2000\)](#) bieten eine sehr Ausführliche Behandlung der Themen Rauschunterdrückung und Peak Detection. Das Thema CFAR findet sich in [Kolawole \(2002\)](#) (S. 279ff) und [Rohling \(2007\)](#) (S. 52-54).

Für diese Arbeit werden die jeweils vier benachbarten Werte addiert und mit einem vielfachen der zu überprüfenden Zelle CUT (Cell Under Test) verglichen. Liegt der Wert der CUT über dem Schwellwert, handelt es sich um eine Frequenz, die durch ein Ziel verursacht wurde.

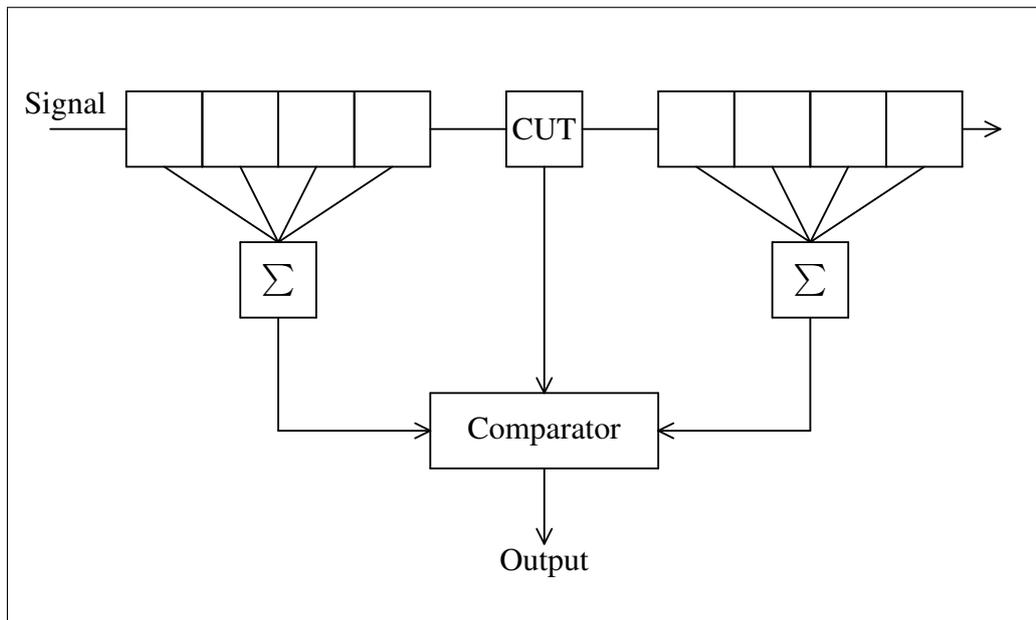


Abbildung 5.5: CFAR Peak Detection

Bei diesem Verfahren kann es passieren, dass ein großes Ziel ein kleineres verdeckt. Dies passiert, wenn beide Ziele die ungefähr gleiche Entfernung haben, also zwei nahe beieinanderliegende Spektrallinien verursachen. Das CFAR-Verfahren erkennt die größere Spektrallinie als Ziel, da die umgebenden niedrigen Spektrallinien einen niedrigen Schwellenwert verursachen. Wird jedoch der Schwellenwert für das kleinere Ziel berechnet, fließt der Wert des großen Ziels mit ein und zieht den Schwellenwert nach oben. Liegt dieser nun zu hoch für das kleine Ziel, wird es nicht als solches erkannt.

Hat man die erkannten Frequenzen für Up- und Downsweep gesammelt, kann die Auswertung vorgenommen werden.

5.3.6 Ermittlung der Entfernung bei ruhenden Objekten

Bei einem ruhenden Objekt tritt lediglich eine Verschiebung des Empfangssignals in Zeitrichtung auf. Die Differenzfrequenz ist deshalb beim Up- und Downsweep gleich groß. Aus der in der Peak Detection ermittelte Frequenz lässt sich nun auf die Zeitverschiebung schließen, welche durch die Laufzeit der Radarstrahlung verursacht wird.

Wie Abbildung 5.6 verdeutlicht, ist die Linearität des Sweepsignals sehr wichtig. Ansonsten verliert die Gleichung 5.2 ihre Gültigkeit, da das Verhältnis zwischen Frequenzhub und Sweep-Dauer auf der einen, und Differenzfrequenz und Zeitverschiebung auf der anderen Seite nicht mehr das gleiche ist.

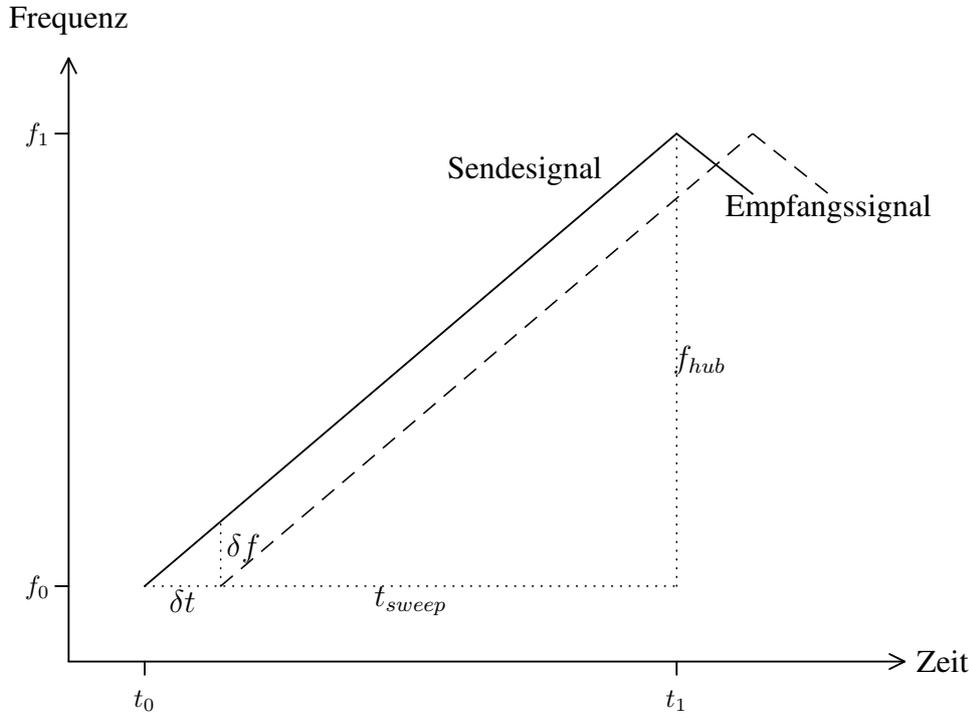


Abbildung 5.6: Laufzeitverschiebung bei Upsweep

$$\frac{\delta f}{\delta t} = \frac{f_{hub}}{t_{sweep}} \quad (5.2)$$

Wichtig ist δt , welches durch die bekannten Größen bestimmt werden kann.

$$\delta t = \frac{\delta f \cdot t_{sweep}}{f_{hub}} \quad (5.3)$$

Nun ist die Zeit zwischen gesendetem und empfangenem Signal bekannt. Multipliziert man diesen Wert mit der Lichtgeschwindigkeit, ergibt sich die Entfernung vom Sensor zum Objekt und wieder zurück. Also wird das Ergebnis noch halbiert.

$$R = \frac{c_0}{2} \cdot \frac{\delta f \cdot t_{sweep}}{f_{hub}} \quad (5.4)$$

5.3.7 Ermittlung der Entfernung und Geschwindigkeit bei bewegten Objekten

Wie in Kapitel 2 (S. 19ff) ausgeführt, ist es mittels des FMCW Radars möglich, gleichzeitig Entfernung und Geschwindigkeit aus dem Radarecho zu ermitteln. Hier liegt zum einen eine Verschiebung des Empfangssignals in Zeitrichtung durch die Laufzeit und zum anderen eine Verschiebung in Frequenzrichtung durch den Dopplereffekt vor (vgl. Abbildung 5.7). Die Grafik verdeutlicht, dass die Differenzfrequenz nicht über die gesamte Zeit ausgewertet werden kann. Eine Auswertung ist nur bei konstanter Differenzfrequenz möglich. In Wirklichkeit ist bei bewegten Objekten auch hier die Frequenz nicht ganz konstant, da sich die Entfernung während der Zeit schon verändert. Dieser Effekt ist jedoch so minimal, dass er außer Acht gelassen werden kann.

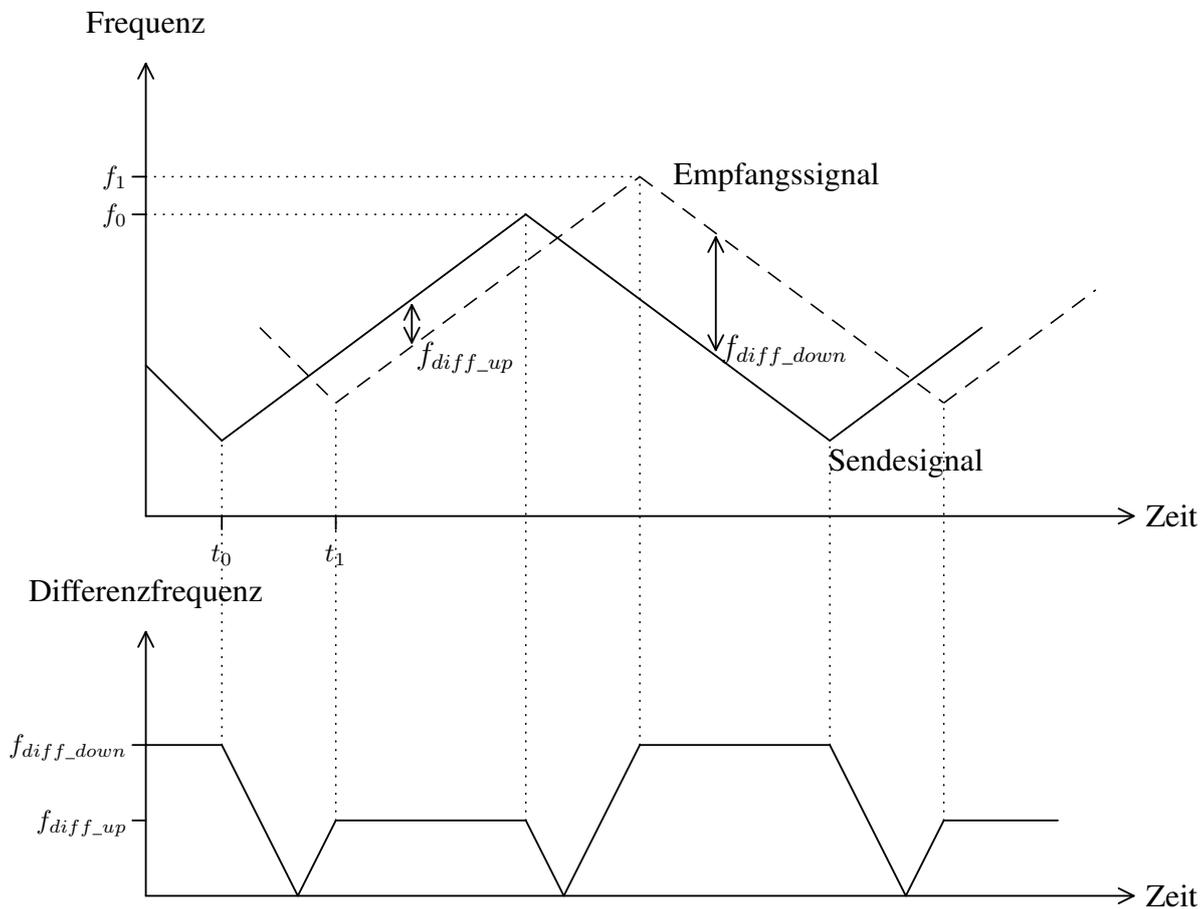


Abbildung 5.7: Das Bild zeigt den Frequenzverlauf des Sende- und Empfangssignals sowie die Differenzfrequenz. Nur in den Bereichen mit einer konstanten Differenzfrequenz kann eine Auswertung erfolgen.

Zunächst muss aus den erhaltenen Differenzfrequenzen die Verschiebung durch den Dopplereffekt und die Verschiebung durch den Laufzeiteffekt bestimmt werden. Die vom Sensor gelieferte Differenzfrequenz kann eine Verschiebung nach oben oder unten darstellen. Die Richtung der Verschiebung liegt jedoch nicht vor. Je nachdem welcher Effekt überwiegt werden Dopplerfrequenz und Entfernungsversatz unterschiedlich berechnet. So existieren immer zwei Lösungen, von denen nicht sicher gesagt werden kann, welche korrekt ist. Da die Dopplerfrequenz jedoch nur bei nahen und schnellen Zielen überwiegt, ist davon auszugehen, dass der Laufzeiteffekt größer ist. Abbildung 5.8 zeigt zwei Empfangssignale. Bei dem gepunkteten ist die Dopplerverschiebung größer als der Laufzeiteffekt, das gestrichelte entspricht einem Ziel mit größerem Laufzeiteffekt.

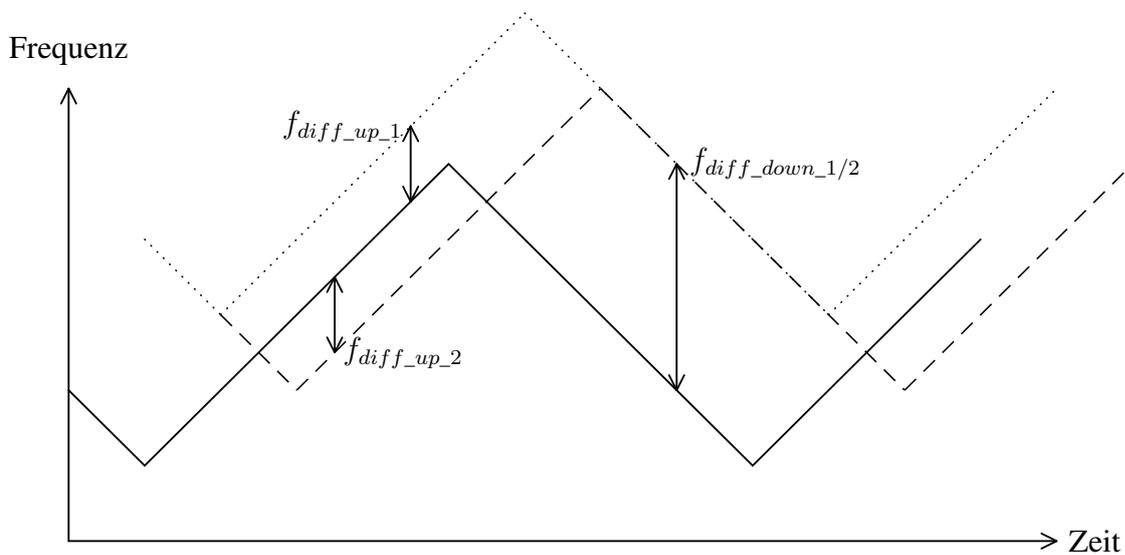


Abbildung 5.8: Ist die Dopplerverschiebung größer als die Laufzeitverschiebung (gepunktete Linie), vertauschen sich die Berechnungen für Dopplerfrequenz und Frequenzverschiebung durch die Laufzeit.

Bei der Annahme, dass die Laufzeitverschiebung überwiegt, ergeben sich folgende Formeln:

$$f_{diff_down} = f_{Laufzeit} + f_{Doppler} \quad (5.5)$$

$$f_{diff_up} = f_{Laufzeit} - f_{Doppler} \quad (5.6)$$

Wäre der Dopplereffekt größer als die Laufzeitverschiebung, das Objekt also sehr schnell, wären die Berechnungen gerade vertauscht. Addiert man Gleichung 5.5 und Gleichung 5.6, erhält man:

$$\begin{aligned}
 2 \cdot f_{\text{Laufzeit}} &= f_{\text{diff_down}} + f_{\text{diff_up}} \\
 f_{\text{Laufzeit}} &= \frac{f_{\text{diff_down}} + f_{\text{diff_up}}}{2}
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

Subtrahiert man Gleichung 5.6 von Gleichung 5.5, erhält man:

$$\begin{aligned}
 2 \cdot f_{\text{Doppler}} &= f_{\text{diff_down}} - f_{\text{diff_up}} \\
 f_{\text{Doppler}} &= \frac{f_{\text{diff_down}} - f_{\text{diff_up}}}{2}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Zunächst zur Berechnung der Entfernung: Dafür wird die Formel für die Laufzeitverschiebung, Gleichung 5.9, in Gleichung 5.7 eingesetzt:

$$f_{\text{Laufzeit}} = \frac{2 \cdot R \cdot f_{\text{hub}}}{c_0 \cdot t_{\text{sweep}}} \tag{5.9}$$

$$\frac{2 \cdot R \cdot f_{\text{hub}}}{c_0 \cdot t_{\text{sweep}}} = \frac{f_{\text{diff_down}} + f_{\text{diff_up}}}{2} \tag{5.10}$$

Daraus ergibt sich für die Entfernung R :

$$R = \frac{(f_{\text{diff_down}} + f_{\text{diff_up}}) \cdot c_0 \cdot t_{\text{sweep}}}{4 \cdot f_{\text{hub}}} \tag{5.11}$$

Bei der Ermittlung der Geschwindigkeit v ist zu bedenken, dass nur die Radialgeschwindigkeit erkannt wird. Somit lässt sich die Formel des Dopplereffekts (Gleichung 5.12) vereinfachen, da der Winkel immer 0° beträgt und damit der Ausdruck $\cos \alpha$ zu eins wird. Geht man von einer Sendefrequenz von 24.000GHz bis 24.580GHz aus, kann man mit einer mittleren Sendefrequenz von $f_0 = 24.290\text{GHz}$ rechnen.

$$f_{\text{Doppler}} = 2f_0 \cdot \frac{v}{c_0} \cdot \cos \alpha \tag{5.12}$$

$$f_{\text{Doppler}} = 2f_0 \cdot \frac{v}{c_0} \tag{5.13}$$

Gleichung 5.13 in Gleichung 5.8 eingesetzt, ergibt:

$$2f_0 \cdot \frac{v}{c_0} = \frac{f_{\text{diff_down}} - f_{\text{diff_up}}}{2} \tag{5.14}$$

Für v ergibt sich also:

$$v = \frac{(f_{diff_down} - f_{diff_up}) \cdot c_0}{4 \cdot f_0} \quad (5.15)$$

Mit der Hilfe der Gleichungen 5.11 und 5.15 lassen sich Entfernung und Geschwindigkeit leicht ermitteln. Göbel (2001) (S. 107-112) und Weidmann (2004) (S. 5-7) führen die Entfernungs- und Geschwindigkeitsmessung weiter aus. Die Schwierigkeit liegt darin, Mehrdeutigkeiten der Ergebnisse aufzulösen. Fölster (2003) (S. 84ff) beschäftigt sich mit dieser Auflösung von Mehrdeutigkeiten.

5.3.8 Auflösungsvermögen

Je nach gewählten Parametern variiert das Auflösungsvermögen des Radarsystems. Entfernungs- und Geschwindigkeitsauflösung berechnen sich wie folgt:

Entfernung

Die Entfernungsauflösung Δr wird durch folgende Gleichung ermittelt (siehe Fölster (2003), S. 16ff):

$$\Delta r = \frac{c_0}{2} \cdot \frac{1}{f_{hub}} \cdot \Delta f \cdot t_{sweep} \quad (5.16)$$

Die Frequenzauflösung wird dabei durch die FFT bestimmt wird. Bei N Abtastwerten entstehen auch N Spektralwerte.

$$\Delta f = \frac{f_A}{N} = \frac{1}{t_{sweep}} \quad (5.17)$$

Setzt man Gleichung 5.17 in Gleichung 5.16 ein, verdeutlicht das Ergebnis, dass Δr nur noch von dem Frequenzhub abhängt.

$$\Delta r = \frac{c_0}{2 \cdot f_{hub}} \quad (5.18)$$

Bei dem verwendeten Frequenzhub von $f_{hub} = 580 MHz$ ergibt sich somit eine Entfernungsauflösung von $\Delta r = 25.8cm$. Für eine Früherkennung von Hindernissen reicht diese Genauigkeit aus.

Geschwindigkeit

Für die Geschwindigkeitsauflösung Δv gilt (siehe Fölster (2003), S. 21ff):

$$\Delta v = \frac{c_0}{2f_0} \cdot \Delta f \quad (5.19)$$

Im Gegensatz zur Entfernungsauflösung hängt die Geschwindigkeitsauflösung nicht vom Frequenzhub sondern von der Modulationsdauer t_{sweep} ab. Setzt man Gleichung (5.17) in (5.19) ein ergibt sich:

$$\Delta v = \frac{c_0}{2f_0} \cdot \frac{1}{t_{sweep}} \quad (5.20)$$

Die mittlere Sendefrequenz liegt bei $f_0 = 24.290\text{GHz}$. Die Modulationsdauer beträgt $t_{sweep} = 8.07\text{ms}$. Somit liegt die Geschwindigkeitsauflösung bei $\Delta v = 0.76\text{m/s}$.

Die maximale eindeutig messbare Geschwindigkeit v_{max} berechnet sich wie folgt (siehe Fölster (2003), S. 22):

$$v_{max} = \frac{c_0}{2f_0} \cdot f_A \quad (5.21)$$

Daraus ergibt sich eine maximal messbare Geschwindigkeit von knapp $v_{max} = 200\text{m/s}$.

5.4 Auslastung des Mikrocontrollers

Um eine Auswertung in Echtzeit zu ermöglichen, erfolgt die Berechnung der FFT nur für jede zweite Periode. Bei einer Sweep-Dauer von $t_{sweep} = 8.07\text{ms}$ stehen somit hierfür 32.28ms zur Verfügung. Die Auswertungsdauer ist kürzer als die zur Verfügung stehende Zeitspanne, um Spielraum für eine aufwändigere Signalverarbeitung zu bieten.

Die Abtastung des Signals erfolgt in der ISR (Interrupt Service Routine), in der auch das Sweep-signal aktualisiert wird. Ist ein Sweep fertig, erfolgt eine Durchschnittsbildung der letzten vier Sweeps und eine Glättung des gebildeten Durchschnitts.

Abbildung 5.9 (S. 54) stellt dar, wie lange die einzelnen Teilaufgaben im Vergleich zum Sweep-signal benötigen.

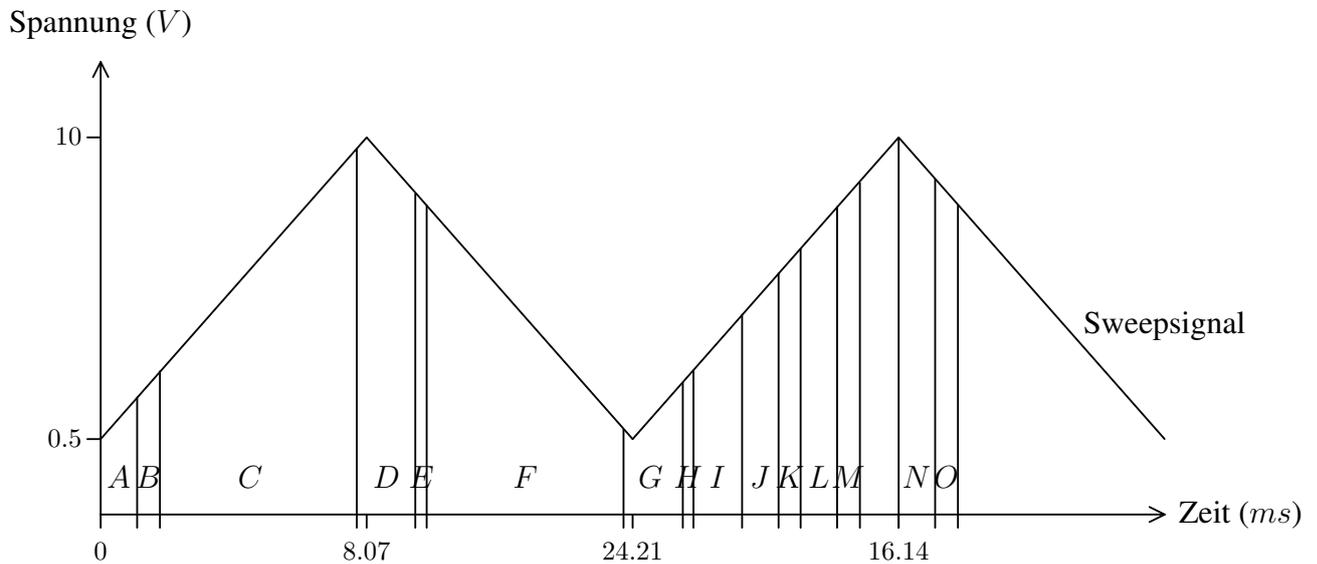


Abbildung 5.9: Dauer der einzelnen Auswertungsschritte. Damit eine Auswertung in Echtzeit möglich ist, wird nur für jede zweite Periode eine Auswertung vorgenommen.

Abschnitt	Beschreibung der Aufgabe
A	Durchschnittsberechnung des letzten vier Downsweeps
B	Glättung des berechneten Durchschnitts mittels TP (Tiefpass)
C	Berechnung der FFT für Upsweep
D	Berechnung der Beträge des FFT-Ergebnisses für das Spektrum
E	Durchschnittsberechnung der letzten vier Upsweep Spektren
F	Berechnung der FFT für Downsweep
G	Berechnung der Beträge des FFT-Ergebnisses für das Spektrum
H	Durchschnittsberechnung der letzten vier Downsweep Spektren
I	Die Spektren werden auf Ziele hin untersucht (Peak Detection)
J	Durchschnittsberechnung des letzten vier Upsweeps
K	Glättung des berechneten Durchschnitts mittels TP
L	Durchschnittsberechnung des letzten vier Downsweeps
M	Glättung des berechneten Durchschnitts mittels TP
N	Durchschnittsberechnung des letzten vier Upsweeps
O	Glättung des berechneten Durchschnitts mittels TP

Tabelle 5.2: Zuordnung der Einzelschritte der kompletten Auswertung zu Abbildung 5.9

6 Tests und Messungen

Mit dem in Kapitel 5 (S. 39ff) geschilderten Aufbau wurden diverse Messungen durchgeführt, um die Möglichkeiten des Radarsystems zu testen. Gemessen wurde mit dem IVS-148, da bei diesem auf Grund der wesentlich stärkeren Bündelung als bei dem IVS-163, weniger Ziele im Erfassungsbereich liegen und somit einfacher zu interpretierende Ergebnisse vorliegen.

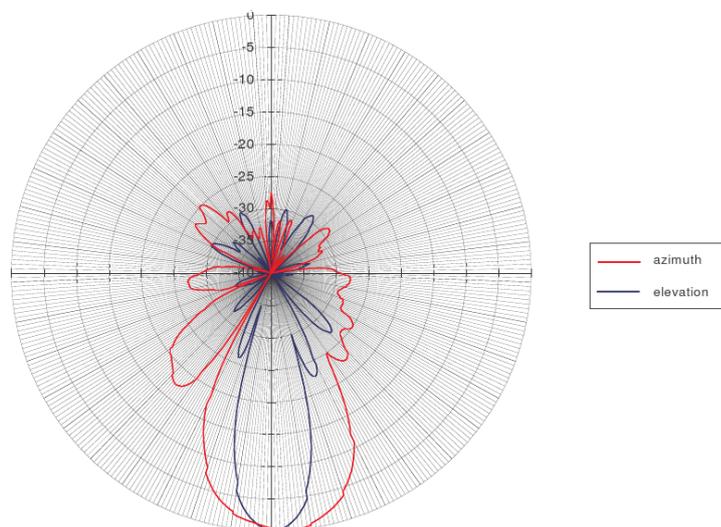


Abbildung 6.1: Antennendiagramm des IVS-148. (Quelle: InnoSenT Produktkatalog)

Mehrere Faktoren erschweren die Durchführung von präzisen Messungen. Zum einen verdeutlicht das Antennendiagramm in Abbildung 6.1, dass es schwer vorherzusagen ist, welche Objekte Reflektionen verursachen und welche nicht. Die Antenne strahlt nicht in einem festen Bereich nur in eine Richtung, vielmehr bilden die Interferenzen, die zum Beamforming genutzt werden, mehrere Keulen. Der eigentlich interessante Bereich ist die Hauptkeule, bei den anderen spricht man von Nebenkeulen. Auch innerhalb der Keule ist die Radarstrahlung nicht gleichmäßig verteilt. Somit reflektieren Objekte je nach Ort unterschiedlich stark.

Des weiteren stehen in dem Raum, in dem getestet wurde (vgl. Abbildung 6.2, S. 56), mehrere Objekte die Reflektionen verursachen können. Am hinteren Ende reflektieren ein

Schaltschrank aus Metall sowie eine Metaltür die Radarstrahlen, und verursachen so Störungen. Rechnet man mit den Werten aus dem Datenblatt, hat die Hauptkeule bei einem Abstand von $20m$ eine Größe von $4.2m \times 8.8m$. Dies schließt auf jeden Fall sämtliche Gegenstände auf der gegenüberliegenden Seite ein. Die Decke besteht durchgehend aus Blech, welches auch gut reflektiert. Hinzu kommen am rechten Rand eine Reihe von Metallsäulen, die man später noch im Spektrum wiedererkennen kann. In Kombination mit den leider recht breiten Peaks entsteht ein nur sehr schwer interpretierbares Spektrum.



Abbildung 6.2: In diesem Raum wurden die Messungen durchgeführt.

In den abgebildeten Spektren sind die ersten fünf Spektralwerte auf null gesetzt, da diese durch den Gleichspannungsanteil im Empfangssignal sehr hohe Werte enthalten und damit den Rest des Spektrums stark überragen. Es sind jeweils die Spektren vom Up- und Down-sweep in einem Bild dargestellt. In den Screenshots des Oszilloskops werden das generierte Sweep-signal sowie das I-Signal am Eingang des Mikrocontrollers gezeigt.

6.1 Messungen mit stationären Objekten

Volle Länge des Testraumes (ca. 20m)

Für die erste Messung wird die volle Länge des Raumes genutzt. Diese beträgt $20m$. In dem Oszilloskop Screenshot (Abbildung 6.3) ist die hohe Differenzfrequenz, bedingt durch die Laufzeit, und die kleine Amplitude, bedingt durch die große Entfernung, zu sehen.

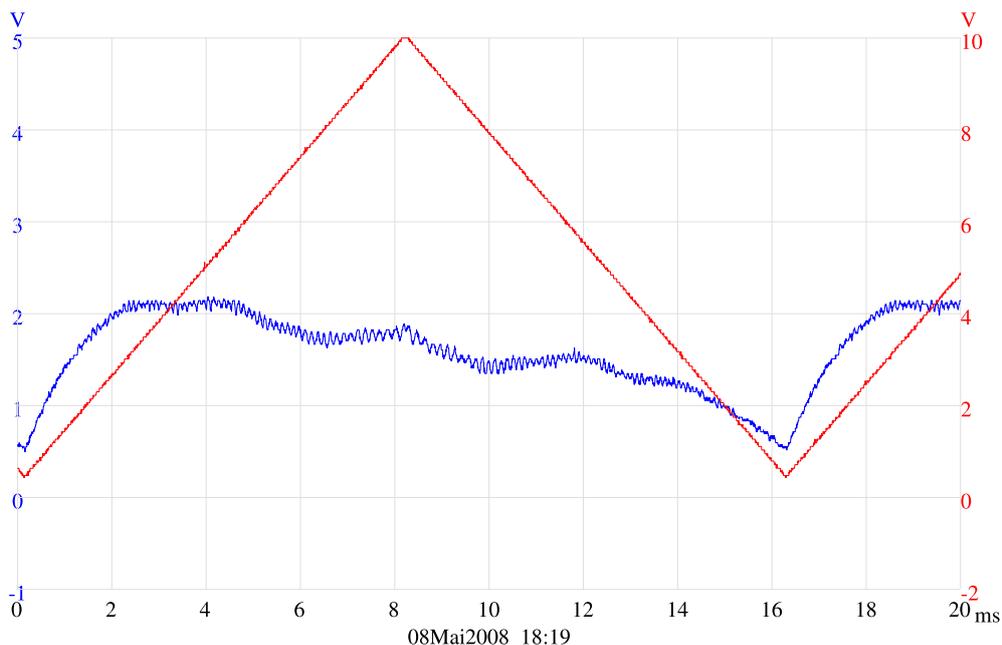


Abbildung 6.3: Sweep- und das I-Signal über den vollen Raum.

Das dazugehörige Spektrum (Abbildung 6.4, S. 58) bietet auf den ersten Blick kaum Informationen. Da die Entfernungen zu bestimmten Objekten im Raum bekannt sind, lassen sie sich zu Peaks im Spektrum zuordnen. So erkennt man in regelmäßigen Abständen die Metallsäulen, deren Echos einer Entfernung von $7.8m$, $11.5m$ und $15.4m$ entsprechen. Am Ende des Raumes bietet vor allem der Schaltschrank mit einer Entfernung von $17.8m$, sowie die Metalltür und die Wand in einer Entfernung von $20.5m$ bis $21.5m$, eine gute Reflektionsfläche. Die durch den Radarsensor ermittelten Werte entsprechen nicht ganz den tatsächlichen Entfernungen. Dies ist dadurch bedingt, dass der genaue Frequenzhub nicht bekannt ist, dieser aber direkte Auswirkungen auf die Entfernung hat (Gleichung 5.11, S. 51). Durch die Temperaturabhängigkeit der Frequenz und die hohe Temperatur in dem Raum kann es ebenfalls zu Abweichungen kommen. Diese Abweichungen können durch eine Bestimmung der genauen Sendefrequenz eliminiert werden.

Ein solches Spektrum erfordert eine anspruchsvolle Peakdetection und Auswertung der gefundenen Peaks, da theoretisch sämtliche Kombinationen für Up- und Downsweep berechnet werden müssen. Nicht umsonst werden Radargeräte im Kfz-Bereich hauptsächlich auf Autobahnen und Landstraßen verwendet, wo relativ klare Situationen vorherrschen. Im Stadtbereich sind die Anforderungen an ein Radarsystem auf Grund der vielen Echos ungleich höher.

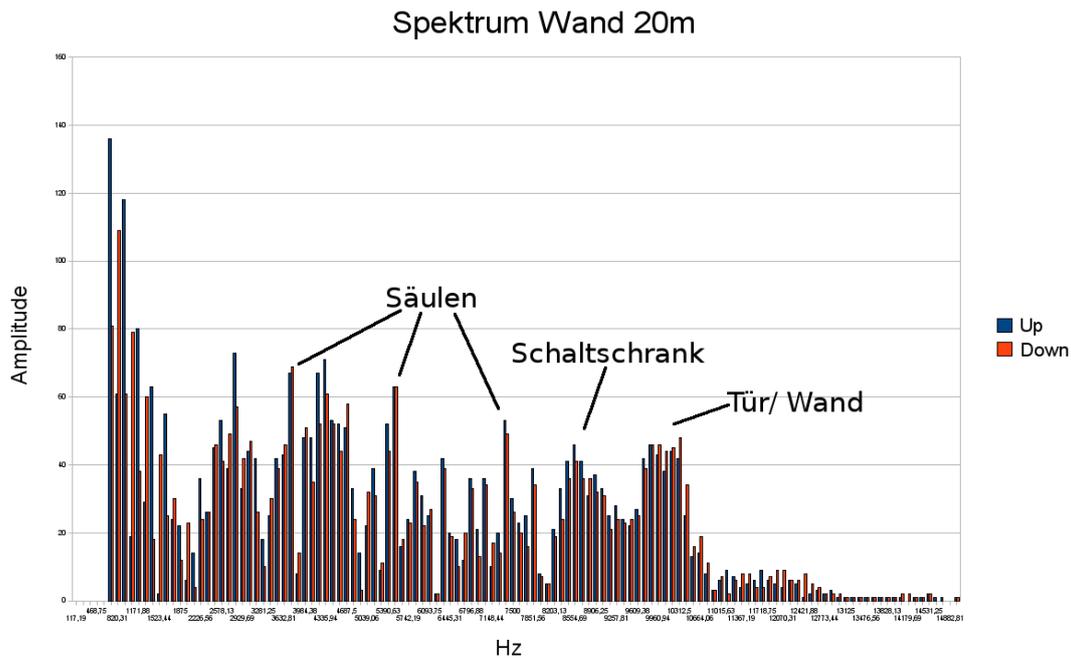


Abbildung 6.4: Spektrum des Radarechos in dem Testraum bei kompletter Länge, ca. 20m.

Testraum bei 10m Abstand bis zur Wand

Wie schon am Ausgangssignal im Oszilloskop zu sehen ist (vgl. Abbildung 6.5, S. 59), besitzt das Empfangssignal bei einer Entfernung von 10m bis zur Wand eine deutlich größere Amplitude als bei der vorhergehenden Messung. Die größere Amplitude entsteht dadurch, dass die Strahlung gebündelter auf die Wand auftrifft und somit auch wieder stärker zum Sensor reflektiert wird.

Die größere Amplitude verursacht im Spektrum einen dominierenden, klar zu erkennenden Peak. Dieser recht breite, in der Spitze sich über vier Zellen erstreckende Peak, wird durch die Metalltür, die zusammen mit der Wand auf unterschiedlichen Entfernungen reflektiert, erzeugt. Da die Hauptkeule in 10m nur noch eine Fläche von 2.1m x 4.4m abdeckt, treten so gut wie keine Störungen durch Gegenstände am Rand des Raumes auf.

Dass hinter dem großen Peak noch höhere Frequenzen im Spektrum auftreten (vgl. Abbildung 6.6), bevor es flach ausläuft, liegt daran, dass die Wand aus Rigips besteht, der zu

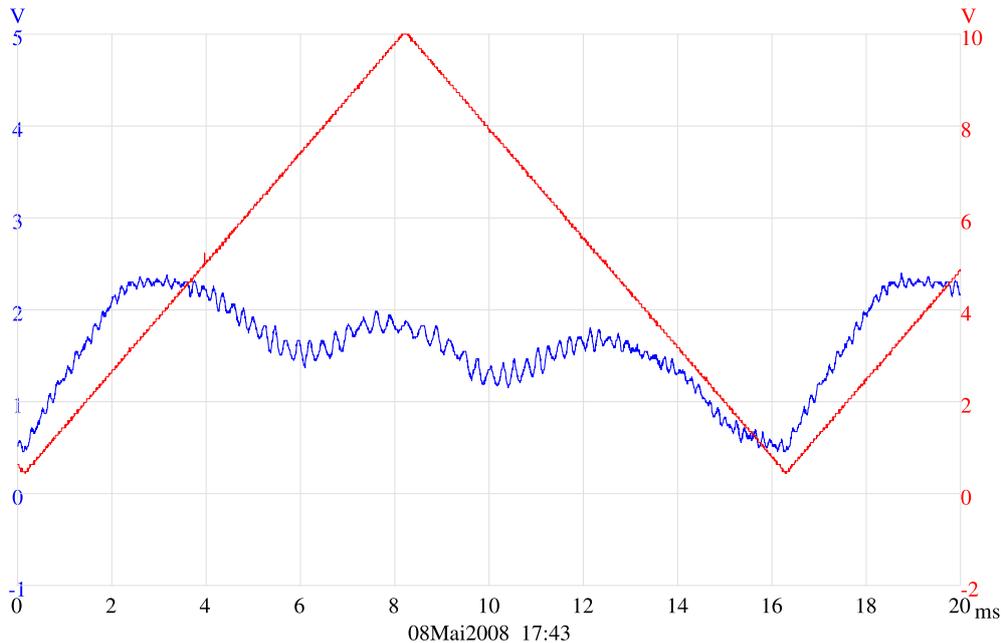


Abbildung 6.5: Sweep- und das I-Signal in dem Testraum bei einer Entfernung von 10m bis zur Wand.

einem gewissen Grad von dem Radar durchstrahlt wird und dahinterliegende Gegenstände noch reflektieren.

Betrachtet man den durch die Wand verursachten Peak, hat dieser seine Spitze bei den Frequenzen $4335.94Hz$, $4453.13Hz$, $4570.31Hz$ und $4687.5Hz$. Berechnet man nun die Entfernung (Gleichung 5.10) für den kleinsten und den größten Wert, ergibt die Berechnung Entfernungen R zwischen $9.04m$ und $9.78m$:

$$R = \frac{(4335.94Hz + 4335.94Hz) \cdot c_0 \cdot 8.07ms}{4 \cdot 580MHz} = 9.04m \quad (6.1)$$

$$R = \frac{(4687.5Hz + 4687.5Hz) \cdot c_0 \cdot 8.07ms}{4 \cdot 580MHz} = 9.78m \quad (6.2)$$

Eine solche Situation ist gut zu erkennen und zu verarbeiten. Das liegt zum einen an den geringen Störungen, der Peak tritt klar hervor und ist somit auch zuverlässig detektierbar, zum anderen gehören die vier benachbarten Spitzenwerte in der Regel zu einem ausgedehnten Objekt und müssen somit nicht getrennt betrachtet werden.

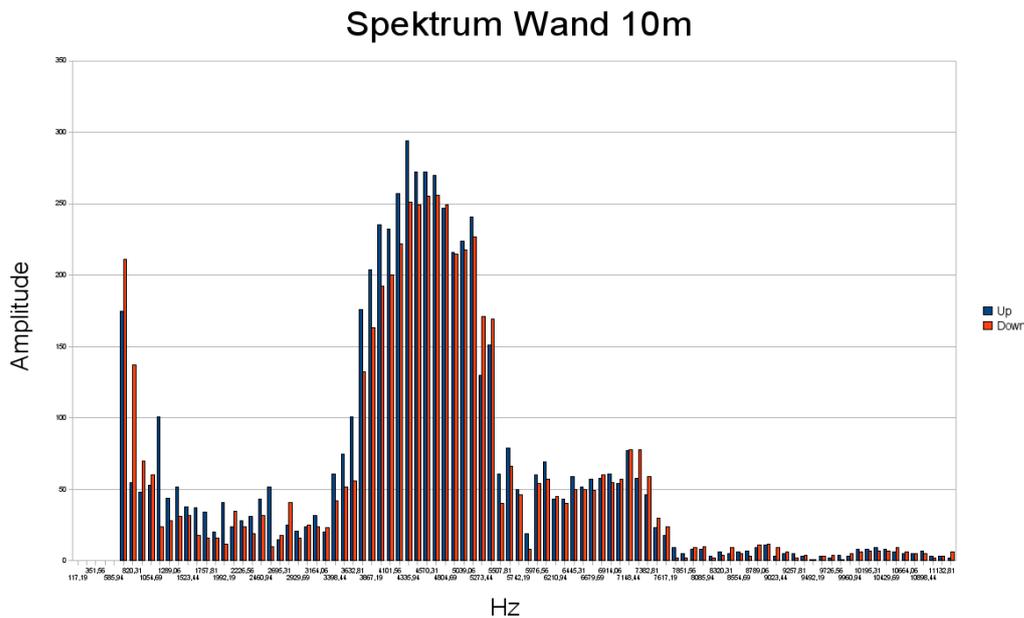


Abbildung 6.6: Spektrum des Radarechos einer Wand in ca. 10m.

Unterschiedliche Reflektionseigenschaften

Interessant sind die unterschiedlichen Reflektionseigenschaften von Metall gegenüber einer normalen Wand. Wie In Abbildung 6.8 (S. 62) und 6.9 (S. 63) zu sehen ist, ist die Amplitude des Empfangssignals bei einem metallischen Ziel ungefähr doppelt so groß wie bei der Wand. Dies ist ganz klar auf die hervorragenden Reflektionseigenschaften von Metall zurückzuführen. Aus diesem Grund wird bei der Auswertung des Signals die Amplitude außer Acht gelassen. Es kann nicht festgestellt werden, ob eine große Amplitude durch ein großes Hindernis oder durch ein kleines, aber gut reflektierendes Hindernis verursacht wird.

Das Spektrum in Abbildung 6.9 (S. 63) zeigt das Echo einer Metalltür in 7m Entfernung. Hier treten keine Störungen durch unerwünschte Gegenstände auf, und die Metalltür reflektiert die Radarstrahlung perfekt. Das so entstehende Spektrum stellt das Optimum der momentanen Möglichkeiten des Radarsystems dar. An dem so entstehenden Echo sieht man auch leicht, wo noch Verbesserungsbedarf besteht: Ein solcher Peak sollte für eine einfache Detektion deutlich schmaler ausfallen.

Messungen auf einer freien Fläche

Abschließend wurden noch Messungen auf einem Parkplatz durchgeführt. Durch das große Platzangebot traten keine unerwünschten Reflektionen durch andere Hindernisse auf. Ein geparktes Kfz diente als Testobjekt. Um praxisnahe Ergebnisse zu erzielen, wurde der Sensor 10cm über dem Boden platziert. Die Tests ergaben, dass ein Kfz in einer Entfernung von

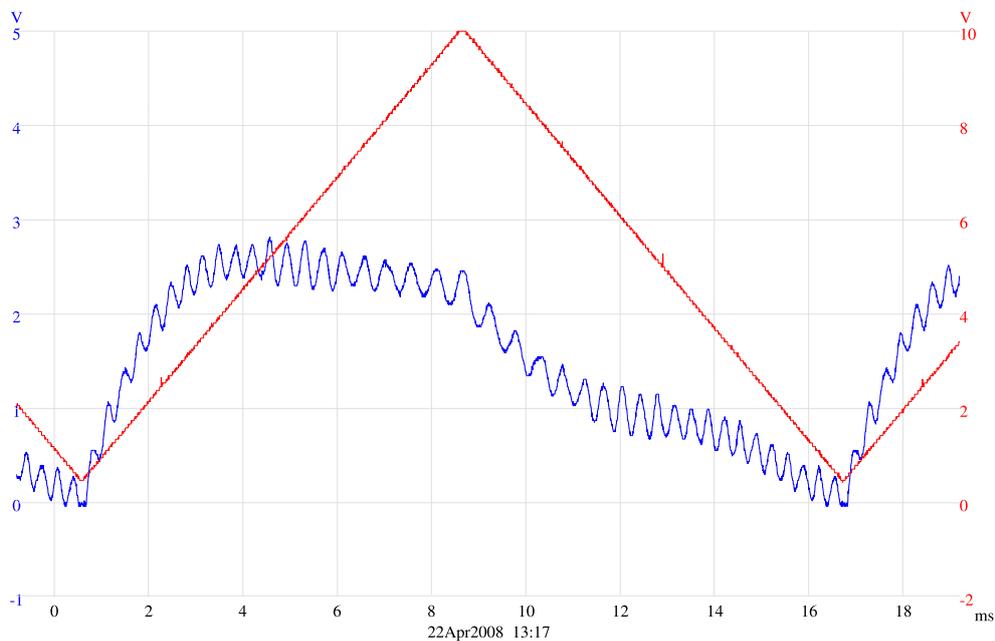


Abbildung 6.7: Sweep- und das I-Signal bei einer Wand in ca. 6m Entfernung.

15m sicher erkannt wird, bei einem Abstand von 20m wird eine Peak Detection zunehmend schwerer.

Auf dem glatten Asphalt des Parkplatzes gab es auch bei parallel zum Boden ausgerichteten Radarsensor keine deutlichen Reflektionen des Untergrundes. Auf einem unebenen Untergrund ist jedoch mit deutlichen Störungen zu rechnen.

6.2 Messungen mit bewegten Objekten

Bei stationären Zielen treten die Peaks von Up- und Downsweep immer gleichzeitig auf, da die Frequenzkurve des Empfangssignals nur in Zeitrichtung verschoben ist. Bei bewegten Zielen tritt durch den Dopplereffekt zusätzlich noch eine Verschiebung in Frequenzrichtung auf, weshalb sich die Differenzfrequenz von Up- und Downsweep unterscheidet. Die Peaks liegen also nicht mehr übereinander, sondern sind versetzt zueinander. (Abbildung 6.10, S. 63)

Dieses Spektrum ermöglicht die Berechnung von Entfernung und Geschwindigkeit (Gleichungen 5.11 und 5.15). Die Peaks liegen bei 2343.75Hz für den Upsweep und bei 2695.31Hz für den Downsweep. Mit den folgenden Gleichungen werden die Entfernung R und die Geschwindigkeit v berechnet:

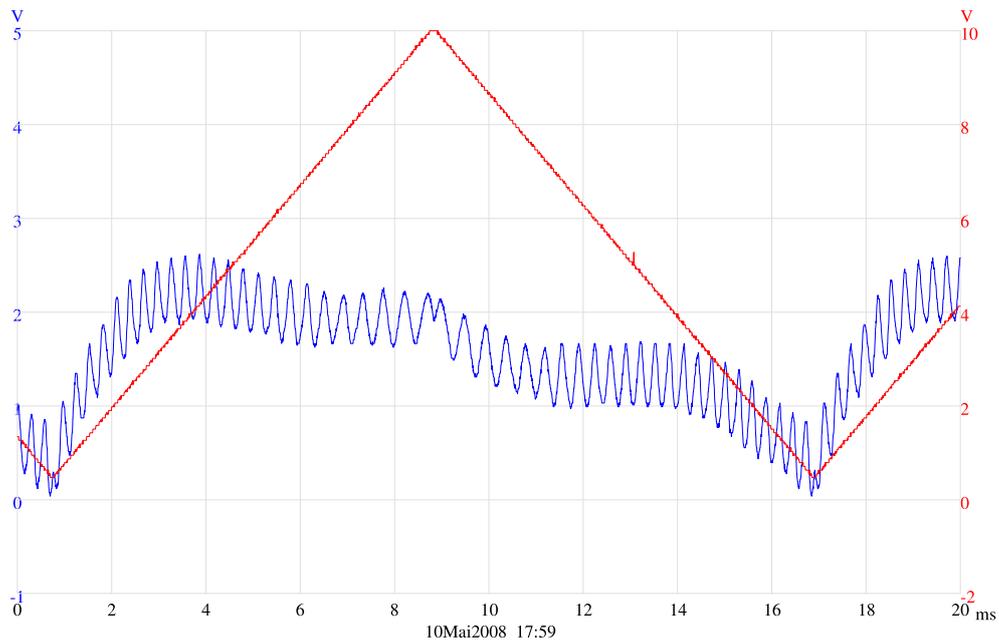


Abbildung 6.8: Sweep- und das I-Signal bei einer Metalltür in 6m Entfernung.

$$R = \frac{(2695.31\text{Hz} + 2343.75\text{Hz}) \cdot c_0 \cdot 8.07\text{ms}}{4 \cdot 580\text{MHz}} = 5.25\text{m} \quad (6.3)$$

$$v = \frac{(2695.31\text{Hz} - 2343.75\text{Hz}) \cdot c_0}{4 \cdot 24.290\text{GHz}} = 1.08\text{m/s} \quad (6.4)$$

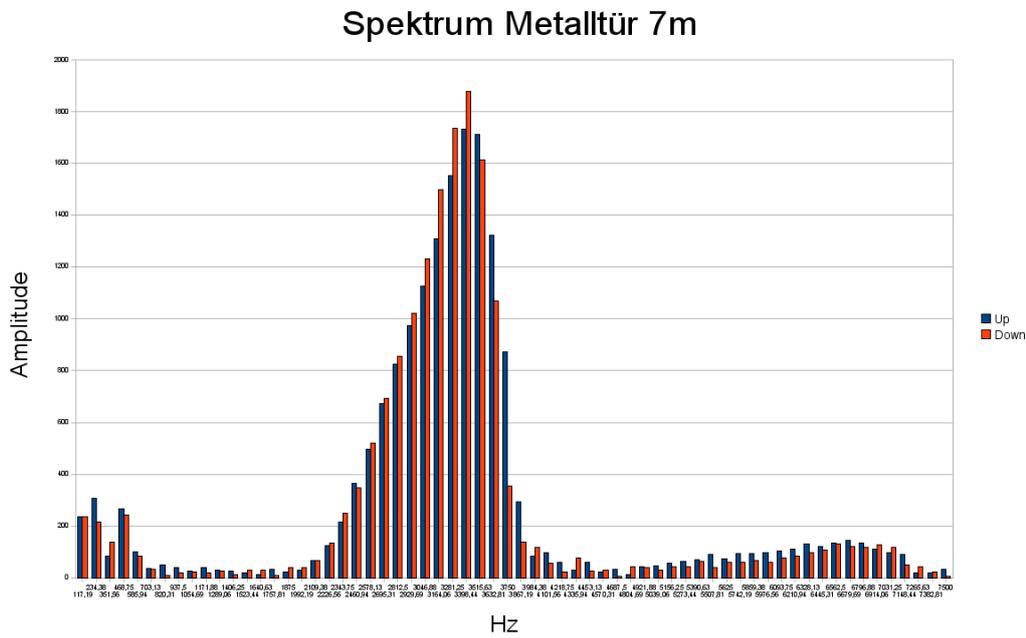


Abbildung 6.9: Spektrum des Radarechos einer Metalltür in 7m Entfernung.

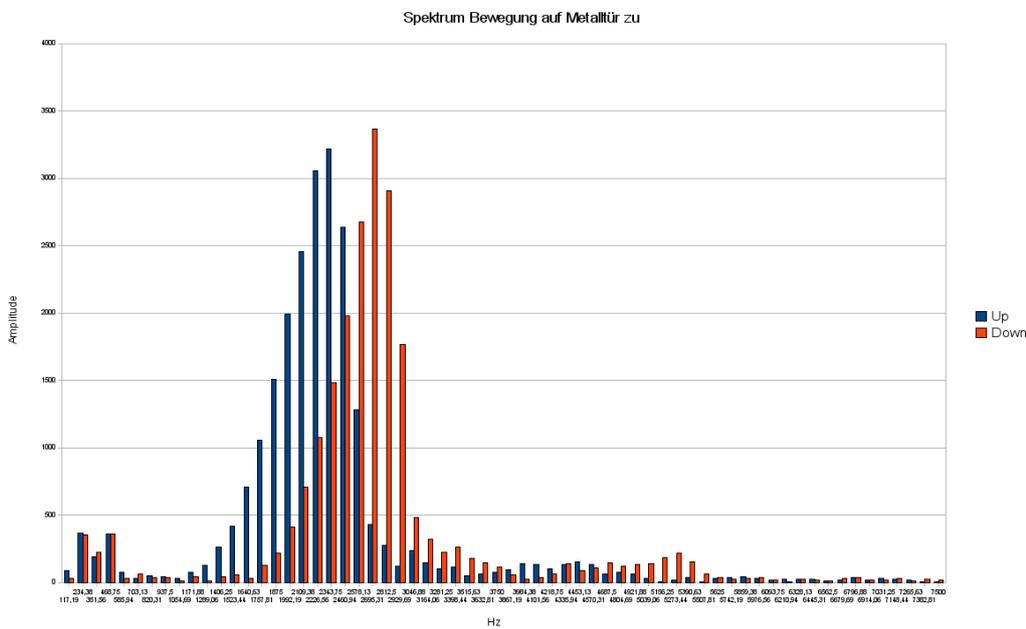


Abbildung 6.10: Spektrum des Radarechos bei einer Bewegung auf eine Metalltür zu.

7 Ausblick

Die Radartechnik bietet für den intelliTruck die Möglichkeit einer kompakten Früherkennung von Hindernissen, die, unempfindlich gegen Wettereinflüsse wie Nebel, Regen oder Staub, zuverlässig funktioniert. Des Weiteren kann der Sensor gegen Beschädigungen durch Steinschlag einfach durch ein Kunststoffgehäuse geschützt werden. Hingegen ist im Nahbereich eine Hinderniserkennung mit Winkelauflösung deutlich einfacher und mit geringeren Kosten mittels Ultraschallsensoren zu realisieren.

Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführte Umsetzung bildet eine Grundlage, die die Vorgehensweise für ein solches Radarsystem darstellt und alle wesentlichen Elemente der Signalverarbeitung enthält. Die einfach gehaltene Realisierung bietet diverse Ansatzpunkte für Optimierungen und Erweiterungen für zukünftige Arbeiten.

7.1 Sweepsignal

Da sich die Sendefrequenz nicht linear zum Sweepsignal verhält, ist es sinnvoll, das Sweepsignal so anzupassen, dass eine lineare Frequenzsteigerung erzielt wird. Um das zu erreichen, benötigt man genaue Messungen der momentanen Sendefrequenz. Das Ergebnis sind schmalere, und damit leichter zu detektierende und zu trennende Peaks im Frequenzspektrum ([Ruser \(2003\)](#), S. 83f).

Ein Sweepsignal bestehend aus drei oder vier statt aus zwei Sweeps (vgl. [Abbildung 7.1](#), S. 66), löst Mehrdeutigkeiten bei mehreren Zielen auf (siehe [Troppmann und Höger \(2005b\)](#)).

7.2 Analoge Signalverarbeitung und A/D Wandlung

Eine zunehmende Entfernung des Ziels verkleinert die Amplitude des Empfangssignals. Da bei einer großen Entfernung die Differenzfrequenz höher liegt, ist in der Regel gerade bei hohen Frequenzen nur eine geringe Amplitude vorhanden. Werden keine Rückschlüsse von der Amplitude auf die Größe eines Zieles gezogen, ist es durchaus denkbar, die analoge Verstärkung so auszuliegen, dass höhere Frequenzen stärker verstärkt werden.

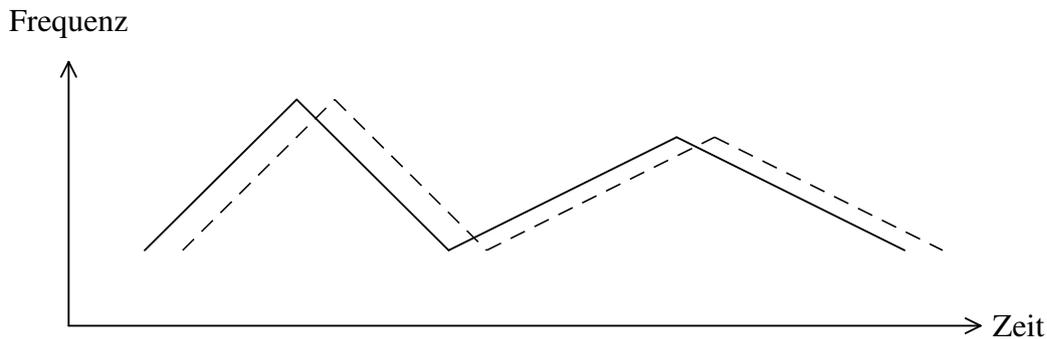


Abbildung 7.1: Ein Sweepsignal bestehend aus vier unterschiedlichen Sweeps

Auch besitzt der AAF noch Potenzial für Verbesserungen. Der momentan verwendete passive TP erster Ordnung besitzt nur einen recht flachen Amplitudenverlauf. Ein aktiver TP unterdrückt die unerwünschten höheren Frequenzen stärker und mindert somit auch das Rauschen in dem Signal.

Eine weitere sinnvolle Maßnahme besteht darin, einen externen AD-Wandler zu verwenden. Bei diesem sollte die Auflösung höher als bei dem im ARM integrierten gewählt werden, um auch kleine Amplituden besser erkennen zu können und das Quantisierungsrauschen zu reduzieren. Verfügt er über eine höhere maximale Eingangsspannung als der AD-Wandler des ARM ($3.3V$), ist eine Nachverstärkung einfach zu realisieren.

7.3 Digitale Signalverarbeitung

Ein Geschwindigkeitsgewinn in der Berechnung ist möglich, wenn eine hochoptimierte FFT anstelle der Kiss FFT Library zum Einsatz kommt.

Die Peak Detection basiert auf einer einfachen CFAR Methode, die jedoch noch der Optimierung bedarf, so dass Ziele zuverlässig im Rauschen entdeckt werden können.

7.4 Montage am Fahrzeug

Der Sensor sollte leicht nach oben zeigend angebracht werden, um nicht zu viele störende Echos vom Untergrund zu empfangen. Bei einem vertikalen Öffnungswinkel von 12° ist theoretisch eine Neigung von 6° nötig, um nicht auf den Boden zu strahlen. Welche Neigung des Sensors die besten Ergebnisse liefert muss der Einsatz in der Praxis zeigen.

Um den Sensor vor Steinen oder Wasser zu schützen, sollte er durch eine Kunststoffabdeckung geschützt werden. Kunststoff kann fast ohne Dämpfung durchstrahlt werden. Der

Hersteller empfiehlt eine 3mm starke Abdeckung in einem Abstand von 6mm zu montieren.

7.5 Stromverbrauch

Die für den Anschluss des Radarsensors entwickelte Platine besitzt zwei Anschlüsse zur Spannungsversorgung. Beide sind für die im Fahrzeug vorhandenen Akkus ausgelegt. An die für den Radarsensor zuständige Spannungsversorgung wird ein 7.2V Akku angeschlossen. Bei dem Radarsensor IVS-148 liegt der gemessene Stromverbrauch bei $63.7mA$. Das entspricht einer Leistung von $458.64mW$.

Die Erzeugung des Sweep signals sowie die Nachverstärkung der Ausgangssignale werden mit einem 14.4V Akku betrieben. Hier liegt der Stromverbrauch bei gemessenen $21.0mA$, was einer Leistung von $302.4mW$ entspricht.

7.6 Fazit

Diese Arbeit zeigt, dass die Möglichkeit besteht, ein Radarsystem so zu konstruieren, dass es für den Einsatz auf einem kompakten autonomen Fahrzeug wie dem intelliTruck geeignet ist. Mit dem ARM Mikrocontroller steht eine gute Möglichkeit der Ansteuerung und Auswertung zur Verfügung. Dank der hohen Reichweite des Sensors werden Entfernung und Geschwindigkeit von Hindernissen früh erkannt. Wie sich so ein Radarsystem in der Praxis verhält muss sich erst noch zeigen.

Literaturverzeichnis

- [HAW:2008] : *FAUST*. – URL <http://www.informatik.haw-hamburg.de/faust.html>
- [Analog Devices 1987] Analog Devices (Veranst.): *AD558 Datasheet*. 1987. – URL http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD558.pdf
- [Borgerding 2006] BORGERDING, Mark: *Kiss FFT*. 2006. – URL <http://sourceforge.net/projects/kissfft/>
- [Brandwood 2003] BRANDWOOD, David: *Fourier Transforms in Radar and Signal Processing*. Artech House, 2003. – ISBN 1-58053-174-1
- [Buhe 2003] BUHE, Gerrit: *Grundlagen der Quadratur-Signalverarbeitung*. 2003. – URL http://www.darc.de/distrikte/z/vus/Vortrag/Vortrag_2_Web/Darmstadt2003_03.pdf
- [Cooper 2006] COOPER, Joel: *A 50 MHz FMCW Radar For The Study Of E-Region Coherent Backscatter*, University of Saskatchewan, Masterthesis, 2006. – URL http://deposit.ddb.de/cgi-bin/dokserv?idn=982560656&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=982560656.pdf
- [DARPA 2008] DARPA: *DARPA Grand Challenge*. 2008. – URL <http://www.darpa.mil/GRANDCHALLENGE/>
- [Fölster 2003] FÖLSTER, Florian: *Erfassung ausgedehnter Objekte durch ein Automobil-Radar*, Technische Universität Hamburg-Harburg, Dissertation, 2003. – URL http://deposit.ddb.de/cgi-bin/dokserv?idn=982560656&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=982560656.pdf
- [Göbel 2001] GÖBEL, Jürgen: *Radartechnik Grundlagen und Anwendungen*. VDE Verlag, 2001. – ISBN 3-8007-2582-7
- [Hensel 2007] HENSEL, Enrico: *Design und Implementation eines Sicherheitskonzepts für den Betrieb eines autonomen Fahrzeuges*, HAW Hamburg, Bachelorthesis, 2007. – URL http://www.informatik.haw-hamburg.de/uploads/media/BA_Enrico_Hensel_2007.pdf
- [Jäger und Ellwein 2000] JÄGER, Uwe ; ELLWEIN, Christian: *Die Soundkarte in der Messtechnik*. (2000). – URL <http://mitarbeiter.fh-heilbronn.de/~ellwein/soundkarte%20in%20der%20messtechnik.pdf>

- [Kolawole 2002] KOLAWOLE, Michael O.: *Radar Systems, Peak Detection and Tracking*. Newnes, 2002. – ISBN 0-7506-57731
- [Levanon 1988] LEVANON, Nadav: *Radar Principles*. John Wiley & Sons, 1988. – ISBN 0-471-85881-1
- [Lissel u. a. 1993] LISSEL, Ernst ; ROHLING, Hermann ; PLAGGE, Wilfried: *Computerised Radar Process For Measuring Distances And Relative Speeds Between A Vehicle And Obstacles In Front Of It*. 1993. – URL http://www.wipo.int/pctdb/en/wadList.jsp?IA=EP1993003714&LANGUAGE=EN&ID=id00000000709263&VOL=9005&DOC=004217&WO=94/016340&WEEK=17/1994&TYPE=A1&DOC_TYPE=PAMPH&PAGE=0&ACCESS=D
- [Martin 2007] MARTIN, Trevor: *The Insider's Guide To The NXP LPC2300/2400 Based Microcontrollers*. Hitex (UK) Ltd., 2007. – URL http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD558.pdf. – ISBN 0-9549988 6
- [Meyer 2006] MEYER, Martin: *Signalverarbeitung Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*. Vieweg Verlag, 2006. – ISBN 3-8348-0243-3
- [NXP Semiconductors 2007] NXP Semiconductors (Veranst.): *LPC24xx User manual*. 2007. – URL <http://www.standardics.nxp.com/support/documents/microcontrollers/pdf/user.manual.lpc24xx.pdf>
- [Ramian 2006] RAMIAN, Florian B.: *Automotive Radar Imaging Using Non-coherent Sensors*, Technische Universität München, Dissertation, 2006. – URL http://deposit.ddb.de/cgi-bin/dokserv?idn=980528933&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=980528933.pdf
- [Ries 2005] RIES, Sascha: *Hinderniserkennung*. URL <http://www.uni-koblenz.de/~zoebel/ws2004/Hinderniserkennung.pdf>, 2005. – Seminararbeit
- [Rohling 2007] ROHLING, Hermann: *Radartechnik und -signalverarbeitung*. 2007. – URL <http://www.innosent.de/de/downloads/geschlossen/downloads-file.php?id=7>
- [Ruser 2003] RUSER, Heinrich: *Ultraschall-Mikrowellen-Sensorsystem zur Geschwindigkeits- und Abstandsmessung mit diversitär-redundanter Auswertung der Phasensignale*, Universität der Bundeswehr München, Dissertation, 2003. – URL http://deposit.ddb.de/cgi-bin/dokserv?idn=982381301&dok_var=d1&dok_ext=pdf&filename=982381301.pdf
- [Troppmann und Höger 2005a] TROPPMANN, Rainer ; HÖGER, Andreas: *ACC-Systeme Hardware, Software Co Teil1*. (2005). – URL <http://www.hanser-automotive.de/fileadmin/heftarchiv/2004/4932.pdf>
- [Troppmann und Höger 2005b] TROPPMANN, Rainer ; HÖGER, Andreas: *ACC-Systeme Hardware, Software Co Teil2*. (2005). – URL <http://www.hanser-automotive.de/fileadmin/heftarchiv/2004/4918.PDF>

- [Vaseghi 2000] VASEGHI, Saeed V.: *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. John Wiley & Sons, 2000. – ISBN 0-471-62692-9
- [Volz u. a. 2007] VOLZ, Michael A. ; CHARVAT, Gregory L. ; KEMPEL, Leo C. ; ROTHWELL, Edward J.: *A Low-Cost Approach to FMCW Radar: Through-Wall Microwatt Radar*. 2007. – URL http://www.egr.msu.edu/~volzmich/radar/ursi_1band.pdf
- [Weidmann 2003] WEIDMANN, Wolfgang: *Radarsensorik zur Erfassung bewegter und stationärer Objekte*. 2003. – URL <http://www.innosent.de/de/downloads/geschlossen/downloads-file.php?id=6>
- [Weidmann 2004] WEIDMANN, Wolfgang: *Erfassung bewegter und stationärer Objekte mit Hilfe des FMCW-Radarprinzips*. 2004. – URL <http://www.innosent.de/de/downloads/geschlossen/downloads-file.php?id=7>
- [Wolff 2005] WOLFF, Christian: *Radar Basics*. 2005. – URL <http://www.radartutorial.eu/>

Verzeichnis der Formelzeichen

Δf	Frequenzauflösung
δf	Dopplerverschiebung
Δr	Entfernungsauflösung
δt	Laufzeitverschiebung
Δv	Geschwindigkeitsauflösung
$\Delta \varphi$	Phasenverschiebung
ω	Kreisfrequenz
τ	Zeitdauer
c_o	Lichtgeschwindigkeit
f	Frequenz
f_A	Abtastfrequenz
f_g	Grenzfrequenz
$f_{Doppler}$	Dopplerfrequenz
f_{hub}	Frequenzhub der Modulation
$f_{Laufzeit}$	Frequenzverschiebung durch Laufzeit
N	Blocklänge der FFT
R	Entfernung
T_P	Periodendauer
t_{sweep}	Zeit des Up- bzw. Downsweeps
v	Geschwindigkeit

Abkürzungsverzeichnis

AAF.....	Anti Aliasing Filter
ACC	Adaptive Cruise Control
CFAR	Constant False Alarm Rate
CUT.....	Cell Under Test
CW.....	Continous Wave
DFT.....	Diskrete Fourier Transformation
FFT	Fast Fourier Transformation
FMCW	Frequency Modulated Continous Wave
FPU	Floating Point Unit
FT.....	Fourier Transformation
ISR.....	Interrupt Service Routine
OTHR.....	Over The Horizon Radar
PSS	Predictive Safety System
TP.....	Tiefpass
ZF.....	Zwischenfrequenz

A Quadratursignal

Der Radarsensor liefert zwei ZF (Zwischenfrequenz)-Signale: In phase und Quadrature phase. Das Q-Signal ist das um 90° phasenverschobene I-Signal. Dies kann man sich als Real- und Imaginärteil eines komplexen Signals vorstellen.

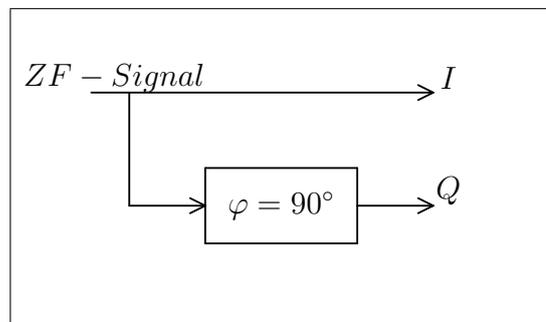


Abbildung A.1: Erzeugung des Q-Signals

Beim Digitalisieren eines komplexen Signals fällt die Phaseninformation, also der Imaginärteil, weg. Man erhält lediglich den Realteil. Um den Imaginärteil zu erhalten, wird das Signal, wie in Abbildung A.2 dargestellt ist, um 90° gedreht. Nun wird beim Digitalisieren der Imaginärteil des Signals erfasst.

Weitere Ausführungen zum Thema Quadratursignal liefert [Buhe \(2003\)](#).

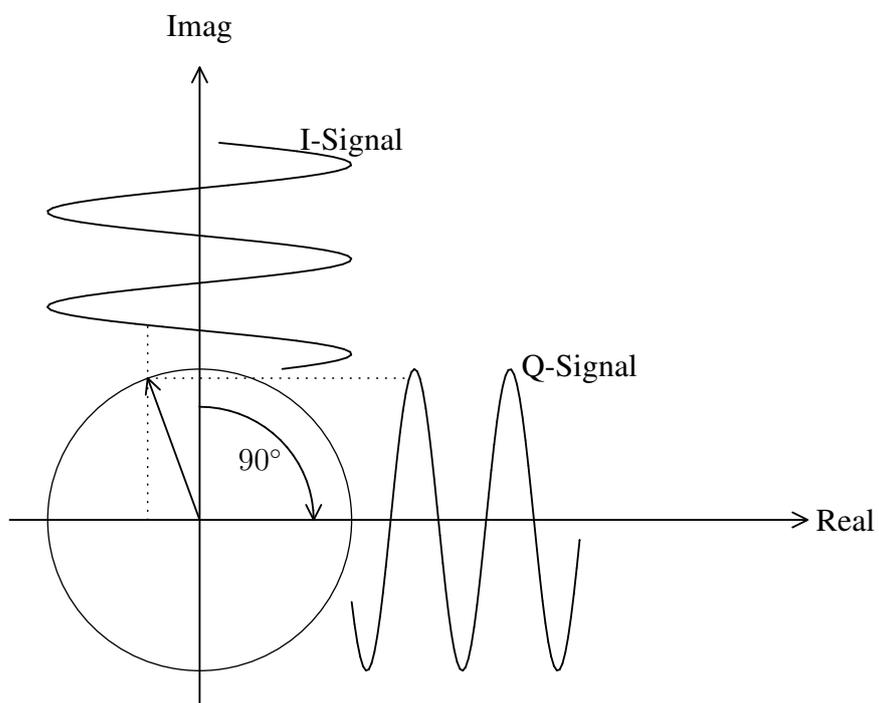


Abbildung A.2: Das Q-Signal stellt das um 90° gedrehte I-Signal dar. Es entspricht dem Imaginärteil eines komplexen Signals.

B Versuchsaufbau

Die Inbetriebnahme des Radarsystems benötigt im Wesentlichen vier Komponenten:

- ARM Mikrocontroller
- Anschlussplatine
- Radarsensor
- Stromversorgung (7.2V und 14.4V)

Abbildung B.1 zeigt das aufgebaute Radarsystem. Die Anschlussplatine ist so konstruiert, dass auf einer Seite der Radarsensor, auf der gegenüberliegenden der Mikrocontroller sowie die Stromversorgung angeschlossen werden.

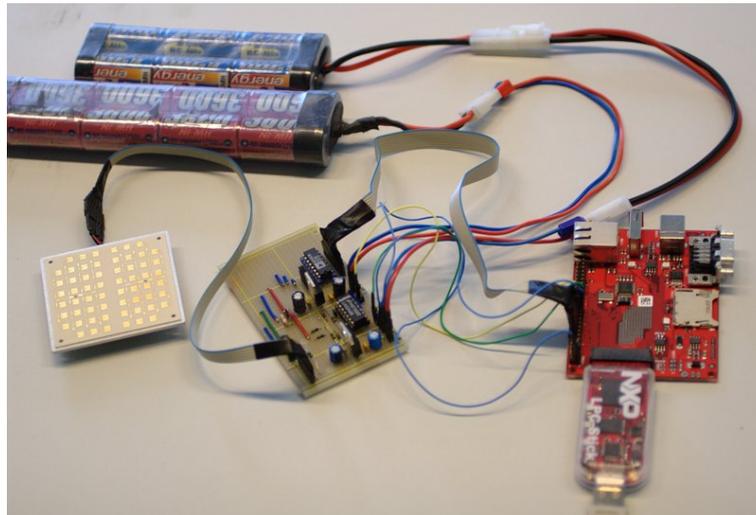


Abbildung B.1: Komponenten des Radarsystems

Die Pinbelegung der Anschlussplatine ist in Abbildung B.2 dargestellt. Die Pins für den Radarsensor stehen in Tabelle B.1.

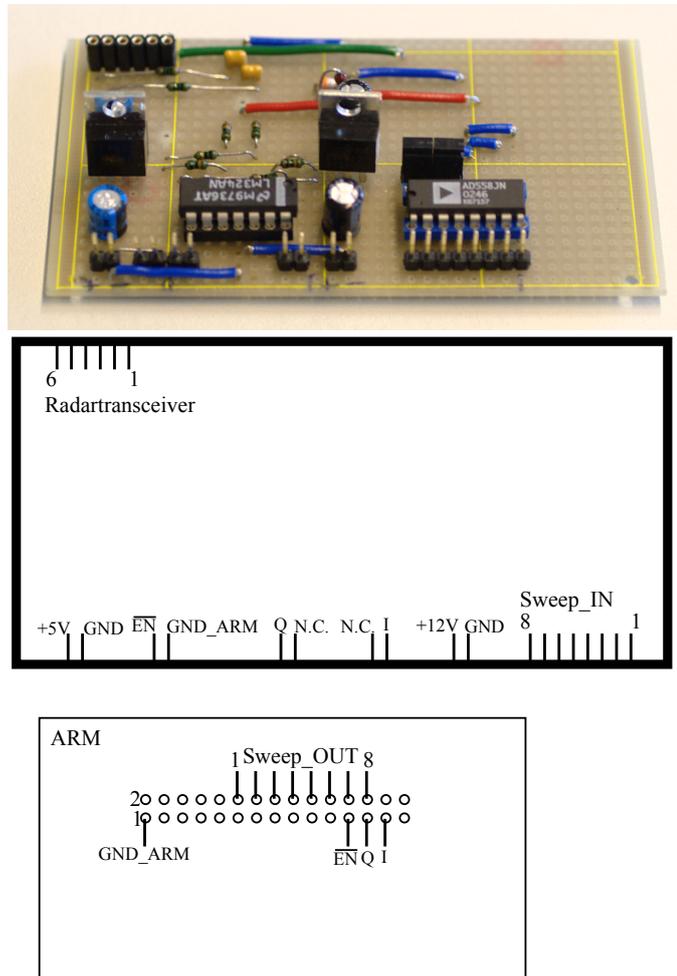


Abbildung B.2: Pinbelegung des ARM und der Ansteuerungsplatine.

Pin	Bezeichnung
1	Sweepsignal V_{tune}
2	Enable \overline{en}
3	$V_{cc} + 5V$
4	GND
5	In phase Signal I
6	Quadrature phase Signal Q

Tabelle B.1: Die Pinbelegung des Anschlusses für den Radarsensor.

Glossar

ACC *Adaptive Cruise Control* Ein System, bei dem mittels Radar der Abstand zum vorfahrenden Fahrzeug ermittelt wird und mit leichten Eingriffen in die Motorsteuerung versucht wird, den Abstand konstant zu halten. Es ist ein sich anpassender Tempomat.

Amplitudenverlauf Der Amplitudenverlauf eines Tiefpasses ist die Kurve, die beschreibt, welche Frequenzen wie stark ausgefiltert werden.

Azimut Azimut ist der horizontale Winkel.

CAN Der CAN-Bus (Controller Area Network) wurde 1983 von Bosch entwickelt, um Steuergeräte im Kfz zu vernetzen. Es handelt sich um einen asynchronen, seriellen Bussystem.

DARPA Grand Challenge Ein Wettbewerb des US Verteidigungsministeriums, bei dem autonome Fahrzeuge selbstständig eine bestimmte Strecke fahren müssen.

DFT *Diskrete Fourier Transformation* Die diskretisierte Form der FT für den Einsatz in digitalen Systemen.

Dopplereffekt Die Frequenzverschiebung, die bei jeder Art von Wellen auftritt, wenn Sender und Empfänger sich relativ zueinander bewegen, heißt Dopplerverschiebung oder Dopplereffekt. Nähern sich Sender und Empfänger, liegt die Empfangsfrequenz höher als die Sendefrequenz, entfernen sie sich, liegt die Empfangsfrequenz unter der Sendefrequenz.

Elevation Elevation ist der vertikale Winkel.

Entfernungsauflösung Der Mindestabstand, den zwei Ziele haben müssen, um sie noch trennen zu können.

FFT *Fast Fourier Transformation* Ein besonders schneller Algorithmus zur Berechnung einer DFT.

PSS *Predictive Safety System* Mittels Radar werden gefährliche Situationen, wie etwa ein Auffahrunfall, erkannt und der Fahrer gewarnt sowie die Bremse vorbereitet. Erfolgt keine Reaktion, wird der Wagen automatisch abgebremst.

Quantisierungsrauschen Die durch das Digitalisieren entstehenden Rundungsfehler werden als Quantisierungsrauschen bezeichnet.

ZF *Zwischenfrequenz* Das hochfrequente Empfangssignal wird im Mischer des Radarsensors auf das im Empfänger durchschlagende Sweepsignal aufmoduliert. Das so entstehende Signal wird ZF-Signal genannt.

Versicherung über Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung (§24 Abs.5) ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe.

Hamburg, 26. Mai 2008

Ort, Datum

Unterschrift