

Bachelorarbeit

Radarbasierte Hinderniserkennung für einen autonomen Quadrocopter

Vorgelegt von

Tim Jonas Horst

Matr.-Nr.: 1880051

Prüfer: Prof. Dr. Sergio Montenegro

Betreuende wissenschaftliche Mitarbeiter: Dipl.-Ing. Nils Gageik

Würzburg, 11.05.2015

Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit einschließlich aller beigefügter Materialien selbstständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe.

Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten oder unveröffentlichten Werken entnommen sind, sind in jedem Einzelfall unter Angabe der Quelle deutlich als solche kenntlich gemacht. Die Arbeit ist in gleicher oder ähnlicher Form noch nicht als Prüfungsarbeit eingereicht worden.

Mir ist bekannt, dass Zuwiderhandlungen gegen diese Erklärung und bewusste Täuschungen die Benotung der Arbeit mit der Note 5.0 zur Folge haben kann.

Würzburg, 11.05.2015

Vorname Nachname

Aufgabenstellung

Die Fortschritte im Bereich Sensorik und Mikrotechnik ermöglichen heutzutage den kostengünstigen Bau kleiner unbemannter Luftfahrzeuge (UAV, unmanned aerial vehicle, Drohne) wie Quadrokopter. Die Forschung und Entwicklung dieser Systeme wurde in den letzten Jahren aufgrund der vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten stark vorangetrieben. Wenngleich im Bereich UAV viel geforscht wurde, ist das Thema Autonomes Flugobjekt längst noch nicht vollständig behandelt. Insbesondere der Indoor-Betrieb ist aufgrund fehlender absoluter Positionsstützung durch GPS sowie der Kollisionsgefahr problematisch. Eine robuste Kollisionsvermeidung für autonome Flugobjekte ist daher ein höchstaktuelles Forschungsthema.

Der Aufbau eines eigenen autonomen Systems wird am Lehrstuhl Aerospace Information Technology der Uni Würzburg erforscht und erprobt (AQopterI8 Projekt). Dieses System soll sich selbstständig in unbekannten Gebäuden zu Recht finden, Hindernisse erkennen und Kollisionen vermeiden. Dabei soll das System robust gegenüber Störungen wie z.B. Rauch sein.

Das aktuelle System verwendet optische Sensoren und Ultraschall zur Abstandsmessung. Diese Sensoren haben jedoch bestimmte Schwachstellen, z.B. versagen optische Sensoren bei Rauch und Ultraschall versagt bei schallschluckenden Oberflächen wie Kleidung. Um diese Nachteile zu überwinden soll im Rahmen dieser Arbeit eine Radarsensorik zur Hinderniserkennung realisiert und in das bestehende System des Quadrocopters integriert werden. Die angedachten Radarsensoren liefern ohne geeignete Signalaufbereitung keine brauchbaren Daten.

In einer vorangegangen Arbeit wurde eine Schaltung zur Verarbeitung der Radarmessungen entworfen. Diese Schaltung ist in dieser Arbeit zu benutzen, ggf. weiterzuentwickeln und die Messungen sind mit Hilfe einer geeigneten Softwarelösung zu verarbeiten und auszuwerten. Ziel der Arbeit ist eine radarbasierte Hinderniserkennung. Ideal wäre das Bestimmen von Abständen umliegender Objekte. Ist dies nicht möglich, wäre eine Hinderniserkennung nach dem Prinzip True/False zu realisieren, die nur erkennen kann, ob eine Kollision droht oder nicht.

Die Arbeit ist ausführlich zu evaluieren und zu dokumentieren. Aufgabenstellung (Stichpunktartig):

- Integration Schaltung, Radarsensor und Mikrocontroller zur Radarmessung
- Auswertung / Filterung / Verarbeitung der Messung in Software
- Hinderniserkennung
- Integration in bestehendes System (Kommunikation, Anzeige)
- Evaluierung

Zusammenfassung

Thema dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Systems, dass mithilfe von Radartechnik die Geschwindigkeit und den Abstand von Objekten messen kann. Das Radarsystem wird für den Einsatz auf einem Quadrocopter entwickelt. Das entwickelte System soll die bisherigen Systeme zur Abstandsmessung wie Ultraschall- und Infrarotsensoren ergänzen und dadurch die Anfälligkeit gegenüber bestimmten Umwelteinflüssen verbessern.

Um an die gewünschten Informationen aus dem Ausgangssignal eines Radarsensors zu gelangen, muss das Signal zuerst analog aufbereitet und danach digital weiterverarbeitet werden. Das Hauptaugenmerk dieser Arbeit liegt auf der digitalen Verarbeitung der Signale, jedoch wird auch auf die Anpassung der Schaltung eingegangen, um die Signale des Radarsensors bestmöglich auf die digitale Weiterverarbeitung vorzubereiten.

In der Evaluierung des Systems wird gezeigt, dass das System dazu fähig ist, unter guten Bedingungen Abstände zu messen und damit Hindernisse zu erkennen. Jedoch braucht es noch einige Verbesserungen, um das System auch in Situationen einzusetzen, die nicht optimal für ein Radar sind.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Stand der Technik	3
2.1. Das FMCW-Radar	3
2.1.1. Grundlegende Arbeitsweise von Radar	3
2.1.2. Funktionsweise eines FMCW-Radars	5
2.1.3. FMCW-Radar mit Dreiecksmodulation	7
2.2. Vergleich von verschiedenen Techniken zur Hinderniserkennung	9
2.3. Bisherige Forschungsergebnisse	11
2.3.1. Radar zur Erkennung von Flugobjekten	11
2.3.2. Hinderniserkennung mit Ultraschallsensor	13
2.3.3. Bildgebendes Radar auf UAV	14
3. Konzept	16
3.1. Überblick	16
3.2. Mathematisches Konzept	17
3.2.1. Die Fourier-Transformation	17
3.2.2. Die Fast Fourier Transformation	18
3.2.3. Fensterfunktionen	20
4. Implementierung	22
4.1. Analoge- und Digitale Signalverarbeitung	22

4.1.1. DAC	23
4.1.2. Verstärkung des V_{tune} Signals	25
4.1.3. Der Radarsensor IVS-465	26
4.1.4. Filterung und Verstärkung des Radarsignals	28
4.1.5. ADC	29
4.1.6. Der Mikrocontroller	30
4.1.7. Stromversorgung	30
4.1.8. Realisierung der Schaltung	32
4.2. Software	33
4.2.1. Programmablauf	33
4.2.2. Kombination der Kanäle	34
4.2.3. Fensterfunktion	35
4.2.4. FFT	36
4.2.5. Magnitudes	37
4.2.6. Peaks erkennen	37
4.2.7. Entfernung und Geschwindigkeit	38
5. Evaluierung	40
5.1. Überblick	40
5.2. Stromverbrauch	40
5.3. Laufzeitmessung	41
5.4. Hindernismessung	42
5.4.1. Messung Metalloberfläche	42
5.4.2. Messung Turnmatten	46
6. Diskussion und Ausblick	51
6.1. Diskussion der Evaluierung	51
6.2. Ausblick	52
7. Literaturverzeichnis	53

A. Anhang

55

1. Einleitung

Durch die stetig wachsenden Fähigkeiten der Robotik steigt auch die Vielfalt ihrer Einsatzgebiete, in denen sie Menschen durch größere Kraft, höhere Geschwindigkeit, geringere Kosten ersetzt. Zusätzlich ermöglicht diese Technologie auch die Sicherheit von Menschen zu erhöhen, wenn es darum geht, gefährliche Umgebungen zu erkunden. Hier können Roboter vorausgehen, um ein Bild der Lage zu bekommen, ohne Menschenleben in Gefahr zu bringen. Dabei hilft die steigende Autonomie von fliegenden Robotern, dass Aufgaben ausführt werden können, die früher nicht möglich waren.

Mit der wachsenden Bedeutung der Robotik im Allgemeinen geht auch das wachsende Interesse an autonomen Flugobjekten im speziellen einher. Gerade Quadrocopter haben sich in den letzten Jahren als ein interessantes und vielfältiges Forschungsthema bewiesen. Ihre geringe Größe und hohe Manövrierfähigkeit machen sie zu einer interessanten Platform für viele Aufgaben.

Ein wichtiger Baustein für eine Robotikplattform ist die Sensorik. Die Vergangenheit hat gezeigt, dass neue Arten von Sensoren auch neue Anwendungsgebiete und Aufgabenfelder für die Robotik mitgebracht haben. Durch die stetig wachsende Rechenleistung von Prozessoren ist es in den letzten Jahren möglich geworden, Algorithmen zur Sensorauswertung auf immer kleineren Mikrocontrollern auszuführen. Dies führt dazu, dass Sensoren eingesetzt werden, deren hohe Anforderung an Rechenleistung für ihre Auswertung vor wenigen Jahren nicht auf einer mobilen Plattform möglich gewesen sind. Man kann nun zum Beispiel die Daten eines Radarsensors mit einer rechenaufwändigen Fourier-Transformation verarbeiten.

An der Universität Würzburg wird am Lehrstuhl VIII der Informatik im Rahmen des AQopterI8-Projektes an Quadrocoptern speziell für den Einsatz in Gefahrensituationen geforscht. Dabei ist es nötig, in Räumen und Gängen zu navigieren, ohne gegen Wände und Objekte zu stoßen. Um diese Kollisionen zu vermeiden, werden verschiedene Sensoren benötigt, mit denen der Quadrocopter seine Umgebung wahrnehmen kann. Dabei gibt es noch keine Lösung, die in allen Situationen beste Ergebnisse liefert. Somit gibt es in diesem Bereich noch viele Forschungsmöglichkeiten, neue Sensoren zu entwickeln oder bestehende Sensorsysteme zu verbessern.

Die in vielen Robotikprojekten und unter anderem auch in den Quadrocopotern des AQopterI8-Projekt eingesetzten Infrarotsensoren sind nicht geeignet für Umgebungen, in denen durch starke Rauchentwicklung die Sicht auf Hindernisse versperrt ist. Gleichzeitig sind Ultraschallsensoren, wie sie ebenfalls auf dem Quadrocopter vorhanden sind, ungeeignet in Umgebungen mit schallschluckenden Materialien, wie es zum Beispiel bei dem Vorhang eines Stoffes der Fall ist. Hier wird kein Ultraschallsignal zum Sensor zurückgeworfen, wodurch dieser keine Entfernung messen kann. In der Vergangenheit wurde bereits ein System zur Fusion der Daten beider Sensoren entwickelt. Jedoch gibt es immer noch Situationen, wo beide Sensoren fehlschlagen. Es ist daher sinnvoll, mit einem dritten Sensor Daten zu sammeln, der ebenfalls wie Ultraschall nicht mit optischen Methoden Daten sammelt. Die Daten dieses Sensors können dann ebenfalls mit in die Datenfusion aufgenommen werden. Idealerweise würde dieser Sensoren in den beschriebenen Situationen immer noch gute Messwerte liefern.

In dieser Arbeit wird ein System entwickelt, dass mithilfe von Radartechnik Geschwindigkeit und Abstand von Objekten relativ zum Sensor messen kann. Zuerst wird ein Einblick in die verwendete Radartechnik gegeben und diese mit anderen Sensortechniken verglichen. Danach wird auf den konkreten Aufbau des Systems eingegangen. Dies besteht aus einer analogen Vorverarbeitung der Signale und die darauf folgende digitale Weiterverarbeitung und Auswertung. Anschließend werden die Fähigkeiten des Systems in der Evaluierung vorgestellt. Am Ende werden noch die Ergebnisse diskutiert und auf mögliche zukünftige Verbesserungen und Weiterentwicklungen eingegangen.

2. Stand der Technik

In diesem Kapitel wird auf die Funktionsweise der Radartechnik im allgemeinen und der FMCW-Technik im Speziellen eingegangen. Danach wird diese Sensortechnik mit anderen Sensortechniken verglichen, wobei auf die verschiedenen Vor- und Nachteile eingegangen wird. Am Ende wird noch auf bereits bestehende Systeme zur Hinderniserkennung in Quadrocoptern eingegangen.

2.1. Das FMCW-Radar

Das Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) Radar stellte eine Möglichkeit dar, mit der man die Entfernung und relative Geschwindigkeit von dem Radar zu mehreren Objekten messen kann. Dabei wird die Frequenz des Radars ständig geändert d.h. frequenzmoduliert und das Radar sendet während der gesamte Zeit der Messung ein Signal aus (Dauerstrich bzw. Continuous Wave).

2.1.1. Grundlegende Arbeitsweise von Radar

Um mit einem Radar eine Messung durchzuführen, wird von einem Radarsender eine elektromagnetische Welle ausgesendet. Diese wird von einem Objekt reflektiert und somit zurückgeworfen. Ein Radarempfänger kann nun dieses reflektierte Signal empfangen. Durch die Reflektion des Signals enthält das empfangene Signal Informationen über das Objekt, an dem es reflektiert wurde.

Dies kann zum Beispiel die Laufzeit des Signals sein, also der Zeitunterschied vom Aussenden zum empfangen des Signals, aber auch Informationen wie die Stärke des empfangenen Signals, die Änderung der Frequenz des Signals oder eine Änderung der Polarisation. Die Frequenzänderung des Signals kommt unter anderem durch den Dopplereffekt zustande, der die Frequenz des Signals erhöht oder verringert, je nachdem wie groß die Relativgeschwindigkeit ist und in welche Richtung die Bewegung ist.

Eine der wichtigsten Gleichungen hierbei ist die sogenannte Radargleichung. Sie beschreibt das Verhältnis von gesendeter Radarleistung P_t zu empfanger Radarleistung P_r :

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{g^t * g^r * \sigma^2}{R^4} \quad (2.1)$$

Hierbei steh g_t für den Gewinn durch die Sendeantenne und g_r für den Gewinn der Empfangsantenne sowie σ für die effektive Reflexionsfläche, also die Fläche die senkrecht zum Sensor steht, und R für den Abstand vom Sensor zum Objekt.

Aus Formel 2.1 ergibt sich schon eines der großen Probleme der Radartechnik. Da der Abstand R hoch vier genommen wird, sinkt die empfangene Leistung sehr schnell im Vergleich zur gesendeten Leistung. Dadurch müssen die empfangenen Radarsignale sehr stark verstärkt werden, um eine Weiterverarbeitung durch einen AD-Wandler zu ermöglichen. Diese Verstärkung erzeugt jedoch wieder zusätzliche Veränderungen des Signals wie zum Beispiel Rauschen.

Ein weiteres Problem sind die hohen Frequenzen, mit der in der Radartechnik gearbeitet wird. Damit die Radarstrahlen an möglichst vielen Objekten reflektiert und diese nicht durchdringt, werden sehr hohe Frequenzen im Mikrowellenbereich, also elektromagnetische Wellen im Bereich von über 1 GHz, verwendet. Eine oft benutzte Frequenz für zivile Radarsysteme ist zum Beispiel der Frequenzbereich um 24 GHz. Diese hohen Frequenzen erfordern eine hohes Maß an Wissen über Hochfrequenztechnik. Daher wird oftmals auf vorgefertigte Module zurückgegriffen, die bereits den Hochfrequenzteil implementiert haben und nur noch ein Signal von wenigen Kilonertz ausgeben. Diese Frequenzen kann man mit konventioneller Elektronik einfach Verstär-

ken und Filtern. Somit ist es auch im Rahmen dieser Arbeit möglich Radartechnik zu verwenden. [InnoSenT, 2003, S. 7f]

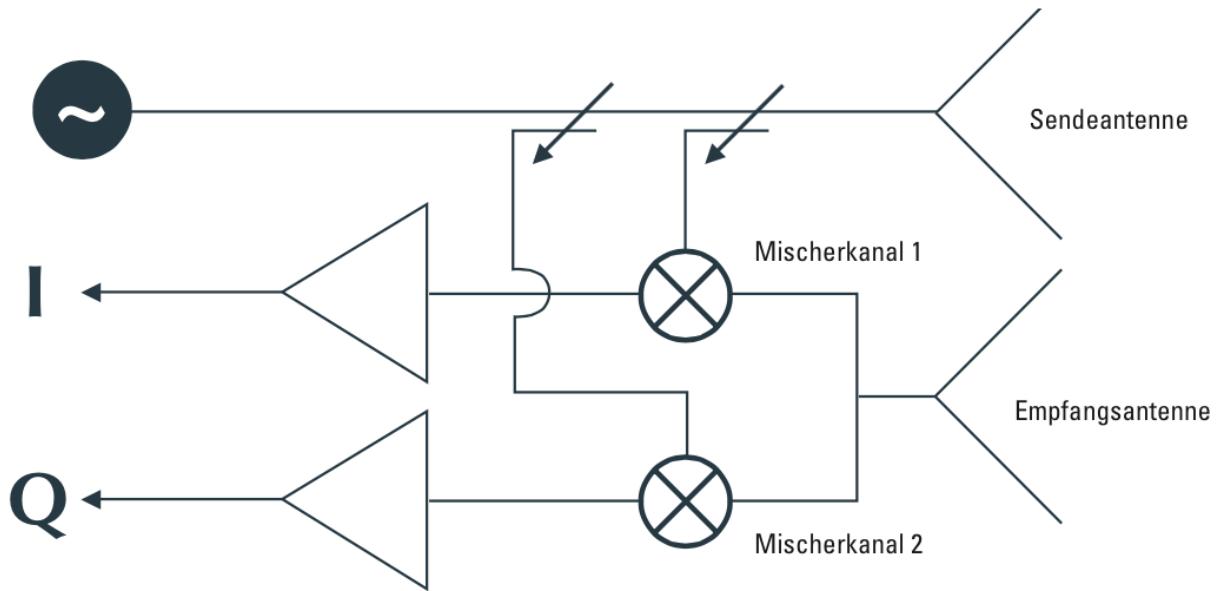


Abbildung 2.1.: Der prinzipielle interne Aufbau eines Radarsensors der Firma InnoSenT. Quelle: [InnoSenT, 2003, S. 14]

2.1.2. Funktionsweise eines FMCW-Radars

Das FMCW-Radar sendet ein Radarsignal mit sich ständig ändernder Frequenz aus. Dies bedeutet, dass das Radar frequenzmoduliert ist. Das Signal wird an einem Objekt reflektiert und wieder durch das Radar empfangen. Da das Signal dauernd seine Sendefrequenz ändert, hat sich durch die Laufzeit die Sendefrequenz des Signals ein wenig geändert. Wenn man nun die Differenz der Frequenzen von Sende- und Empfangssignal anschaut, kann man aus ihr die Signallaufzeit und damit auch die Entfernung von Signal und Objekt berechnen.

Um die Berechnungen zu vereinfachen, wird die Sendefrequenz mit einem linear ansteigenden oder abfallenden Signal moduliert. Dies kann zum Beispiel ein Sägezahnsignal oder ein Dreieckssignal sein. Da das modulierende Signal linear ist, ist die Differenzfrequenz proportional zur Entfernung des gemessenen Objektes.

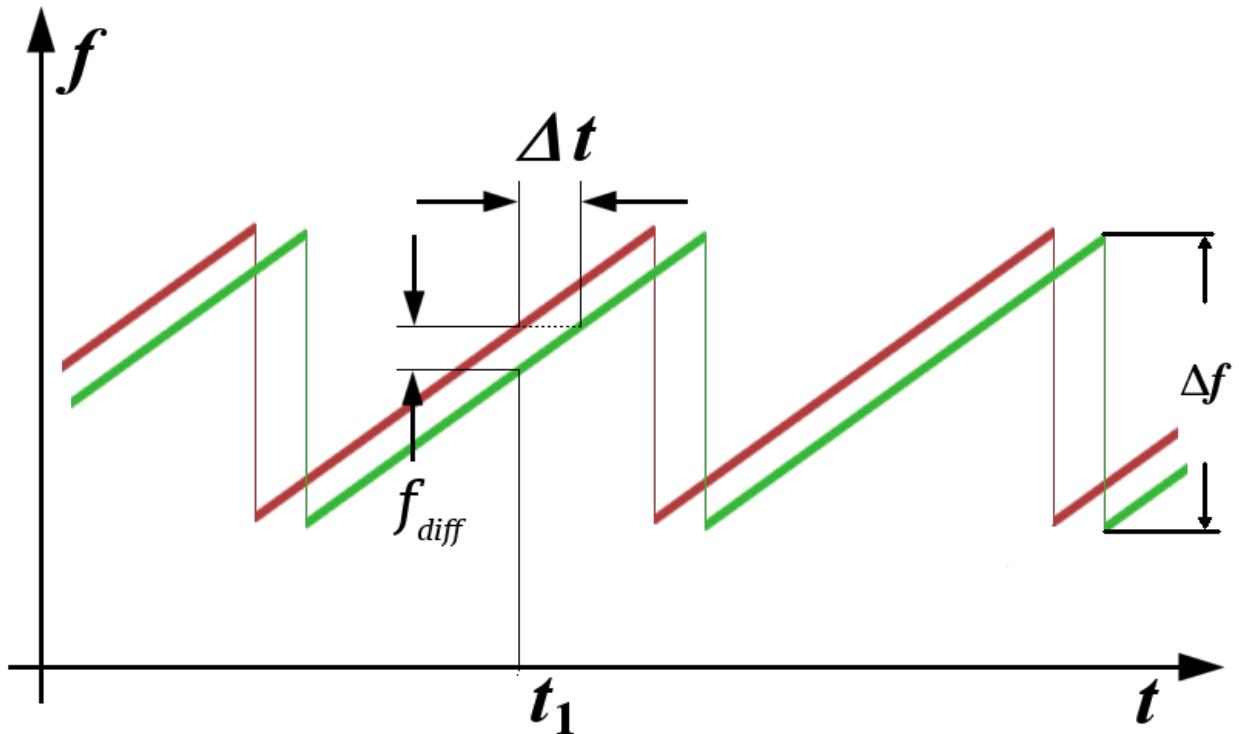


Abbildung 2.2.: Die Signallaufzeit des Radarsignals bewirkt eine Verschiebung des empfangenen Signals um Δt auf der Zeitachse, wodurch eine Differenzfrequenz f_{diff} entsteht. Quelle: Wikipedia [b]

Die Laufzeit des Radarsignals ergibt sich aus der Lichtgeschwindigkeit c und der Distanz d als Formel 2.2.

$$t = 2 * \frac{d}{c} \quad (2.2)$$

Das Radarsignal legt die Distanz d doppelt zurück, einmal auf dem Weg von dem Radarsensor zum Objekt und einmal vom Objekt zurück zum Radarsensor. Daher wird die gesamte Formel mit zwei multipliziert. Der Sender ändert seine Frequenz mit der Geschwindigkeit v_{tune} , die sich ergibt durch Formel 2.3.

$$v_{tune} = \frac{\Delta f}{T} \quad (2.3)$$

mit Δf als der Frequenzhub und T als die Periodenzeit für einen kompletten Frequenzhub. Der Frequenzhub entspricht dem Δf aus Abbildung 2.2, also der Differenz zwischen minimaler und

maximaler Sendefrequenz. Aus Formel 2.2 und Formel 2.3 ergibt sich dann die Differenz der Sende- und Empfangsfrequenz f_{diff} als Formel 2.4.

$$f_{diff} = v_{tune} * t = 2 * \frac{d * \Delta f}{c * T} \quad (2.4)$$

Man sieht, dass man aus der Differenzfrequenz f_{diff} die Distanz d berechnen kann, solang der Frequenzhub Δf und die Periodenzeit T bekannt sind, also durch Formel 2.5.

$$d = \frac{f_{diff} * c * T}{2 * \Delta f} \quad (2.5)$$

[InnoSenT, 2003, S. 11]

2.1.3. FMCW-Radar mit Dreiecksmodulation

Das FMCW-Radar mit Sägezahnmodulation kann man dann verwenden, wenn sich der Sender/Empfänger und das gemessene Objekt nicht relativ zueinander bewegen. Sobald eine Bewegung hinzukommt, entsteht eine Dopplerfrequenz, die sich auf die Differenzfrequenz addiert. Dadurch ist nicht mehr eine eindeutige Bestimmung der Entfernung möglich, solange die Geschwindigkeit zwischen Sender/Empfänger und dem gemessenen Objekt nicht bekannt ist. Dieses Problem stellt ein Gleichungssystem mit zwei Unbekannten dar, wodurch ebenfalls zwei Parameter gebraucht werden, um das Gleichungssystem zu lösen. Bei der FMCW-Variante mit Sägezahn gibt es jedoch nur einen Parameter, nämlich die Differenzfrequenz f_{diff}

Dieses Problem kann man lösen, indem man das FMCW-Radar mit einem Dreiecksmodulation betreibt. Hier tritt bei steigender Flanke die Differenzfrequenz f_{diff1} auf und bei fallender Flanke die Differenzfrequenz f_{diff2} . Die Dopplerfrequenz addiert sich auch hierbei auf beide Frequenzen. Jedoch ist die Differenzfrequenz, die aus der Zeitverschiebung durch die Laufzeit entsteht, bei steigender Flanke positiv und bei fallender Flanke negativ. Dies sieht man in Abbildung 2.3 in dem graufarbigen Frequenzverlauf, der nur von der Entfernung abhängig ist. Sie stellt eine

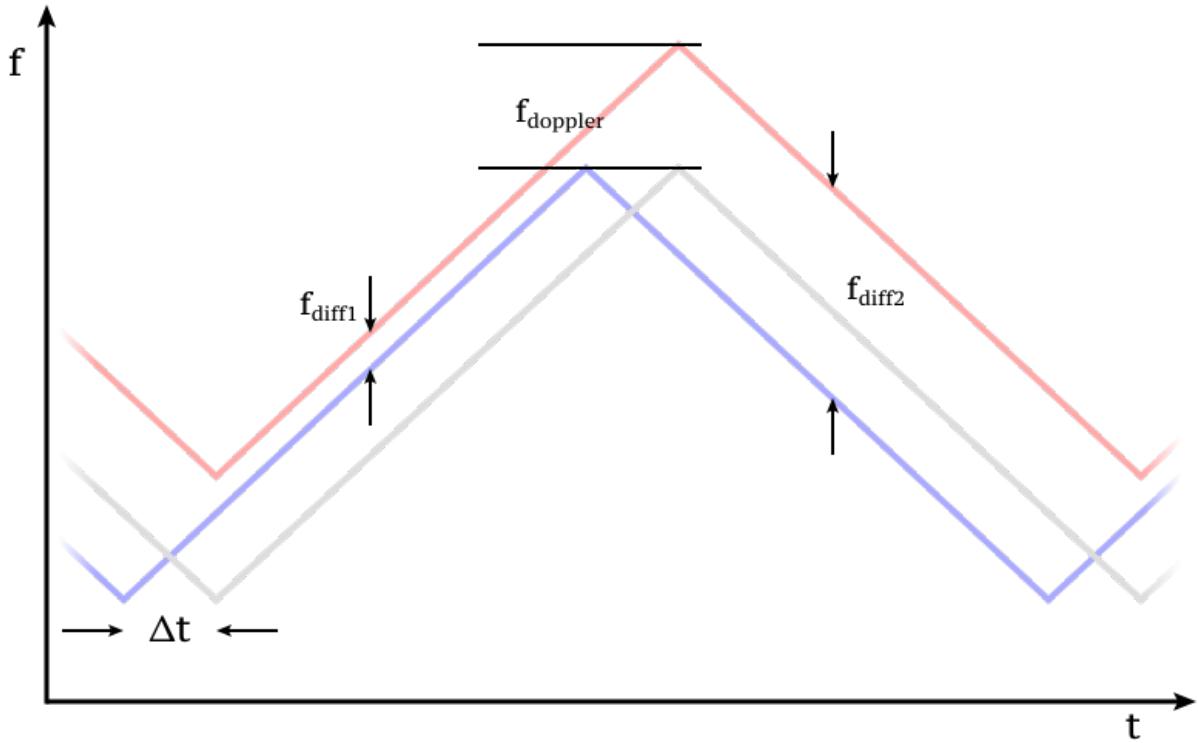


Abbildung 2.3.: Durch die Dopplerverschiebung kommt es zusätzlich noch zu einer Verschiebung des Signals um $f_{doppler}$. Jedoch können bei einer Sägezahnmodulation f_{diff1} und f_{diff2} gemessen werden. Quelle: Wikipedia [c]

zeitliche Verschiebung der Sendefrequenz in blau dar. Darauf wird die Dopplerfrequenz $f_{doppler}$ addiert, was also eine Verschiebung auf der Frequenzachse darstellt, wodurch am Empfänger der rote Frequenzverlauf entsteht.

Für die Differenzfrequenz bei steigender Flanke f_{diff1} gilt Formel 2.6.

$$f_{diff1} = |f_{doppler} - f_{diff}|, \quad (2.6)$$

wobei f_{diff} die Frequenzverschiebung durch die Distanz darstellt und $f_{doppler}$ die Frequenzverschiebung durch den Dopplereffekt. Analog dazu gilt für f_{diff2} Formel 2.7.

$$f_{diff2} = |f_{doppler} + f_{diff}| \quad (2.7)$$

Wir interessieren uns jedoch für die Dopplerfrequenz $f_{doppler}$ um die relative Geschwindigkeit zwischen dem Radar und dem Objekt zu berechnen und die reine Differenzfrequenz f_{diff} um den Abstand zwischen dem Radar und dem Objekt zu berechnen. Dies erreichen wir einmal durch Addition von Formel 2.6 und Formel 2.7 als Formel 2.8

$$\begin{aligned} f_{diff1} + f_{diff2} &= f_{doppler} + f_{diff} + f_{doppler} - f_{diff} \\ f_{doppler} &= \frac{|f_{diff1} + f_{diff2}|}{2} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Analog dazu erhält man durch Subtraktion von Formel 2.6 und Formel 2.7 die Formel 2.9

$$\begin{aligned} f_{diff1} - f_{diff2} &= f_{doppler} + f_{diff} - f_{doppler} + f_{diff} \\ f_{diff} &= \frac{|f_{diff1} - f_{diff2}|}{2} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Nun kann man durch Einsetzen in Formel 2.5 die Distanz berechnen als Formel 2.10

$$d = \frac{|f_{diff1} - f_{diff2}| * c * T}{4 * \Delta f} \quad (2.10)$$

Ebenfalls kann die Geschwindigkeit berechnet werden durch das Einsetzen von Gleichung 2.8 in die Dopplergleichung als

$$v = \frac{f_{diff1} + f_{diff2} * c}{4 * f_0} \quad (2.11)$$

mit f_0 als die Grundfrequenz. Hierbei wird als Vereinfachung die Frequenz als konstant angenommen. [InnoSenT, 2003, S. 13]

2.2. Vergleich von verschiedenen Techniken zur Hinderniserkennung

Die bisher auf Quadrocoptern eingesetzten Infrarot- und Ultraschallsensoren haben den Vorteil, dass sie keine zusätzliche Signalverarbeitung benötigen. Sie benötigen keine extra Schaltung und

können meist direkt über eine serielle Schnittstelle oder einen analogen Kanal an einen Mikrocontroller angeschlossen werden. Jedoch haben diese Sensoren auch einige Nachteile. Die Infrarotsensoren benötigen freie Sicht auf Hindernisse, um die Entfernung zu diesen zu messen. Sobald die Luft zu staubig wird oder zu viel Rauch in der Luft enthalten ist, werden die Infrarotstrahlen zu sehr durch die Luft gefiltert, um noch eine Messung mit ihnen durchführen zu können. Zusätzlich können die Infrarotstrahlen von bestimmten Oberflächen geschluckt werden oder es wird nur sehr wenig zurückgestrahlt. Es besteht außerdem ein Problem mit der Reichweite, da schon ab einigen Metern der Sensor das reflektierte Signal nicht mehr erkennen kann.

Ultraschallsensoren können auch bei schlechter Sicht eingesetzt werden. Sie haben aber auch Probleme mit Oberflächen, die Ultraschall schlucken. Dies ist zum Beispiel der Fall bei Stoffen auf Sofas oder in Gardinen. Da der Quadrocopter besonders für den Einsatz in Gebäuden optimiert werden soll, stellte dies ein Problem zur zuverlässigen Erkennung von Hindernissen dar. Ebenfalls haben Ultraschallsensoren ähnlich wie Infrarotsensoren eine begrenzte Reichweite, da das Ultraschallsignal schon nach einigen Metern zu schwach wird um seine Reflexion zuverlässig zu erkennen.

Sensoren auf Basis von Kameras, die mithilfe von Unterschieden in den Bildern zweier Kameras Abstandsinformationen gewinnen, unterliegen ähnlichen Beschränkungen in Hinsicht auf die Klarheit der Luft wie die Infrarotsensoren. Zusätzlich ist die Auswertung der Kamerabilder sehr rechenaufwändig, was den Einsatz auf einem Quadrocopter schwierig macht. Außerdem kann es durch Umwelteinflüsse wie Gegenlicht schnell zu einer Situation kommen, in der die Kameras kein brauchbares Bild mehr liefern können. Jedoch hat diese Technik zum Vorteil, dass sie den Abstand über einen weiten Bereich messen kann, da nicht aktiv Signale ausgesendet werden. Zudem kann dieses System durch Verfolgung von Objekten über mehrere Bilder deren Geschwindigkeit unabhängig voneinander ermitteln.

Die Radartechnik hat zum Vorteil, dass sie auch bei schlechter Sicht arbeiten kann, da Radarwellen Staub und Rauch durchdringen kann. Ein Schutz des Sensors vor Schmutz und Wasser ist einfach möglich, da Radar Plastik durchstrahlt, wodurch man eine Abdeckung über den Sensor

befestigen kann. Dies ist jedoch auch einer der Nachteile der Radartechnik. Da für Radarstrahlen Objekte aus Plastik durchsichtig erscheinen, können diese nicht erkannt werden, da sie keine Radarstrahlen zurückwerfen. Auch ist der Rechenaufwand zur Auswertung der Radarsignale im Vergleich zu Ultraschall oder Infrarot relativ hoch. Zudem braucht der Sensor noch zusätzlich eine Schaltung, um das Signal des Sensors zu filtern und zu verstärken.

Hier ist noch einmal eine Auflistung der Vor- und Nachteile verschiedener Techniken:

	Vorteile	Nachteile
Infrarot	<ul style="list-style-type: none"> • Geringer Stromverbrauch • Preisgünstig 	<ul style="list-style-type: none"> • Kompliziertes Linsensystem • Probleme bei Rauch, Staub • Begrenzte Reichweite
Ultraschall	<ul style="list-style-type: none"> • Preisgünstig • Entfernungsinformationen 	<ul style="list-style-type: none"> • Benötigt Kontakt mit Luft • Geringe Reichweite • Probleme bei schalldämpfenden Materialien(Gardine)
Stereokamera	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Auflösung • Hohe Reichweite • Geschwindigkeitsinformation, aber nur über Bildfolgen 	<ul style="list-style-type: none"> • Hoher Aufwand für Signalverarbeitung • Empfindlich gegen Umwelteinflüsse (verdreckte Linse, Gegenlicht)
Radar	<ul style="list-style-type: none"> • Geschwindigkeits- und Entfernungsinformationen • Hohe Reichweite • Allwettertauglich 	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe Auflösung benötigt hohe Bandbreite • Mittlere Kosten • aufwändige Schaltung zur Signalaufbereitung • kann Materialien durchstrahlen (Kunststoff, Büsche)

Tabelle 2.1.: Vor- und Nachteile verschiedener Systeme zur Hinderniserkennung

2.3. Bisherige Forschungsergebnisse

2.3.1. Radar zur Erkennung von Flugobjekten

Moses et al. [2011] stellen in ihrem Artikel „Radar-Based Detection and Identification for Miniature Air Vehicles“ ein Radarsystem vor, das zur Erkennung und Identifikation von anderen Flugobjekten entwickelt wurde. Mit der Information soll das Unmanned Aerial Vehicle (UAV) fä-

hig sein, einem entgegenkommenden Flugobjekt ausweichen zu können. Das Radar kann jedoch in dieser Form nicht den Abstand zu dem Flugobjekt bestimmen. Als Beispiel für eine Einsatzplattform wird ein Modellhubschrauber mit 710mm Motordurchmesser genannt.

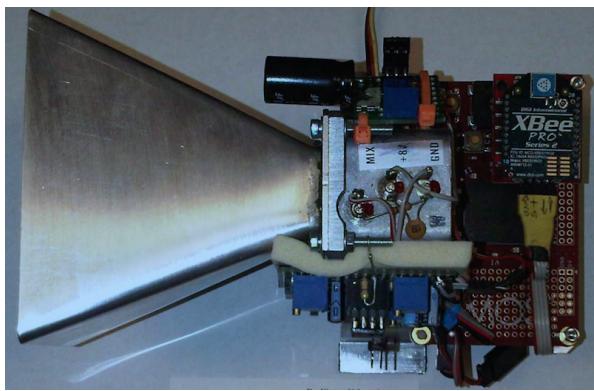


Abbildung 2.4.: Das von Alistair Moses et al entwickelte Radarsystem. Quelle: Moses et al. [2011]

Das Radarsystem arbeitet im X-Band mit einer Frequenz von 10,5 GHz und wird als Continuous Wave (CW) Radar eingesetzt. Dieses Radar benutzt den Dopplereffekt, um anhand der Frequenzverschiebung durch die Geschwindigkeit der sich annähernder Flugobjekte diese Flugobjekte zu erkennen. Weiterhin untersuchen die Autoren die charakteristischen Dopplerfrequenzen von verschiedenen

Flugobjekten.

Durch die Reflexion der Radarstrahlen an sich verschieden Objekten des Flugobjekts, die sich unterschiedlich schnell bewegen, strahlt jede Klasse von Flugobjekten eine spezifische Spektrum der Dopplerfrequenz aus. So hat beispielsweise der Hauptrotor eines Hubschraubers eine andere Geschwindigkeit und eine andere Reflexionsfläche als der Heckrotor. Somit gibt der Hubschrauber ein charakteristisches Dopplerspektrum aus, dass ihn eindeutig identifiziert. Die Autoren können unter Laborbedingungen zeigen, dass es so möglich ist, zwischen mehreren gleichzeitig sich in der Luft befindenden Flugobjekten zu unterscheiden. Weiterhin wird die Möglichkeit beschrieben, dass das System bei Erkennen eines Flugobjektes auf die FMCW-Technik umstellt, um dessen Entfernung zu bestimmen und damit weitere Entscheidungen treffen zu können.

Das Radarsystem ist jedoch nur bedingt auf einem Quadrocopter einsetzbar. Zum einen ist es durch das Gewicht beschränkt, da mit einer Masse von 230 Gramm nicht mehrere dieser Radarsysteme von einem Quadrocopter getragen werden können. Durch den Einsatz einer Hornantenne ist das System mit 15,5x10x9 cm auch relativ groß. Zudem ist die Leistungsaufnahme mit 4,5 Watt im Vergleich zu anderen Sensoren hoch.

2.3.2. Hinderniserkennung mit Ultraschallsensor

In dem Paper „Obstacle detection and collision avoidance using ultrasonic distance sensors for an autonomous quadrocopter“ stellen Gageik et al. [2012] ein System vor, dass Hindernisse erkennt und diesen dann auch ausweichen kann. Die Hinderniserkennung erfolgt über 12 Ultraschallsensoren, die kreisförmig an den Quadrocopter angebracht sind. Durch den Messbereich von 55° überlappen sich die Messbereiche der benachbarten Ultraschallsensoren. Wenn ein Hindernis in der Mitte zwischen zwei Sensor liegt können beide Sensoren das Hindernis sehen. Durch diese Information kann die Lage des Hindernisses genauer bestimmt werden.

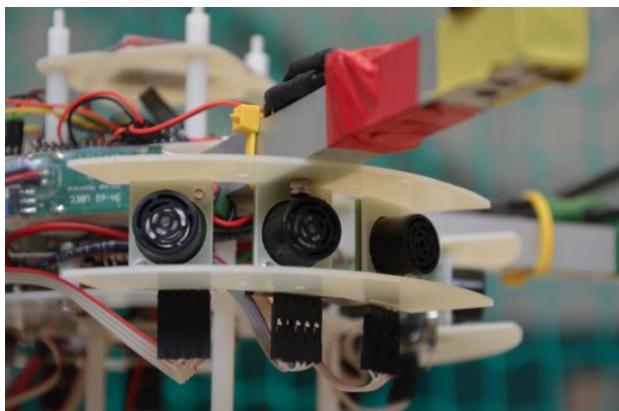


Abbildung 2.5.: Die am Quadrocopter befestigten Ultraschallsensoren. Quelle: Gageik et al. [2012]

Um den Hindernissen auszuweichen, unterscheidet der Quadrocopter unter drei Zuständen. Im ersten Zustand ist der Quadrocopter weit genug vom Hindernis entfernt und bleibt auf seiner Flugbahn. Im zweiten Zustand ist er dem Hindernis näher und versucht aktiv den Winkel zwischen seiner Flugbahn und dem Hindernis zu kontrollieren, um die Geschwindigkeit der Annäherung zu verlangsamen. Im dritten Zustand ist der Quadrocopter dem Hindernis gefährlich nah und versucht mit Hilfe eines PID-Reglers den Abstand zum Hindernissen zu kontrollieren.

Mit diesem System ist es den Autoren möglich gewesen, den Abstand zu Hindernissen bis auf Zentimeter genau zu messen, Voraussetzung hierfür ist jedoch, dass die Oberfläche des Hindernisses aus einem Material besteht, dass Ultraschall gut reflektiert. Außerdem müssen die Hindernisse möglichst senkrecht zu den Sensoren stehen, um möglichst viel Ultraschall zurückzuwerfen. Bei einem weiteren Test wurde gezeigt, dass das entwickelte System fähig ist, einen konstanten Abstand zu einem sich bewegenden Hindernis zu halten.

Die Autoren merken an, dass das von ihnen entwickelte System Probleme mit Hindernissen in größerer Entfernung oder mit für Ultraschall schluckenden Oberflächeneigenschaften hat. Es wäre daher gut, die Daten des Ultraschalls mit den Daten anderer Sensoren zu fusionieren, um genauere und verlässlichere Daten für die Hinderniserkennung und Kollisionsvermeidung zu erhalten.

2.3.3. Bildgebendes Radar auf UAV

Von Zaugg et al. [2006] wird ein von Studenten der Brigham Young entwickeltes Synthetic Aperture Radar (SAR) vorgestellt. SAR ist ein bildgebendes Radarverfahren, dass durch die 2D-Bewegung und die Kenntnis der genauen Position des Radars ein Bild der mit dem Radar überstrichenen Oberfläche machen kann. Durch die Eigenbewegung des Radars ändert sich der Blickwinkel des Radars auf Objekten, die sich auf der Oberfläche befinden, ständig. Mit dieser Änderung verändert sich auch die Phase und Intensität der rückgestrahlten Radarsignale. Aus diesen Informationen kann dann ein Bild berechnet werden.

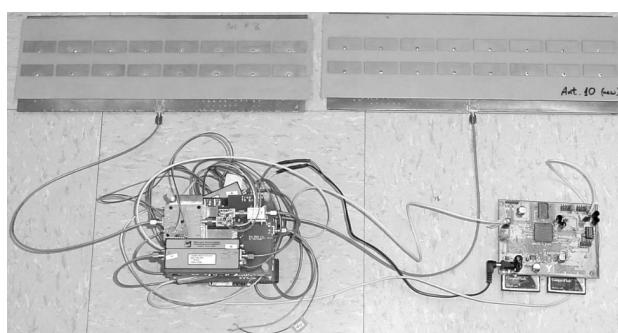


Abbildung 2.6.: Das von Zaugg et al entwickelte SAR.
Quelle: Zaugg et al. [2006]

möglich. Die Sendefrequenz beträgt 5,56 GHz.

Das Radar wurde mit dem Ziel entwickelt, auf einem UAV mit 1,8 Meter Spannweite einsetzbar zu sein. Dies ermöglicht, das Radar regelmäßig über Landschaften fliegen zu lassen, um diese zu untersuchen. Das UAV fliegt dabei bei ca. 300 m Flughöhe. Es wird eine FMCW-Modulation des Radars benutzt, was eine einfache Aufbau des Radarfrontend er-

Mit dem Radar ist es möglich, Oberflächen bis auf 1,875 Meter Genauigkeit abzubilden. Ein Test auf einem Flugzeug über dem Atlantischen Ozean hat gezeigt, dass es mit dem Radar möglich

ist, auf dem Meer treibende Eisschollen zu erkennen und dessen Struktur auszumachen. Auch auf Land sind Strukturen wie Gebäude, die einen großen Metallanteil haben, gut zu erkennen.

Der Einsatz des SAR Radar auf kleineren Plattformen wird durch die beiden ca. 30 cm großen Antennen und das Gewicht von 2 kg verhindert. Ebenfalls sind die unstabilen Flugeigenschaften von kleineren Flugobjekten ungünstig, da der Algorithmus eine möglichst konstante Geschwindigkeit des Radars benötigt. Außerdem ist die Leistungsaufnahme des Systems mit 18 Watt hoch.

3. Konzept

3.1. Überblick

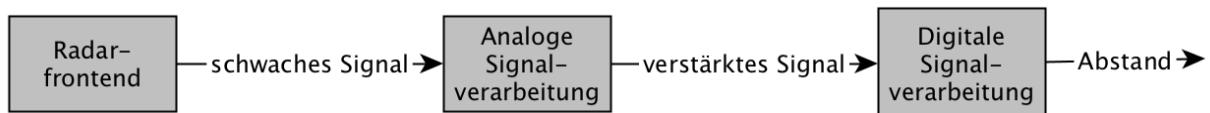


Abbildung 3.1.: Verarbeitungsstufen des Radarsignals

Um die bisherige Hinderniserkennung von Quadrocoptern zu verbessern und die Nachteile der bestehenden Systeme, wie sie in Kapitel 2.2 beschrieben werden, zu umgehen, wird in dieser Arbeit Radartechnik eingesetzt. Damit soll erreicht werden, dass der Quadrocopter auch bei schwierigen Sichtverhältnissen Abstand zu Objekten halten und zusätzlich seine relative Geschwindigkeit messen kann. Dabei wird das Radar nicht als alleiniger Sensor verwendet werden, sondern in eine Sensordatenfusion eingehen, um für eine Hinderniserkennung und -vermeidung, wie z.B. in Kapitel 2.3.2 beschrieben wurde, genutzt zu werden.

Um diese Ziele zu verwirklichen, wird auf ein Radar mit FMCW-Technik zurückgegriffen, wie in Kapitel 2.1 beschrieben. Dabei wird eine Dreiecksmodulation verwendet, um Fehler durch den Dopplereffekt zu eliminieren und zusätzlich eine Geschwindigkeitsinformation zu gewinnen. Die Auswertung der Daten des Radarsensors stellen jedoch hohe Anforderung an die Rechenleistung des auswertenden Mikrocontrollers.

Wie in Abbildung 3.1 zu sehen ist, wird das von dem Radar ausgegebene Signal zunächst durch eine analoge Schaltung verstärkt und gefiltert. Im nächsten Schritt wird das Signal dann digitalisiert.

Aus dem digitalisierten Signal kann dann ein Prozessor mithilfe von Fourier-Transformationen und anderen Algorithmen die gewünschten Entferungs- und Geschwindigkeitsinformationen berechnen. Mit dieser Entferungs- und Geschwindigkeitsinformation ist dann eine Erkennung von Hindernissen möglich.

Durch die hohe benötigte Rechenleistung muss besonders auf den Ablauf und Kontrollfluss des Programmes sowie auf die mathematischen Konzepte geachtet werden. Dies ist nötig, um die Rechenleistung so klein wie möglich zu halten, wodurch eine Auswertung der Radarsensoren durch Mikrocontroller erst möglich wird.

3.2. Mathematisches Konzept

3.2.1. Die Fourier-Transformation

Um mit den in Kapitel 2.1 beschriebenen Formeln den Abstand und die Geschwindigkeit von Objekten zu berechnen, müssen die vom Radarsensor generierten Frequenzen bestimmt werden, die in dem Signal der Radarsensoren vorhanden sind. Daher müssen die eingelesenen Daten, die im Zeitbereich vorhanden sind, in den Frequenzbereich überführt werden. Hierfür wird die Fourier-Transformation benutzt. Sie kann eine Funktion $f(t)$ in den Frequenzbereich $F(f)$ überführen, indem die Integration

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-i2\pi ft} dt \quad (3.1)$$

durchgeführt wird. Das Problem hierbei ist, dass mit dieser Form der Fourier-Transformation keine diskreten Daten transformiert werden können. Man kann damit zwar Funktionen über die Zeit in den Frequenzbereich überführen, jedoch werden bei der Auswertung von Radarsignalen durch einen Mikrocontroller die Daten des Radarsignals gesampelt, dass heißt es wird in regelmäßigen Zeitabständen eine Messung durchgeführt. Dadurch stellen die Daten keine kontinuierliche Funktion dar, sondern diskrete Daten, also eine Reihe von Zahlen. Um diese Daten trotzdem in den Frequenzbereich zu übertragen wird die Fast Fourier Transformation (FFT) benutzt, die ein

schnelles Verfahren darstellt um mit diskreten Daten eine Fourier-Transformation durchzuführen.[Kaiserslautern]

3.2.2. Die Fast Fourier Transformation

Die Fast Fourier Transformation oder FFT ist eine spezielle Form der diskreten Fourier Transformation. Durch sie kann ein digitalisiertes Signal, also ein Signal, das durch ein AD-Wandler gesampelt und diskreditiert wurde, in seine entsprechende Fourier-Transformierte überführt werden.

Der FFT-Algorithmus arbeitet mit dem Prinzip des Teilen und Herrschen. Er teilt das Problem in kleinere Teilprobleme auf, die damit einfacher zu berechnen sind. Dies geschieht durch eine Aufteilung der Daten in einem Array in zwei Arrays der halben Größe, wobei Daten mit geradem Index in das erste Array fallen und Daten mit ungeradem Index in das zweite Array. Nun kann eine FFT auf den beiden neuen Arrays durchgeführt werden. Dieses Aufteilen in kleinere FFTs geschieht so lange bis die FFTs nur noch über Arrays mit einem Datenpunkt, also der Länge eins, durchgeführt werden.

Die diskrete Fourier Transformation von nur einer Zahl ist die Zahl selber. So kann in diesem Basisfall die Zahl selber wieder als ihre Fourier-Transformierte zurückgegeben werden. Dadurch muss nun der Algorithmus nur noch die einzelnen Fourier-Transformationen wieder zusammenfügen, den Rekursionsbaum also wieder rückwärts gehen. Der Algorithmus kann nur dann funktionieren, wenn in jedem Basisfall nur noch ein Datenpunkt in die FFT eingeht. Dies passiert nur dann, wenn die Anzahl der Datenpunkte stets ein 2^n ist(mit $n \in \mathbb{N}$).

In Abbildung 3.2 sieht man das Schrittweise verrechnen der Zahlen. Dabei werden zuerst jeweils zwei Nachbarn miteinander verrechnet, im nächsten Schritt jeweils vier Nachbarn und am Ende alle Zahlen miteinander. Durch das oben beschriebene aufteilen in Zahlen mit geraden und ungeraden Index sind hier alle Zahlen mit geradem Index in der oberen Hälfte und alle Zahlen mit ungeradem Index in der unteren Hälfte.

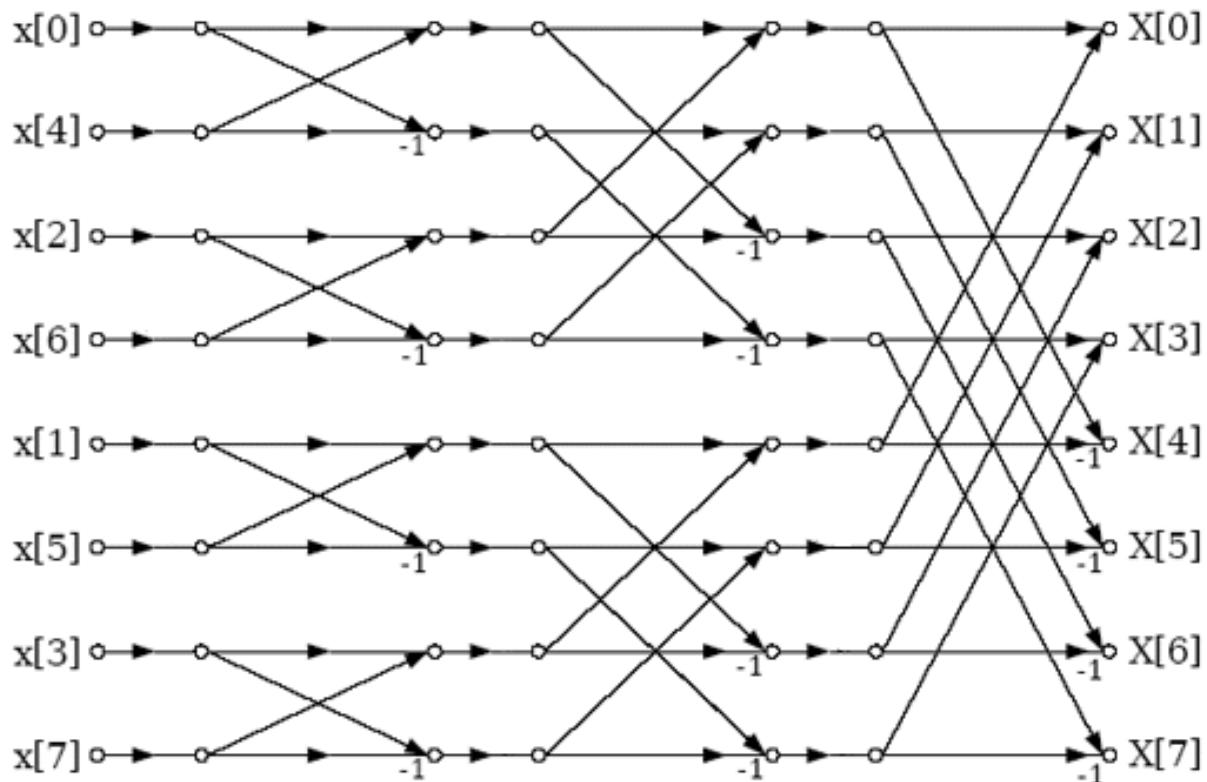


Abbildung 3.2.: Das schrittweise Zusammenfügen von Fourier-Transformationen. Quelle: CNX

Der Rechenaufwand für eine FFT kann noch zusätzlich gesenkt werden, wenn man anstatt einen Radix-2-Algorithmus(also mit 2^n Datenpunkten) ein Radix-4-, Radix-8-, usw. Algorithmus verwendet die jeweils 4^n , 8^n usw. Datenpunkte enthalten. Hierbei kann die Tiefe des Rekursionsbaumes gesenkt werden, indem bei jedem Schritt nicht in zwei rekursive Aufrufe geteilt wird, sondern in 4, 8, usw. Aufrufe.

Bei Implementationen des FFT-Algorithmus in der Praxis wird darauf verzichtet, rekursiv die FFT-Funktion aufzurufen. Vielmehr wird hier zuerst berechnet, welche Zahl mit welcher anderen Zahl in den rekursiven Aufrufen verrechnet werden würde, was daraufhin manuell ohne rekursiven Aufruf passiert. Man spart sich hierdurch eine Vielzahl an Funktionsaufrufe, die große Overheadkosten, durch Sicherung der Register auf dem Stack, zur Folge hätten. [Flensburg]

3.2.3. Fensterfunktionen

Ein Problem bei der Verarbeitung von Daten mithilfe eines FFTs ist eine der grundlegenden Annahmen der FFT-Technik. Man nimmt an, dass man das Signal, das durch diese Daten repräsentiert wird, ewig fortsetzen kann. Das bedeutet, dass der FFT-Algorithmus annimmt, dass er nach dem Ende des durch die Daten repräsentierten Signal das Signal einfach fortsetzen könnte, indem er das Signal immer wieder neu hinten anhängt. Somit kann der Algorithmus das Signal als unendlich annehmen, was erst eine Fourier-Transformation ermöglicht.

Probleme treten nun auf, wenn das Signal am Anfang und am Ende nicht den gleichen Pegel haben. Es entstehen Sprünge im Signal, welche sich in Verfälschung der Fourier-Transformierten bemerkbar machen. Die Fourier-Transformierte eines Signals ist nicht mehr scharf sichtbar, sondern wird verwischt, was zu Problemen bei der eindeutigen Analyse des Signals führt.

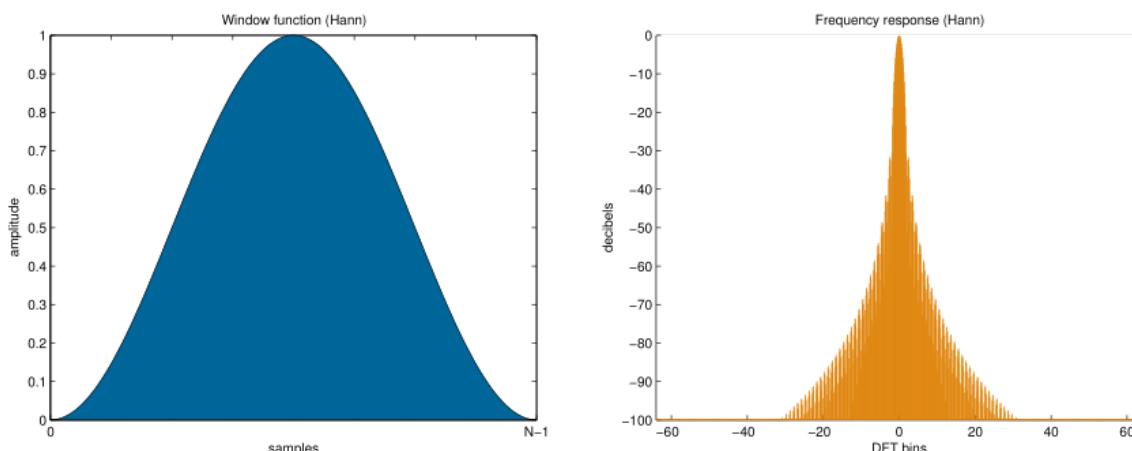


Abbildung 3.3.: Das Von-Hann-Fenster als Beispiel einer Fensterfunktion (links) und die Verfälschung durch die Fensterfunktion im Frequenzbereich (rechts). Quelle: Wikipedia [a]

Um dem Vorzubeugen, wird das Datenarray vor der Verarbeitung mit der FFT-Funktion mit einer sogenannten Fensterfunktion multipliziert. Diese Funktion steigt von null an den Rändern langsam zu eins in der Mitte hin an (siehe Abbildung 3.3). Dies bewirkt, dass das Anfangs- und Endstück sich auf dem gleichen Pegel, nämlich null befinden. Das Ziel einer guten Fensterfunktion ist es, die resultierende Fourier-Transformation soweit wie möglich nicht zu verfälschen, aber dennoch gute Ausblendeigenschaften an den Rändern aufzuweisen. Eine gute Ausblendeigen-

schaft bedeutet, dass sich der Anfang und das Ende des Signals so weit wie möglich annähern.

[Kiel]

4. Implementierung

4.1. Analoge und Digitale Signalverarbeitung

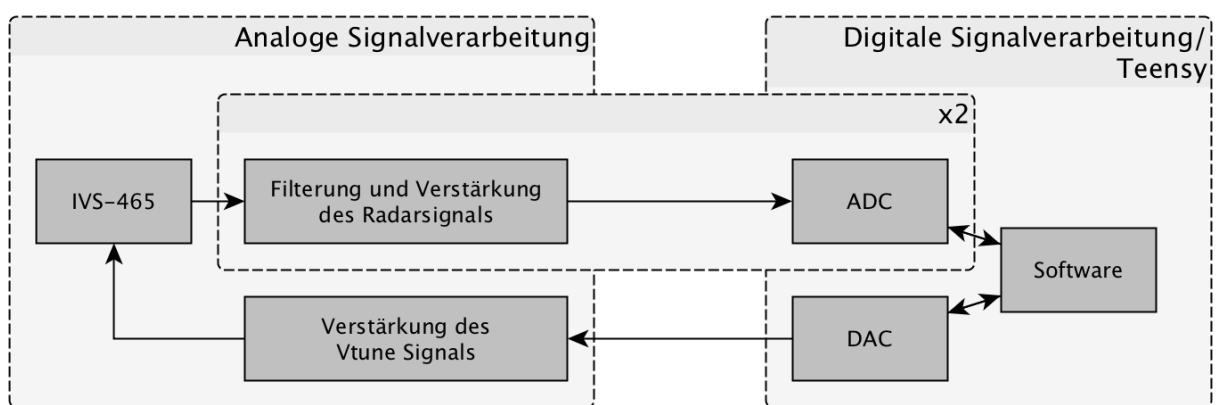


Abbildung 4.1.: Übersicht über Verarbeitung der Signale mithilfe von analoger und digitaler Hardware

Der Digital Analog Converter (DAC) generiert das in Kapitel 2.1.3 beschriebene Dreieckssignal zur Modulation der Radarstrahlen. Dieses Signal wird verstärkt und liegt dann am V_{tune} -Eingang des Radarsensors IVS-465 an. Der Radarsensor sendet und empfängt die Radarsignale wie in Kapitel 2.1 beschrieben. Anschließend gibt er das Differenzsignal an seinem I- und Q-Ausgang aus. Nun müssen beide Signale verstärkt und gefiltert werden. Anschließend wird jedes Signal jeweils von einem ADC eingelesen und anschließend von dem Prozessor weiterverarbeitet.

4.1.1. DAC

Um den Radarsensor als ein FMCW-Radar betreiben zu können, muss der V_{tune} Eingang des IVS-465 mit einem Dreieckssignal angesteuert werden. Laut Datenblatt muss dieses Signal mindestens 0,5 Volt Spannung haben. Da ein Frequenzhub von 250 MHz generiert werden soll und die Ausgangsfrequenz des Radarsensors sich um 50 MHz pro Volt Änderung an V_{tune} ändert, muss V_{tune} mit einem Dreieckssignal zwischen 0,5 und 5,5 Volt angesprochen werden. Der Einfachheit halber wird ein Dreieckssignal zwischen 1 Volt und 6 Volt generiert. Der DAC des MK20 kann jedoch nur eine Spannung von 3,3 Volt maximal ausgeben. Daher muss das ausgegebene Signal des MK20 noch mithilfe eines Operationsverstärker multipliziert werden, um das Signal in den gewünschten Spannungsbereich zu bringen.

Das Dreieckssignal muss stets mit dem Einlesen der Signale durch die ADCs synchronisiert werden. Daher wird die Ausgabe von neuen Werten über den Programable Delay Block (PDB) gesteuert. Dieser gibt mit einer Frequenz von 300 kHz ein Signal an den DMA-Kanal, der dann den nächsten Wert aus dem Speicher liest und ihn in den DAC schreibt. Um eine Frequenz des Dreieckssignals von 500Hz zu erreichen, besteht ein Dreieck aus insgesamt 600 Werten, wobei 300 Werte lang die Spannung steigt und 300 Werte lang die Spannung fällt. Die Werte werden vorberechnet und liegen in einem statischen Array im Speicher. So kann der Speicher wie ein Ringspeicher gelesen werden, dass heißt, sobald der letzte Wert gelesen wird, springt der Lesezähler des DMAs wieder auf die erste Speicheradresse zurück. Falls erforderlich, könnten die Werte also auch dynamisch berechnet werden, um zum Beispiel das Radarfrontend auf den richtigen Frequenzhub einzustellen.

Der DAC besitzt eine Auflösung von 12 Bit, er hat also 4096 Abstufungen im Bereich von Masse bis zur Betriebsspannung des Prozessors von 3,3 Volt. Die Auflösung beträgt somit

$$r = \frac{3,3V}{4096\text{ steps}} = 8,06 * 10^{-4} \frac{\text{Volt}}{\text{step}} = 0,806 \frac{\text{mVolts}}{\text{step}} \quad (4.1)$$

Da in Gleichung 4.10 eine Verstärkung des Operationsverstärkers von 1,85 berechnet wurde, muss die minimale Ausgangsspannung U_{min} des DAC folglich

$$U_{min} = \frac{1\text{ Volt}}{1,85} = 0,54\text{ Volt} \quad (4.2)$$

betragen. Dies ergibt sich mit Gleichung 4.1 zu einem minimalen Wert für den DAC von

$$v_{min} = \frac{0,54\text{ Volt}}{8,06 * 10^{-4} \frac{\text{Volt}}{\text{step}}} = 670. \quad (4.3)$$

Der maximale Wert für den DAC v_{max} ist gleich dem maximal zulässigen Wert für den DAC, also $v_{max} = 2^{12} - 1 = 4095$. In diesem Bereich von v_{min} bis v_{max} müssen die Werte, die in den DAC geschrieben werden kontinuierlich ansteigen und zwar in genau 300 Schritten. Das Absteigen der Zahlen von v_{max} nach v_{min} erfolgt dann in umgekehrter Reihenfolge. Die Anzahl der Schritte zwischen v_{min} und v_{max} beträgt

$$v_{max} - v_{min} = 4095 - 670 = 3425. \quad (4.4)$$

Der Wert des DAC muss sich also in 300 Schritten um 3425 ändern also mit einer Rate von

$$\Delta v = \frac{3425}{300} = 11,417. \quad (4.5)$$

Somit ergibt sich als Formel, für die Werte, die in den DAC geschrieben werden

$$v(s) = \lfloor 670 + 11,417 * s \rfloor, \quad (4.6)$$

mit s im Bereich von 0...299. Die Gaußklammern werden benötigt, um ganzzahlige Werte zu erhalten.

4.1.2. Verstärkung des V_{tune} Signals

Das von dem DAC ausgegebene modulierende Signal besitzt eine maximale Spannung von 3,3V. Diese Spannung muss auf 6 Volt verstärkt werden, um den maximalen Frequenzhub von 250MHz in dem Radarsensor zu erzeugen. Daher ist eine Verstärkung von

$$v = \frac{6V}{3,3V} = 1,81 \quad (4.7)$$

nötig. Diese Verstärkung wird mithilfe eines Operationsverstärker vom Typ LM358N realisiert, der als nicht-invertierender Verstärker eingesetzt wird. Da das zu verstärkende Signal eine relativ niedrige Frequenz von 500Hz besitzt, kann hier ein relativ einfacher Operationsverstärker eingesetzt werden.

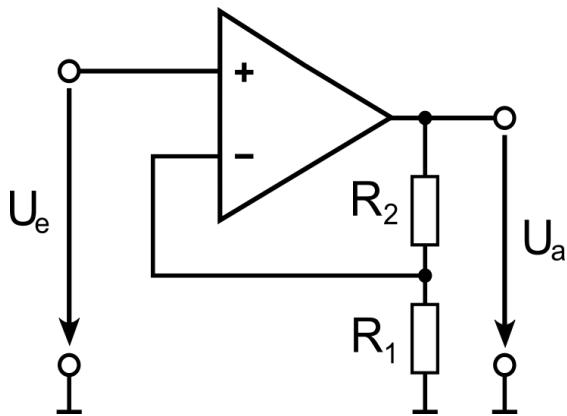


Abbildung 4.2.: Schaltung eines nicht-invertierenden Verstärkers

Hier soll das Verhältnis von U_a zu U_e 1,81 betragen. Um dies zu erreichen muss das Verhältnis von R_1 zu R_2 richtig eingestellt werden und zwar durch

$$v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = v - 1 = 1,81 - 1 = 0,81 \quad (4.8)$$

Da nur bestimmte Widerstände vorhanden sind, müssen diese so eingestellt werden, dass

ihr Verhältnis bestmöglich den Wert aus Gleichung 4.8 annehmen. Daher wurde für R_1 zwei parallel geschaltete Widerstände mit einem Wert von 470Ω und 2200Ω verwendet und für R_2 einen Widerstand von 330Ω . Daraus ergibt sich für R_1 ein Gesamtwiderstand von

$$R_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b}} = \frac{1}{\frac{1}{470\Omega} + \frac{1}{2200\Omega}} = 387,3\Omega \quad (4.9)$$

Die gesamte Verstärkung ergibt sich aus Formel 4.8 zu

$$v = 1 + \frac{330\Omega}{387,3\Omega} = 1,85 \quad (4.10)$$

In der Praxis wird die reale Verstärkung jedoch um diesen Wert schwanken, da Wiederstände oft-

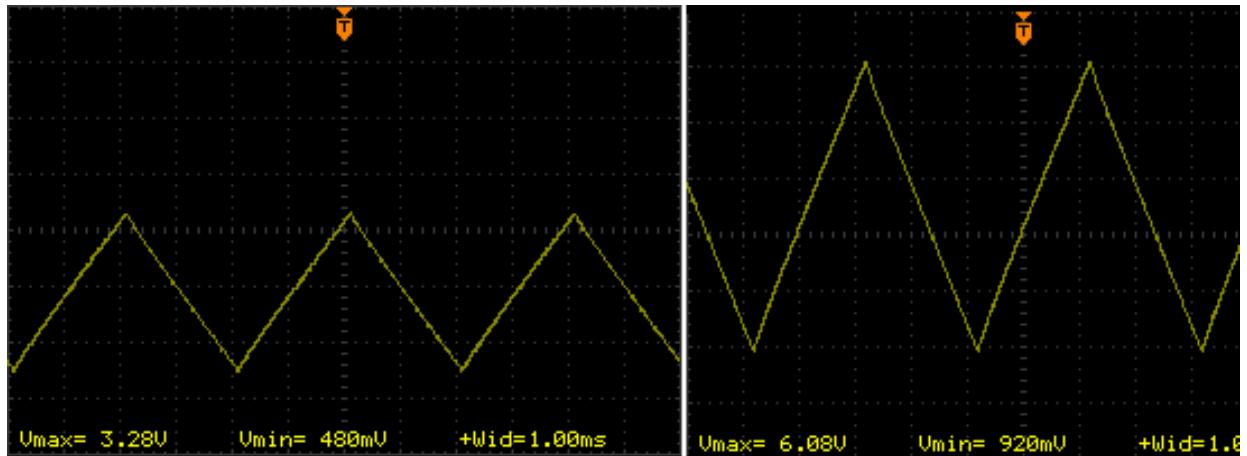


Abbildung 4.3.: Modulierende Signal von DAC (links) und nach Verstärkung (rechts)

mals Toleranzen von bis zu 5% besitzen. Um dies auszugleichen kann entweder der Frequenzhub, mit dem der Mikrocontroller rechnet, auf einen neuen Wert kalibriert werden oder die vom DAC ausgegebenen Maximal- und Minimalspannungen so kalibriert werden, dass der Frequenzhub wieder auf 250MHz eingestellt ist.

4.1.3. Der Radarsensor IVS-465

Der Radarsensor IVS-465 der Firma InnoSenT stellt die Grundlage dieser Arbeit dar und bildet das Radarfrontend. In ihm ist die komplette Hochfrequenztechnik implementiert, wodurch das Arbeiten mit Radartechnik erleichtert wird. Da Radarstrahlen im Bereich der Sendefrequenz des Radarmoduls von 24 GHz an vielen Oberflächen reflektieren, ist das Radar für viele Zwecke einsetzbar.

Durch den voltage-controlled Oscillator (VCO) ist es möglich den IVS-465 als ein FMCW-Radar zu betreiben. Durch den VCO kann die Grundfrequenz des Oszillators erhöht werden, indem

eine Spannung an den V_{tune} -Eingang angelegt wird. Der VCO ändert seine Frequenz somit um 50MHz pro Volt Spannungsänderung. Die Frequenz des Oszillators wird dann verstärkt und über die Sendeantenne als Radarstrahlen abgegeben.

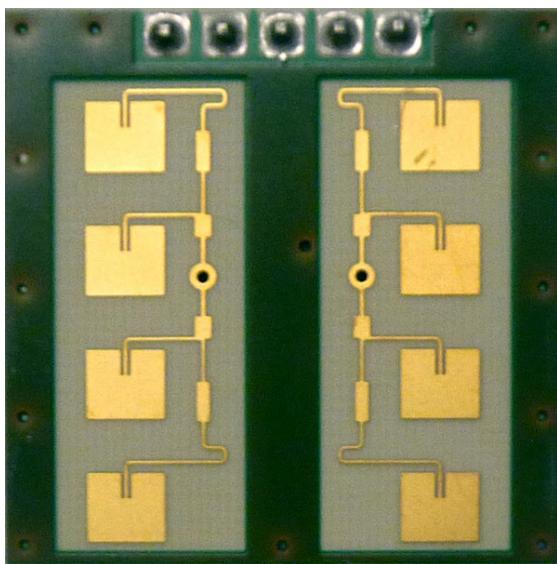


Abbildung 4.4.: Die Frontseite des IVS-465 mit Sendeantenne(links) und Empfangsantenne(rechts)

Durch Änderung der Spannung am V_{tune} -Eingang wird der Radarsensor moduliert. Es muss jedoch laut Datenblatt immer eine Spannung zwischen 0,5 und 10 Volt an V_{tune} anliegen, um eine stabile Arbeit des VCO zu gewährleisten. In dieser Arbeit wird der VCO mit einer Spannung zwischen 1 Volt und 6 Volt moduliert, wodurch ein Frequenzhub von 250 MHz des Radarsignals entsteht. Die Grundfrequenz des Radars von 24 GHz mit einem Frequenzhub von 250 MHz nutzt damit das gesamte ISM-Band zwischen 24GHz und

24,25 GHz aus.

Der IVS-465 besitzt zwei getrennte Empfangskanäle, wodurch sich die Bewegungsrichtung von Objekten feststellen lässt. Wie in Kapitel 2.1 geschildert, wird auch in diesem Sensor das Sendesignal und das Empfangssignal voneinander subtrahiert. Dies geschieht auf beiden Empfangskanälen getrennt, wobei bei einem Empfangskanal das um 90 Grad phasenverschobene Sendesignal verwendet wird. Die beiden Empfangskanäle stehen an den Ausgängen I und Q zur Verfügung. Die Ausgangssignale besitzen bei besten Empfangsbedingungen Signalpegel von maximal -300 bis 300 Millivolt.

Durch Messungen mit einem Oszilloskop wurde festgestellt, dass die Ausgangssignale meist um Faktor 100 kleiner sind, also eher im Bereich von -3 bis +3 Millivolt. Zusätzlich wurde festgestellt, dass das Ausgangssignal starke Anteile von dem an V_{tune} anliegenden modulierenden

Signal besitzt. Daher ist es nötig, die Ausgangssignale vor der digitalen Verarbeitung zu filtern und zu verstärken.

4.1.4. Filterung und Verstärkung des Radarsignals

Um die in Kapitel 4.1.3 beschriebenen Ausgangssignale des IVS-465 zu verstärken und zu filtern, werden Operationsverstärker des Typ LM358N verwendet. Jeder dieser ICs implementiert zwei Operationsverstärker, die sich die Spannungsversorgung teilen, womit sich kompakte Schaltungen implementieren lassen. Für jeden Ausgangskanal des Radarsensors ist ein Operationsverstärker zuständig, der in zwei hintereinander geschalteten Stufen das Signal gleichzeitig verstärkt und filtert.

Die Filter- und Verstärkerschaltung wurde aus der Bachelorarbeit von Ferdinand Seidel entnommen und angepasst. Dabei wurde auf eine Verschiebung der Leerlaufspannung verzichtet, da die differentiellen Eingängen des ADCs benutzt wurden, welche eine Messung von negativen Spannungen ermöglicht. Durch diese Anpassung spart man pro Kanal ein Operationsverstärker, was den Schaltungsaufwand senkt. Da eine Modulationsfrequenz von 500 Hz verwendet wurde, konnte die Cut-Off-Frequenz auf 1 kHz gesenkt werden, um auch niedrigere Frequenzen(also kleinere Abstände) messen zu können.

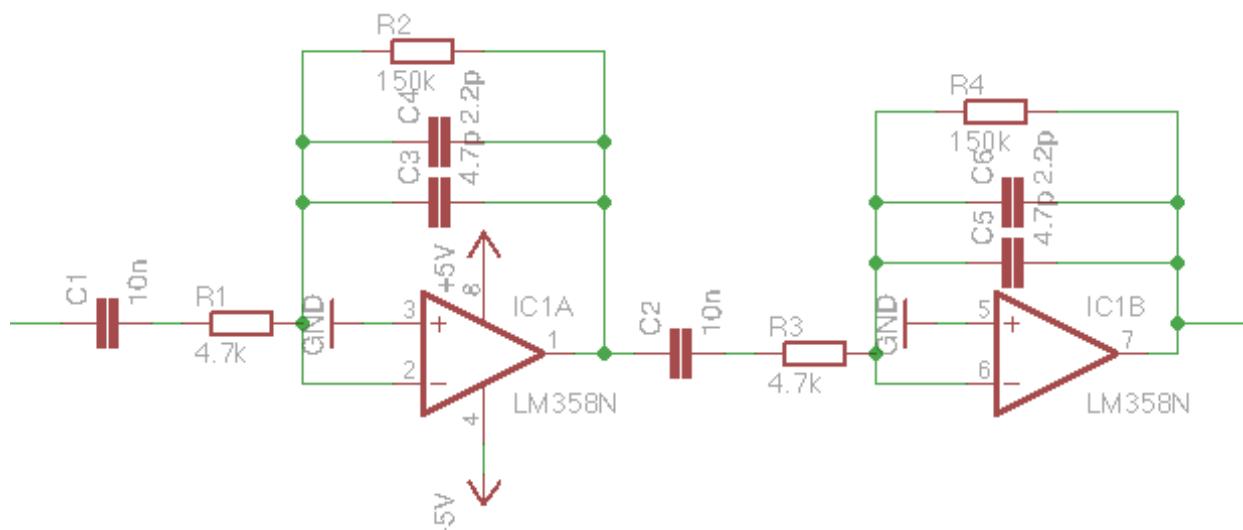


Abbildung 4.5.: Die Verstärker- und Filterschaltung von einem Kanal

Wie man in Abbildung 4.5 sieht, ist mit dieser Schaltung nur noch ein Operationsverstärker pro Kanal nötig. Somit ist auch bei der Auswertung beider Kanäle der Schaltungsaufwand relativ klein.

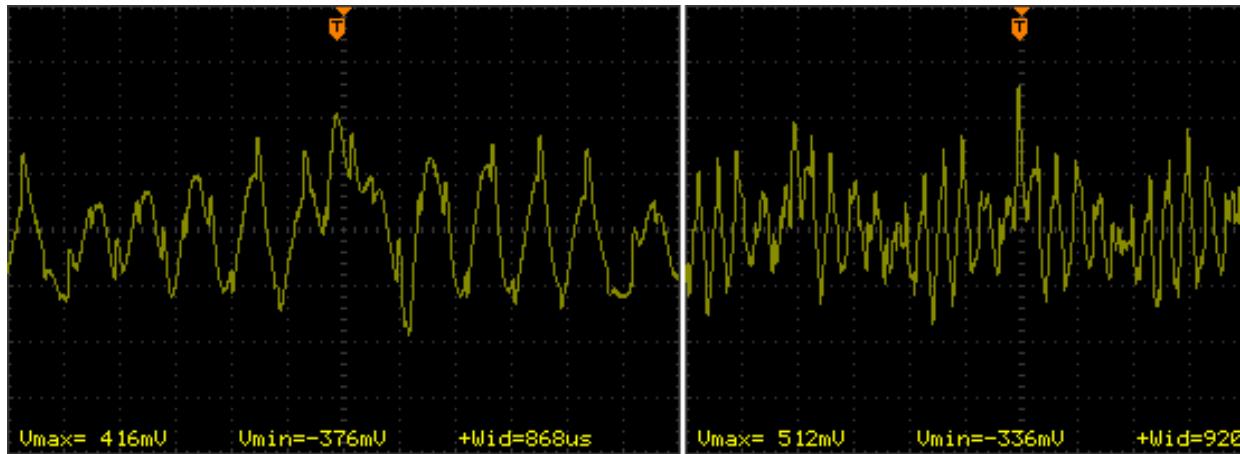


Abbildung 4.6.: Die Radarsignale nach Verstärkung und Filterung durch die beiden Opamp-Stufen. Das Signal wird so direkt in den ADC-Eingang des Mikrocontroller gespeist.

4.1.5. ADC

Durch den PDB gesteuert, werden in regelmäßigen Abständen neue Konvertierungen in den ADCs vorgenommen. Dies geschieht in diesem Fall mit einer Frequenz von 300 kHz. Nach dem Abschluss einer Wandlung wird ein Signal an den DMA weitergegeben, der diesen Wert in dem Arbeitsspeicher ablegt. Der Speicherbereich des DMAs wird dabei als Ringspeicher genutzt, um den Speicherverbrauch zu minimieren. Der DMA gibt jeweils beim Erreichen der Mitte und dem Ende des Speichers einen Interrupt an den Prozessor weiter. Der Prozessor schreibt dann die Daten an eine andere Speicherstelle, um sie vor einem Überschreiben durch den DMA zu schützen.

Dem ADCs vorgeschaltet ist jeweils ein Programmable Gain Amplifier (PGA). Diese haben einen differentiellen Eingang, wodurch sie immer die Differenz der Spannung an ihren zwei Pins ausgeben. Dies hat zum Vorteil, dass wenn man die Vergleichsspannung auf Masse legt auch negative Spannungen gemessen werden können. Es wird dadurch pro ADC-Kanal ein Opamp gespart, der

sonst zum Signal eine feste Spannung addieren und danach das Signal noch einmal invertieren müsste.

4.1.6. Der Mikrocontroller

Mitt dem Teensy 3.1 Entwicklungsbord von PJRC wurde das Einlesen und Ausgeben von Daten sowie deren Verarbeitung realisiert. Dieses Board enthält einen Freescale MK20DX256 Mikroprozessor. Dieser 32-bit Prozessor basiert auf der ARM Cortex M4 Architektur und bietet für den Programmcode 256 kByte Flash Speicher und 64 kByte Arbeitsspeicher.

Die für diese Arbeit wichtige Eigenschaften des Boards sind die kleinen Maße sowie die Analog Digital Converter (ADC) und Digital Analog Converter (DAC) Fähigkeiten des Mikroprozessors. Der Mikroprozessor bietet insgesamt 2 ADCs die unabhängig voneinander betrieben werden können, wobei jeder ADC bis zu einer Geschwindigkeit von 450 kSamples pro Sekunde arbeiten kann. Zusätzlich kann die Verarbeitungsgeschwindigkeit durch die Nutzung von Direct Memory Access (DMA) gesteigert werden, welche die Übertragung von Daten zwischen Komponenten wie Speicher und ADC ermöglicht, ohne dass der Prozessor eingreifen muss. Zudem sind die Digital Signal Processing (DSP)-Befehle des Cortex M4 von großem Vorteil, die unter anderem schnelle Berechnungen von Fast Fourier Transformationen (FFT) zulassen. Um diese bestmöglich auszunutzen, wird die von ARM bereitgestellte CMSIS-DSP Bibliothek verwendet, welche eine gute Ausnutzung des DSP-Befehlssatz garantiert.

4.1.7. Stromversorgung

Das gesamte System benötigt eine stabile Spannungsversorgung. Diese gewährleistet, dass die einzelnen Komponenten mit der richtigen Spannung versorgt werden und somit ihre Funktion erfüllen. Der Operationsverstärker, der für die Verstärkung des modulierenden V_{tune} Signals zuständig ist, braucht eine Versorgungsspannung, die mindestens 1,5 V höher ist als die maximale Ausgangsspannung. Da die maximale Spannung, mit der der modulierende V_{tune} -Eingang des

Radarsensors angesteuert werden soll, 6 Volt beträgt, muss der Operationsverstärker mindestens eine Versorgungsspannung von 7,5 V besitzen.

Um die Verbindung zu dem Sensorboard zu vereinfachen, wird nur eine Verbindung zur Spannungsversorgung und ein Verbindung zu Masse verwendet. Sie verbindet das Board mit dem Akku des Quadrocopters. So ist es möglich, das Board auch im Stand-Alone Betrieb zu verwenden, in dem es nur von einem Akku versorgt wird. Mit der Akkuspannung kann so der Operationsverstärker für die Verstärkung des V_{tune} -Signals (siehe Kapitel 4.1.2) versorgt werden.

Die restlichen Komponenten, also die beiden Operationsverstärker zur Verstärkung des Ausgangssignals, der Mikrocontroller und der Radarsensor, benötigen eine 5 Volt Spannung zum Betrieb. Diese Spannung wird aus der Akkuspannung mithilfe eines linearen Spannungsreglers vom Typ LM7805 erzeugt. Diese Linearregler verfügen über eine sehr stabile Ausgangsspannung, was Störungen im System verringert. Ein Problem bei der Verwendung eines Linearreglers ist jedoch, dass der Spannungsregler die überflüssige Spannung in Wärme umwandelt. Bei einer Versorgungsspannung von 12 Volt und einer Leistungsaufnahme von 0,2 Ampere durch die Komponenten an der 5 Volt Versorgungsspannung wird eine Wärmeleistung in Höhe von

$$U_{diff} * I = (12V - 5V) * 0,2A = 1,4Watt \quad (4.11)$$

frei. Diese Wärmeleistung würde den Linearregler schnell überhitzen lassen, weshalb ein Kühlkörper eingesetzt wird, um die überschüssige Wärme abzuführen.

Die für die Operationsverstärker zusätzlich benötigte negative Versorgungsspannung wird durch einen Spannungsinverter des Types ICL7662 erzeugt. Dieser invertiert die 5 Volt Versorgungsspannung auf -5 Volt. Damit können die Operationsverstärker auch im negativen Bereich arbeiten. Dies wird benötigt, um das Signal des Radarsensors, dass immer um null Volt schwankt, zu verstärken.

4.1.8. Realisierung der Schaltung

Um die Schaltung zu planen und später die Verdrahtung auf einer Lochrasterplatine zu vereinfachen, wurde zuerst die Schaltung mithilfe der Software EAGLE von CadSoft erstellt. Diese Software ermöglicht es, aus einem Bauteilkatalog elektronische Komponenten auszusuchen, sie mittels Drag-and-Drop auf dem Schaltplan zu platzieren und ebenfalls durch Drag-and-Drop Leitungen zwischen den einzelnen Komponenten zu definieren. Den fertigen Schaltplan sieht man im Anhang in Abbildung A.1.

Da die Schaltung auf einer Lochrasterplatine gelötet werden sollte, war es wichtig, dass die Anzahl und Komplexität der Verdrahtungen zwischen den einzelnen Komponenten so klein wie möglich ist. Zu diesem Zweck wurde ebenfalls EAGLE eingesetzt, um aus dem bereits erstellten Schaltplan ein Board zu designen. Dazu kann man wieder mit Drag-and-Drop die einzelnen Komponenten, die nun mit ihrer physischen Größe dargestellt werden, auf der Leiterplatte platzieren. Dabei ist darauf zu achten, dass Bauteile, die der selben Funktionsgruppe angehören aneinander platziert werden, um den Lötaufwand so klein wie möglich zu halten. Gleichzeitig muss auch darauf geachtet werden, dass die Lochrasterplatine nur eine einlagige Platine darstellt. Wenn eine Leitung über einer anderen Leitung geführt wird, muss eine Drahtbrücke erstellt werden, was einen zusätzlichen Aufwand bedeutet.

Nachdem alle Komponenten platziert sind, können mit der Autorouter-Funktion automatisch die Verbindungen auf der Leiterplatte erstellt werden. Diese Verbindungen kann man noch per Hand nacharbeiten, um das Design zu optimieren. Das fertige Boarddesign ist im Anhang in Abbildung A.2 zu sehen.

Um den Betrieb des Boards unabhängig von der 5 Volt Spannungsversorgung durch USB zu ermöglichen, wurde zu dem fertigen Board noch ein Spannungsregler des Typ LM7805 hinzugefügt (siehe Kapitel 4.1.7). Zudem wurde noch ein Anschluss für einen seriellen Bluetoothadapter hinzugefügt, um drahtlos Daten zu einem PC oder Handy übertragen zu können. Über diesem An-

schluss kann man auch den Mikrocontroller eines Quadrocopters anschließen, um den Austausch von Daten zu ermöglichen. Der fertige Prototyp kann in Abbildung A.3 gesehen werden.

4.2. Software

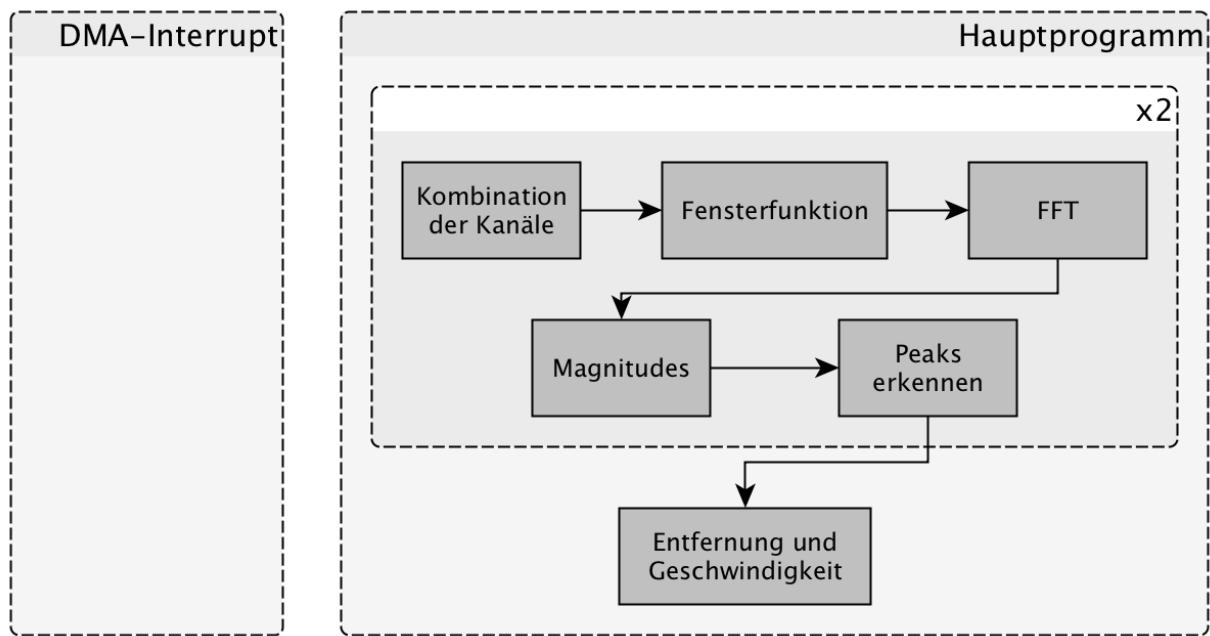


Abbildung 4.7.: Schritte zur Berechnung der Entfernung

Die Software lässt sich in zwei Elemente teilen, das Hauptprogramm und die DMA-Interrupts. Im Hauptprogramm werden alle Berechnungen angestellt, während die DMA-Interrupts für das Übertragen der Daten zwischen den ADCs und dem Hauptprogramm sowie deren Synchronisation zuständig ist.

4.2.1. Programmablauf

Hauptprogramm Das Hauptprogramm initialisiert zunächst alle Komponenten wie ADC, DMA, PDB und DAC. Danach führt es die Hauptschleife aus, die nicht mehr verlassen wird. In der Hauptschleife wird mittels zwei globalen Statuszahlen überprüft, ob ein kompletter neuer Datensatz mit 600 Zahlen von beiden ADC-Kanälen verfügbar ist. Ist dies der Fall, werden nun die

Fensterfunktionen angewendet und die Fourier-Transformation durchgeführt. Dabei werden alle Berechnungen bis zur Berechnung der Entfernung und Geschwindigkeit doppelt durchgeführt, jeweils für die Wert bei steigender und fallender Modulation. So erhalten wir f_{diff1} und f_{diff2} aus Kapitel 2.1.3. Danach wird die aktuelle Entfernung und Geschwindigkeit aus den Frequenzen beider FFTs berechnet. Wenn die Berechnungen abgeschlossen sind, werden die Statuszahlen wieder auf Null gesetzt. So wird der Interruptroutine mitgeteilt, dass neue Daten geschrieben werden können.

Die Berechnungen sollten so kurz wie möglich sein, das heißt kürzer als eine große DMA-Periode von 500 Hz. Somit werden nie neue Daten des Radars verworfen und es kann stets ein konsistentes Bild der Lage erstellt werden.

Gleichzeitig läuft eine Hardwareclock die gesamte Zeit hoch, mit deren Hilfe zu vorher festgelegten Zeitpunkten Daten über den UART gesendet werden. Dies erfolgt alle 100 ms.

DMA-Interrupt Der DMA-Interrupt wird durch den DMA ausgelöst, wenn dieser in der Hälfte oder am Ende seines Datenarrays angekommen ist. Nach dem Auslösen des Interrupts wird anhand der Schreibadresse des DMA überprüft, an welcher Stelle der DMA zur Zeit schreibt. Dies ist entweder in der ersten oder der zweiten Hälfte des Arrays. Danach wird anhand der Statuszahlen geprüft, ob das Schreiben erlaubt ist oder ob das Hauptprogramm noch in den Berechnungen für Abstand und Geschwindigkeit ist. Falls das Schreiben erlaubt ist, wird der entsprechende Inhalt des Arbeitsspeichers, der gerade nicht vom DMA beschrieben wird, ausgelesen und in den Arbeitsspeicherbereich des Hauptspeichers kopiert. Danach werden die Statuszahlen erhöht, um zu signalisieren, dass die Daten verarbeitet werden können.

4.2.2. Kombination der Kanäle

Der Radarsensor besitzt zwei Ausgangskanäle, deren Signale um 90 Grad phasenverschoben sind. Diese Kanäle werden als der Real- und Imaginärteil oder I und Q eines komplexen Signals inter-

Index	0	1	2	3
Teil	real	imaginär	real	imaginär
Komplexe Zahl	0		1	
Array	a0	a1	a2	a3

...

Abbildung 4.8.: Die Reihenfolge der komplexen Zahlen im Speicher

pretiert. Durch das komplexe Signal ist es möglich, die Richtung der Bewegungen zu berechnen. Außerdem stellt es sicher, dass immer ein Signal an einem der ADCs anliegt, da, wenn ein Signal im Nullpunkt ist, das andere Signal noch vorhanden ist, da es um 90 Grad phasenverschoben ist. Nachdem die beiden ADCs die Kanäle getrennt eingelesen haben, werden sie durch die Interruptroutinen wieder zusammengefügt. Dabei werden die Daten des ersten Kanals immer an Stellen im Array mit geraden Index geschrieben, also mit Index 0, 2, 4.., und damit als der Realteil interpretiert. Analog dazu werden die Daten des zweiten Kanals immer an Stellen mit ungeradem Index geschrieben und damit als der Imaginärteil interpretiert.

4.2.3. Fensterfunktion

Die Werte der Fensterfunktion werden am Anfang vor dem Start der Hauptschleife vorberechnet. Als Fensterfunktion wird, wegen seiner geringen Änderung des Spektrums, das Von-Hahn-Fenster benutzt. Das Von-Hahn-Fenster stellt eine verschobene Cosinusfunktion dar und lässt sich durch Funktion 4.12 berechnen,

$$w(n) = \frac{1}{2} * \left[1 - \cos \left(\frac{2 * \pi * n}{M - 1} \right) \right], \quad (4.12)$$

mit M als die Anzahl der zu transformierenden Werte und n als die Stelle der Zahl in der Fourier-Transformation. Bei der Vorberechnung der Fensterwerte wird für jede Stelle im FFT ein Faktor berechnet, mit dem diese Stelle multipliziert wird. Die Werte der Fensterfunktion werden in einem

Array mit der selben Länge wie die FFT abgelegt. So müssen nur noch die Zahlen mit dem selben Index multipliziert werden.

4.2.4. FFT

Die Fast Fourier-Transformation wird mithilfe der von ARM bereitgestellten CMSIS-DSP Bibliothek berechnet. Diese Bibliothek stellt über 60 Funktionen zur Signalverarbeitung bereit, die den Digital Signal Processing (DSP) Befehlssatz, der in manchen ARM-Cores enthalten ist, ausnutzt, um effizient digitale Signalverarbeitung durchzuführen.

Für das FFT wird ein Radix-4-Algorithmus benutzt, was die Berechnungszeit gegenüber einem Radix-2-Algorithmus verkürzt. Als Zahlenformat werden Festkommazahlen mit einem Vorzeichenbit und 31 Nachkommabits verwendet. Somit hat jede Zahl ein Wertebereich von -1 bis 1. Diese stellen das von ARM definierte q31-Format dar. Da dieses Zahlensystem wie bei 32-bit Signed Integer an der ersten Stelle ein Vorzeichenbit und die restlichen Stellen die Zahl darstellen, kann man eine Int32 Zahl einfach in q31 casten. Rechnerisch stellt dies ein Dividieren der Int32-Zahl durch 2^{31} dar, womit der Wertebereich von Int32 zwischen -2.147.483.648 bis 2.147.483.647 auf den Bereich von q31 zwischen -1 und 1 abgebildet wird.

Um die FFT zu berechnen, muss zuerst eine struct über die `arm_cfft_radix4_init_q31` Funktion mit Informationen für die Berechnung der FFT gefüllt werden. Diese struct wird dann mit einem Pointer auf die Daten in die eigentliche FFT-Funktion `arm_cfft_radix4_q31` übergeben. Dabei ist das Array, in dem die Daten liegen, doppelt so lang wie die zu berechnende FFT, da die komplexen Zahlen immer zwei Plätze im Array belegen. Die FFT-Funktion berechnet die Transformation in dem Array selber, ohne weiteren Speicher zu belegen. Die liegen damit auch nach dem Abschluss der FFT-Funktion in diesem Array. Die Ergebnisse sind ebenfalls komplexe Zahlen im q31-Format.

4.2.5. Magnitudes

Da zur Berechnung der Abstände nur die Intensität der einzelnen Frequenzen gebraucht wird, müssen die Beträge der komplexen Zahlen berechnet werden. Dies wird durch Formel 4.13 berechnet.

$$|z| = \sqrt{a^2 + b^2}, \quad (4.13)$$

mit dem Realteil a und den Imaginärteil b .

4.2.6. Peaks erkennen

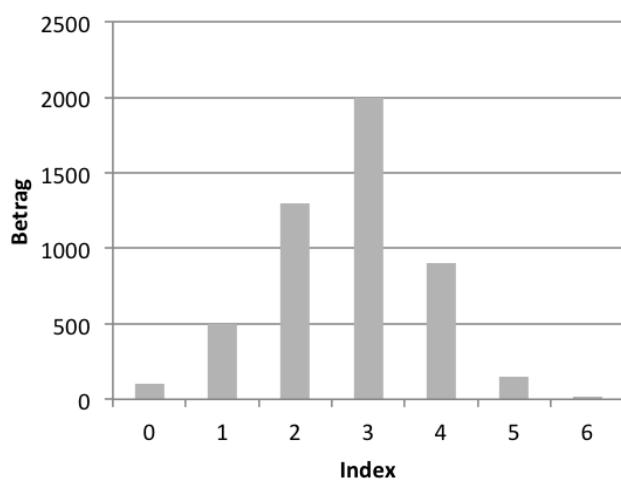


Abbildung 4.9.: Der Peak einer Frequenz und das verwa- schene Spektrum um ihn

Aus den berechneten Daten der FFT muss nun die Frequenz berechnet werden, die die höchste Intensität aufweist. Dies geschieht, indem durch das Array mit den Beträgen gegangen wird und nach dem größten Betrag gesucht wird. Dabei werden die ersten beiden Werte im Array nicht mit einbezogen, da diese durch den hohen Anteil von niederfrequenten Schwingungen (unter anderem das modulie rende Signal) hohe Peaks enthalten.

Da die meisten Frequenzen nicht genau in eine Arraystelle fallen, ist ihr Spektrum über mehrere Arraystellen verteilt (siehe Abbildung 4.9). Um eine Frequenzauflösung von besser als einer Arraystelle zu erreichen, werden die Werte um die Arraystelle selbst mit einbezogen. Die Berechnung des genauen Indexes erfolgt nach einem gewichteten Mittelwert. Dabei wird jeder Index um die Arraystelle i mit der Stärke des Signals an dieser Stelle gewichtet. So konnte unter Laborbedingungen (reines Sinussignal) Frequenzen von bis zu 150 kHz mit einer Genauigkeit von 50 Hz oder besser bestimmt werden.

Die Berechnung des genauen Index der Frequenz I_f ergibt sich aus Formel 4.14.

$$I_f = \frac{\sum_{i=s-n}^{s+n} A[i] * i}{\sum_{i=s-n}^{s+n} A[i]}, \quad (4.14)$$

mit dem Index des Peaks s , dem Datenarray $A[]$ und der Berechnungsbreite n . Mit n wird bestimmt, wieviele Arraystellen links und rechts des Peaks in die Berechnung einbezogen werden (siehe Abbildung 4.10). Es hat sich gezeigt das ein n von 1 oder 2 am besten funktioniert, da bei zu großem n wieder Daten mit einbezogen werden, die nicht zu der Frequenz gehören.

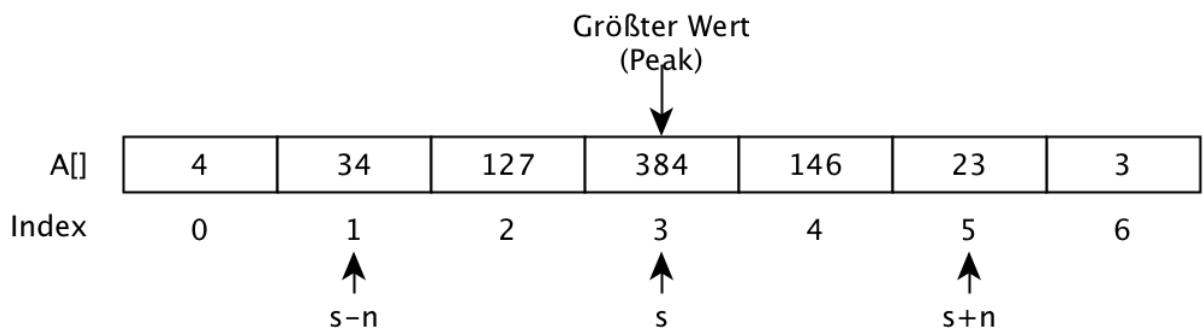


Abbildung 4.10.: Beispiel für die Bestimmung des gerichteten Mittelwertes bei $n = 2$

4.2.7. Entfernung und Geschwindigkeit

Um die Entfernung und Geschwindigkeit von Objekten zu berechnen, muss zunächst die Frequenz aus dem Index des Peaks berechnet werden. Dazu muss man den Frequenzunterschied zwischen zwei benachbarten Arraystellen kennen. Diesen Frequenzunterschied Δf kann durch Formel 4.15 berechnet werden.

$$\Delta f = \frac{f_{sample}}{N_{FFT}}, \quad (4.15)$$

mit f_{sample} als die Samplefrequenz des ADC und N_{FFT} als die Länge des berechneten FFT.

Die Frequenz des Peaks f_{peak} kann nun mithilfe des Index des Peaks I_f aus Formel 4.14 und dem Δf aus Formel 4.15 berechnet werden als Formel 4.16.

$$f_{diff} = I_f * \Delta f = I_f * \frac{f_{sample}}{N_{FFT}} \quad (4.16)$$

Da alle Berechnungen zwei mal durchgeführt wurden, für ansteigendes und abfallendes Modulationssignal, hat man nun die zwei Frequenzen f_{diff1} und f_{diff2} . Hierbei entspricht die Frequenz bei ansteigender Modulation dem f_{diff1} und die Frequenz bei fallender Modulation dem f_{diff2} auf Kapitel 2.1.3. Somit können mithilfe von Formel 2.10 und Formel 2.11 die Distanz und Geschwindigkeit zu dem Hindernis berechnet werden.

An dieser Stelle kann das Ergebnis direkt an den Flugcontroller des Quadrocopters weitergegeben werden. Es kann aber auch noch eine Durchschnittsbildung oder ähnliches auf dem Mikrocontroller durchgeführt werden, um ein stabileres Messergebnis zu liefern und dem Flugcontroller Rechenarbeit zu ersparen.

5. Evaluierung

5.1. Überblick

In der Evaluierung wird zunächst auf den Stromverbrauch des entwickelten Radarsystems eingegangen. Danach werden die Laufzeiten der verschiedenen Funktionen erläutert und abschließend werden Messdaten aus verschiedenen Situationen ausgewertet sowie miteinander verglichen.

5.2. Stromverbrauch

Der Strom wurde gemessen, indem ein Multimeter in Amperemetermodus in Serie mit dem Radarsensor geschaltet wurde. Dabei wurde gleichzeitig die Spannung über dem Akku gemessen, die den Sensor versorgte. Dabei ergab sich im kontinuierlichen Betrieb ein Strom von 97,7 mA bei einer Akkusspannung von 11,9 V. Zusammen ergibt das eine Leistungsaufnahme von 1,16 Watt. Dies ist signifikant geringer als der in Kapitel 2.3.1 vorgestellten Radar mit einem Leistungsverbrauch von 4,5 Watt.

Der Mikrocontroller und das Radar sind beide an den 5 V des Linearreglers angeschlossen und verbrauchen 51 mA bzw. 31,5 mA. Damit hat der Mikrocontroller eine Leistungsaufnahme von 0,255 Watt und das Radar eine Leistungsaufnahme von 0,156 Watt. Beide zusammen verbrauchen somit weniger als die Hälfte der gesamten Leistung. Da der Linearregler überschüssige Spannung

in Wärme umwandelt, verbraucht dieser über die Hälfte der gesamten Leistung. Durch ein optimiertes Design der Stromversorgung könnte man damit die Leistungsaufnahme halbieren.

5.3. Laufzeitmessung

Die Laufzeit von verschiedenen Funktionen wurde mithilfe eines Timers gemessen, der in Mikrosekundentakt hochzählt. Dabei wurde der Stand des Timers vor dem Aufrufen der Funktion in einer Variable gespeichert und nach dem Ende der Funktion die Differenz zwischen dem gespeicherten Timerstand und dem aktuellen Timerstand gebildet. Somit erhält man eine gute Schätzung für die Laufzeit der einzelnen Funktionen. In Tabelle 5.1 sind die jeweiligen minimalen, maximalen und durchschnittlichen Laufzeiten der einzelnen Funktionen sowie deren prozentualer Anteil an der Gesamlaufzeit aufgeführt. Dabei stehen Einträge, die mit I markiert sind, für Funktionsaufrufe mit Daten bei ansteigender Modulation und Einträge, die mit II markiert sind, für Funktionsaufrufe mit Daten bei abfallender Modulation. Man sieht, dass über 90 Prozent der

Tabelle 5.1.: Laufzeit der einzelnen Funktionen

		Min[us]	Mittelwert[us]	Max[us]	Anteil[%]
Gesamt		1983	2025,8	2067	100
Peak detection and averaging	I	35	36	38	1,8
	II	34	35,3	38	1,7
Windowfunction	I	41	41,1	43	2,0
	II	40	40,1	42	2,0
FFT gesamt		1822	1842,8	1873	91,0
Init-Funktion	I	1	1,8	2	0,1
	II	1	1,1	2	0,1
FFT-Funktion	I	567	567,9	569	28,0
	II	567	568,0	569	28,0
Magnitude- Funktion	I	340	356,4	386	17,6
	II	325	350,2	374	17,3

Rechenzeit für die Berechnung der FFT und der Beträge der komplexen Zahlen gebraucht wird. Die Laufzeit dieser Funktionen kann nicht mehr wesentlich verkürzt werden, da diese Funktionen schon sehr gut für die Verwendung mit diesem Prozessor optimiert sind.

Die Gesamlaufzeit aller Berechnungen ist mit durchschnittlich 2025 Mikrosekunden größer als eine Periode des modulierenden Dreieckssignals. Somit ist der Prozessor nicht dazu fähig, mit allen eingehenden Daten Fourier-Transformationen zu berechnen. Vielmehr kann der Prozessor nur alle 4ms neue Daten berechnen, also mit einer Wiederholrate von 250 Hz.

5.4. Hindernismessung



Abbildung 5.1.: Der Versuchsaufbau mit dem Radar im Vordergrund und den Tischen mit Metalloberfläche im Hintergrund

lution ausgegeben. Diese Frequenzen sind die f_{diff1} und f_{diff2} , die in Kapitel 4.2.7 berechnet wurden.

5.4.1. Messung Metalloberfläche

Um die Fähigkeiten des Radars unter optimalen Bedingungen zu testen, wurde das Radar auf die Metalloberfläche der Rückwände zweier Tische gerichtet (siehe Abbildung 5.1). Da Metall Radarstrahlen sehr gut reflektiert, kann das Radar so unter sehr guten Reflexionsbedingungen getestet werden. Es wurden jeweils Daten bei einem Abstand von 4 m, 3 m, 2 m und 1 m zur Metalloberfläche erhoben.

Zeitreihe Zur ersten Analyse wurde jeweils von f_{diff1} und f_{diff2} der Verlauf über eine Sekunde geplottet. Da mit einer Frequenz von 250 Hz neue Frequenzwerte eintreffen, hat jeder Plot

Zur Evaluation des Radarsystems wurde das Radarsystem auf einem Stativ befestigt und in der Quadrocopterhalle getestet. Dabei wurde es in verschiedenen Abständen zu einer metallischen Oberfläche (Rückwand von zwei Tischen) und der Oberfläche der Turnmatten platziert. Währenddessen wurden von dem Radar mit einer Frequenz von 250 Hz die Frequenzen bei steigender und fallender Modu-

genau 250 Werte. Die Messwerte wurden bei einem Abstand von 4 m ermittelt. Wie man in Abbil-

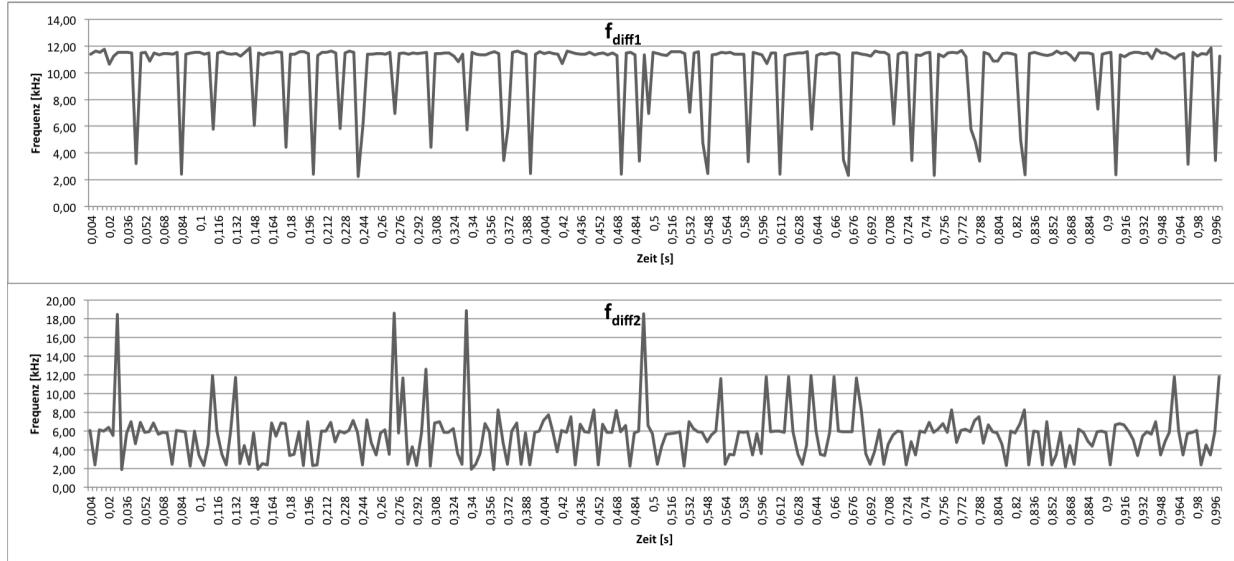


Abbildung 5.2.: Der zeitliche Verlauf von f_{diff1} (oben) und f_{diff2} (unten) bei einer Entfernung von 4 m.

dung 5.2 sieht, unterscheiden sich beide Plots stark voneinander. Während bei f_{diff1} die Frequenz immer nur sprunghaft und kurz nach unten einbricht, sind bei f_{diff2} eher große Frequenzsprünge nach oben festzustellen. Ebenfalls bei f_{diff2} sieht man, dass die Frequenzen nicht wie bei f_{diff1} nahezu auf einer Linie liegen, sondern über einen breiteren Bereich verteilt sind. In Abbildung

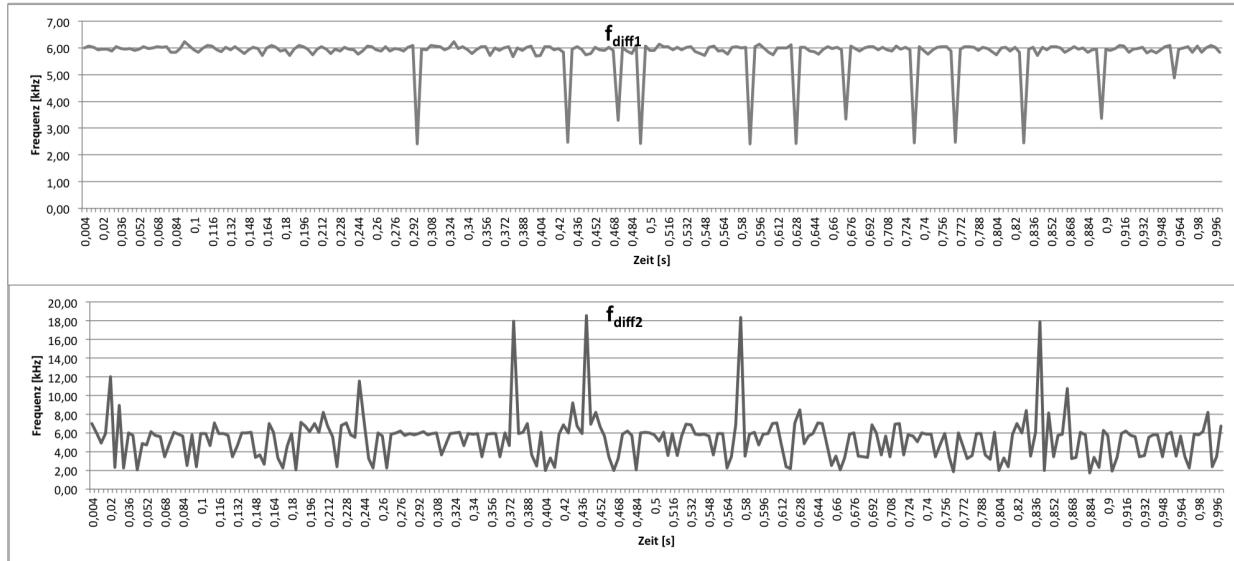


Abbildung 5.3.: Der zeitliche Verlauf von f_{diff1} (oben) und f_{diff2} (unten) bei einer Entfernung von 2 m.

5.3 wurde die Entfernnung zu der Metallfläche auf 2 m halbiert. Im Vergleich zu Abbildung 5.2 hat sich die Frequenz der Linie, um die die meisten Werte von f_{diff1} liegen, etwa halbiert. Eben-

falls sind weniger Sprünge von f_{diff1} auf eine tiefere Frequenz zu entdecken, was sich durch ein stärkeres empfangenes Signal durch die verringerte Entfernung erklären lässt. Durch das stärkere Signal werden weniger oft Störungen gemessen.

Im Vergleich zu f_{diff1} sieht man zwischen Abbildung 5.2 und Abbildung 5.3 bei f_{diff2} keinen qualitativen Unterschied. In beiden Abbildungen ändert sich die Frequenz sprunghaft. Ebenfalls ändert sich die Frequenz, um die die Werte von f_{diff2} gestreut sind, nicht. Dies bestätigt die Vermutung, die während der Evaluation aufkam, dass in der Verarbeitung der Daten von f_{diff2} , also die Daten bei fallender Modulation, ein Fehler existiert.

Mittelwert der Frequenz Aus den Messreihen der Frequenzen bei verschiedenen Entfernung werden die Mittelwerte der Frequenzen ermittelt.

Tabelle 5.2.: Die Mittelwerte der Frequenz in Abhängigkeit von der Entfernung

Entfernung [m]	f_{diff1} [kHz]	f_{diff2} [kHz]
1	3,62	4,87
2	5,92	5,40
3	8,41	5,31
4	10,54	5,40

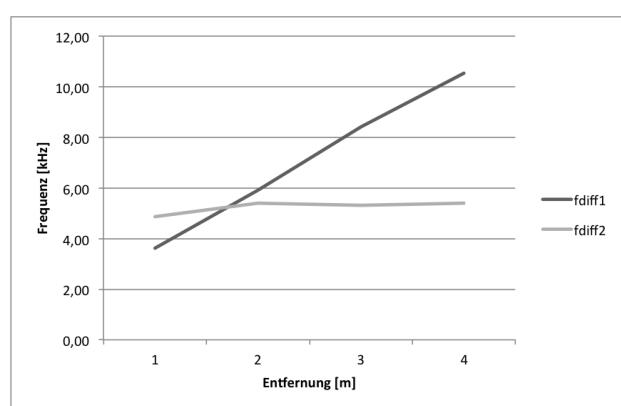


Abbildung 5.4.: Die Mittelwert der Frequenzen von f_{diff1} und f_{diff2} in Abhängigkeit von der Entfernung
gangen werden, dass die Verarbeitung von f_{diff2} fehlerhaft ist. Durch diese fehlende zweite Frequenz kann ein Fehler durch die Geschwindigkeit nicht rechnerisch korrigiert werden (vergleiche

In Tabelle 5.2 sieht man das arithmetische Mittel, also den Mittelwert, der Frequenzen von f_{diff1} und f_{diff2} in Abhängigkeit von der Entfernung zu der Metalloberfläche. Die Mittelwerte der Frequenzen von f_{diff1} steigen mit größer werdender Entfernung stetig an. Dagegen zeigen die Mittelwerte von f_{diff2} keine Änderung der Frequenz in Abhängigkeit von der Entfernung. Es kann daher davon ausge-

Kapitel 2.1). Es können daher nur die Abstände zu stationären Objekten gemessen werden, da sonst die Dopplerfrequenzen einen Fehler in die gemessene Frequenz von f_{diff1} bringen.

Standardabweichung Die Standardabweichung ist ein Maß für die Streuung von Werten um ihren Erwartungswert (hier Mittelwert). Der Wert der Standardabweichung sagt aus, dass 68,3 Prozent aller Werte im Bereich von plus und minus der Standardabweichung um den Erwartungswert liegen.

Tabelle 5.3.: Die Standardabweichung und der Variationskoeffizient von f_{diff1} und f_{diff2} in Abhängigkeit von der Entfernung

Entfernung [m]	sd(f_{diff1}) [kHz]	VarK(f_{diff1})	sd(f_{diff2}) [kHz]	VarK(f_{diff2})
1	0.325	0.089	2.088	0.429
2	0.599	0.101	2.495	0.462
3	1.143	0.136	1.955	0.368
4	2.440	0.231	2.188	0.405

In Tabelle 5.3 sind die berechneten Standardabweichungen (sd) der Frequenz in Abhängigkeit von der Entfernung zu sehen. Zusätzlich wurde noch jeweils ein Variationskoeffizient berechnet, um die Streuung der Frequenzen besser beurteilen zu können. Der Variationskoeffizient ist das Verhältnis von der Standardabweichung zum Erwartungswert, er ist also eine normierte Standardabweichung.

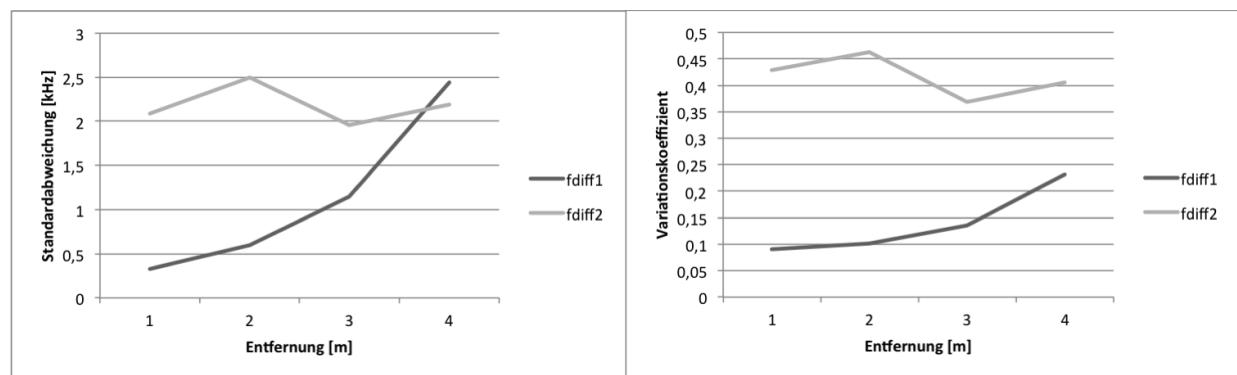


Abbildung 5.5.: Die Standardabweichung (links) und der Variationskoeffizient (rechts) von f_{diff1} und f_{diff2} in Abhängigkeit von der Entfernung

Wie man in Abbildung 5.5 sieht, nimmt sowohl die Standardabweichung als auch der Variationskoeffizient von f_{diff1} in Abhängigkeit von der Entfernung zu. Dies bedeutet, dass bei größerer

Entfernung die Frequenzen mehr streuen, da weniger Radarstrahlen am Empfänger ankommen. Ebenfalls zeigt f_{diff2} wieder keine Abhängigkeit von der Entfernung.

Entfernungen Um die Genauigkeit der Entfernungsmessung zu berechnen, werden zunächst die Frequenzdaten von f_{diff1} durch einen einfachen Filter gefiltert und dann ein neuer Mittelwert gebildet. Dabei werden nur Daten eingesetzt, die innerhalb von ± 20 Prozent des in Tabelle 5.2 berechneten Mittelwerts liegen. Dies stellt einen einfachen Filter dar, der in Abbildung 5.2 und Abbildung 5.3 zu sehenden Frequenzeinbrüche von f_{diff1} herausfiltern soll. Der Filter könnte mit wenig Aufwand auf dem Mikrocontroller implementiert werden. Aus den berechneten Frequenzen wird dann die Entfernung nach Formel 2.5 berechnet und mit der wahren Entfernung verglichen. Die Werte in Tabelle 5.4 zeigen, dass schon durch eine einfache Filterung der Daten

Tabelle 5.4.: Die Werte nach Filtern der Frequenzwerte von f_{diff1} in Abhängigkeit von der Entfernung

Entfernung [m]	Mittelwert [kHz]	Standard-abweichung [kHz]	Variationskoeffizient	Berechnete Entfernung [m]	Verhältnis berechnete Entfernung zu Entfernung
1	3.606	0.111	0.030	2.164	2.164
2	6.018	0.142	0.023	3.611	1.805
3	8.630	0.299	0.034	5.178	1.726
4	11.413	0.188	0.016	6.848	1.712

die Streuung stark reduziert werden kann. Außerdem zeigt sie, dass die Formel 2.5 kein gutes Ergebnis der Entfernung liefert. Vielmehr sieht man, dass anscheinend noch ein konstanter Faktor in die Formel mit einberechnet werden muss.

5.4.2. Messung Turnmatten

Um die Leistung des Radars unter nicht optimalen Bedingungen zu testen, wurde das Radar auf eine Wand aus Turnmatten gerichtet und dann die vom Radar ermittelten Frequenzen festgehalten. Da die Oberfläche und der Inhalt der Turnmatten aus verschiedenen Plastikverbindungen bestehen, reflektiert diese Oberfläche die Radarstrahlen nicht so stark wie eine Metalloberfläche.

Da, wie oben gezeigt wurde, bei der Verarbeitung der Signale für f_{diff2} ein Fehler existiert, wurde im folgenden auf die Auswertung der Frequenzen von f_{diff2} verzichtet.

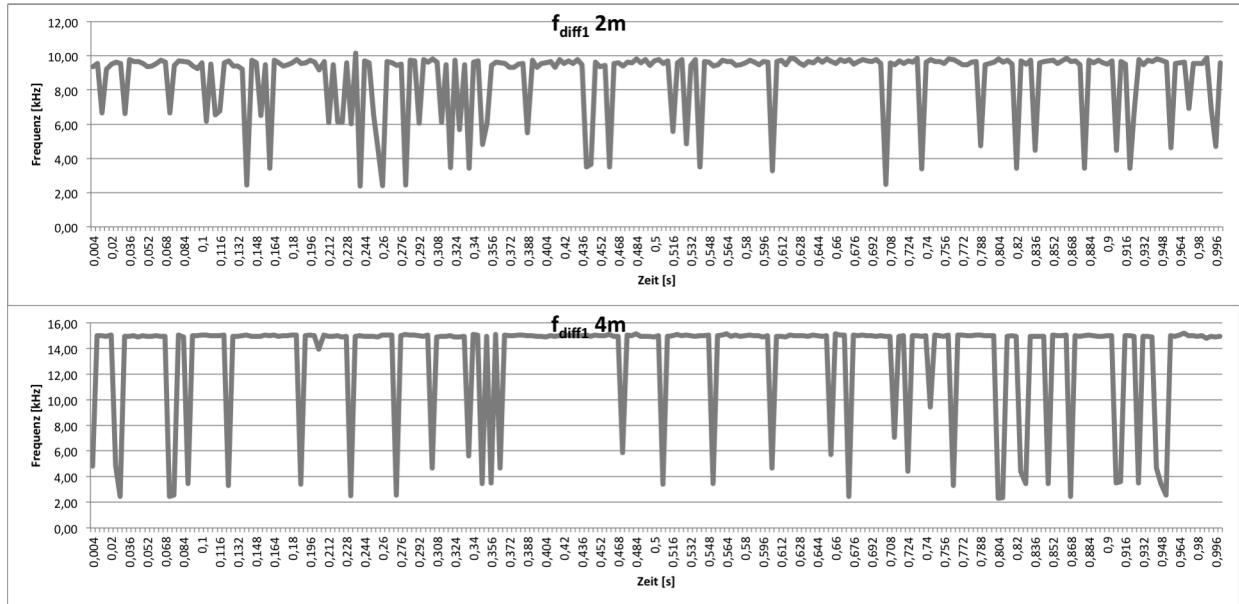


Abbildung 5.6.: Die Frequenz von f_{diff1} in Abhängigkeit von der Zeit bei einer Entfernung von 2m und 4m

Zeitreihe In Abbildung 5.6 ist die Frequenz in Abhängigkeit von der Zeit bei einer Entfernung des Radarsensors von 2 m und 4 m aufgetragen. Man sieht, dass bei beiden Entfernungen starke Frequenzsprünge vorliegen, die sich ähnlich wie f_{diff1} in Abbildung 5.2 verhalten. Jedoch ist auffällig, dass die Störungen nicht so stark abnehmen, wie bei f_{diff1} auf einer Metallfläche (Vergleich Abbildung 5.2 und Abbildung 5.3).

Mittelwert und Standardabweichung der Frequenz Analog zu der Auswertung in Kapitel 5.4.1 wird auch hier der Mittelwert, die Standardabweichung und der Variationskoeffizient ermittelt.

In Tabelle 5.5 sieht man, dass die Frequenz von f_{diff1} stark schwankt, da sie einen hohen Variationskoeffizienten bei allen Entfernungen aufweist. Bei 5 Metern scheint das Signal sogar so schlecht zu sein, dass der Algorithmus zur Peak-Erkennung keinen eindeutigen Peak mehr erkennen kann, da die Standardabweichung sehr hoch ist.

Tabelle 5.5.: Mittelwert, Standardabweichung und Variationskoeffizient in Abhängigkeit von der Entfernung für f_{diff1}

Entfernung [m]	Mittelwert [kHz]	Standardabweichung [kHz]	Variationskoeffizient
1	5.58	1.465	0.262
2	8.79	1.969	0.224
3	9.10	3.422	0.375
4	13.54	3.717	0.274
5	9.55	6.427	0.672

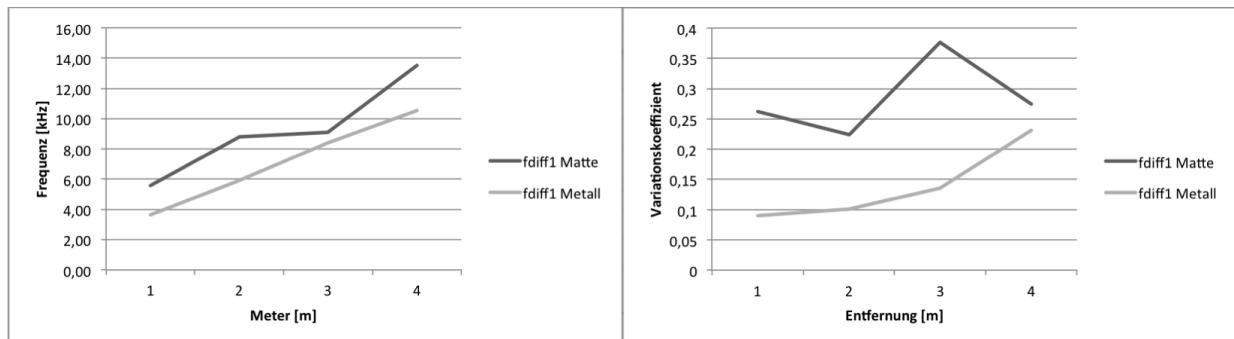


Abbildung 5.7.: Vergleich des Mittelwerts (links) und des Variationskoeffizient (rechts) von f_{diff1} bei Metalloberfläche und Turnmatte

In Abbildung 5.7 sieht man den Vergleich von Mittelwert und Variationskoeffizient von f_{diff1} bei einer Metalloberfläche und der Oberfläche einer Turnmatte. Die Mittelwerte der Frequenz sind bei der Oberfläche der Turnmatte nicht so linear wie bei der Metalloberfläche. Durch die geringe Rückstrahlung von Radarstrahlen von der Turnmatte werden Störfrequenzen von anderen Gegenständen schneller gemessen. Der Variationskoeffizient zeigt, dass die Störungen im Vergleich zu der Messung mit der Metalloberfläche sehr groß sind, auch wenn der Sensor sich nahe an der Turnmatte befindet.

Entfernung Es werden wie in Kapitel 5.4.1 beschrieben die Frequenzen über den Mittelwert gefiltert. Dabei werden die gemessenen Frequenzen bei 5m nicht mit einbezogen, da die Werte eine zu hohe Streuung aufweisen, um eine Entfernung verlässlich bestimmen zu können.

Hierbei gibt es Probleme bei der Messung der Turnmatte bei 3 Meter. Da die Werte von dieser Messung ebenfalls stark auseinanderliegen, fallen nur sehr wenige Werte in den Bereich des Mittelwertes um 9,10. Wie in Abbildung 5.8 zu sehen ist, gibt es viele Werte die in den Bereich von

12 kHz fallen und danach wieder Werte die in den Bereich unter 8 kHz fallen. Zur Auswertung wird für das Signal auf 3 Meter ein Mittelwert der Frequenz von 12 kHz angenommen und damit die Daten des Filters noch einmal neu berechnet.

Tabelle 5.6.: Der Mittelwert der Frequenzen von f_{diff1} und die berechnete Entfernung nach Filtern der Frequenzen

Entfernung [m]	Mittelwert [kHz]	Berechnete Entfernung [m]
1	5.761	3.457
2	9.606	5.763
3	11.76	7.058
4	14.968	8.980

In Tabelle 5.6 sieht man, dass nach dem Filtern der Frequenzen der Mittelwert der Frequenzen konstant ansteigt. Ebenso steigen die aus den Mittelwerten der Frequenzen berechneten Entfernungen an. Jedoch stimmen diese Entfernungen wie schon bei der Metalloberfläche in Tabelle 5.4 nicht mit der tatsächlichen Entfernung überein.

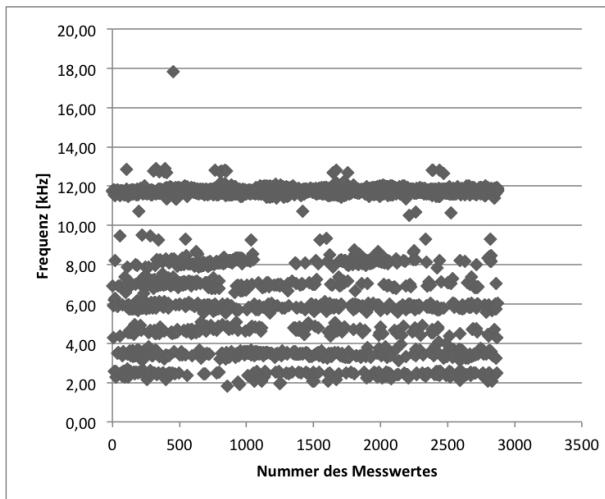


Abbildung 5.8.: Die Verteilung der Werte von f_{diff1} bei einem Abstand von 3m zur Turnmatte

Wie in Abbildung 5.9 zu sehen ist, sind die Frequenzen und die berechneten Entfernungen bei der Messung mit Turnmatte gegenüber den Frequenzen und berechneten Entfernungen bei der Messung mit Metalloberfläche nach oben hin verschoben. Da diese Verschiebung einen konstanten offset darstellt, liegt die Vermutung nahe, dass der Radarsensor nicht die Reflexion der Matte gemessen hat, sondern Reflexionen von Metall oder ähnlichem in der Wand der Halle. Bei zukünftigen Messungen sollte herausgefunden werden, ob der Radarsensor wirklich die Wand misst

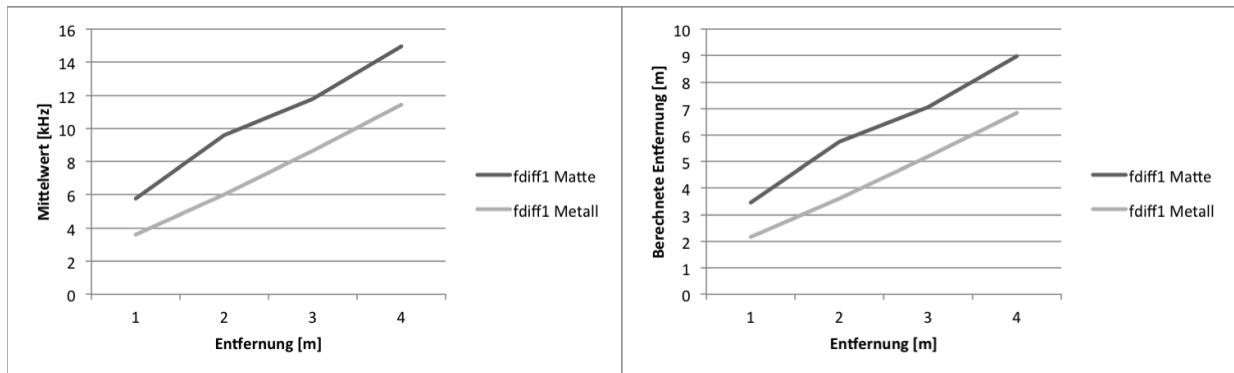


Abbildung 5.9.: Vergleich zwischen den Mittelwerten der Frequenzen (links) und der berechneten Entfernung (rechts) nach Filtern der Messwerte

und nicht die Turnmatte. Wäre es der Fall, dass das Radar durch eine Turnmatte mit ca. 10cm Dicke strahlt, würde dies eine große Einschränkung für das Radar bedeuten. Es wäre damit nicht gewährleistet, dass das Radar Teile aus Kunststoff erkennen kann, auch wenn diese relativ dick sind.

6. Diskussion und Ausblick

6.1. Diskussion der Evaluierung

Die Evaluierung hat gezeigt, dass das entwickelte Radarsystem dazu in der Lage ist, unter guten Bedingungen einen Abstandswert zu einem Hindernis zu bestimmen. Mit diesem Abstandswert ist ein Hindernis erkannt. Jedoch konnte der exakte Abstand zum Hindernis nicht korrekt berechnet werden. Um dies zu verbessern, muss entweder ein Wert zur Kalibrierung des Systems ermittelt werden oder der Fehler, der diese falsche Abstandsinformation erzeugt, gefunden werden.

Ebenfalls in der Evaluierung hat sich gezeigt, dass eventuell ein gutes Radarziel, das hinter einem schlechten Radarziel steht, das Signal des schlechten Radarziels überdeckt. Dies kann dazu führen, dass Hindernisse nicht erkannt werden. Da der Algorithmus zur Bestimmung der Höhepunkte in der Fourier-Transformation aktuell nur die Frequenz des höchsten Peaks ermittelt, gibt es hier noch reichlich Verbesserungsmöglichkeiten. Ein verbesserter Algorithmus sollte mehrere Peaks gleichzeitig erkennen können. Durch ein verbessertes Filtersystem und einer guten Zuordnung der Peaks zu ihrer Zugehörigkeit zu verschiedenen Objekten ließen sich so die Distanzen zu mehreren Hindernissen gleichzeitig bestimmen.

In der Evaluation hat sich gezeigt, dass die Frequenz f_{diff2} , die bei fallender Modulation bestimmt wird, entweder nicht richtig bestimmt wird oder ein nicht brauchbares Signal liefert. In

Zukunft sollte dieser Fehler untersucht und behoben werden. Mit Hilfe der Information von f_{diff2} ist es dann auch möglich, Geschwindigkeiten zu bestimmen.

6.2. Ausblick

Durch eine professionell gefertigte Platine mit SMD-Komponenten kann die Größe des gesamten Sensorsystems noch erheblich verringert werden. Zusätzlich kann durch eine Optimierung der Spannungsregelung der Stromverbrauch gesenkt werden.

In Zukunft könnte das System durch eine selbstständige Einstellung der Verstärkung verbessert werden. Durch die Programmable Gain Amplifier (PGA) ist es möglich über den Mikrocontroller die Signalpegel an den ADCs einzustellen. So kann bei schwachen Signalen die Verstärkung erhöht werden, um damit die Abstände besser bestimmen zu können.

Mithilfe eines Tracking-Algorithmus, der die Bewegung von Objekten durch den Sichtbereich des Radars verfolgt, könnten genauere Entferungs- und Geschwindigkeitsinformationen über diese Objekte bestimmt werden. Dieser Algorithmus würde die bereits vorhandene Information von Geschwindigkeit und Distanz miteinander in Verbindung bringen, so dass sie sich gegenseitig korrigieren.

Durch diese Verbesserungen sollte das System in der Lage sein, Hindernisse zu erkennen. Zudem wäre es möglich, das System für andere Zwecke wie zum Beispiel als Altimeter einzusetzen. Hier könnte es den Abstand von einem Quadrocopter zum Boden ermitteln, wodurch dieser besser seine Höhe regeln kann.

7. Literaturverzeichnis

[CNX] CNX: *FFT.* – URL [http://cnx.org/contents/cce67266a-1851-47e4-8bfc-82eb447212b4@7/Decimation-in-time_\(DIT\)_Radix](http://cnx.org/contents/cce67266a-1851-47e4-8bfc-82eb447212b4@7/Decimation-in-time_(DIT)_Radix)

[Flensburg] FLENSBURG, FH: *Schnelle Fouriertransformation(FFT).* – URL <http://www.inf.fh-flensburg.de/lang/algorithmen/fft/fft.htm>

[Gageik et al. 2012] GAGEIK, Nils ; MÜLLER, Thilo ; MONTENEGRO, Sergio: OBSTACLE DETECTION AND COLLISION AVOIDANCE USING ULTRASONIC DISTANCE SENSORS FOR AN AUTONOMOUS QUADROCOPTER. (2012)

[InnoSenT 2003] INNOSENT: *APPLIKATIONSSCHRIFT I Radarsensorik zur Erfassung bewegter und stationärer Objekte.* 2003

[Kaiserslautern] KAISERSLAUTERN, TU: *Einführung in die Fourier-Transformation.* – URL http://www.physik.uni-kl.de/fileadmin/beigang/Vorlesungen/WS_08_09/Fouriertransformation.pdf

[Kiel] KIEL, Universität: *Fensterfunktion.* – URL http://www.ipds.uni-kiel.de/Dokumente/ModulG/Teil_2/DasWichtigste_08.pdf

[Moses et al. 2011] MOSES, Allistair ; Rutherford, Matthew J. ; VALAVANIS, Kimon P.: Radar-Based Detection and Identification for Miniature Air Vehicles. In: *IEEE International Conference on Control Applications* (2011)

[Wikipedia a] WIKIPEDIA, Bob K.: *Hann Fenster*. – URL [http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Window_function_\(hann\).svg#/media/File:Window_function_\(hann\).svg](http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Window_function_(hann).svg#/media/File:Window_function_(hann).svg)

[Wikipedia b] WIKIPEDIA, Charly W.: *FMCW Prinzip*. – URL http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Fmcw_principle.png#/media/File:Fmcw_principle.png

[Wikipedia c] WIKIPEDIA, Rainald62: *FMCW Doppler radar*. – URL http://commons.wikimedia.org/wiki/File:FMCW_Doppler_radar.svg#/media/File:FMCW_Doppler_radar.svg

[Zaugg et al. 2006] ZAUGG, Evan C. ; HUDSON, Derek L. ; LONG, David G.: The BYU uSAR: A Small, Student-Built SAR for UAV Operation. In: *IEEE* (2006)

A. Anhang

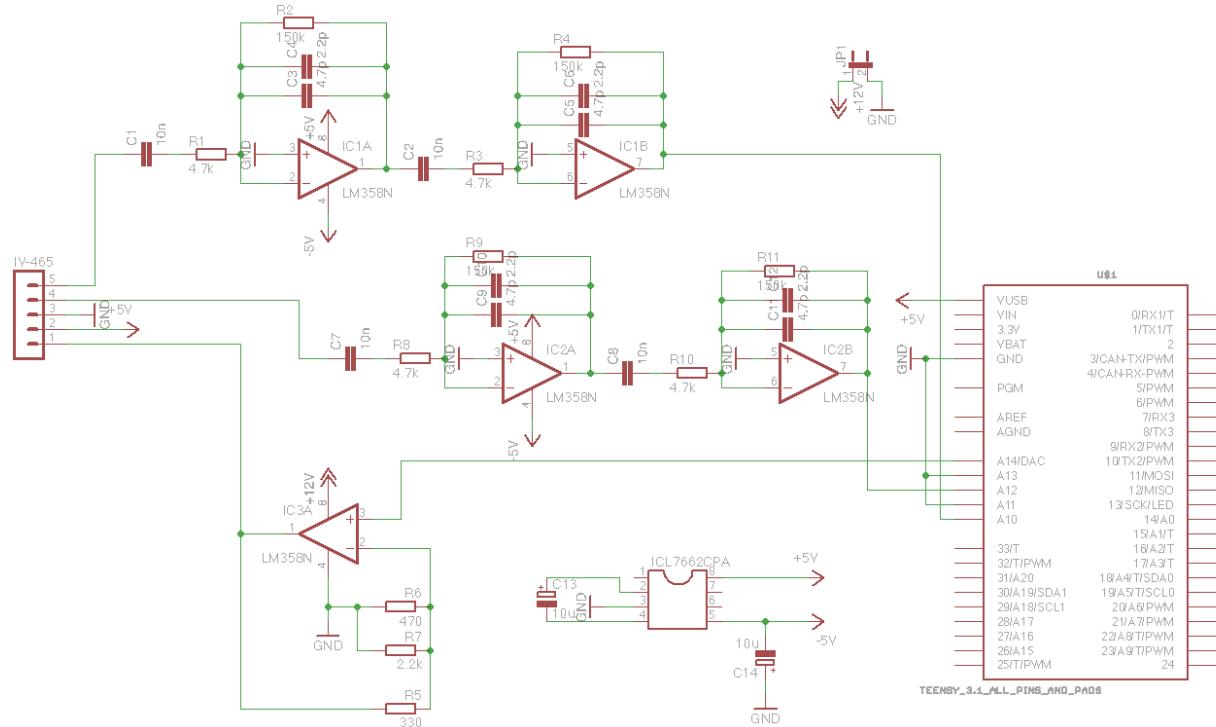


Abbildung A.1.: Der Schaltplan des gesamten Sensorboards

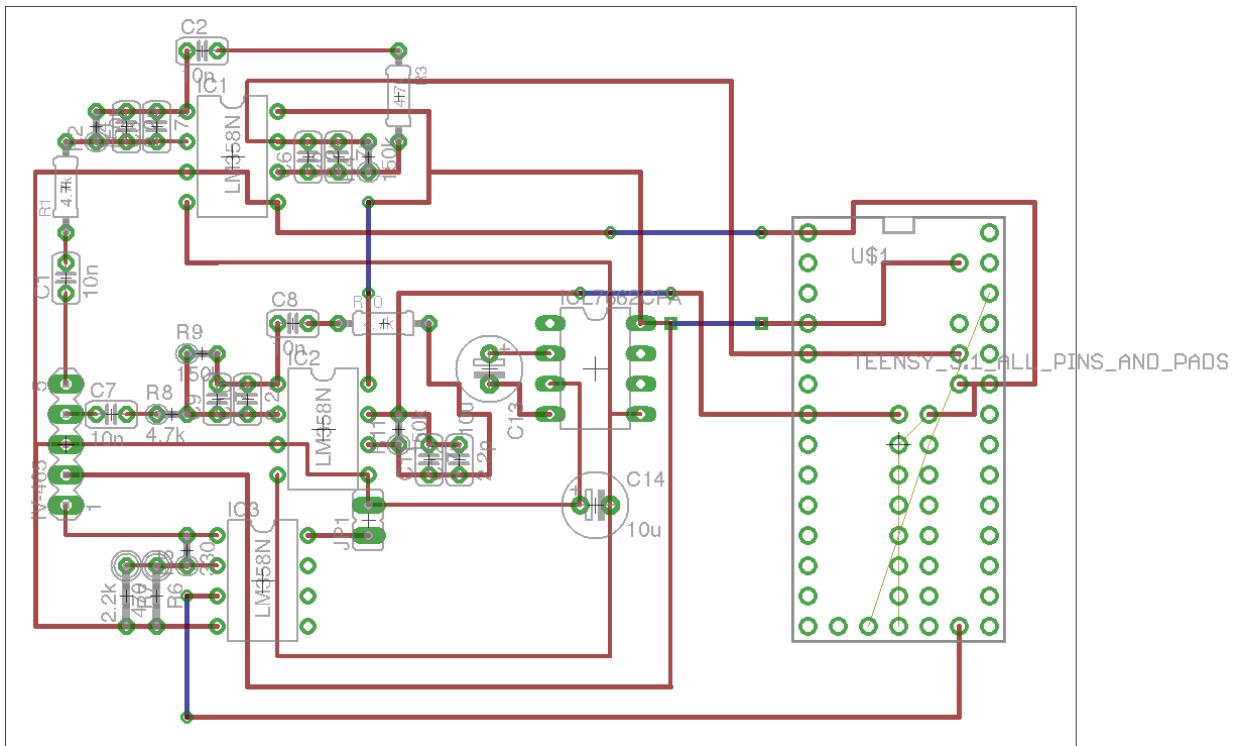


Abbildung A.2.: Das Boarddesign

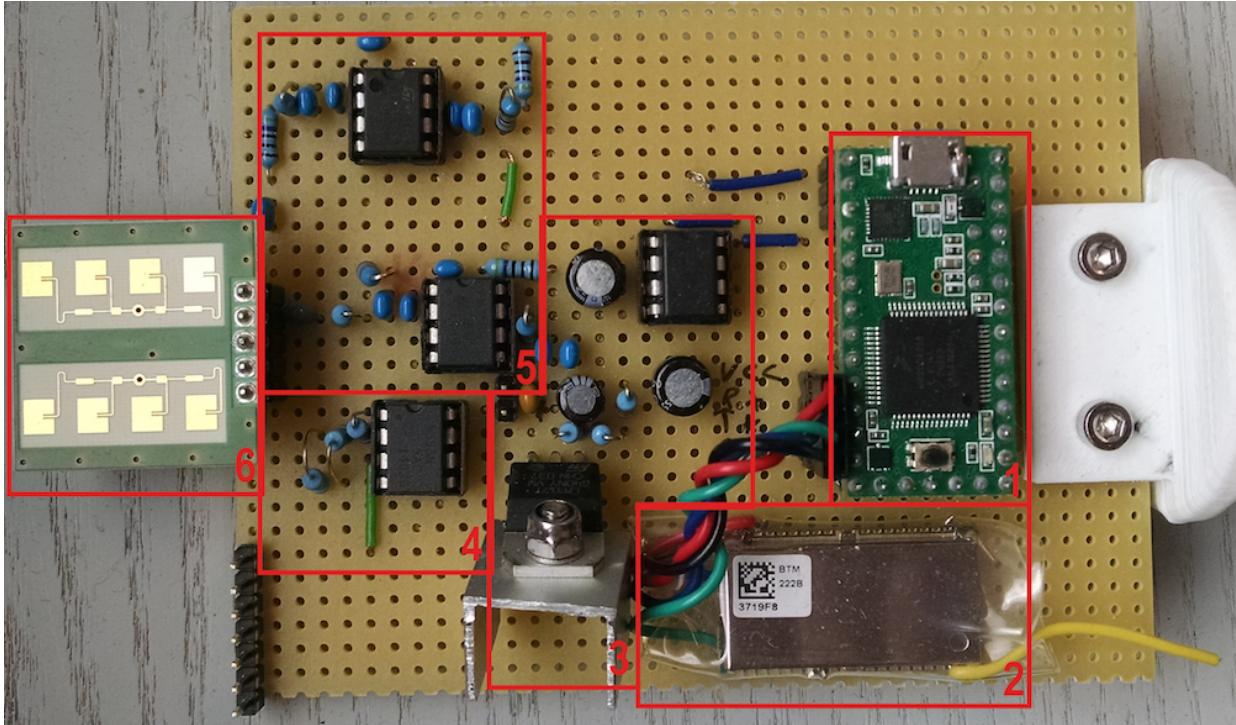


Abbildung A.3.: Das fertige Sensorboard mit Teensy(1), Bluetoothadapter(2), Stromversorgung(3), Verstärkung des modulierenden Signals(4), Verstärkung und Filterung des Radarsignals(5) und dem Radarsensor(6)