



Bachelorarbeit

Implementierung und Evaluierung einer radarbasierenden Abstandsmessung für einen Quadrocopter

Vorgelegt von

Ferdinand Seidel

Matr.-Nr.: 1766617

Prüfer:

Prof. Dr. Sergio Montenegro

Betreuender wissenschaftlicher Mitarbeiter:

Dipl.-Ing. Nils Gageik

Würzburg, 06. 11. 2014

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, 06. 11. 2014

Ferdinand Seidel

1. Aufgabenstellung

Die Fortschritte im Bereich Sensorik und Mikrotechnik ermöglichen heutzutage den kostengünstigen Bau kleiner unbemannter Luftfahrzeuge (UAV, unmanned aerial vehicle, Drohne), wie Quadrocopter. 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 problematisch. Der Aufbau eines eigenen autonomen Systems wird daher 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 verwendete optische Sensoren und Ultraschall zur Abstandsmessung. Diese Sensoren haben jedoch bestimmte Schwachstellen, z.B. versagen optische Sensoren bei Rauch und Ultraschall oder bei schallschluckenden Oberflächen wie Kleidung. Um diese Nachteile zu überwinden, soll im Rahmen dieser Arbeit eine Radarsensorik zur Abstandsmessung realisiert und in das bestehende System des Quadrocopters integriert werden. Die angedachten Radarsensoren liefern ohne geeignete Signalaufbereitung keine brauchbaren Daten.

Hauptaugenmerk der vorliegenden Arbeit ist daher die Entwicklung der Radarsensorik bzw. dessen aufbereitende Schaltung. Hierzu ist eine geeignete Schaltung auszuwählen, zu diskutieren und unter aussagekräftigen Bedingungen zu erproben und zu optimieren. Der Aufbau der elektrischen Schaltung(en) und die Evaluierung von Parametern für die Filter bzw. Wahl der elektronischen Komponenten soll hier dargestellt werden.

Die fertige Schaltung und Abstandsmessung insgesamt ist zusammen mit einem bereits entwickelten Mikrocontroller-System, das die Signale der Schaltung per FFT auswerten kann, umfangreich zu erproben und darauf zu optimieren. Die Ergebnisse der Arbeit sind zu dokumentieren.

Aufgabenstellung (Stichpunktartig):

- Diskussion Elektrische Schaltung
- Erprobung und Optimierung von Parametern
- Ausführliche Evaluierung im Endsystem
- Dokumentation (Quellcode & Wiki)

2. Zusammenfassung

Der Fokus dieser Arbeit liegt in der Entwicklung einer Entfernungsmessung mittels Radar für einen Quadrocopter. Dieses System soll die Schwachstellen der bisherigen Ultraschall- und optische Sensoren, die stark von Umwelteinflüssen abhängen, überwinden. Für diesen Zweck wurde ein Frequency-Modulated-Continuous-Wave Sensor kurz FMCW-Sensor verwendet. Dessen Ausgangssignal, eine Sinusfrequenz, steigt linear mit der Entfernung des Zielobjekts vom Radarsensor an. Leider ist dieses Signal von einem dominierenden Störsignal, das durch die Frequenzmodulierung des Radarsensors generiert wird, überlagert.

Es wurden mehrere elektrische Schaltungen entwickelt, die das rohe Ausgangssignal aufbereiten. Dieses muss je nach Frequenzmodulation individuell gefiltert und verstärkt werden, damit es passend für den ADC-Input eines Microcontrollers konditioniert ist. Das möglichst störfreie und klare Signal muss anschließend digitalisiert werden, damit das Frequenzspektrum mit Hilfe einer Fast Fourier Transformation (FFT) analysiert werden kann. Anhand der wiederhergestellten Frequenzen kann die Entfernung zum Zielobjekt berechnet und mit den anderen Entfernungsmessungssystemen verglichen werden.

3. Inhaltsverzeichnis

Erklärung.....	2
1. Aufgabenstellung	3
2. Zusammenfassung.....	4
3. Inhaltsverzeichnis.....	5
4. Einleitung	6
5. Grundlagen.....	7
5.1. Physikalische Grundlagen der Radartechnik	8
5.2. Grundlegende Radarverfahren	10
5.2.1. Puls-Radar.....	11
5.2.2. CW-Doppler-Radar.....	11
5.2.3. FMCW-Radar.....	13
5.2.3.1. FMCW-Radar mit Sägezahnmodulation.....	13
5.2.3.2. FMCW-Radar mit Dreiecksmodulation.....	15
5.2.4. FSK-Radar	17
5.2.5. Beispiel für einen FMCW-Radarsensor der IVS-465	18
5.3. Vor- und Nachteile von Radarsystemen gegenüber anderen Verfahren.....	20
6. Konzept.....	21
7. Implementierung der analogen Schaltung.....	22
7.1. Verstärkung	23
7.2. Filterung.....	25
7.3. Verschiebung der Leerlaufspannung.....	28
7.4. Schaltung für Spannung bis 3,3 Volt.....	29
7.5. Schaltung für Spannung bis 5 Volt.....	30
8. Evaluierung	31
8.1. Evaluierung der Schaltung für eine Spannung bis 5 Volt	32
8.2. Evaluierung der Schaltung für eine Spannung bis 3,3 Volt	35
9. Diskussion und Ausblick.....	36
10. Literaturverzeichnis	37
11. Anhang	40

4. Einleitung

In allen Bereichen der Technik sind Roboter auf dem Vormarsch. Sie erleichtern Menschen die Arbeit und können schwere oder sehr eintönige Arbeiten komplett abnehmen. In einigen Fällen ist der Einsatz sogar kostensparend und verbessert die Qualität der Arbeit. Durch den Einsatz eines Roboters kann man relativ risikofrei gefährliche Einsatzgebiete erkunden und muss nicht das Leben eines Menschen riskieren, um Informationen aus dem Gefahrengebiet zu erkunden. Im Worst-Case Szenario ist schließlich nur der Roboter zu ersetzen. Die Software, der meist teuerste Teil, bleibt jedoch erhalten und muss nur auf erneuerte Hardware geflasht werden.

An der Universität Würzburg wird im Rahmen des Projekts „AQopterI8“ eine fliegende Drohne, genauer gesagt ein unmanned aerial vehicle (UAV), entwickelt, deren Aufgabe es ist Leben zu retten. Es soll ein Quadrocopter autonom in vorher unbekannten Gebäudekomplexen navigieren und Missionen verfolgen können. Beispielsweise kann eine solche Drohne anstelle eines Feuerwehrmannes in einem brennenden Haus nach möglichen Verletzten suchen. Dabei wird sowohl das Leben des Feuerwehrmannes geschützt, als auch in Not befindliche Personen rechtzeitig gefunden und anschließend gerettet. [AQopterI8]

In einem solchen Krisenszenario kann sich der Quadrocopter unter Umständen jedoch nicht auf kommerzielle Navigationsmethoden für Drohnen verlassen, aus denen die benötigte Geschwindigkeit und der Abstand zu Hindernissen hervor gehen. Das meistgenutzte Navigationssystem GPS der USA kann zum Beispiel in geschlossenen Räumen oder urbanen Umgebungen durch Reflexion und Absorption der Funkwellen zu sehr starker Streuung der Genauigkeit führen. Die im Moment an Bord des Quadrocopter eingesetzten Ultraschall- und optischen Sensoren hängen stark von den äußeren Umwelteinflüssen ab. Bei starker Rauchentwicklung in Gebäuden fallen diese Systeme meistens komplett aus.

Die Schwachstellen der GPS-, Ultraschall- und optischen Sensoren sollen durch den Einsatz von komplizierterer, dafür praktischerer Radartechnik beseitigt werden. Testweise wurde in einer anderen Arbeit für die Geschwindigkeitsmessung bereits ein Continous-Wave-Radarsensor an der Drohne verwendet. Leider war der verwendete Low-Cost-Sensor nicht für den Einsatzzweck geeignet und lieferte verfälschte Ergebnisse. [Hein CW-Radar]

In meinem Projekt soll nun das bisherige Navigationssystem durch die Entwicklung eines Abstandsradars erweitert werden, damit Raummaße erfasst und Hindernisse detektiert sowie vermie-

den werden können. Dafür wird ein Frequency-Modulated-Continuous-Wave-Radarsensor eingesetzt, dessen analoge Signalaufbereitung jedoch sehr komplex ist. Das Signal muss umfassend aufbereitet werden. Zunächst werden die physikalischen Grundlagen näher beschrieben, die verschiedenen Radarsensoren vorgestellt und deren Vor- und Nachteile analysiert. Das Konzept beschreibt die Herangehensweise an die Lösung der Aufgabenstellung und wird anschließend evaluiert. Die Ergebnisse werden bewertet und daraus Schlüsse für künftige Verbesserungen des Radarsystems gezogen.

5. Grundlagen

Radar steht als Abkürzung für „**R**adio **D**etection and **R**anging“, bedeutet Funkortung und Funkabstandsmessung. Es bezeichnet somit verschiedene Erkennungs- und Ortungsverfahren um Entfernung, Peilung und Position von Zielen zu ermitteln. [WIKI RADAR]

Ein Radar-Sensor besteht immer aus mindestens einem Sender und einem Empfänger. Man spricht hier von einem Radar-Transceiver, die Verbindung von Transmitter (engl. Sender) und Receiver (engl. Empfänger) in einem einzigen Sensor. Der Transceiver versendet elektromagnetische Wellen in Richtung Zielgebiet, welche von einem Objekt reflektiert und dann wieder empfangen werden.

Die Auswahl von Radarzielen reicht vom zivilen Bereich, zum Beispiel Personenerkennung für automatische Türöffner oder Parkhilfesysteme in Autos, bis hin zu Militäranwendungen zur Ortung feindlicher Fahrzeuge. [Radarsensorik]

Da es eine Vielzahl verschiedener Radartechniken gibt, werden die wichtigsten im folgenden Kapitel näher dargestellt. Dies erleichtert die Wahl der passenden Radartechnik für mein Projekt und somit auch die Wahl des Radarsensors für die in der Aufgabenstellung gesuchte Entfernungsmessung.

5.1. Physikalische Grundlagen der Radartechnik

Im Prinzip ist die Funktionsweise von Radar ähnlich wie die Reflektion von Geräuschen: Wenn man in einem Tunnel in eine Richtung ruft, hört man das zeitlich verzögerte Echo aus der Richtung, in die man gerufen hat. Ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Schallwellen bekannt, kann man anhand der Zeitverzögerung des Echos die Entfernung der schallreflektierenden Wand grob berechnen. [Radartutorial]

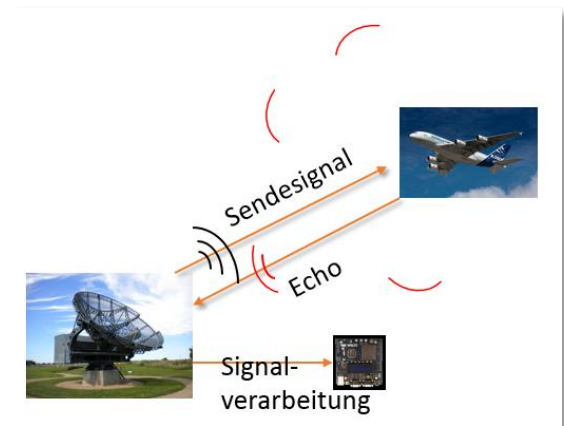


Abbildung 1: Schematische Funktionsweise von Radar

Bei Radar werden nun elektromagnetische Wellen gesendet, die an einem Zielobjekt reflektiert und ein Teil davon wieder von der Radarsensorik empfangen werden. Dieses empfangene Echo wird verwendet, um daraus Informationen über Geschwindigkeit, Entfernung und Richtung des detektierten Objekts zu erhalten.

Elektromagnetische Wellen werden nicht von Wetterverhältnissen beeinflusst und durchstrahlen viele Materialien.

Für die Radartechnik liegen die Frequenzen f zwischen zehn und 120 GHz, für gewöhnlich im 24 GHz-Bereich, welche mit folgender Formel in Wellenlängen λ ausgedrückt werden können:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{Gleichung 1})$$

Die entsprechenden Radarwellenlängen liegen in einem Bereich zwischen drei Millimetern bis drei Zentimetern und damit sehr nahe am Wellenlängenbereich des Lichts. Da sich die Radarwellenlängen also lediglich um eine Größenordnung von Lichtwellenlängen unterscheiden, besitzen sie die gleichen physikalischen Eigenschaften wie dieses: [WIKI EL-WELLE]

- Sie breiten sich direkt und sehr geradlinig (werden nur sehr geringfügig von Atmosphären- oder Wetterfaktoren beeinflusst) und mit konstanter Geschwindigkeit, der Lichtgeschwindigkeit $c = 299.792.458 \frac{\text{m}}{\text{s}}$, aus.
- Sie unterliegen Streuung, Absorption und Reflexion jeglicher Materialien, wobei für Radaranwendungen die Reflexion am wichtigsten ist.

Wenn Radarwellen Materialien durchstrahlen, unterliegen sie Beugungseffekten an Objekten, wenn deren Stärke genauso groß wie die Wellenlänge des Radarsignals ist. Dies ist vor allem wichtig für

die richtige Konstruktion der Schutzabdeckung des Sensors, dem sogenannten Radom, da dieses von den Radarsignalen ohne Verzerrung des Signals durchstrahlt werden soll. Man wählt also stets eine Abdeckung, die etwa die Hälfte der Wellenlänge λ dick ist, für unseren Frequenzbereich folglich eine Kunststoffabdeckung mit etwa 4 Millimeter Dicke. [Radarsensorik]

Die Reflexion, die Grundlage aller Radaranwendungen, kann man anhand der Radargrundgleichung in Zahlen fassen. Hierbei werden sowohl Sender und Empfänger als auch das Zielobjekt als Punkt betrachtet:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{g_t \cdot g_r \cdot \sigma^2}{R^4} \quad (\text{Gleichung 3})$$

R	Abstand zwischen Radarsensor und Radarziel
g_t	Gewinn der Sendeantenne
g_r	Gewinn der Empfangsantenne
σ	Wirkungsquerschnitt (engl. RCS/radar cross section)
P_r	Die vom Objekt reflektierte und am Sensor empfangene Leistung
P_t	Die vom Radarsensor am Sendeantennenanschluss verfügbare Leistung

Diese Gleichung drückt also den Teil der abgestrahlten Sendeenergie aus, die wieder als Empfangsenergie am Radar-Receiver ankommt. Man kann mit dieser Formel die Empfindlichkeit eines Sensors und daraus resultierend die Reichweite bei bekannten Leistungsmerkmalen berechnen, in welcher noch Objekte detektiert werden können. [Innosent APP1]

Die Bedeutungen der meisten Parameter aus der Radargrundgleichung sind geläufig, dennoch möchte ich an dieser Stelle auf den Wirkungsquerschnitt σ (im Folgenden RCS) noch einmal genauer eingehen, da dieser den meisten Betrachtern vermutlich nicht geläufig ist.

Der RCS beschreibt die Größe und das Reflektionsverhalten eines Objekts in einem Term σ . Da er in der Einheit Quadratmeter angegeben wird, wird deutlich, dass der Wirkungsquerschnitt einer Fläche entspricht. Würde die gesamte Radarenergie am Ziel reflektiert werden, dann würde der RCS genau der Fläche entsprechen, die senkrecht auf den Radarsender zeigt. In der Realität werden die Radarsignale jedoch teilweise absorbiert und nur ein kleiner Teil wird genau zurück zum Empfänger reflektiert. [Radartutorial]

Genau diesen Parameter versucht man durch innovative Flugzeuggeometrie so gering wie möglich

zu halten, um vom Feindradar schlecht oder am besten gar nicht entdeckt zu werden.

Auch deutlich zu erkennen ist, dass die Entfernung R die Gleichung am stärksten beeinflusst. Denn die emittierte Sendeleistung nimmt auf dem Weg zum Radarziel nach dem Abstandsgesetz mit $\frac{1}{R^2}$ ab. Das vom Objekt reflektierte Signal, sozusagen vom Objekt als passiver Sender emittiert, nimmt auf dem Rückweg auch wieder mit dem Faktor $\frac{1}{R^2}$ ab. Die ursprüngliche Sendeleistung wird also auf dem Hin- und Rückweg zu einem Radarziel insgesamt um den Faktor $\frac{1}{R^4}$ verringert. Um die Reichweite eines Radarsensors zu verdoppeln, müsste man also die emittierte Sendeleistung versechzehnfachen. [InnoSent APP1]

5.2. Grundlegende Radarverfahren

Da die Vielfalt an Radarsensoren groß ist, gibt die folgende Tabelle einen Überblick über den Verwendungszweck der verschiedenen Sensoren. Anschließend werde ich die einzelnen Radarsensoren genauer vorstellen.

Zielobjekt	Messgröße	Radar-Typ	Typische Verwendung
Bewegt	Nur Präsenz	CW-Doppler	Alarmanlagen
Bewegt	Geschw.	CW-Doppler	Sport, Verkehrsüberwachung
Bewegt	Geschw, Richtung	CW-Doppler	Tür/Tor, Verkehrsüberwachung
Bewegt	Geschw, Richtung, Abstand	FMCW oder FSK	Auto, Tür, Verkehrsüberwachung
Ruhend	Nur Präsenz	FMCW	Ampel, Parkplatz
Ruhend	Abstand	FMCW	industriell
Ruhend	Geschw, Abstand	FMCW	Tür, Verkehrsüberwachung
Ruhend/ Bewegt	Geschw, Richtung, Abstand	FMCW	Automotive

Abbildung 2: Übersicht der Verwendungszwecke der Sensortypen, [Radarsensorik S.46]

5.2.1. Puls-Radar

Bei diesem ursprünglichen und relativ einfachen Radarsystem wird ein kurzer elektrischer Impuls oder ein Wellenpaket, meist nur ein paar Mikrosekunden, ausgesendet. Dieses wird nach der Laufzeit t_1 am Zielobjekt reflektiert und das Echo nach der Laufzeit $t_2 = 2 \cdot t_1$ wieder empfangen. Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals bekannt ist und das Signal die Hälfte der Gesamtzeit benötigt, um vom Sender zum Objekt zu gelangen, kann die Entfernung leicht berechnet werden:

$$R = \frac{1}{2} \cdot t_2 \cdot c \quad (\text{Gleichung 4})$$

Wegen der hohen Geschwindigkeit c ist bei dieser Technik die sehr genaue Zeitmessung bei kleinen Abständen problematisch. (Bei $R = 1\text{mm}$ Abstand eine Laufzeit von etwa $t_2 = 6 \cdot 10^{-12}\text{s}$). Dieses Radarsystem ist komplizierter aufzubauen als vergleichbare CW-Geräte, da sie einen zusätzlichen sehr genauen Puls-Modulator benötigen. Sie finden deshalb in der Industrie kaum Anwendung. [InnoSent APP1] [Radartechnik]

5.2.2. CW-Doppler-Radar

Zur Erfassung von bewegten Objekten ist das Continuous-Wave-Dopplerradar die einfachste, effizienteste und meist verbreitete Lösung. Sie macht sich den Dopplereffekt zu Nutze. Dieser tritt nicht nur bei elektromagnetischen Wellen auf, sondern ist auch aus dem täglichen Leben bekannt: Zum Beispiel das Umschlagen des Signaltones eines Einsatzfahrzeuges mit Martinshorn bei der Vorbeifahrt an einem Passanten. [WIKI Doppler]

Wenn elektromagnetische Wellen auf ein relativ zur Signalquelle bewegtes Objekt treffen, werden diese, je nach Vorzeichen der relativen Bewegungsrichtung, entweder gestaucht oder gedehnt. Eine Annäherung des Objektes führt dabei zu einer Frequenzerhöhung, eine Entfernung analog dazu zu einer Frequenzverminderung. [WIKI CW-Radar]

Für die Berechnung der gesamten Dopplerfrequenzverschiebung ist zu beachten, dass zweimal eine Dopplerfrequenzverschiebung stattfindet. Zuerst erfolgt diese bei der Signalübertragung vom Radarsender zum bewegten Zielobjekt. Ein zweites Mal tritt der Dopplereffekt auf dem Rückweg des Signals vom bewegten Zielobjekt zum Radarempfänger auf. Als Signalquelle gilt diesmal jedoch das Zielobjekt, an dem die Radarsignale mit der Sendefrequenz plus der Dopplerfrequenzverschiebung reflektiert werden. [WIKI CW-Radar]

Mit der Dopplerfrequenz f_{Dopp} ist die gesuchte Geschwindigkeitskomponente v des Zielobjekts in gerader Linie zwischen Objekt und Sensorik anhand von Gleichung 5 berechenbar:

$$f_{Dopp} = \frac{2 \cdot v}{c_0} \cdot f_0 \cdot \cos \alpha \quad (\text{Gleichung 5})$$

$$v = \frac{c_0 \cdot f_{Dopp}}{2 \cdot f_0 \cdot \cos \alpha} \quad (\text{Gleichung 6})$$

f_{Dopp} Dopplerfrequenz oder Differenzfrequenz

f_0 Sendefrequenz des Radars

c_0 Lichtgeschwindigkeit der Signalausbreitung

α Winkel zwischen tatsächlicher Bewegungsrichtung des Ziels
und der Verbindungslinie Sensor-Objekt

v Betrag der Geschwindigkeit des bewegten Ziels

[InnoSent APP1]

Diese Radartechnik wurde bereits am Quadrocoptersystem der Informatik 8 evaluiert und testweise integriert. Die Bachelorarbeit von Peter Hein behandelt die Geschwindigkeitsmessung des Quadrocopters mit dem CW-Dopplerradar. [Hein CW-Radar]

5.2.3. FMCW-Radar

Da das CW-Radar aus 4.2.2. einzig allein die Geschwindigkeit eines Objektes messen kann, kommen wir nun zu einer Technik, mit der man auch Entfernungen messen kann. Mit dieser Methode kann man Entfernungen zu ruhenden Zielen, die Geschwindigkeit von bewegten Objekten als auch die Kombination aus Beidem messen. Diese Methode wird folgend ausführlich behandelt.

5.2.3.1. FMCW-Radar mit Sägezahnmodulation

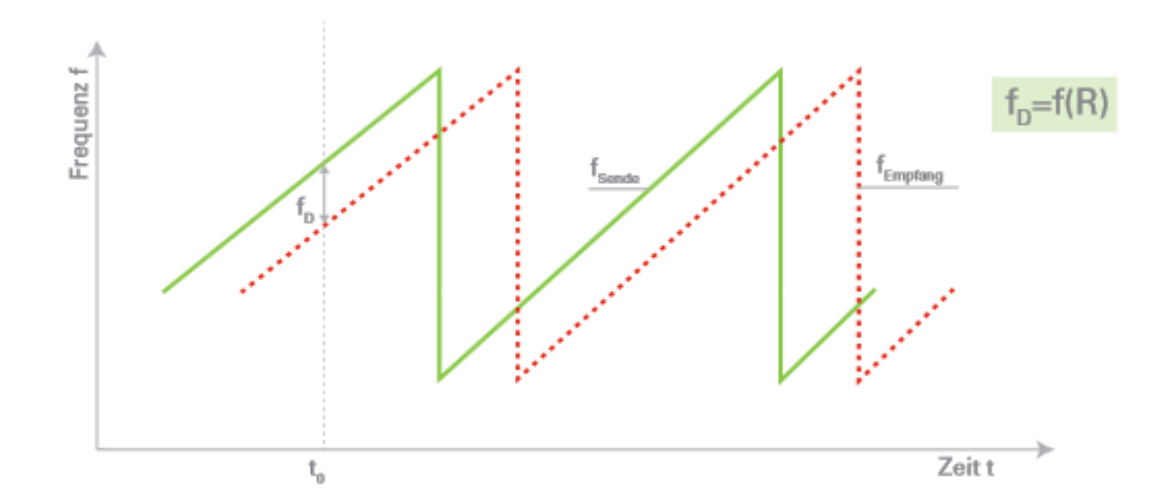


Abbildung 3: Zeitabhängiger Verlauf der Sende- und Empfangsfrequenzen beim FMCW-Radar mit Sägezahnmodulation [InnoSent APP1]

Beim Frequency-Modulated-Continuous-Wave-Radar wird durchgehend ein sinusförmiges Hochfrequenzsignal ausgesendet, dessen Frequenz zeitabhängig linear verändert wird. Die Sendefrequenz wird in diesem Fall mit einem Sägezahnsignal moduliert, wodurch nur eine reine Entfernungsmessung möglich ist. Dadurch steigt die Sendefrequenz in einem Zeitraum (Sweepfrequenz) linear an und fällt dann abrupt wieder zurück. Um zwischen Sender und Empfänger zweimal hin und her zu reisen, benötigt das Signal die Zeit $T = 2 \frac{R}{c_0}$. Am Receiver wird das Empfangssignal mit dem durch die Verzögerung durch die Signallaufzeit, inzwischen schon verändertem Sendesignal gemischt und man erhält eine niederfrequente Differenzfrequenz f_{Diff} . Präziser gesagt erhält man genau die Frequenz, um deren Betrag sich die Radarfrequenz in der Signallaufzeit verändert hat. Diese Frequenz hängt linear von der Signallaufzeit ab und ist damit auch proportional zur Entfernung des Zielobjekts. [InnoSent APP1]

Es besteht folgender Zusammenhang zur Berechnung der Entfernung:

$$R = \frac{c_0}{2} \cdot T \cdot \frac{f_{Diff}}{\Delta f} \quad (\text{Gleichung 7})$$

R	Entfernung zwischen Zielobjekt und Radarsensorik
T	Signallaufzeit
F	Differenzfrequenz zwischen Sende- und Empfangssignal
Δf	Frequenzhub der Radarwellen
f_{Diff}	Differenzfrequenz zwischen gesendetem und aktuellem Signal

Für die erfolgreiche Auswertung der Differenzfrequenz muss während einer Sweepperiode mindestens eine komplette Schwingung erzeugt werden. Das bedeutet, dass die Differenzfrequenz immer kleiner oder maximal gleich groß wie die Sweepfrequenz sein muss, in Zahlen: $T = \frac{1}{f_{Diff}}$. Nach Gleichung 6 beträgt die kleinste messbare Entfernung für eine Bandbreite Δf von 250 Mhz (5V Amplitude der Modulierung) im 24 Ghz-Band mit einer Sweepdauer folglich:

$$R_{min} = \frac{c_0}{2 \cdot \Delta f} = 0,75cm$$

Damit der Nahbereich überhaupt noch messbar ist, muss der Frequenzhub Δf möglichst groß sein, da er im Nenner steht. [Radarsensorik]

Dieses Verfahren ist Hauptaugenmerk meiner Bachelorarbeit und wird am Radarsensor IVS-465 der Firma Innocent zur Entfernungsmessung betrieben.

5.2.3.2. FMCW-Radar mit Dreiecksmodulation

Möchte man allerdings ein bewegtes Objekt in Bezug auf Geschwindigkeit und augenblicklichen Abstand messen, muss man sich bewusst sein, dass die Effekte aus 5.2.3.1 und 5.2.2. überlagert werden. Folglich wird die gemessene Differenzfrequenz zusätzlich von einer Dopplerfrequenzverschiebung beeinflusst. Mit der Sägezahnmodulation aus 5.2.3.1. funktioniert dieses Verfahren schon rein mathematisch nicht, denn aus dem Sägezahn kann man anhand seiner einzigen Geraden nur eine Gleichung zur Bestimmung der beiden Unbekannten aufstellen. Um eine eindeutige Lösung für Dopplereffekt- und Laufzeiteffektverschiebung bestimmen zu können, benötigt man mindestens zwei Gleichungen.

Mit einer Dreiecksmodulation können wir anhand der aufsteigenden und absteigenden Geraden je eine Gleichung aufstellen und damit das mathematische Problem lösen:

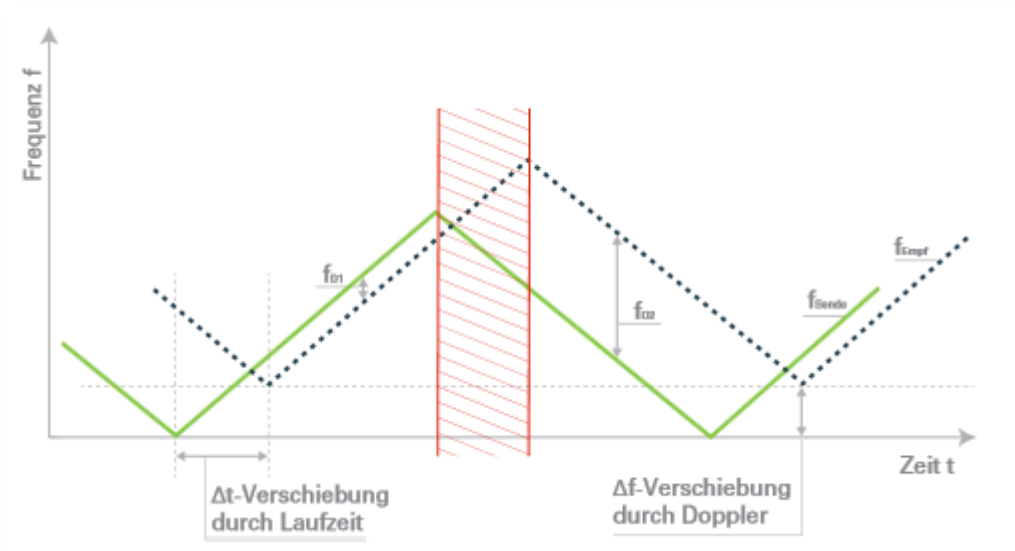


Abbildung 4: Zeitlicher Verlauf von Sende- und Empfangsfrequenzen beim FMCW-Radar mit Dreiecksmodulation [InnoSent APPI]

Die Empfangssignalkurve wird durch den Laufzeiteffekt der Entfernungsmessung in mathematischer Hinsicht parallel zu x-Achse zeitlich verschoben. Diese Frequenz kommt zustande, da sich die Sendefrequenz in y-Richtung verändert hat, während das „Sendepaket“ zwischen Zielobjekt und Radarsensor zwei Mal hin und her gereist ist. Diese Frequenz f_{Lauf} kann durch Umformung von Gleichung 7 ausgedrückt werden:

$$f_{Lauf} = \frac{2}{c_0} \cdot \Delta f \cdot \frac{R}{T} \quad (\text{Gleichung 8})$$

Der durch die Geschwindigkeit des Objektes hervorgerufene Dopplereffekt verschiebt die Empfangsfrequenzen analog zu 5.2.2. parallel zur y-Achse. Rechnerisch erfolgt diese Verschiebung nach Gleichung 9:

$$f_{Dopp} = 2f_0 \cdot \frac{v}{c_0} \cdot \cos \alpha \quad (\text{Gleichung 9})$$

Anhand von Abbildung 4 kann man herauslesen, wie man beide Effekte mathematisch korrekt kombiniert:

- Bei der ansteigenden Flanke hat sich der Doppler- und der Laufzeiteffekt **subtrahiert**. Daraus ergibt sich für die Frequenzveränderung f_{Diffan} :

$$f_{Diffan} = |f_{Dopp} - f_{Lauf}| \quad (\text{Gleichung 10})$$

- Bei der fallenden Flanke haben sich der Doppler- und der Laufzeiteffekt **addiert**. Daraus ergibt sich für die Frequenzveränderung f_{Diffab} :

$$f_{Diffab} = f_{Dopp} + f_{Lauf} \quad (\text{Gleichung 11})$$

Die gesuchte Geschwindigkeitsinformation v lässt sich nun durch Addition der beiden Gleichungen 10 und 11 berechnen:

$$f_{Diffan} + f_{Diffab} = 2 \cdot f_{Dopp}$$

Durch Einsetzen von Gleichung 9 und Umformen nach der Geschwindigkeit v gilt:

$$f_{Diffan} + f_{Diffab} = 2 \cdot 2f_0 \cdot \frac{v}{c_0} \cdot \cos \alpha$$

$$v = \frac{c_0 \cdot (f_{Diffan} + f_{Diffab})}{4f_0 \cdot \cos \alpha} \quad (\text{Gleichung 12})$$

Für die Entfernungsinformation R werden die Gleichungen analog dazu subtrahiert:

$$|f_{Dopp} - f_{Lauf}| = 2 \cdot f_{Lauf}$$

Durch Einsetzen von Gleichung 8 und Umformen nach der Entfernung R gilt:

$$|f_{Dopp} - f_{Lauf}| = 2 \cdot \frac{2}{c_0} \cdot \Delta f \cdot \frac{R}{T}$$

$$R = \frac{|f_{Dopp} - f_{Lauf}| \cdot T \cdot c_0}{4 \cdot \Delta f} \quad (\text{Gleichung 13})$$

Aus diesen beiden Gleichungen 12 und 13 können nun mithilfe der bekannten Parameter und der Frequenzmessung der FFT gleichzeitig Geschwindigkeit und Entfernung zu einem bewegten Zielobjekt gemessen werden.

Der Hauptaufwand dieser Technik liegt in der Berechnung und limitiert somit die Geschwindigkeit der Radardetektierung. Der zeitliche Aufwand zwischen Berechnung und Messung liegt bei etwa 1 zu 40. Somit benötigt der Prozessor 40ms Rechenzeit für 1 ms Messzeit um die Signale auszuwerten. [Radarsensorik] [InnoSent Abb 1]

5.2.4. FSK-Radar

Bei der Frequency-Shift-Keying-Methode wird, anstatt wie bei FMCW die Frequenz linear zu verändern, immer zwischen zwei Frequenzen hin und her gesprungen. Die Frequenzen liegen typischerweise nur einige hundert Kilohertz oder einige Megahertz auseinander. Die FSK-Methode eignet sich nur zur Erfassung von bewegten Objekten. Sie liefert allerdings sowohl Geschwindigkeits- als auch Entfernungsinformationen. Der Geschwindigkeitsanteil wird aus der Dopplerfrequenzverschiebung berechnet, die sich als Zwischenfrequenz der jeweiligen Sendefrequenz im Receiver ergibt. Der Entfernungsanteil berechnet sich aus der Phasendifferenz dieser beiden Dopplerfrequenzen der Empfangssignale. [Radarsensorik]

Leider kostet dieses Verfahren relativ viel Rechenleistung und auch die Hardware muss sehr genau arbeiten. Die Güte der Entfernungsberechnung hängt sehr stark von der Stabilität und Genauigkeit der beiden Sprungfrequenzen ab.

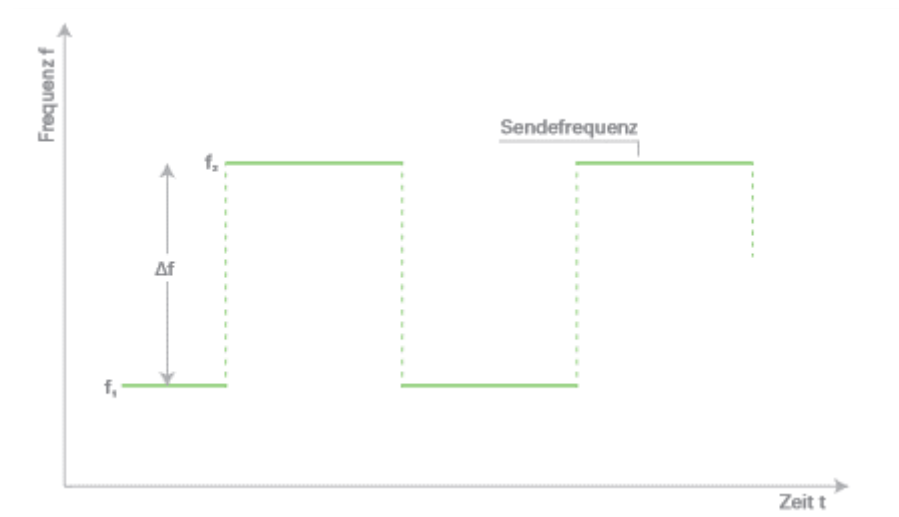


Abbildung 5: Grundsätzlicher Zeitverlauf der Sendefrequenzen bei einem FSK-Radar nach dem Frequenzsprungverfahren [InnoSent APP1]

Dieses Verfahren geht über den Rahmen der Bachelorarbeit hinaus und wurde nur der Vollständigkeit halber aufgeführt. Detailliertere Informationen finden sich im Buch Radarsensorik.

5.2.5. Beispiel für einen FMCW-Radarsensor der IVS-465

Der IVS-465 vom Hersteller InnoSent (siehe Abbildung 6), 25x25x7mm klein, mit einem Preis von etwa 5 Euro, ist das in dieser Arbeit verwendete Beispiel für einen Frequency-Modulated-Continuous-Wave-Radarsensor.

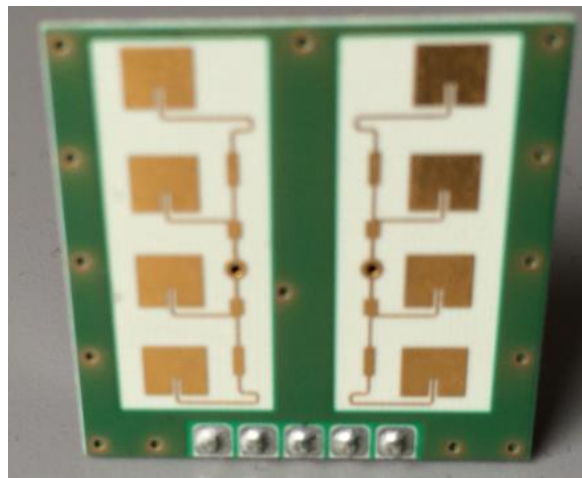


Abbildung 6: IVS - 465 FMCW-Radarsensor der Firma InnoSent

Dieser Sensor ist ausgesprochen vielseitig und kann für die meisten Radaranwendungen eingesetzt werden: Man kann damit sowohl Entfernungen zu Festzielen über die Signallaufzeit, als auch Geschwindigkeit von bewegten Objekten über den schon bekannten Dopplereffekt messen. Moduliert man statt eines Sägezahns, eine Dreiecksfunktion auf das Trägersignal, können durch genug Rechenleistung auch beide Parameter gleichzeitig bestimmt werden. Für den Einsatzzweck bei meiner Arbeit, die reine Entfernungsmessung zwischen Quadrocopter und Objekten, ist ein möglichst linearer Sägezahn zunächst die beste Wahl.

Auf der Rückseite des Sensors sind fünf Pin-Kontakte angebracht, einer für Versorgungsspannung und einer für Masse. Auf den dritten Pin wird ein Modulationssignal, in meinem Fall ein Sägezahn, gelegt. Für jede Spannungserhöhung um 1 Volt wird die Radarfrequenz um 50 MHz erhöht. Es wird also bei einer Amplitude von 5 Volt die ganze Bandbreite von 24,000 GHz bis 24,250 GHz abgefahren. [IVS - 465]

Die letzten beiden Pins sind IF-Output (intermediate frequency), die als I/Q-Ausgänge konstruiert

sind. Bei diesem Verfahren wird mit Hilfe eines I/Q-Mischers, der Q-Ausgang relativ zum I-Ausgang um 90° beziehungsweise eine Viertelwellenlänge phasenverschoben. Durch diese Anordnung ist es möglich, die aktuelle Bewegungsrichtung des Zielobjekts relativ zum Sensor zu erkennen.

Der Sensor ist auf das ISM-Band (Industrial, Scientific and Medical Band) Typ B im Bereich von 24 GHz bis 24,25 GHz getaktet. Er hat ein Antennendiagramm von 80° Azimuth und 32° Elevation mit einer maximalen Gesamtleistung nach Antennenverstärkung von 12 dBm, was etwa 16 mW entspricht. [IVS - 465]

Das rohe Outputsignal liegt nur im niedrigen Millivoltbereich, laut Datenblatt zwischen -300mV bis +300mV und muss daher verstärkt werden. In der Realität ist das Ausgangssignal allerdings noch deutlich schwächer und muss mit etwa 30 dB bis 60dB verstärkt werden, um in einen einstelligen Voltbereich zu kommen.

Des Weiteren ist im Ausgangssignal ein starkes Durchschlagen des aufmodulierten Sägezahnsignals zu erkennen. Dieser ungewünschte Nebeneffekt stört die Frequenzwiederaufbereitung der gesuchten Differenzfrequenz und muss deshalb herausgefiltert werden. Die Schwierigkeit dabei ist, dass Störfrequenz vom Trägersignal und Differenzfrequenz bei geringen Abständen so nahe beieinander liegen, dass diese mit Hilfe von analogen Filtern kaum mehr zu trennen sind. Die Schaltung muss also sehr individuell auf das jeweilige Trägersignal und vor allem dessen Frequenz abgestimmt sein und kann nur unter großem Aufwand angepasst werden.

5.3. Vor- und Nachteile von Radarsystemen gegenüber anderen Verfahren

Radar ist eine relativ komplizierte Technik und trotzdem kommt sie immer mehr zum Einsatz. Warum Radarsysteme in einigen Aufgabenbereichen so überlegen im Vergleich zu anderen Technologien sind, möchte ich im folgenden Kapitel durch direkte Gegenüberstellung der Systeme vorstellen.

In nachfolgender Übersicht sind die Vor- und Nachteile der Konkurrenzsysteme von Radar beim Einsatz zur Entfernungs- und Geschwindigkeitsmessung zusammengefasst.

	Prinzip	Vorteile	Nachteile
Passiv-Infrarot	Rein passives Verfahren, detektiert die zeitliche Veränderung eines integralen Wärmebildes einer Umgebung	<ul style="list-style-type: none"> · Geringer Stromverbrauch · Preisgünstig 	<ul style="list-style-type: none"> · Reiner Präsenzdetektor, keine Entfernung- oder Geschwindigkeitsinformation · Begrenzte Reichweite (<10m) · Komplizierte Linsensysteme · Reagiert nicht auf „wärme-isolierende“ Kleidung
Aktiv-Infrarot	Aktives Sende-/Empfangsverfahren im nicht-sichtbaren Lichtbereich	<ul style="list-style-type: none"> · Hohe Reichweite · Geschwindigkeits- und Entfernungswsinformation 	<ul style="list-style-type: none"> · Komplizierte Linsensysteme · Komplizierte Verfahren für Winkelauflösung · Hoher Strombedarf / Hohe Kosten · Empfindlich gegen Umwelteinflüsse
Ultraschall	Aktives Verfahren im nicht-hörbaren Schallbereich, Entfernung durch Triangulation	<ul style="list-style-type: none"> · Preisgünstig · Entfernungsinformation 	<ul style="list-style-type: none"> · Benötigt Kontakt mit Medium Luft · Keine Geschwindigkeits-information · Geringe Reichweite · Störanfällig
Video	Kamera-Verfahren	<ul style="list-style-type: none"> · Hohe Auflösung · Hohe Reichweite · Geschwindigkeitsinformation (indirekt über Bildfolgen) 	<ul style="list-style-type: none"> · Hoher Aufwand für Signalverarbeitung · Empfindlich gegen Umwelteinflüsse
Radarsensorik	Aktives Sende-/Empfangsverfahren im Mikrowellen-GHz-Bereich	<ul style="list-style-type: none"> · Geschwindigkeits- und Entfernungsinformation · 2D-Bild · Hohe Reichweite · Allwettertauglich · Durchstrahlt Kunststoffe 	<ul style="list-style-type: none"> · Hohe Auflösung benötigt hohe Bandbreite · Mittlere Kosten

Abbildung 7: Überblick der Vor- und Nachteile verschiedener Detektionsverfahren

[Tabelle entnommen aus Innosent APPI S.6]

6. Konzept

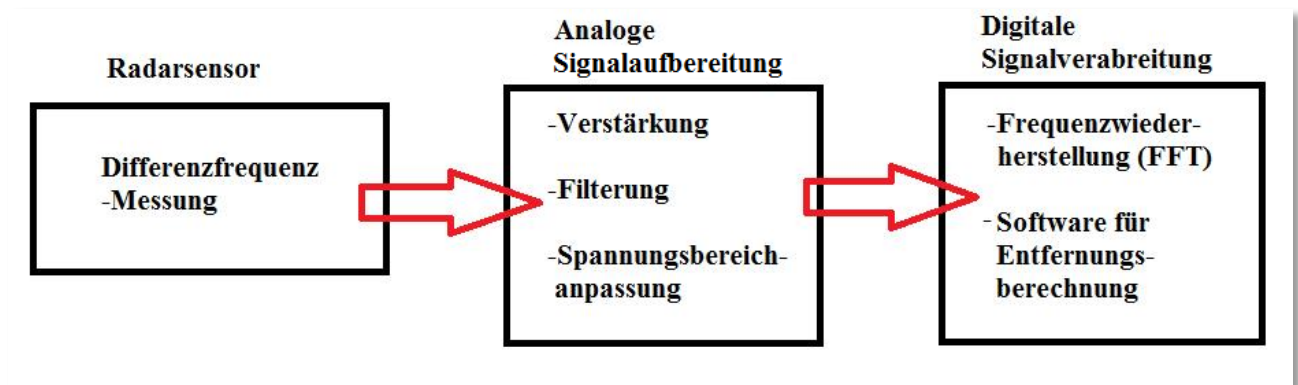


Abbildung 8: Schematischer Aufbau des Grundkonzepts

Die radarbasierte Entfernungsmessung wird mit Hilfe des in 5.2.8. behandelten FMCW-Sensor IVS-465 durchgeführt. Der IF-Ausgang des Sensors muss dazu verstärkt, bandbegrenzt und die Leerlaufspannung verschoben werden.

Das dominierende Signal im Output ist nicht die gewünschte Differenzfrequenz, sondern unabhängig von Entfernungen zu Zielobjekten im Radarbereich. Daran erkennt man, dass das dominierende Signal durch das „Durchschlagen“ des Sägezahnsignals der Frequenzmodulation generiert wird. Das gesuchte Sinussignal der Differenzfrequenz ist dem durchschlagenden Sägezahn aufmoduliert. Folglich muss also das Rohsignal möglichst früh gefiltert werden, damit nicht das dominante Sägezahnsignal verstärkt wird, sondern möglichst nur das Sinussignal der Differenzfrequenz, welches die Entfernungsinformationen enthält.

Bei sehr kleinen Entfernungen liegt das Sinussignal frequenzmäßig sehr nahe am störenden Sweep-signal des Sägezahnsignals. Deshalb sind sehr kleine Entfernungen mit Radarsystemen sehr schwer zu messen und mit analogen Filtern nicht mehr voneinander zu unterscheiden.

In der ersten Vorverstärkung wird das Sägezahnsignal folglich mit einem aktiven Bandpassfilter begrenzt. Durch eine geringe erste Verstärkung und eine gleichzeitige Ausfilterung des Sägezahnsignals kann nun man nun erstmals das eigentliche Sinussignal der Differenzfrequenz vom Sägezahn trennen. Anschließend wird mit einem zweiten aktiven Bandpassfilter das Signal auf den gewünschten Voltbereich weiterverstärkt.

Leider generiert der Radarsensor nun mit dieser Schaltung ein Sinussignal mit negativen sowie positiven Spannungen. Da das verwendete Board keine negativen Spannungen auswerten kann, muss das Nutzsignal anschließend noch um ein Spannungslevel erhöht werden. Damit wird ein Signal generiert, das mit einer bestimmten Amplitude im positiven Spannungsbereich oszilliert und somit

vom ADC-Input des Microcontrollers verarbeitet werden kann. Dieser rekonstruiert die gängigsten Frequenzen mit Hilfe einer FFT, die anschließend per Software in Entfernungen umgerechnet werden.

7. Implementierung der analogen Schaltung

Im folgenden Kapitel wird die Umsetzung des vorher erarbeiteten Konzepts vorgestellt.

Wegen seiner oben aufgezählten Vorteile wird der in Abschnitt 5.2.5. beschriebene FMCW-Sensor IVS-465 zur Entfernungsmessung eingesetzt. Dafür wird er mit einem Dreieckssignal mit einer Frequenz von 1 kHz und einer Amplitude von 5 Volt moduliert.

Das Signal wird daraufhin mit einer komplizierten, analogen Schaltung verstärkt, gefiltert und verschoben. Anschließend wird es an einen Microcontroller vom Typ Teensy angeschlossen, auf dem mit bereits bestehender Software die Frequenz gemessen und daraus die Entfernungsinformation berechnet wird.

Da für die Entfernungsmessung ein einziges IF-Ausgangssignal reicht, wurde in dieser Arbeit nur einer der beiden Channel ausgelesen. Allerdings kann der zweite Ausgang für die Datenverarbeitung mit der gleichen Anordnung wie der Erste beschaltet werden, um zum Beispiel bei bewegten Zielen die Richtung der Bewegung zu ermitteln.

Der Ausgang des Sensors hat bei gleichbleibender Entfernung, ohne eine analoge Verarbeitung, ein Sinussignal um den Nullpunkt, dessen Frequenz von der Entfernung zwischen Sensor und Radarziel abhängt. Allerdings ist die Amplitude dieses Sinussignals sehr klein (typischer Weise nur etwa $300\text{ }\mu\text{V}$) und das Signal auf ein Dreieckssignal mit relativ großer Amplitude aufmoduliert. Man erkennt auf dem Oszillator ohne Vorverstärkung zunächst nur die konstanten Frequenzanteile, die durch das „Durchschlagen“ des Dreieckssignals generiert werden. Das entfernungsabhängige Sinussignal kann hingegen auf dem Scope wegen fehlender Empfindlichkeit gar nicht erkannt werden. Deshalb muss das Signal sehr früh möglichst rauscharm und hochohmig weiter verstärkt werden, um in messbare Amplitudenbereiche im Voltbereich zu kommen. [InnoSent APP3]

7.1. Verstärkung

Die NF-Verstärkerschaltung wird mit Hilfe von Operationsverstärkern (Abk. OpAmp) realisiert, die gleichzeitig zur Verstärkung und Frequenzfilterung eingesetzt werden. In meinem Fall wurden dafür Bauteile des Typs LM358 verwendet, die gleich zwei OpAmps in einem Chip beherbergen. Zunächst muss man sich klar machen, welche Ausgangssituation man hat und welchen Zielbereich das Signal einnehmen soll. [LM358]

Der Sensorausgang liefert also ein Dreiecksignal mit einer Amplitude von einigen Millivolt, auf dessen Primärsignal das sinusförmige Nutzsignal der Differenzfrequenz mit einer Amplitude von maximal $300 \mu\text{V}$ aufmoduliert ist. Als Zielbereich möchte ich das Signal in den vom Microcontroller erwarteten Voltbereich von 0 bis 3,3 Volt bringen und dabei eine möglichst große Amplitude meines Sinussignals generieren, um eine möglichst störfreie Frequenzrekonstruktion zu gewährleisten.

Als erster Schritt wird das Signal nun verstärkt, damit man die Amplitude des Sinussignals überhaupt auf dem Signal der Dreiecksmodulation erkennen kann. Man muss einen Kompromiss finden, um das Signal möglichst deutlich zu verstärken, jedoch den Operationsverstärker nicht wegen der hohen Amplitude des Trägersignals in die Sättigung zu treiben.

In der ersten Vorverstärkung erfolgt eine Verstärkung G (engl. gain) um 30 dB was etwa dem Faktor 33 entspricht. Dazu wird unter Einsatz eines Operationsverstärkers, ein „invertierender Verstärker“, aufgebaut. Für die von mir gewählten Widerstände kann nun nach Gleichung 14 die Verstärkung G berechnet werden: [Zentralavionik]

<i>Mit den gewählten Widerständen $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ folgt:</i>	
$\text{Gain } G_1 = -\frac{R_2}{R_1}$	(Gleichung 14)
$G_1 = -31,914893617$	

Jetzt kann man auf dem Oszilloskop erstmals das aufmodulierte Sinussignal der Differenzfrequenz erkennen. Allerdings ist dieses nun invertiert und wird noch deutlich vom störenden Dreiecksignal dominiert.

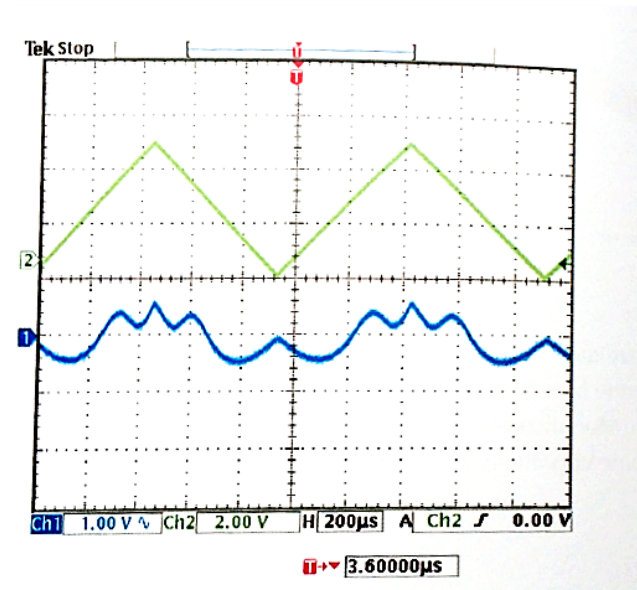


Abbildung 9: Wand in einer Entfernung von 2m mit reiner Verstärkerschaltung [Radarsensorik S.112]

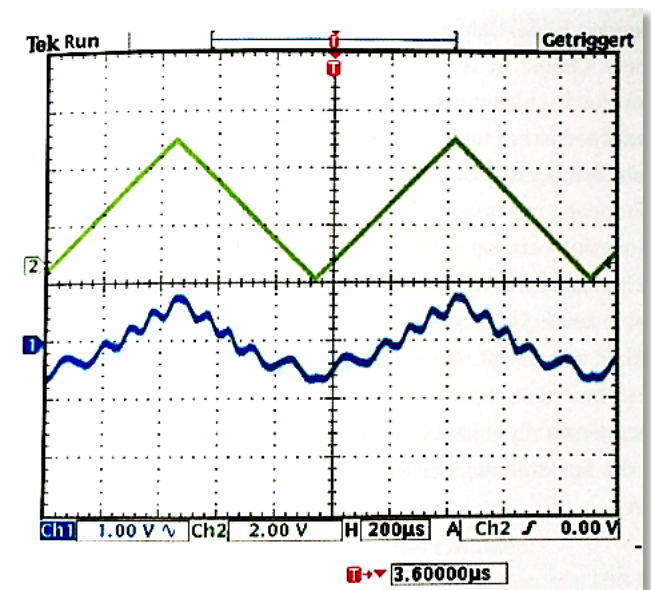


Abbildung 10: Wand in einer Entfernung von 4m mit reiner Verstärkerschaltung [Radarsensorik S.115]

In den obigen Abbildungen kann man gut erkennen wie das interessante Sinussignal auf das Dreieckssignal für die Frequenzänderung aufmoduliert ist. Die deutlich stärkere Amplitude des Dreieckssignals macht eine Erkennung der kleinen Flanken des Sinus sehr schwer. Bei steigender Entfernung vergrößert sich die Signallaufzeit und somit steigt die Differenzfrequenz an.

Um das nun sichtbare Signal auf die gewünschte Gesamtverstärkung von 60 dB zu erweitern, wird nun ein zweiter invertierender Verstärker hinter den ersten geschaltet. Dies hat zudem den positiven Effekt, dass das zuvor invertierte Signal nun wieder zurück gedreht wird. Die Gesamtverstärkung G_2 wird nun aus der Serienschaltung anhand zweier Verstärker berechnet. Dazu verwende ich im zweiten Verstärker identische Widerstände wie im ersten:

Mit den gewählten Widerständen $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$ und $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$ folgt:

$$\begin{aligned} \text{Gain } G_2 &= G_1 \cdot \left(-\frac{R_4}{R_3}\right) \\ G_2 &= 1018,5604345858 \end{aligned} \quad \text{(Gleichung 15)}$$

Mit dieser Leistungsverstärkung erhält man nun ein analog aufbereitetes Ausgangssignal, welches im Amplitudenbereich von wenigen Volt liegt. Allerdings muss die Schaltung nun noch mit einem Filter erweitert werden, da sonst das Dreieckssignal die Endstufe in die Sättigung treibt.

7.2. Filterung

Wie bereits im vorherigen Kapitel erwähnt, dominiert das Störsignal der Dreiecksmodulation das Nutzsignal der Differenzfrequenz, welches die Entfernungsinformationen enthält. Um dieses Störsignal nun weitgehend zu entfernen, wurde der Frequenzbereich, welcher das konstante, niederfrequente Dreieckssignal beinhaltet, mit Hilfe eines Hochpassfilters abgeschnitten. Dieser filtert den unteren Frequenzbereich ab einer bestimmten Frequenz f_{min} ab und lässt nur Frequenzen mit höherer Frequenz durch. Analog dazu wird der Frequenzbereich oberhalb der erwarteten Differenzfrequenzen mit einem Tiefpassfilter abgeschnitten. Die Kombination eines Hochpass- und eines Tiefpassfilters bezeichnet man als Bandpassfilter. Dieser lässt also nur Frequenzen eines gewissen Frequenzbandes zu. Der Filter wird nun in unsere bestehenden Verstärkerstufen aus 7.1. integriert. Dafür wird die bisherige Schaltung lediglich um zwei Kondensatoren C_1 und C_2 erweitert. Man nennt diese Schaltung einen „aktiven Bandpassfilter“.

Die Frequenzen f_{min} und f_{max} , bei denen das Signal abgeschnitten werden soll (der sogenannten Cut-off-Frequenzen), werden mit folgender Gleichung 16 berechnet: [Elektr. Netze]

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} \quad (\text{Gleichung 16})$$

Daraus ergibt sich für die untere Cut-off-Frequenz: $f_{min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_1}$

Und für die obere Cut-off-Frequenz: $f_{max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_2}$

Im nächsten Schritt muss geklärt werden, welche Frequenzbereiche von Bedeutung sind bzw. wo der erwartete Bereich der Differenzfrequenz liegt. Diese beiden Größen werden in meinem Projekt jedoch von der bestehenden Hardware beeinflusst:

Der Microcontroller kann nur Frequenzen bis 150 kHz fehlerfrei rekonstruieren. Schnellere Frequenzen führen zu einer Verfälschung der Frequenzanalyse. Um dies zu vermeiden, wird die obere Cut-off-Frequenz bei 150 kHz festgesetzt.

Die untere Schranke ist der kompliziertere Bereich, denn bei niedrigen Entfernungen kommt die Differenzfrequenz sehr nahe an die Dreiecksfrequenz heran. Diese sind dann mit analogen Filtern kaum bis gar nicht mehr zu trennen. Für den minimalen Abstand R zwischen Radarziel und Sensor von 0,75 Zentimeter erhält man folglich die kleinstmögliche Frequenz $f_{0,75m}$ nach Gleichung 8:

$$f_{0,75m} = 12,508 \text{ KHz}$$

Deswegen habe ich die untere Cut-off Frequenz bei 11 KHz festgesetzt, damit die Dreiecksfrequenz, die typischerweise im Bereich zwischen 1 und 10 KHz liegt, herausgefiltert wird.

Mit dem nun bekannten Frequenzband und den Parametern aus 7.1. können nun die Kondensatoren C_1 und C_2 nach Gleichung 16 für den Bandpassfilter berechnet werden:

*Mit den gewählten Werten $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$;
 $f_{min} = 11 \text{ kHz}$; $f_{max} = 150 \text{ kHz}$ folgt für den Kondensator C_1 :*

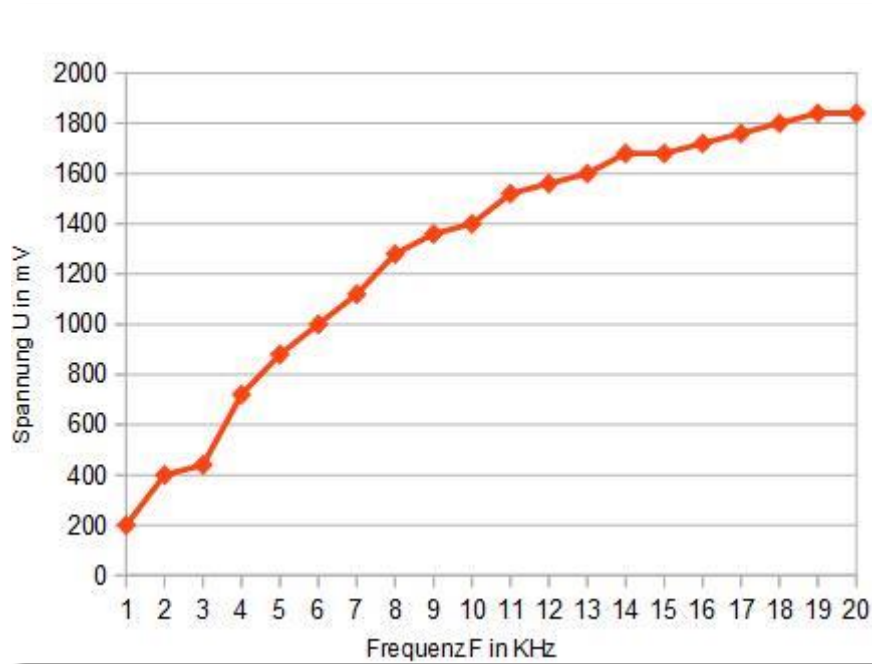
$$C_1 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{low} \cdot R_1)}$$

$$C_1 = 3,38627538493394 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$C_2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{low} \cdot R_2)}$$

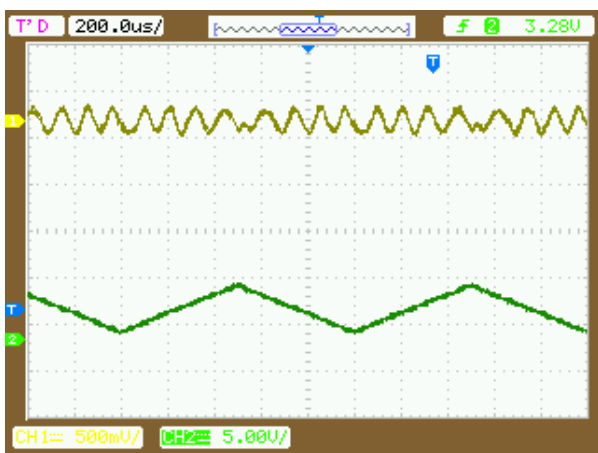
$$C_2 = 7,07355302630646 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

In Abbildung 11 ist ein realer Filter dargestellt, dessen Cutoff-Frequenz bei 10 KHz liegt. Man kann erkennen, wie der Filter das Signal relativ flach abschneidet und somit Frequenzen, wenn auch abgeschwächt, trotzdem passieren können. Um eine bessere Frequenzfilterung zu erhalten, werden in die Schaltung aus 7.1. zwei Bandpassfilter in Reihe geschaltet. Dies ermöglicht eine steilere Frequenztrennung. Das Störsignal ist zwar immer noch im Ausgangssignal zu erkennen, ist jedoch so stark geschwächt, dass es das Signal nicht mehr dominiert und somit die Frequenzanalyse nicht mehr verfälscht.

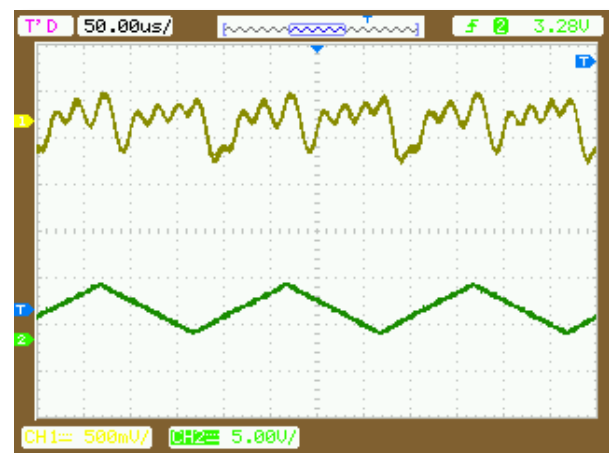


*Abbildung 11: Spannungsverlauf für einen Bandpassfilter
mit unterer Cutoff-Frequenz bei 10 KHz*

Auf Abbildung 12 kann man nun auf dem Scope das Sinussignal der Entfernungsinformation, welches nur noch ganz leicht vom Dreiecksignal abhängt, klar erkennen. Wenn man Abbildung 12 mit Abbildung 13, in der das Signal noch stark vom Dreiecksignal gestört wird, vergleicht, kann man perfekt verfolgen, wie die Filterung ihre Aufgabe erfüllt und das Störsignal fast vollständig herausfiltert beziehungsweise abschwächt.



*Abbildung 12: Wand in einer Entfernung von
2m, Verstärkerschaltung mit Bandpassfilter
mit 1 KHz Rechteckmodellierung*



*Abbildung 13: Wand in einer Entfernung von
2m, Verstärkerschaltung mit Bandpassfilter
mit 5 KHz Rechteckmodellierung*

7.3. Verschiebung der Leerlaufspannung

In den vorhergehenden beiden Unterkapiteln wurde das Ausgangssignal so konditioniert, dass eine Frequenzwiederherstellung der Differenzfrequenz durch eine Fouriertransformation mit Hilfe eines Microcontrollers möglich wird. Es soll nun ein ADC-Input Pin des Microcontrollers „Teensy“ an das Ausgangssignal angeschlossen werden. Dieser Eingangspin kann nur eine erwartete Spannung zwischen 0 Volt und 3,3 Volt bearbeiten, sodass die Schaltung aus Abschnitt 7.2. ein Signal generiert, welches um den Nullpunkt schwingt. Um das Signal nun in den erwarteten Eingangsbereich zu bekommen, wird ein Offset auf das Signal addiert. Das Signal wird damit um eine konstante Spannung von 1,5 Volt nach oben verschoben, um eine Sinusfrequenz mit einer Amplitude von 3 Volt und einem Offset von 1,5 Volt zu generieren.

Die bestehende Schaltung aus 7.2. wird nun um einen „invertierenden Addierer“, welcher wieder mit einer Operationsverstärkerschaltung aufgebaut wird, erweitert. Anschließend wird das nun invertierte Signal mit einem weiteren Operationsverstärker nochmals invertiert, sodass es wieder richtig herum ausgegeben wird. [Zentralavionik]

Ausschlaggebend für die Verwendung eines invertierenden Addierers und anschließender erneuter Invertierung ist, dass diese Schaltung wesentlich übersichtlicher aufzubauen ist, als der Aufbau eines reinen Addierers. Außerdem hat der dazu verwendete Baustein LM358 zwei OpAmps in einem Chip, welche nun als „invertierter Addierer“ und als invertierter Verstärker ohne Verstärkungsfaktor eingesetzt werden. Man hat schlussendlich einen übersichtlicheren Aufbau unter Verwendung von weniger Bauteilen. Dadurch werden Kosten und vor allem Platz auf der Platine gespart.

7.4. Schaltung für Spannung bis 3,3 Volt

Aus den in Kapitel 7.1. bis 7.3. gesammelten Erfahrungen auf einem Breadbord wurde nun die erste Schaltung aufgebaut. Dazu wurden alle Komponenten auf eine Lochplatine gelötet:

Die Schaltung wurde für folgende Spezifikationen ausgelegt:

- Gesamtverstärkung von 60 dB um eine Spannungsamplitude von 3,3 Volt nicht zu übersteigen, da der ADC-Input des Microcontrollers „Teensy“ nur Spannungen zwischen 0 und 3,3 Volt verarbeiten kann.
- Die Filterung soll das Störsignal der Dreiecksfrequenzmodulation des Radarsensors (5 Volt Amplitude, 3 Volt Offset) möglichst deutlich von der gesuchten Differenzfrequenz trennen. Dazu wurde die untere Cut-Off-Frequenz des Bandpassfilters anhand der verfügbaren Kondensatoren bei 10,261 KHz festgelegt.

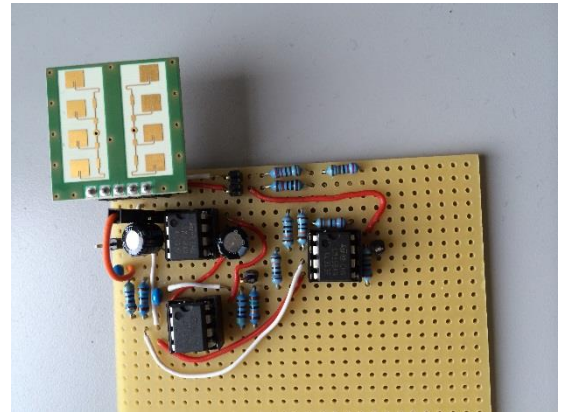


Abbildung 14: Gelötete Lochplatine für Spannungen bis 3,3 Volt

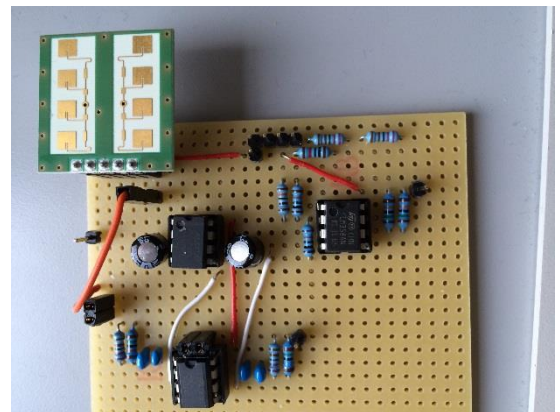
Die genaue Schaltung und Dimensionierung der Bauteile können dem Schaltplan für diese Schaltung dem Anhang 1 entnommen werden.

7.5. Schaltung für Spannung bis 5 Volt

Für die Schaltungen wurden die Erfahrungen aus der ersten Schaltung berücksichtigt: Der Microcontroller hatte Probleme die Flanken des Sinussignals zu erkennen, da die Verstärkung noch zu gering war. Die auftretenden Spannungsspitzen bei stark bewegten Objekten im Radarbereich können nun bis zu 5 Volt annehmen. Der ADC-Eingang des Microcontrollers kann zwar nur Spannungen bis 3,3 Volt weiter verarbeiten, allerdings hält er anscheinend Spannungen bis 5 Volt ohne Hardwareschäden aus.

Die neue Schaltung wurde also für neue Anforderungen ausgelegt und wieder auf einer Lochplatine umgesetzt:

- Die Gesamtverstärkung wurde auf 75 dB erweitert, dabei erreichen Spannungsspitzen bis zu 5 Volt. Jedoch liegt das Signal im Normalfall im Bereich zwischen 0 und 3,3 Volt
- Die Filterung wurde diesmal flexibel integriert. Man kann für den Kondensator C1 und C3 verschiedene Werte einstecken und somit die untere Cut-Off-Frequenz der Bandpassfilter variieren. Die besten Ergebnisse wurden jedoch wieder mit Kondensatorwerten für eine Cut-Off-Frequenz von 10,638 kHz erzielt.



*Abbildung 15: Lochplatine der Schaltung
bis 5 Volt*

Diese Schaltung ist mit ihren genauen Dimensionierungen im Anhang 4 zu finden.

8. Evaluierung

Im folgenden Kapitel werden zwei verschiedene Schaltungen getestet und miteinander verglichen. Dazu wird jede der beiden Schaltungen an den Microcontroller angeschlossen und per FastFourier-Transformation eine Frequenzwiederherstellung durchgeführt. Es soll überprüft werden, welche Schaltung und daraus resultierend welche Parameter dazu führen, dass die FFT die Frequenz möglichst störungsfrei und genau messen kann. Wichtig dabei ist, dass die Flanken der Differenzfrequenz möglichst deutlich sind und die Störfrequenz durch die Modulation annähernd vollständig herausgefiltert wurde.

Zunächst ist es wichtig, ob die von der FFT wiederhergestellte Frequenz tatsächlich die vom Sensor herausgegebene Differenzfrequenz ist, welche die Entfernungsinformationen enthält. Dafür wird ein Objekt im Zielbereich des Radars in verschiedenen Entfernungen gemessen und anschließend die ausgegebene Frequenz analysiert. Diese muss proportional zur Entfernung sein: Das heißt, je weiter das Objekt vom Sensor entfernt ist, desto höher muss die ausgegebene Frequenz sein. Für den Fall, dass die FFT unabhängig von der Entfernung eine konstante Frequenz ergibt, gibt es meist nur einen Grund: Das „Durchschlagen“ der Dreiecksfrequenzmodulation wurde zu gering gefiltert und wird von der FFT immer noch als Signal erkannt.

Es wurde nun ein Messaufbau generiert, um verschiedene Entfernungen zu messen:

Als Zielobjekt dient eine Wand in Entfernung R . Der Radarsensor wurde mit einem Dreieckssignal mit 5 Volt Amplitude und einer Frequenz von 1 KHz auf den V_{tune} -Pin frequenzmoduliert. Für die analoge Signalaufbereitung wurde Schaltung 2 mit verschiedenen Werten für die untere Cut-Off-Frequenz verwendet.

8.1. Evaluierung der Schaltung für eine Spannung bis 5 Volt

Zunächst einmal möchte ich die aufbereiteten Signale auf dem Oszillator betrachten um erste Schlüsse zu ziehen. Dazu wird der Radarsensor erst auf eine Wand in 2m Entfernung und danach auf ein metallisches Quadrat mit circa 50cm Kantenlänge in 1m Entfernung gerichtet:

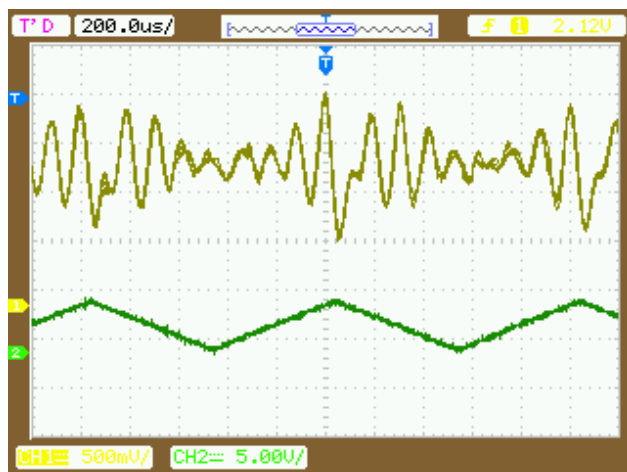


Abbildung 16: Wand in 2m Entfernung

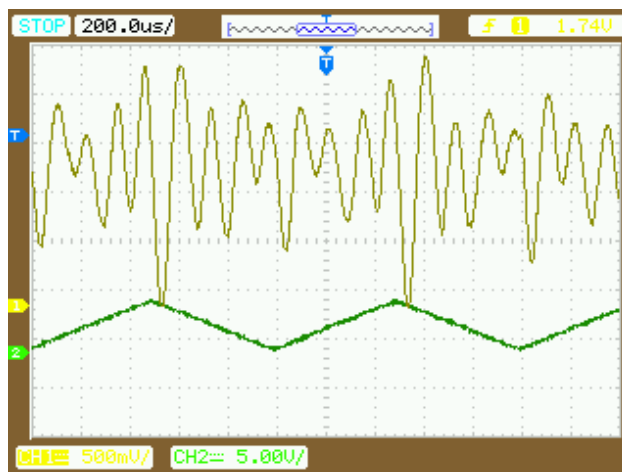


Abbildung 17: Objekt in 1m Entfernung

Wenn man Abbildung 16 und 17 vergleicht kann, man eine deutliche Signaländerung im Ausgangssignal erkennen. Zunächst fällt einem die höhere Amplitude in Abbildung 17 ins Auge. Diese lässt sich dadurch erklären, dass bei einem geringeren Abstand zum Zielobjekt mehr Energie am Radarziel reflektiert und somit vom Empfänger gemessen wird. Wichtiger ist aber die eher unscheinbare Frequenzänderung der Differenzfrequenz, da diese die Entfernungsinformation enthält. Diese ist bei dieser relativ geringen Abstandsänderung von nur 1m auch sehr klein und mit bloßem Auge auf dem Scope kaum zu erkennen. Bewegt man allerdings ein Objekt im Radarbereich kann man die Änderung der Frequenz bei Entfernungsänderung deutlich erkennen und deshalb daraus schließen, dass das untersuchte Signal die gesuchte Differenzfrequenz ist.

Für die quantitative Frequenzanalyse werden aus dem aufbereiteten Signal nun per FFT Frequenzen rekonstruiert. Leider ist die bereitgestellte Frequenzwiederherstellung per FFT zum Abgabezeitpunkt meiner Arbeit noch nicht richtig optimiert und reproduzierte Frequenzen repräsentieren nicht die tatsächlichen Peaks im Frequenzspektrum. Der Entwickler konnte mir allerdings die Rohdaten zur Erstellung einer Grafik des Frequenzspektrums und deren Häufigkeit zur Verfügung stellen. Im Versuchsaufbau wird der Sensor wieder auf eine Wand in etwa 3,30m Entfernung gerichtet:

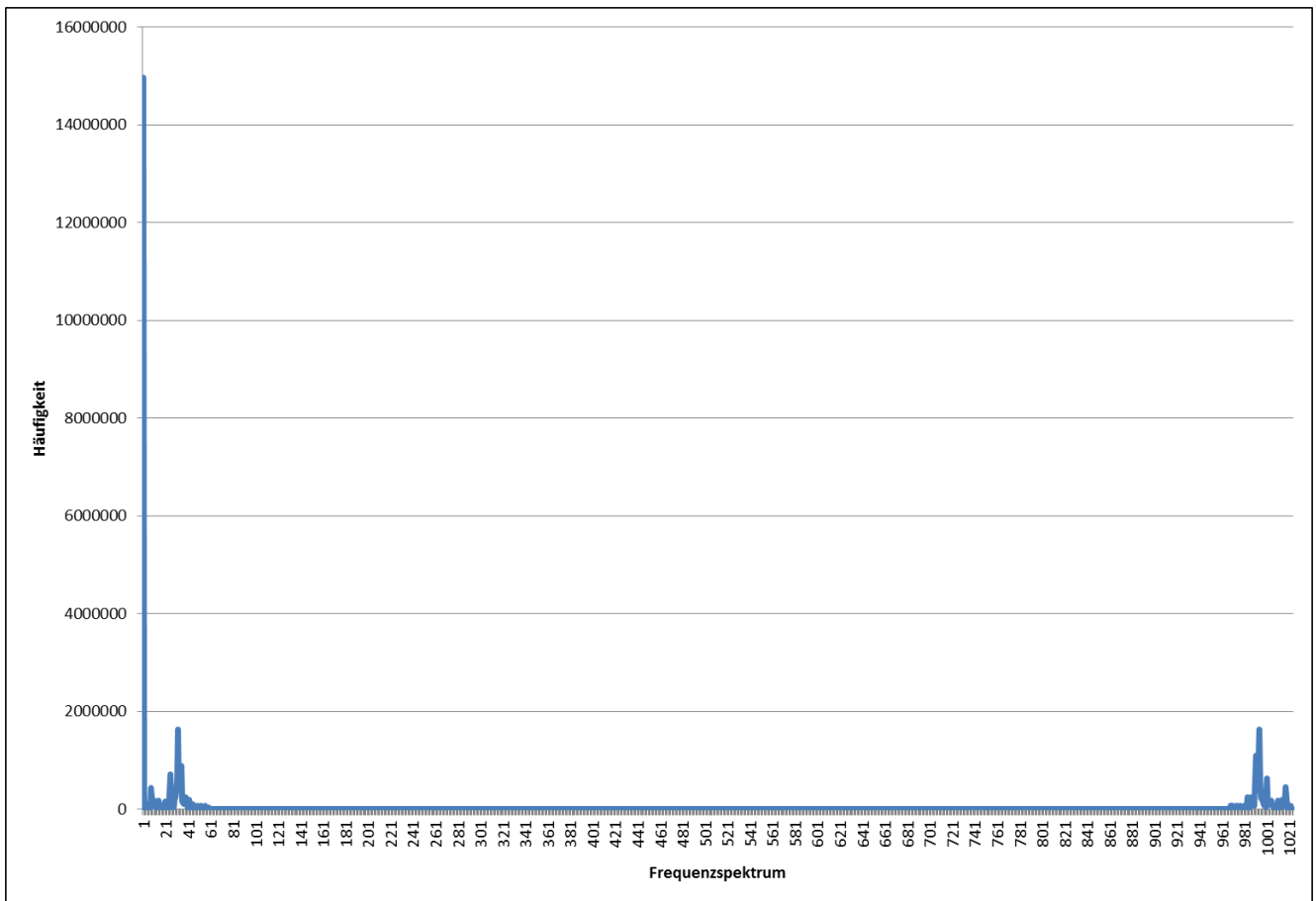


Abbildung 18.: FFT-Rohdaten der Frequenzmessung

Die Einträge auf der x-Achse sind die Indizes der Zellen des Arrays, in die bei der FFT-Berechnung die Häufigkeit der Frequenzen gespeichert werden. Diese sind allerdings proportional zu einem Frequenzspektrum, das heißt sie können in entsprechende feste Frequenzen umgerechnet werden. Der Peak zwischen Index 950 und 1025 ist nur eine Wiederholung der vorherigen FFT-Schleife und kann ignoriert werden.

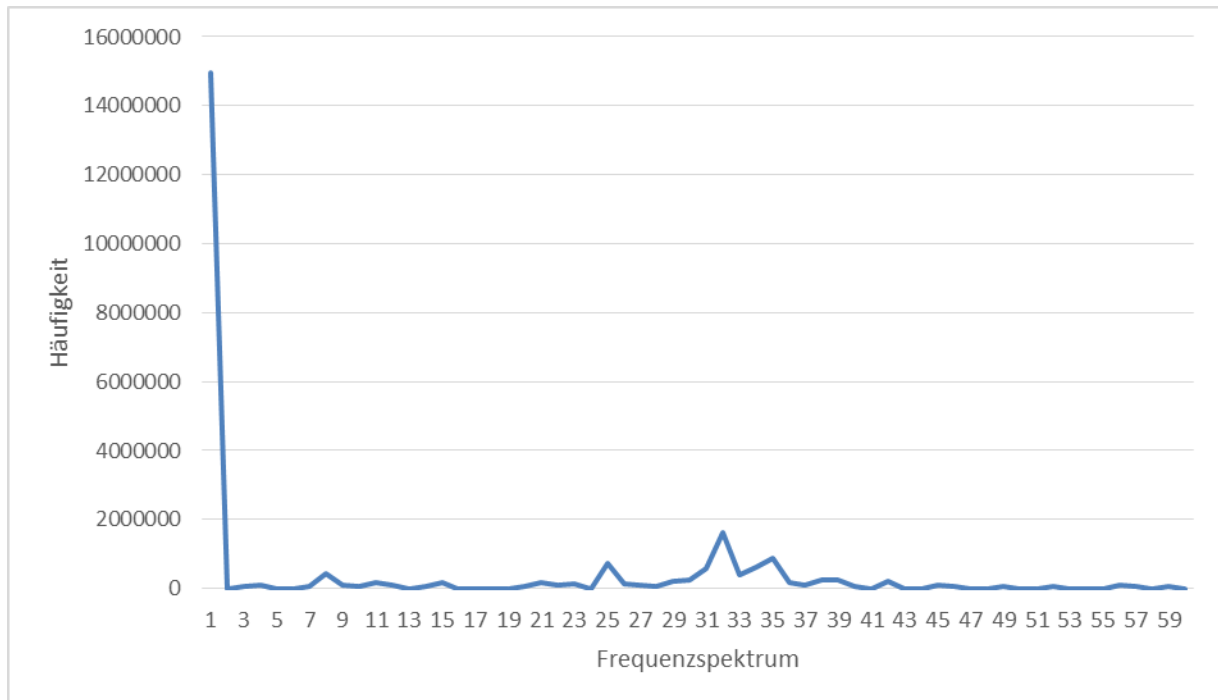


Abbildung 19: Rohdaten der FFT im unteren Frequenzbereich

Interessant für die Entfernungsberechnung ist folglich der Teil zwischen Index 0 und 60. Diesen möchte ich noch einmal genauer betrachten:

Man kann nun auf Abbildung 19 einen Peak bei Index 32 erkennen. Mit folgender Formel kann man nun diesen Index grob in seine entsprechende Frequenz umrechnen:

$$f_{FFT} = \frac{(Index-1) \cdot 300}{1024} \quad (\text{Gleichung 17})$$

Diese Formel wurde mir vom Entwickler der FFT zur Verfügung gestellt, um den Arrayindex in eine grobe Frequenz zu wandeln.

Unter Verwendung von Gleichung 13 und 17 kann man schließlich die Entfernung zwischen Radarsensor und Zielobjekt beim Peak mit Index 32 aus Abbildung 19 berechnen. Da das Objekt ruht findet kein Dopplereffekt statt. Es gilt: Die Dopplereffrequenzverschiebung ist gleich null:

$$R = \frac{f_{FFT} \cdot T \cdot c_0}{4 \cdot \Delta f} = 3,33753322 \text{ m}$$

Diese Entfernungsmessung liegt sehr nahe von dem per Maßband gemessenen Abstand von 3,30m und weicht nur um 1,01% ab.

8.2. Evaluierung der Schaltung für eine Spannung bis 3,3 Volt

Auch in diesem Kapitel habe ich die aufbereiteten Signale erst einmal auf dem Oszillator analysiert, um erste Informationen zu bekommen. Dazu wird der Radarsensor analog zu Abschnitt 8.1. auf eine Wand in 2 m Entfernung gerichtet:

Bei näherer Betrachtung von Abbildung 20 fällt auf, dass das Dreieckssignal fast vollständig aus dem Differenzfrequenzsignal herausgetrennt wurde. Leider ist die Amplitude relativ gering und liegt nur im Bereich von 200mV. Daher war diese Amplitude zu schwach und die FFT konnte die Flanken nicht richtig erkennen. Deshalb konnte ich auch nicht nach Peaks in den Rohdaten suchen, um zu evaluieren, ob die gesuchte Differenzfrequenz im richtigen Bereich für die entsprechende Entfernung liegt. Allerdings konnte man auf dem Scope sehr wohl erkennen, dass die Amplitude und die Frequenz des Sinussignals stark vom Abstand und der Geschwindigkeit des Objektes im Radarbereich abhängen.

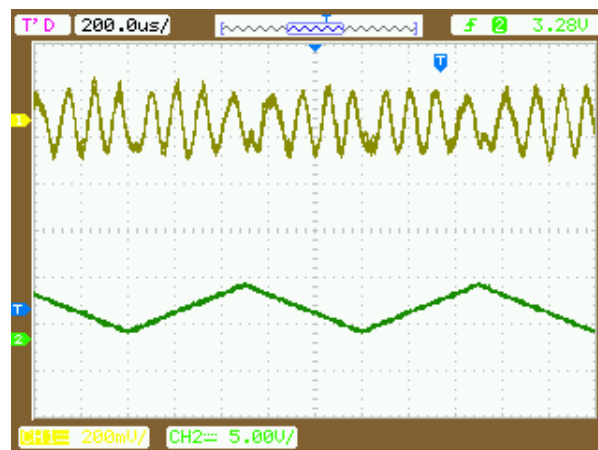


Abbildung 20: Schaltung für 3,3Volt mit einer Wand in 2m Entfernung

Sobald die im Moment in Entwicklung befindliche FFT eine genauere Empfindlichkeit aufweist, also die Flanken bei geringeren Amplituden besser zugeordnet werden können, würde ich diese Schaltung gerne noch einmal testen. Das liegt daran, dass mit diesem Aufbau das Störsignal der Frequenzmodulierung fast vollständig aus dem Sinussignal herausgefiltert wurde.

9. Diskussion und Ausblick

Das Ergebnis der Evaluierung führt zu der Erkenntnis, dass es durchaus realisierbar ist den FMCW-Radarsensor für Entfernungsmessungen einzusetzen. Allerdings bedarf dies einer sehr empfindlichen und genauen FastFourierTransformation, da das Ausgangssignal des Sensors sich deutlich von einem perfekten Sinussignal unterscheidet. Entfernungen konnten im Ruhezustand ziemlich genau gemessen werden.

Probleme sehe ich bei der Integration auf dem Quadrocoptersystem aufgrund der Vibrationen, die im Flug generiert werden. Denn diese kleinen Bewegungen führen im Sensorausgang zu sehr starkem Rauschen und Störfrequenzen. Auf dem Oszillator konnte ich gut erkennen, wie sehr das Signal auch nur bei kleinsten Bewegungen ausschlägt und dabei so stark rauscht, dass es sehr schwer ist deutliche Flanken für die FFT zu finden. Auch die Flugbewegung des Quadrocopters selbst führt bei der aktuellen Radarentfernungsmessung zu einem Fehler in der Frequenzanalyse, da sich Laufzeit- und Dopplereffekt für die Frequenzänderung addieren, jedoch in der Auswertung der Dopplereffekt nicht berücksichtigt wird.

Ein Lösungsvorschlag wäre den FMCW-Radarsensor mit einem Dreieckssignal zu modulieren und das Ausgangssignal entsprechend nach 5.2.3.2. zu prozessieren. Mit dieser Methode könnten Laufzeit- und Dopplereffekt voneinander getrennt und einzeln gemessen werden. Man kann aus diesen Informationen dann sowohl Relativgeschwindigkeit als auch Entfernung zum Zielobjekt aus nur einem Radarsensor berechnen. Wenn dafür außerdem beide IF-Output-Pins des Sensors verwendet werden, kann man zusätzlich die Richtung der relativen Geschwindigkeit über den Phasenunterschied des I- und Q-Ausgangs berechnen. Die beiden Signale sind um 90 Grad phasenverschoben. Daraus lässt sich schließen, ob eine relative Annäherung oder Entfernung zwischen Sensor und Radarziel stattfindet.

Eine interessante Zukunftsidee für dieses Projekt, wäre die Integration von einem System aus mehreren FMCW-Sensoren am Quadrocopter. Man könnte damit die gesamte Kollisionsvermeidung mit Radarsensoren steuern und ist auf keine weiteren Systeme angewiesen. Wenn der Öffnungswinkel relativ groß ist, könnte man die Sensoren auch redundant anordnen, sodass beim Ausfall von einem Sensor, die beiden Nachbarsensoren seine Scanbereich übernehmen. Besonders die Sensoren die Richtung Erdoberfläche zeigen, könnten die Höhenregelung und auch die Landeregelung mit präzisen Entfernungsinformationen unterstützen und damit beispielsweise eine Notfalllandung beim Verlust von Sichtflugbedingungen initiieren.

10. Literaturverzeichnis

- [InnoSent APP1] INNOSENT: APPLIKATIONSSCHRIFT I - Radarsensorik zur Erfassung bewegter und stationärer Objekte – Zugriffsdatum: 05.09.14
URL:
http://www.innosent.de/fileadmin/media/dokumente/Downloads/InnoSenT_Applikationsschrift_1_-_web.pdf
- [InnoSent APP2] INNOSENT: APPLIKATIONSSCHRIFT II - Erfassung bewegter und stationärer Objekte mit Hilfe des FMCW-Radarprinzips – Zugriffsdatum: 05.09.14
URL:
www.innosent.de/fileadmin/media/dokumente/Downloads/InnoSenT_Applikationsschrift_2_-_web.pdf
- [InnoSent APP3] INNOSENT: APPLIKATIONSSCHRIFT III - IPM-165 – ein universeller Low-Cost K-Band Transceiver für die Detektion bewegter Objekte
Zugriffsdatum: 05.09.14
URL:
www.innosent.de/fileadmin/media/dokumente/Downloads/InnoSenT_Applikationsschrift_3_-_web.pdf
- [InnoSent APP4] INNOSENT: APPLIKATIONSSCHRIFT IV - Empfehlungen bei der Verwendung von Radarsensoren – Zugriffsdatum: 05.09.14
URL:
www.innosent.de/fileadmin/media/dokumente/Downloads/InnoSenT_Applikationsschrift_4_-_web.pdf
- [Radartutorial] RADARTUTORIAL: Grundlagen der Radartechnik – Webseite –
Zugriffsdatum: 01.09.14
URL:
<http://www.radartutorial.eu/>
- [Radartechnik] D. BRUMBI: Radartechnik zur Füllstandsmessung – PDF

Zugriffsdatum: 18.09.14

URL: <http://www.brumbi.de/Radartechnik.pdf>

[Elektr. Netze]

O. DÖSSEL: Lineare Elektrische Netze Vorlesungsscript – PDF

Zugriffsdatum: 18.09.14

(Befindet sich auf beigelegten CD)

[AQopterI8]

AQOPTER18: Autonomous Quadrotor for Indoor Exploration – Webseite

Zugriffsdatum: 18.09.14

URL:

<http://www8.informatik.uni-wuerzburg.de/wissenschaftsforschung/aqopteri8/>

[WIKI EL-WELLE]

WIKIPEDIA: Elektromagnetische Welle – Webseite –

Zugriffsdatum: 05.09.14

URL:

http://de.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetische_Welle

[WIKI RADAR]

WIKIPEDIA: Radar– Webseite –

Zugriffsdatum: 05.09.14

URL:

<http://de.wikipedia.org/wiki/Radar>

<http://en.wikipedia.org/wiki/Radar>

[WIKI Doppler]

WIKIPEDIA: Doppler-Effekt– Webseite –

Zugriffsdatum: 05.09.14

URL:

<http://de.wikipedia.org/wiki/Doppler-Effekt>

[WIKI CW-Radar]

WIKIPEDIA: Continous-wave Radar– Webseite –

Zugriffsdatum: 05.09.14

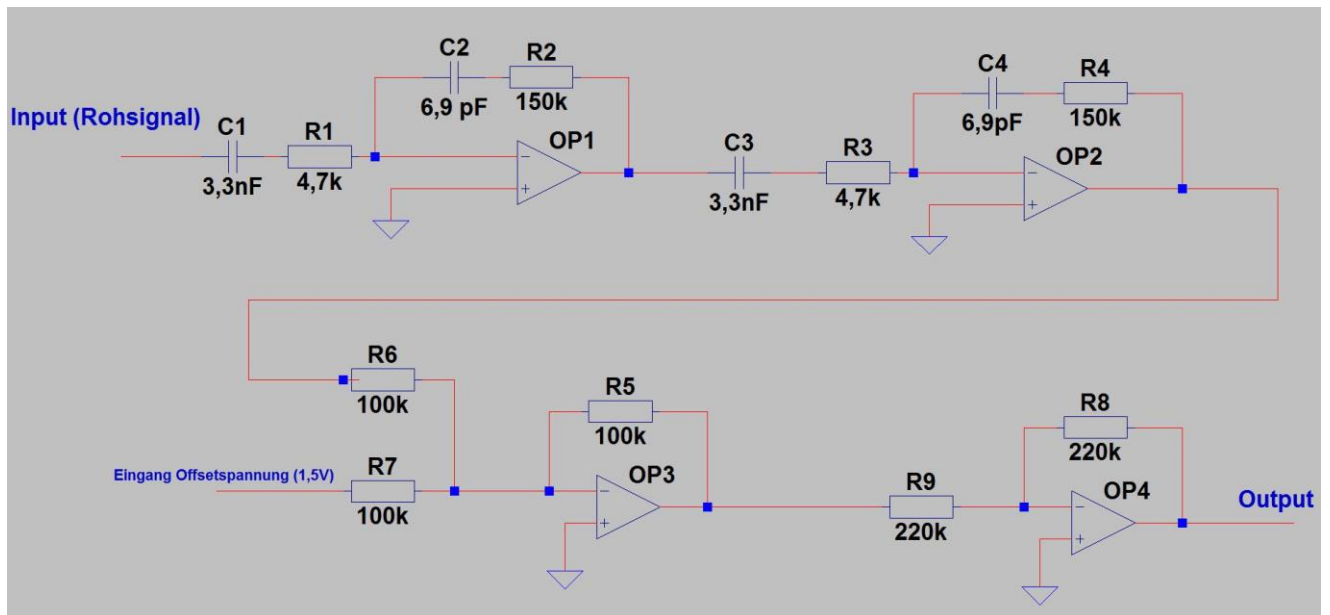
URL:

http://en.wikipedia.org/wiki/Continuous-wave_radar

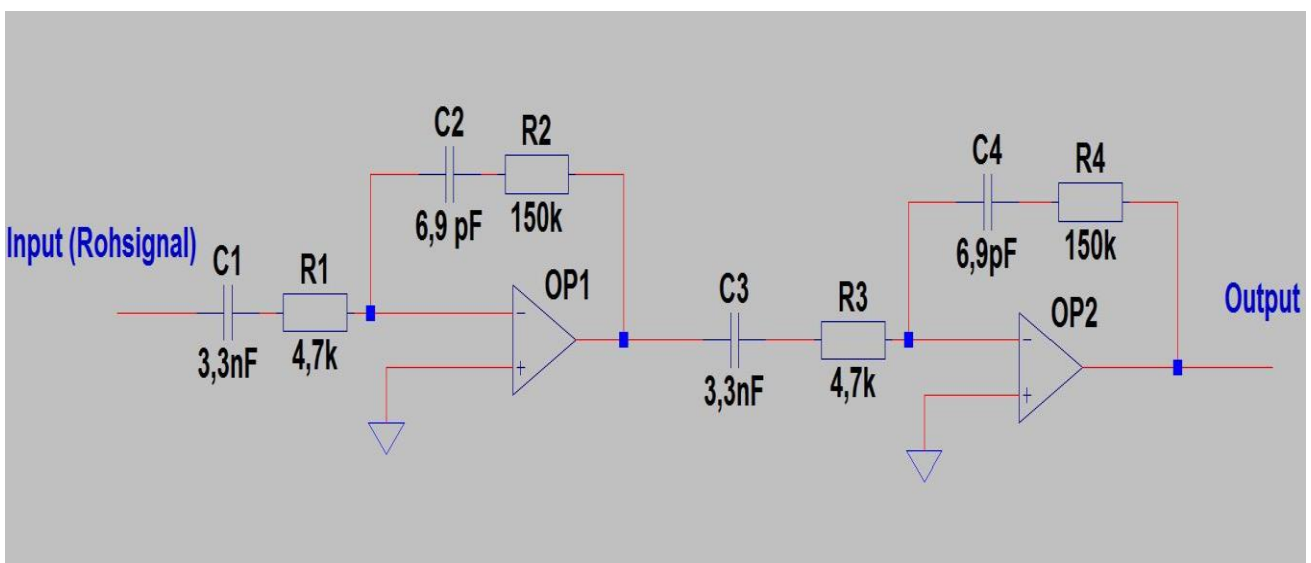
<http://de.wikipedia.org/wiki/Dauerstrichradar>

- [Hein CW-Radar] P. HEIN: Implementierung und Evaluierung einer radarbasierten Geschwindigkeitsbestimmung für einen Quadrocopter – Bachelorarbeit 2013
- [SAW OSCI] PICLIST: Sawtooth wave oscillator – Webseite
 Zugriffsdatum: 01.09.14
 URL:
http://www.piclist.com/images/www/hobby_elec/e_ckt17.htm
- [Radarsensorik] W. WEIDMANN: Radarsensorik – Schwarze Magie oder faszinierende Technik? 1.Auflage. Roell-Verlag 2011
- [Zentralavionik] A. REDAH: Zentralavionik – Übung: Analogue Electronic 2013
- [IVS – 465] INNOSENT: IVS-465 – Low-Cost-Radar Transeiver. Datasheet
 Zugriffsdatum: 05.09.14 Siehe Anhang
 URL:
<http://www.innosent.de/fileadmin/media/dokumente/datasheets/IVS-465.pdf>
- [LM358] NATIONAL SEMICONDUCTOR: Low Power Dual Operational Amplifiers
 LM358 – Datasheet 2004. – Zugriffsdatum 03.09.14

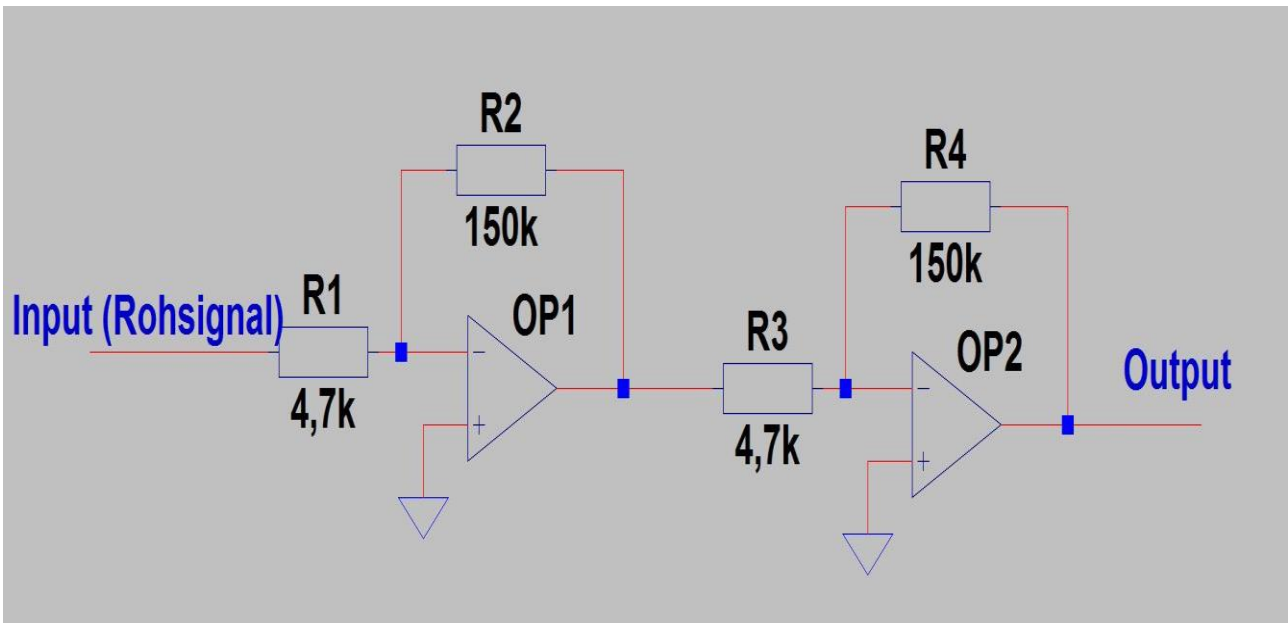
11. Anhang



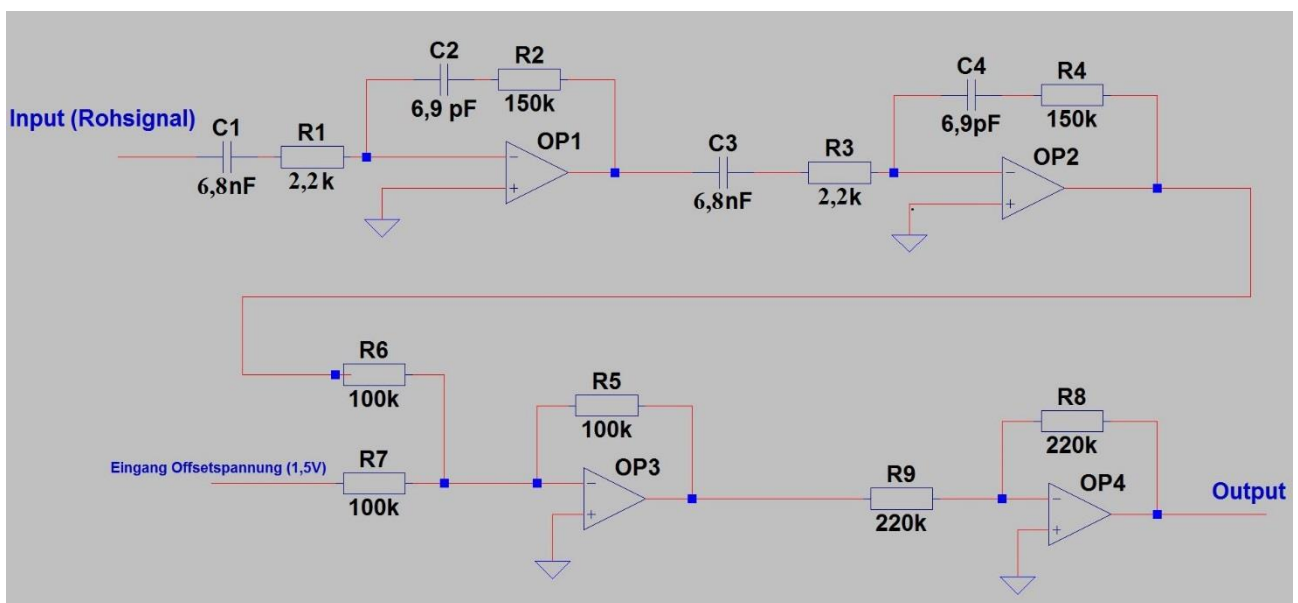
Anhang 1: Schaltung aus 7.3. und 7.4.



Anhang 2: Schaltung aus 7.2.



Anhang 3: Schaltung aus 7.1.



Anhang 4: Schaltung aus 7.5.