



Bachelorarbeit

Implementierung und Evaluierung
einer radarbasierten Geschwindigkeitsbestimmung
für einen Quadrocopter

Vorgelegt von

Peter Hein

Matr.-Nr.: 1772957

Prüfer:

Prof. Dr. Sergio Montenegro

Betreuer wissenschaftlicher Mitarbeiter:

Dipl.-Ing. Nils Gageik

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, 30. 07. 2013

Peter Hein

1 Aufgabenstellung

Implementierung und Evaluierung einer radarbasierten Geschwindigkeitsbestimmung für einen Quadrocopter

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 zum Beispiel Rauch sein.

Das aktuelle System verwendet einen optischen Sensor zur Geschwindigkeitsmessung. Durch Integration erfolgt die Positionsbestimmung. Jedoch versagt das System bei schlechten Sicht- oder Kontrastverhältnissen. Um diese Nachteile zu überwinden, soll im Rahmen dieser Arbeit eine Radarsensorik zur Geschwindigkeitsmessung realisiert und in das bestehende System des Quadrocopters integriert werden.

Hauptaugenmerk dieser Arbeit ist die Entwicklung der Radarsensorik. Dazu gehören der Aufbau der elektrischen Schaltung sowie die Anbindung und Auswertung am Quadrocopter durch einen Mikrocontroller. Die entsprechende modulare Software ist zu entwickeln. Die Implementierung ist der spezifischen Anwendung des fliegenden Quadrocopters entsprechend zu optimieren. Die Radarsensorik soll zumindest die Höhenregelung oder die Positionsregelung unterstützen können.

Der Stand der Technik im Bereich Radar ist zu diskutieren sowie Vor- und Nachteile im Vergleich zu anderen Technologien sind aufzuzeigen. Die Ergebnisse der Arbeit sind umfangreich zu evaluieren und zu dokumentieren.

Aufgabenstellung (stichpunktartig):

- Elektrische Schaltung
- Implementierung: Auslesen, Auswertung & Verarbeitung der Daten zur Geschwindigkeitsmessung
- Einbindung der Software in Quadrocopter-Code
- Optimierung auf Flugbetrieb und Erprobung im Flug
- Datenfusion mit bestehender Sensorik (optischer Fluss/Höhenfusion) (optional)
- Evaluierung
- Dokumentation (Quellcode & Wiki)

2 Zusammenfassung

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt in der Entwicklung einer radarbasierten Geschwindigkeitsbestimmung für einen Quadrocopter. Das entwickelte System soll es ermöglichen, die Nachteile der Geschwindigkeitsbestimmung durch optischen Fluss zu kompensieren. Die Geschwindigkeitsermittlung verwendet CW-Radarsensoren und basiert auf der Frequenzverschiebung aufgrund des Dopplereffekts.

Es wurde eine elektrische Schaltung entwickelt, welcher die aus den Sensoren kommende Dopplerfrequenz verstärkt, bandbegrenzt und mit einem Schmitt-Trigger digitalisiert. Dies ist notwendig, damit das Signal mit einem Mikrokontroller verarbeitet werden kann. Anschließend wird die Dopplerfrequenz mittels Timer/Counter (TC) bestimmt. Die Daten aus dem TC werden überprüft, verarbeitet und die Geschwindigkeit wird ausgegeben.

Die Sensoren werden in 30° Schräglage zum Boden an der Bodenplatte eines Quadrocopters befestigt, um die Geschwindigkeit auch bei fehlenden Wänden im Flug messen zu können. Bei dieser Konfiguration reflektieren die Radarwellen am Boden. Die konzipierte Anordnung der Sensoren wurde auf den Anwendungsfall optimiert.

In der Evaluierung wurde zuerst die direkte Geschwindigkeitsmessung der Sensoren überprüft, welche gute Ergebnisse liefert (relativer Fehler in allen Messreihen kleiner als 0,5%). Nachfolgend wurde die eindimensionale Geschwindigkeitsbestimmung über Grund ausgewertet, dessen Resultate plausibel sind. Weiterhin wurde die zweidimensionale Geschwindigkeitsbestimmung über Grund untersucht. Dabei zeigte sich, dass orthogonale Bewegungen nicht unterscheidbar sind und somit Bewegungen in X-Richtung von dem Sensor in Y-Richtung erfasst werden. Da dies ein grundsätzliches Problem darstellt, sind die verwendeten Doppler-Radarsensoren (IPM-165) ungeeignet für diesen Anwendungsfall.

3 Inhaltsverzeichnis

1	Aufgabenstellung	3
2	Zusammenfassung	4
3	Inhaltsverzeichnis.....	5
4	Einleitung	6
5	Grundlagen und Stand der Technik	8
5.1	Elektromagnetische Wellen.....	8
5.2	Allgemeines zu Radar	9
5.3	Grundlegende Messmethoden mit Radar.....	11
5.4	Geschwindigkeitsmessung/Bewegungserkennung bewegter Objekte.....	14
5.5	Abstandsmessung ruhender Objekte	18
5.6	Vor- und Nachteile von Radar im Vergleich zu anderen Technologien	21
6	Konzept	23
6.1	Gesamtkonzept: Geschwindigkeitsbestimmung des Quadrocopters über Grund durch CW-Dopplerradarreflexion.....	24
6.2	Anordnung der Sensoren auf dem Quadrocopter	25
6.3	Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung der Achsen	26
7	Implementierung	28
7.1	Analoge Verarbeitung/Elektrische Schaltung.....	29
7.2	Digitale Auswertung	38
7.3	Software.....	41
7.4	Implementierung auf dem bestehenden Quadrocoptersystem	48
8	Evaluierung.....	51
8.1	Evaluierung der Frequenzmessung mittels TC	51
8.2	Erste Übersichtsmessungen der Geschwindigkeit	54
8.3	Evaluierung der Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung	59
9	Diskussion und Ausblick.....	66
10	Quellenverzeichnis	68
11	Anhang.....	70

4 Einleitung

In der heutigen Zeit gibt es immer mehr Anwendungen bei denen auch Roboter eingesetzt werden, da diese im Vergleich zum Menschen viele Vorteile mit sich bringen, wie zum Beispiel in Punkto Genauigkeit, Schnelligkeit, Kostenersparnis oder Ausdauer. Heutzutage ist es in gefährlichen Anwendungsfällen wichtig, zuerst einen Roboter die Situation erkunden zu lassen, wofür sich früher Menschen in Gefahr bringen mussten. Hierbei ist in den letzten Jahren immer mehr die Autonomie solcher Robotersysteme in den Vordergrund gerückt. Deshalb beschäftigt sich auch die Forschung in vielerlei Hinsicht mit dem Thema autonomer Roboter, denn die Anwendungsmöglichkeiten in diesem Gebiet sind nahezu grenzenlos. Ein Bereich der in letzter Zeit auch immer mehr in das Bewusstsein der Öffentlichkeit getreten ist, sind die sogenannten Flugdrohnen. Diese kleinen unbemannten Luftfahrzeuge oder auch UAV (unmanned aerial vehicle) genannt sind in der Lage, sich frei in allen drei Raumrichtungen zu bewegen. Dies erhöht die Anforderungen an die autonome Bewegung dieser ungemein, steigert aber auch die Einsatzmöglichkeiten solcher UAVs erheblich.

An der Julius-Maximilians-Universität Würzburg wird am Lehrstuhl VIII Informationstechnik für Luft- und Raumfahrt im Rahmen des AQopterI8-Projekts eine solche Drohne entwickelt. Das Ziel dieses Projektes ist „*die Entwicklung eines autonomen Quadrocopters, der sich auch in a priori unbekannten Gebäudekomplexen zurechtfindet und in der Lage ist, Erkundungs- und Suchaufgaben durchzuführen, sowie die Ergebnisse an den Nutzer (per Funk) zu schicken*“ [AQopterI8 2012]. Anwendungsbereiche wären beispielsweise die Unterstützung der Feuerwehr oder des Technischen Hilfswerks bei Einsätzen in schwer zugänglichen bzw. einsturzgefährdeten Gebäuden.

Für einen solchen autonomen Quadrocopter im Indoor-Betrieb ist es unabdingbar, seine aktuelle Geschwindigkeit und somit Position in jeder Situation zu kennen. Deshalb ist in das bestehende System bereits eine Positions- und Geschwindigkeitsermittlung mit Hilfe des optischen Flusses integriert. Diese versagt jedoch bei schlechten Umwelteinflüssen, wie zum Beispiel bei Rauch oder bei schlechten Lichtverhältnissen. Deshalb soll mit dieser Arbeit die gerade genannten Nachteile der aktuellen Geschwindigkeitserfassung durch Radartechnik kompensiert werden, wenngleich diese Technik hohe Anforderungen an die Datenauswertung stellt.

In dieser Arbeit wird das entwickelte System zur Geschwindigkeitsbestimmung beschrieben. Dazu wird nach einer kurzen Einführung über Grundlagen der Radarwellen auf den Stand der Technik in Punkt- CW-Radar eingegangen und kurz Alternativen zur Radartechnik mit deren Vor- und Nachteilen aufgezeigt. Anschließend wird das Konzept, welches dem entwickelten System zugrunde liegt, erläutert. Dieses besteht aus einer analogen Weiterverarbeitung der Daten aus den Sensoren, um diese digital mit einem Mikrocontroller auswerten zu können. Nach der abschließenden Evaluierung werden zum Schluss noch kurz die Ergebnisse diskutiert und ein Ausblick in die Weiterentwicklung des Systems gegeben.

5 Grundlagen und Stand der Technik

5.1 Elektromagnetische Wellen

Grundlage von allen Radarsystemen sind die elektromagnetischen Wellen, die vom Sender ausgestrahlt am Objekt reflektiert, gegebenenfalls leicht verändert und anschließend von der Empfangsantenne des Radarsystems detektiert werden [Brumbi 2003] [UniReg 2013].

Eine elektromagnetische Welle ist eine Kombination aus elektrischen und magnetischen Feldern. Nach den Maxwell'schen Gleichungen sind elektromagnetische Wellen sogenannte Transversalwellen, das heißt, das magnetische Feld, das elektrische Feld und die Ausbreitungsrichtung stehen jeweils senkrecht zueinander, sie bilden also ein Rechtssystem (vgl. Abbildung 1). Weiterhin brauchen elektromagnetische Wellen auch kein Medium in dem sie sich ausbreiten, wie die Luft bei Schallwellen. Im Vakuum breiten sie sich mit Lichtgeschwindigkeit aus, welche dort exakt 299 792 458 m/s (also circa $3 \cdot 10^8$ m/s) beträgt. In Gasen wie Luft ist sie nur unwesentlich geringer.

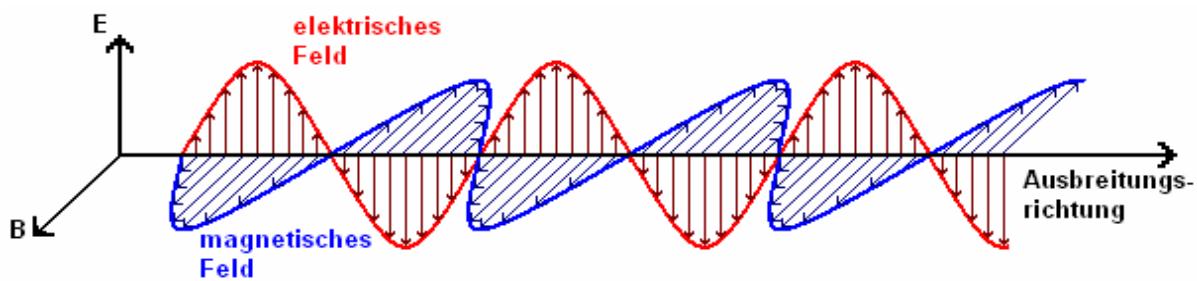


Abbildung 1 - schematische Darstellung der Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle [UniReg 2013]

Die ausschlaggebende Eigenschaft bei elektromagnetischen Wellen ist aber ihre Frequenz f , die sich mit Gleichung 1 in die Wellenlänge λ umrechnen lässt.

$$\lambda = \frac{c_0}{f} \quad \text{Gleichung 1}$$

λ	Wellenlänge [m]
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum [m/s]
f	Frequenz [Hz]

5.2 Allgemeines zu Radar

Das Wort RADAR ist ein Kunstwort aus dem englischen Sprachraum und bedeutet „**R**adio **D**etection **A**nd **R**anging“, welches in etwa mit „*Zielerfassung und -ortung durch Funk bzw. elektromagnetische Wellen*“ [InnoSenT APP1 2003, S.4] übersetzt werden kann.

Der Frequenzbereich von Radargeräten erstreckt sich von etwa 30 Megahertz bis zu circa 98 Gigahertz und liegt somit hauptsächlich im Mikrowellenbereich. Diese sehr große Frequenzspanne ist durch die verschiedensten Nutzungsmöglichkeiten von Radar begründet. Im Allgemeinen lässt sich sagen, je weitreichender ein Radarsignal ausstrahlen soll, desto geringer muss dessen Frequenz sein. Um jedoch die Genauigkeit der Radarmessungen zu erhöhen, ist es notwendig, auch die Frequenz zu vergrößern. Deshalb hängt unter anderem die passende Frequenzwahl sehr vom Anwendungsbereich ab, aber auch von den nationalen Regularien, das heißt, welche Frequenzbereiche im Gesamtspektrum für Radaranwendungen reserviert sind. In Deutschland werden diese von der Bundesnetzagentur in Bonn festgelegt. [RadarTut 2013] [InnoSenT APP1 2003, S.4]

5.2.1 Ziele von Radarmessungen

Das erste Ziel einer Radarmessung ist es, ein Objekt überhaupt zu detektieren, also seine Präsenz zu erkennen. Ist dieses Objekt in Ruhe, so folgt als weiteres Ziel die Bestimmung seiner momentanen Position, gegeben durch Entfernung und eventuell Ablagewinkel. Ist das detektierte Objekt in Bewegung, kann es von Bedeutung sein, dessen Geschwindigkeit und gegebenenfalls die Bewegungsrichtung zu bestimmen. Für andere Anwendungen kann es auch wichtig sein, zusätzlich zur Geschwindigkeitsinformation, auch die sich stets ändernde Position zu erfassen.

5.2.2 Reflexion – Radargrundgleichung

Viele Eigenschaften von Radarsystemen, die im Gigahertzbereich arbeiten, werden verständlicher, wenn man sich der Tatsache bewusst ist, dass Mikrowellen, wegen ihrer kleinen Wellenlänge von nur einigen 10 Millimetern, sich ähnlich wie Licht (also quasioptisch) verhalten. Dies hat zur Folge, dass es Effekte wie Beugung, Brechung und Reflexion, welche aus der Optik bekannt sind, auftreten. Beugung und Brechung haben dabei aber eine untergeordnete Bedeutung. [RadarTut 2013] [InnoSenT APP1 2003, S.7] [Wikipedia Radargl. 2013]

Der wichtigste Effekt für Radaranwendungen ist die Reflexion. Denn man geht davon aus, dass die ausgesendeten Wellen am zu messendem Objekt so stark gestreut werden, dass immerhin ein kleiner Teil der Radarwellen wieder zurück zum Sender reflektiert werden. Für die Herleitung der Radargrundgleichung wird sowohl die Sende-/Empfangsantenne als auch das Zielobjekt im mathematischen Sinne als Punkt betrachtet. Weiterhin geht man davon aus, dass sich die Radarwellen ohne Störeinflüsse, also unter idealen Bedingungen, ausbreiten können. In Gleichung 2 ist die Radargrundgleichung nach Empfangs- durch Sendeleistung umgestellt.

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

P_r	die vom Objekt reflektierte und am Sensor zu empfangende Leistung
P_t	die vom Radarsensor am Sendeanschluss verfügbare Leistung
g_r	Gewinn der Empfangsantenne
g_t	Gewinn der Sendeantenne
σ	effektive Reflexionsfläche, RCS (radar cross section)
R	Entfernung Radarantenne – Objekt

Ist R die Entfernung zwischen Antenne und Zielobjekt, so nimmt die ausgesendete Energie der Antenne, aufgrund des Abstandsgesetzes, mit $1/R^2$ ab. Nachdem sie am angenommen Punktziel reflektiert wird, kann dieses als „passiver Sender“ betrachtet werden, dessen „Sendeleistung“ wieder mit $1/R^2$ abnimmt. Insgesamt wird die an der Empfangsantenne ankommende Energie nun zweimal mit dem Faktor $1/R^2$ abgeschwächt, also um $1/R^4$. Umgekehrt ausgedrückt ist die maximale Reichweite des Radars nur zur vierten Wurzel der Sendeleistung proportional.

Ein weiterer wichtiger Faktor ist der sogenannte Radarquerschnitt σ oder auch die effektive Reflexionsfläche genannt (im Englischen RCS radar cross section). Er ist unter anderem abhängig von der Körperform und der Wellenlänge der elektromagnetischen Wellen, kann aber bei komplizierteren Körpern nur experimentell bestimmt werden. In Tabelle 1 sind typische RCS-Werte für einige Ziele bei einer Frequenz von 24 GHz aufgeführt.

Objekt	Radarquerschnitt (RCS) bei 24 GHz in m ²
PKW	10
Metallfläche, Garagentor	> 100
Schiff	> 1000
Mensch	0,5 – 1
Baum	> 1

Tabelle 1 - Typische RCS-Werte bei 24 GHz

5.3 Grundlegende Messmethoden mit Radar

Im Allgemeinen lassen sich Messverfahren mit Radar in zwei Untergruppen aufteilen. Zum einen gibt es das Pulsradar und zum anderen das Dauerstrich- oder auch CW-(continuous wave) Radar genannt.

Im Folgenden wird nur kurz auf das Pulsradar eingegangen, da es nicht Gegenstand dieser Arbeit ist und nur Vollständigkeitshalber mit aufgeführt wird. Anschließend werden verschiedene Messmethoden, welche auf dem Dauerstrichradar beruhen, aufgeführt. Hierbei wird darauf eingegangen, welche Methode für welchen Gegenstand der Messung am geeignetsten ist, das heißt, welche Größe vorrangig gemessen werden soll.

5.3.1 Pulsradar

Das Grundprinzip des Pulsradios beruht darauf, dass das Radarsystem nur Radarpulse sendet, das heißt, der Sender sendet nur in einer kleinen Zeitspanne typischerweise im unteren Mikrosekundenbereich. Dieser Impuls wird dann am Messobjekt als Echo in alle Richtungen (isotrop) reflektiert und am Radarsystem wieder empfangen. [Wikipedia Radar 2013] [RadarTut 2013]

Die Laufzeit t_0 des Pulses, das heißt, die Zeit zwischen dem Senden und Empfangen des Radarimpulses, wird gemessen. In Abbildung 2 ist dieses Prinzip des Pulsradars dargestellt. Aus dieser Laufzeit lässt sich anschließend mit Hilfe der Ausbreitungsgeschwindigkeit von Radarwellen, welche im Vakuum der Lichtgeschwindigkeit c_0 entspricht (vgl. 5.1), die Entfernung R zum Objekt mit Gleichung 3 berechnen:

$$R = \frac{c_0 \cdot t_0}{2} \quad \text{Gleichung 3}$$

R	Entfernung zwischen Objekt und Radarsystem [m]
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum [m]
t_0	Laufzeit des gesendeten Radarimpulses [s]

Der Faktor 1/2 kommt daher, dass das Radarsignal die doppelte Strecke zwischen Radarsystem und Messobjekt zurücklegt und zwar einmal vom Sender zum Objekt und einmal als reflektiertes Echosignal vom Objekt zum Empfänger.

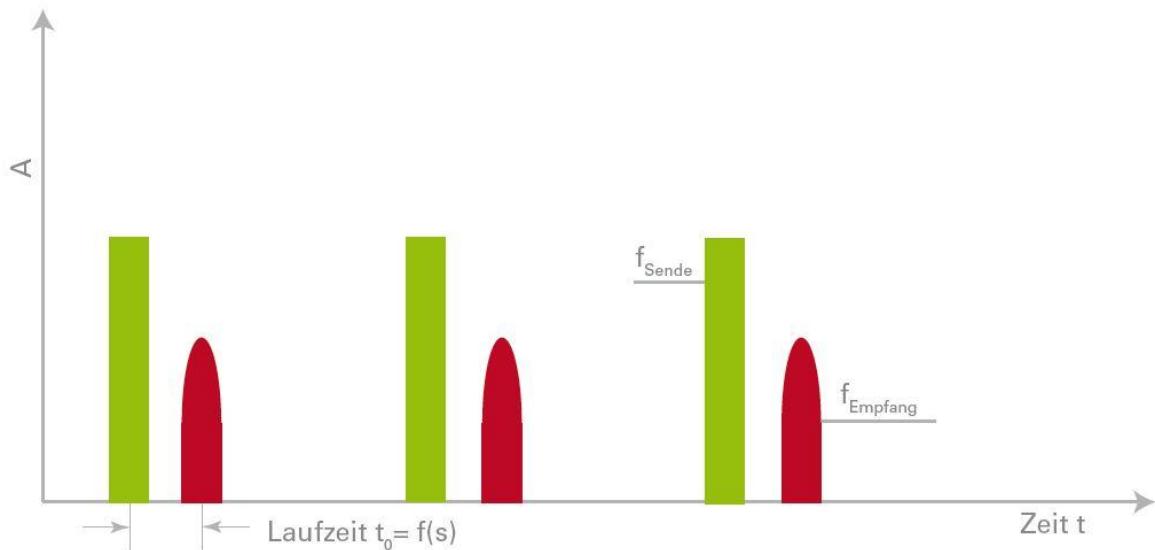


Abbildung 2 - zeitlicher Verlauf von Sende- und Empfangsimpuls [InnoSenT APP1 2003, S.10]

Mit Hilfe des richtungsabhängigen Antennengewinns der Sende- bzw. Empfangsantenne kann auch die Richtung des gemessenen Objekts ermittelt werden. Die Antenne muss, um das Echosignal zu empfangen, genau in die Richtung, aus der das Echo kommt, weisen. Am Antennendrehtisch können somit die aktuellen Seiten- und Höhenwinkel abgelesen werden. Die Genauigkeit steigt natürlich mit der Richtwirkung der Antenne. Diese nimmt mit steigen-

der geometrischer Antennengröße zu, wodurch sich aber die Erfassungsfläche des Radarsystems verringert.

Mit einem Pulsradar ist grundsätzlich nur eine Entfernungsmessung zu einem Objekt möglich und keine direkte Geschwindigkeitsermittlung. Jedoch kann die Geschwindigkeit eines über einen längeren Zeitraum „verfolgten“ Objekts – also durch mehrere ermittelte Abstandswerte - durch Bildung der zeitlichen Ableitung ds/dt errechnet werden.

Ein Nachteil von Pulsradsystemen liegt darin, dass sie durch eine minimale Messentfernung nach unten hin beschränkt sind. Dies kommt daher, dass der Sendeimpuls vollständig ausgesendet werden muss und die Radaranlage von Senden auf Empfangen umgeschaltet haben muss, bevor das erste Echo empfangen werden kann.

5.3.2 Dauerstrich (CW) Radar

Bei Dauerstrich basierten Radarsystemen strahlen die Sender während des Messvorgangs ununterbrochen ein Radarsignal aus. Im Gegensatz zum Pulsradar erzeugen sie eine kontinuierliche Welle (continuous wave). Die verschiedenen Messmethoden mit CW-Radar unterscheiden sich vor allem dadurch, ob bzw. wie die Radarwelle moduliert wird. Nachfolgend wird speziell darauf eingegangen, was der Gegenstand der Messung ist, also was der Radarsensor primär messen soll und welche Methode bzw. Methoden dafür am geeigneten sind.

Die meisten CW-Radar Systeme arbeiten entweder im 2,4 GHz- oder im 24 GHz-Bereich, da diese Frequenzbänder nahezu auf der ganzen Welt zugelassen sind. Jedoch wird der 2,4 GHz-Bereich unter anderem von W-LAN, Bluetooth und weiteren Anwendungen bereits sehr stark genutzt. Des Weiteren bieten höhere Frequenzen den Vorteil von kleineren Antennenabmessungen und auch die zugelassene Bandbreite bei 24 GHz ist mit 250 MHz größer als die des 2,4 GHz-Bereichs.

5.4 Geschwindigkeitsmessung/Bewegungserkennung bewegter Objekte

Als Erstes wird erläutert, wie mit einem CW-Radar die Bewegung von Objekten gemessen bzw. detektiert werden kann. Dabei macht man sich den physikalischen Effekt der Dopplerfrequenzverschiebung zu Nutze, auf welchen anschließend genauer eingegangen wird.

5.4.1 Grundlage - der Dopplereffekt

Durch den Dopplereffekt wird ein Signal bei Veränderung des Abstands zwischen Sender und Empfänger – also bei einer relativen Bewegung der beiden zueinander – zeitlich gedehnt bzw. gestaucht, das heißt, die Frequenz f des Ausgangsignals ändert sich um eine Dopplerfrequenzverschiebung f_D . Dieser kinematische Effekt tritt sowohl bei Signalen, die sich in einem Medium ausbreiten (wie Schall in Luft) als auch bei elektromagnetischen Wellen, die sich ohne Medium ausbreiten können, auf. [Wikipedia Doppler 2013] [InnoSenT APP1 2003, S.9]

Anders ausgedrückt, die von einem Sender ausgestrahlten Wellenfronten der Radarwellen treffen auf ein bewegtes Objekt. Diese Wellen bewegen sich mit endlicher Geschwindigkeit, der Lichtgeschwindigkeit c_0 . Je nach Bewegungsrichtung, werden sie gestaucht oder gedehnt, was sich in einer Frequenzerhöhung bzw. -verringerung äußert. Beim Dopplereffekt ist es egal, ob sich das Radarsystem relativ zum Objekt bewegt oder umgekehrt. Unterschieden werden kann jedoch zwischen einer relativen Annäherung oder Entfernung. Erstere hat eine Frequenzerhöhung zur Folge, letztere eine Frequenzminderung.

Wichtig zu beachten bei einem Doppler-Radar ist, dass zweimal eine Dopplerfrequenzverschiebung auftritt, nämlich einmal auf dem Weg der Welle vom Sender zum Ziel und nach der Reflexion an diesem noch einmal auf dem Rückweg. Wobei auf dem Rückweg die Welle schon mit der Dopplerfrequenz des Hinwegs behaftet ist.

Somit kommt man auf die klassische Gleichung für die Dopplerfrequenz f_D :

$$f_D = \frac{2 \cdot v_r}{\lambda} \quad f_D = 2f_0 \cdot \frac{v_r}{c_0} \quad \text{Gleichung 4}$$

Betrachtet man nun die Radialgeschwindigkeit des Objekts als Geschwindigkeitskomponente der tatsächlichen Geschwindigkeit, so ist diese Geschwindigkeitskomponente des Objekts in Richtung der Verbindung Sensor-Objekt durch den Winkel α (vgl. Abbildung 3) mit Gleichung 5 berechenbar. Diese Erkenntnis, in Gleichung 3 eingesetzt, führt zur allgemeinen Abhängigkeit der Dopplerfrequenz von der Geschwindigkeit v des Objekts:

$$v_r = v \cdot \cos \alpha$$

Gleichung 5

$$f_D = 2f_0 \cdot \frac{v}{c_0} \cdot \cos \alpha$$

Gleichung 6

f_D	Dopplerfrequenzverschiebung [Hz]
f_0	Sendefrequenz des Radars [Hz]
v_r	Betrag der Radialgeschwindigkeit des Ziels in Richtung Sensor-Objekt [m/s]
v	Betrag der tatsächlichen Geschwindigkeit des Objekts [m/s]
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum [m/s]
α	Winkel zwischen tatsächlicher Bewegungsrichtung des Objekts und der Verbindung Sensor-Objekt

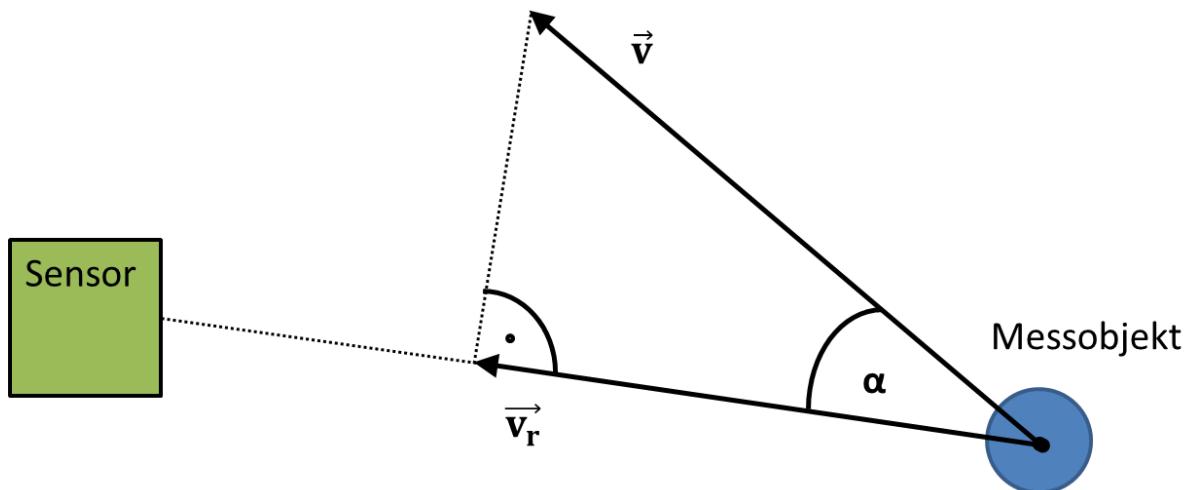


Abbildung 3 - Winkelverhältnis der Radialgeschwindigkeit v_r zur tatsächlichen Geschwindigkeit v

Eine relativistische Betrachtung des Dopplereffekts, mit Hilfe der relativistischen Zeitdilatation, ist in diesem Fall nicht notwendig, da die zu messenden Geschwindigkeiten deutlich kleiner als die Lichtgeschwindigkeit sind. Somit ist eine klassische Betrachtung vollkommen ausreichend.

5.4.2 Einfaches (unmoduliertes) CW-Radar

Beim einfachen CW-Radar, auch Doppler-CW-Radar genannt, wird die ausgesendete Mikrowelle nicht moduliert und dauerhaft gesendet. Ihre Frequenz und Amplitude bleibt während des gesamten Messvorgangs gleich. Als Messmethode wird das oben erläuterte physikalische Prinzip der Dopplerfrequenzverschiebung genutzt. [RadarTut 2013] [Wikipedia CW-Radar 2013] [InnoSenT APP1 2003, S.9f]

Das ausgesandte Radarsignal wird an einem sich bewegendem Objekt reflektiert und die Frequenz des Echosignals ist nun mit einer geschwindigkeitsabhängigen Dopplerfrequenz überlagert. Das somit empfangene Signal, welches durch die Dopplerfrequenz verschoben wurde, wird nun in einem homodynem Mischung (auch Direktmischempfänger genannt) mit dem ursprünglichen unverfälschten Sendesignal gemischt. Einfach gesagt, man erhält am Ausgang eines solchen Mischers den Betrag der Differenz der beiden Eingangssignale. In diesem Fall nur noch die reine geschwindigkeitsabhängige Dopplerfrequenzverschiebung.

Das Ausgangssignal des Radarsensors ist somit nur eine analoge Frequenz, die durch den Dopplereffekt „erzeugt“ wird. Die Amplitude des Signals ist, je nach Stärke der Reflektion, unterschiedlich. Des Weiteren sind Echosignale von festen (ruhenden) Zielen durch die Mischung ausgeblendet und haben somit keinen Einfluss auf die Messung. Daher können mit einem unmodulierten CW-Radar nur Bewegungen erkannt bzw. gemessen werden. Eine absolute Entfernungsmessung ist nicht möglich.

Wurde die so erzeugte Dopplerfrequenz ermittelt, löst man einfach Gleichung 6 nach v auf und erhält somit Gleichung 7 für die Geschwindigkeit.

$$v = \frac{f_D}{2f_0} \cdot \frac{c_0}{\cos \alpha} \quad \text{Gleichung 7}$$

Wird nun als Sendefrequenz $f_0 = 24 \text{ GHz}$ und die Lichtgeschwindigkeit c_0 eingesetzt erhält man als „Faustformel“ für die Geschwindigkeit Gleichung 8.

$$v = \frac{f_D}{160 \text{ Hz}} \cdot \frac{1}{\cos \alpha} \frac{m}{s} \quad \text{Gleichung 8}$$

f_D	Dopplerfrequenzverschiebung [Hz]
f_0	Sendefrequenz des Radars [Hz]
v	Betrag der tatsächlichen Geschwindigkeit des Objekts [m/s]
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum [m/s]
α	Winkel zwischen tatsächlicher Bewegungsrichtung des Objekts und der Verbindung Sensor-Objekt

Zu beachten ist immer der Winkel α (vgl. Abbildung 3) zwischen Bewegungsrichtung des Objekts und der Verbindung Sensor-Objekt. Beträgt dieser Winkel $\alpha = 90^\circ$, das heißt, der Geschwindigkeitsvektor des Objekts hat keine Radialkomponente, so wird der Kosinus in Gleichung 6 und somit auch die Dopplerfrequenz f_D Null. Dies hat zur Folge, dass zu diesem Zeitpunkt keine Geschwindigkeitsmessung durchgeführt werden kann. Theoretisch kann ein Objekt, welches sich exakt kreisförmig um einen Dopplersensor bewegt, von ihm nicht erkannt werden. Allerdings ist dies für endlich große reelle Objekte sehr unwahrscheinlich.

Weiter ist es mit einem CW-Radarsystem möglich, die aktuelle Bewegungsrichtung zu erkennen, indem zwei, um 90° oder eine viertel Wellenlänge gegeneinander versetzte, Mischer im Radarmodul verwendet werden. Solche Mischer werden I/Q-Mischer genannt, wobei I/Q für in phase bzw. quadrature phase steht. Durch diese I/Q-Mischer erhält man am Sensor zwei Ausgänge, einen mit I-Signal und einen mit dem um 90° phasenverschobenen Q-Signal.

5.4.3 Beispiel für einen CW-Dopplerradarsensor der IPM-165

Ein Beispiel für einen solchen Dopplerradarsensor ist der IPM-165 (siehe Abbildung 4) der Firma InnoSenT.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wurde dieser, unter anderem wegen den in 5.3.2 erwähnten Vorteilen von 24 GHz-Sensoren, für die Geschwindigkeitserfassung gewählt.

Des Weiteren hat der Sensor nur drei Anschlusspins, einen für Masse, einen für die Versorgungsspannung und der Dritte liefert ein analoges Signal, welches direkt der Dopplerfrequenzverschiebung entspricht (vgl. 5.4.2). Der Sensor hat also nur einen I-Ausgang (keine I/Q-Ausgänge vgl. 5.4.2). Somit ist mit diesem Sensor keine Erkennung der Bewegungsrichtung möglich.

Die Vorteile des Sensors liegen vor allem auch in seinen sehr kleinen Abmessungen (von 25x25x6,6 mm) [IPM-165 2011]. Überdies arbeitet er, wie bereits erwähnt, im ISM-Band bei circa 24 GHz und hat eine 3 dB-Keulenbreite, 35° in Elevation- und 80° in Azimut-Richtung.

5.5 Abstandsmessung ruhender Objekte

Um die Entfernung zu einem ruhenden Objekt zu messen, bietet sich das in 5.3.1 erläuterte Pulsradar an, jedoch versagt dieses System bei kleinen Abständen. Unter anderem deshalb beschränken sich die weiteren Abschnitte nur auf verschiedene CW-Radarsysteme.

Wie in 5.4.2 beschrieben, ist eine Abstandsmessung eines Objektes mit einem unmodulierten CW-Radar nicht möglich. Daher ist es notwendig, das ausgehende Signal über die Zeit zu modulieren, das heißt, entweder die Amplitude, die Frequenz oder die Phase der Trägerwelle wird über die Zeit verändert. Am Geläufigsten ist eine Frequenzmodulation der Trägerwelle. Diese Art des Betriebs eines CW-Radars nennt man FMCW-(Frequency Modulated Continuous Wave) Radar.

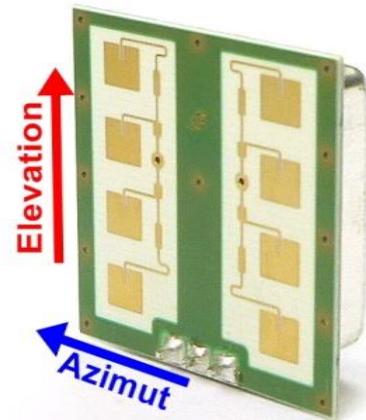


Abbildung 4 - Dopplerradarsensor IPM-165

5.5.1 FMCW-Radar mit Sägezahnmodulation

Die einfachste Art, die Frequenz zu modulieren, ist, sie konstant ansteigen zu lassen, das heißt, die Frequenz der Welle wird sägezahnförmig moduliert (vgl. Abbildung 5). [FAS 2013] [Wikipedia CW-Radar 2013] [RadarTut 2013] [InnoSenT APP1 2003, S.11]

In der Zeit $\Delta t = 2 \cdot R/c_0$, die das ausgesendete Signal benötigt, um die Entfernung R zwischen Radarmodul und Zielobjekt zweimal zu durchlaufen, hat sich die Sendefrequenz bereits linear verändert. Das Radarsystem misst die augenblickliche Differenz zwischen gesendeter und empfangener Frequenz. Diese Differenzfrequenz Δf ist direkt proportional zur Zeit Δt . Daraus ergibt sich Gleichung 9 für den Abstand R.

$$R = \frac{c_0 \cdot \Delta t}{2} = \frac{c_0}{2} \cdot \frac{\Delta f}{\left(\frac{df}{dt}\right)} = \frac{c_0}{2} \cdot \Delta f \cdot \frac{T}{\Delta F} \quad \text{Gleichung 9}$$

Bei linear ansteigender Frequenz wird die momentane Frequenzänderung df/dt zu $\Delta F/T$, wobei ΔF der gesamte Frequenzhub der Sägezahnmodulation ist, also die Differenz der maximalen und minimalen Frequenz. Die Zeit T ist dabei die Periodendauer des Sägezahn-signals.

c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum [m/s]
Δt	Laufzeit des Signals [s]
Δf	Differenzfrequenz zwischen gesendeten und empfangenen Signal [Hz]
df/dt	Frequenzhub pro Zeiteinheit [Hz/s]
T	Sägezahn-Wiederholdauer [s]
ΔF	Frequenzhub ($f_{\max} - f_{\min}$) [Hz]

Das Auflösungsvermögen (die Genauigkeit) des FMCW-Radars kann durch die Parameter df/dt , das heißt, durch die Steilheit des Frequenzanstiegs variiert werden. Je steiler die Frequenzänderung ist, desto größer ist die Differenzfrequenz im gegebenen Zeitintervall Δt , das heißt, die Genauigkeit steigt. Gleichzeitig verringert sich aber die maximal eindeutig bestimmbarer Messentfernung bei gleicher Sägezahnperiodendauer T.

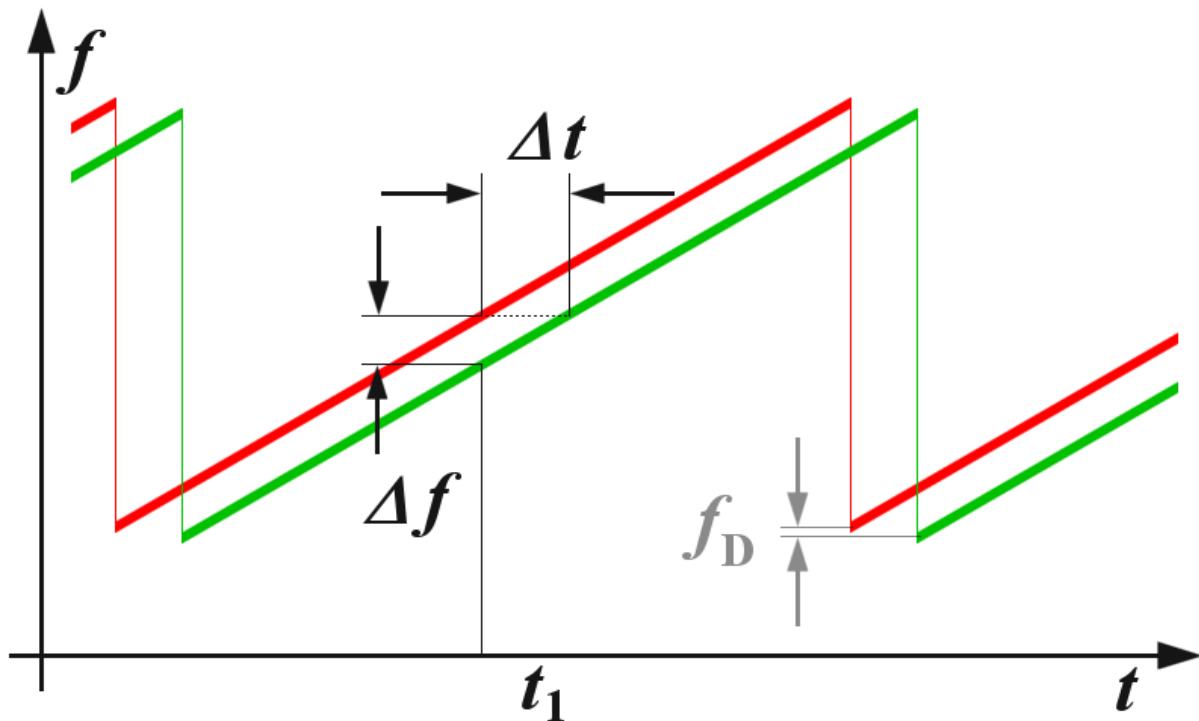


Abbildung 5 - zeitabhängiger Verlauf der Sende -(rot) und Empfangsfrequenzen (grün) beim FMCW-Radar mit Sägezahnmodulation [RadarTut 2013]

Bewegt sich das reflektierende Objekt, so ist die empfangene Frequenz noch um die Dopplerfrequenz f_D verschoben (vgl. Abbildung 5). Diese Änderung kann bei der Sägezahnmodulation des FMCW-Radars keiner Geschwindigkeit zugeordnet werden und es entsteht dadurch ein Messfehler. Dieser kann aber bei kleinen Geschwindigkeiten, somit kleiner Dopplerfrequenzverschiebung (maximal einige Kilohertz) und relativ großer Bandbreite Δf , im K-Band typischerweise 250 MHz, vernachlässigt werden.

Für die Wahl des Parameters df/dt muss also ein Kompromiss zwischen Reichweite, Entfernungsauflösung und Genauigkeit gefunden werden.

5.5.2 Weitere Frequenzmodulationsarten

Des Weiteren sind auch andere Modulationsarten der Trägerfrequenz von FMCW-Radarsystemen möglich, mit denen prinzipiell auch eine gleichzeitige Messung von Abstand und Geschwindigkeit machbar sind. Jedoch ist dies nicht mehr Gegenstand dieser Arbeit und wird im Folgenden auch nicht explizit ausgeführt.

Der Vollständigkeit halber sind das FSK-(Frequency Shift Keying) FMCW-Radar und das FMCW-Radar mit Dreiecksmodulation zu nennen. Weitereführende Informationen hierzu sind unter anderem in [InnoSenT APP1 2003, S.11f] zu finden.

5.6 Vor- und Nachteile von Radar im Vergleich zu anderen Technologien

Im folgenden Abschnitt werden vor allem die Vorteile von Radartechnologie im Vergleich zu anderen Technologien zur Abstands- bzw. Geschwindigkeitsmessung (wie Ultraschall, Infrarot oder Kameraverfahren) aufgezeigt, aber auch auf die Nachteile bzw. Grenzen wird eingegangen.

In Tabelle 2 sind die Vor- und Nachteile der verschiedenen Technologien dargestellt, welche sich unter anderem aus der Physik der Ausbreitungsmechanismen ergeben.

	Vorteile	Nachteile
Infrarot	<ul style="list-style-type: none"> erfasst tangentiale Bewegungen optimal großer Erfassungswinkel in einfachster Ausführung preisgünstig 	<ul style="list-style-type: none"> erfasst keine bzw. kaum radiale Bewegungen empfindlich gegenüber Umwelteinflüssen (Staub, Sonneneinstrahlung, Rauch usw.) komplizierte Linsensysteme
Ultraschall	<ul style="list-style-type: none"> preisgünstig hohe Genauigkeit im Nahbereich 	<ul style="list-style-type: none"> relativ geringe Reichweite (bis max. 10m) empfindlich gegenüber Umwelteinflüssen (z. B. Stoffe schlucken US-Wellen) keine Geschwindigkeitsinformation
Kamera	<ul style="list-style-type: none"> hohe Auflösung und Genauigkeit hohe Reichweite Geschwindigkeitsinformation in 2 Achsen 	<ul style="list-style-type: none"> hoher Aufwand für Signalverarbeitung empfindlich gegen Umwelteinflüssen (schlechte Sicht-/Kontrastverhältnisse, Rauch usw.)
Radarsensorik	<ul style="list-style-type: none"> Geschwindigkeits- und Entfernungs-information hohe Reichweite durchstrahlt nicht-metallische Materialien wie Kunststoffe Erkennung der Bewegungsrichtung 	<ul style="list-style-type: none"> höhere Kosten hohe Auflösung benötigt hohe Bandbreite erfasst keine bzw. kaum tangentiale Bewegungen anspruchsvolle Signalverarbeitung

Tabelle 2 – Vor- und Nachteile verschiedener Technologien zur Abstandsmessung

Informationen der Tabelle entnommen aus: [InnoSenT APP1 2003, S.6] [RSM-1650 2010, S.117f] [Rothe 2012, S.10ff]

Die Ultraschall- und Infrarottechnologien sind vor allem gegenüber der Oberflächenbeschaffenheit der zu messenden Objekte anfällig. Optische Sensoren, wie Kameras sind auf gute Licht- bzw. Kontrastverhältnisse angewiesen. Unter anderem deshalb ist der größte Vorteil von Radartechnologie, dass sie unabhängig von den gerade genannten Einflüssen ist. Das Versagen der anderen Technologien bei eben diesen Einflüssen kann durch die Radartechnologie kompensiert werden. Sie steht somit zur Ergänzung neben den anderen Technologien zur Verfügung.

Die momentane Positions- und Geschwindigkeitsbestimmung des Quadrocoptersystems wird von einem Kameraverfahren, welches mit optischem Fluss arbeitet, übernommen. Dieses versagt aber, wie oben bereits erwähnt, sobald die Lichtverhältnisse, zum Beispiel durch Sonneneinstrahlung, schlechter werden oder bei schlechten Kontrastverhältnissen, die durch fehlende Helligkeit oder durch die Untergrundbeschaffenheit resultieren. Auch bei externen Störeinflüssen wie Rauch funktioniert das System aufgrund von fehlendem Kontrast nicht.

6 Konzept

Die in Abschnitt 5.6 aufgeführten Nachteile bzw. das Versagen der Geschwindigkeitsbestimmung durch optische Sensoren wie Kameraverfahren, sollen mit Hilfe von Radartechnik überwunden werden. Somit soll es dem Quadrocopter möglich sein, auch bei schwierigen Umweltbedingungen, seine Geschwindigkeit und dadurch letztendlich seine Position zu bestimmen.

Da Radartechnik verwendet werden soll, bietet sich zur Geschwindigkeitsbestimmung ein CW-Radarsensor an, welcher mit der Dopplerfrequenzverschiebung arbeitet (vgl. 5.4.2). Hierbei ist jedoch zu beachten, dass die Auswertung der Daten, die solche Radarsensoren liefern, im Vergleich zu anderen Sensoren (wie Infrarot oder Ultraschall) relativ komplex ist.

Ein wichtiger Punkt des Konzeptes ist, die Anordnung bzw. Ausrichtung der Sensoren auf dem Quadrocoptersystem. Denn normalerweise werden solche Dopplerradarsensoren nur dafür verwendet, die Geschwindigkeit bewegter Ziele zu ermitteln. Dabei sind sie selbst meist starr verbaut. Ein vergleichbares System, bei dem die Geschwindigkeit über Grund in mindestens zwei Achsen mittels Radarsensorik ermittelt wird, gibt es noch nicht. Weshalb ein neues Konzept zur Anordnung der Sensoren (vgl. Abschnitt 6.2) und Auswertung der Daten erstellt werden muss.

Ein weiterer Punkt, der abschließend im Konzept betrachtet wird, sind zwei verschiedene Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung in den Achsen, die von den CW-Radarsensoren gemessen wird.

6.1 Gesamtkonzept: Geschwindigkeitsbestimmung des Quadrocopters über Grund durch CW-Dopplerradarreflexion

Abbildung 6 zeigt eine vereinfachte Darstellung des Gesamtkonzepts.

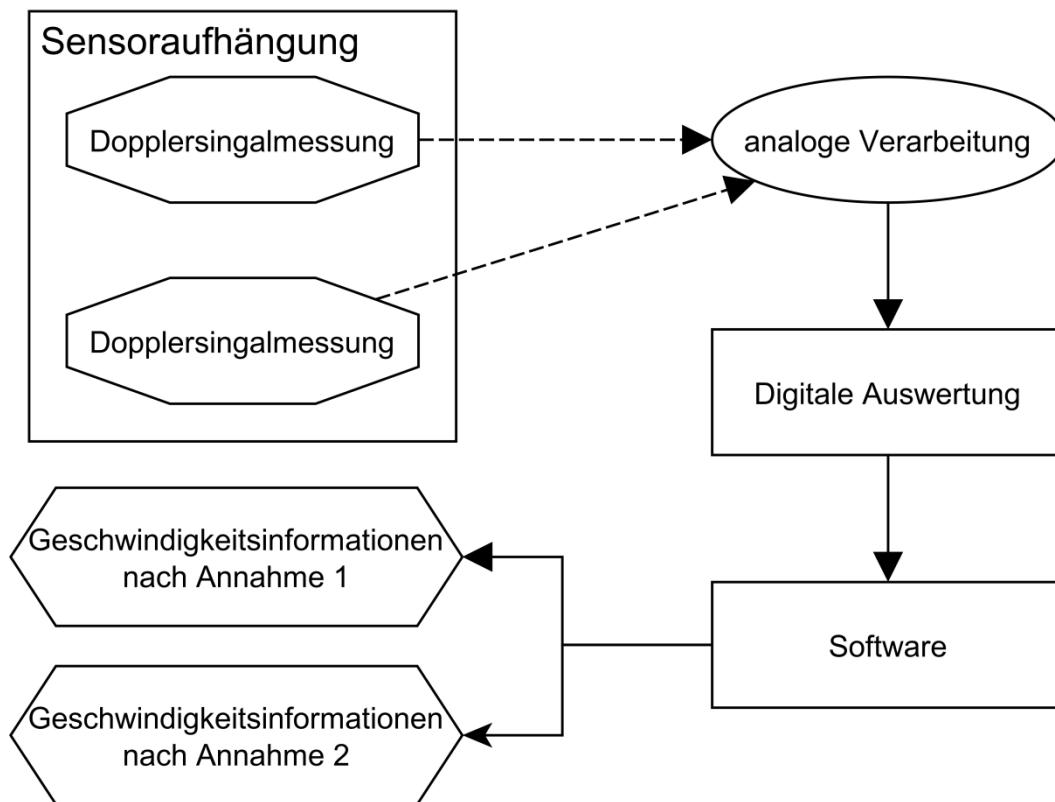


Abbildung 6 - Gesamtkonzept der Geschwindigkeitsbestimmung

Das Konzept der **Sensoraufhängung** wird im folgenden Abschnitt 6.2 explizit erläutert. In ihm sollen jedoch mindestens zwei Sensoren unabhängig angebracht werden, um zumindest die Geschwindigkeit in zwei unabhängige Achsen zu ermitteln.

Anschließend erfährt das Signal noch eine **analoge Weiterverarbeitung**. Es muss durch eine elektrische Schaltung verstärkt und digitalisiert werden, um danach eine **digitale Auswertung** zu ermöglichen.

Die **Software** ist dann dafür verantwortlich, aus den gewonnenen Rohdaten sinnvolle und gültige **Geschwindigkeitsinformationen** zu extrahieren. Deren Verteilung wird später nach den zwei Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung in 6.3 überprüft.

6.2 Anordnung der Sensoren auf dem Quadrocopter

Wie bereits oben erwähnt, ist die Anordnung der Sensoren auf dem Quadrocopter ein wichtiger Punkt, da das Neue an diesem Konzept eben die Tatsache ist, dass die Sensoren sich auf dem in drei Freiheitsgraden bewegbaren System befinden.

Um die Geschwindigkeit über Grund bestimmen zu können, sollen zwei Radarsensoren in je einer waagerechten Achse des Quadrocopters, einer in Flugrichtung (X-Achse) und einer senkrecht dazu (Y-Achse), integriert werden (vgl. Abbildung 7). Dadurch soll es möglich sein, die Geschwindigkeitsinformationen in diesen beiden Richtungen zu ermitteln. Wie in 5.4.2 bereits erläutert, ist es mit einem CW-Radarsensor theoretisch lediglich möglich, die Radialgeschwindigkeit bzw. eine Komponente derselben, in Abhängigkeit vom Messwinkel α , zu bestimmen.

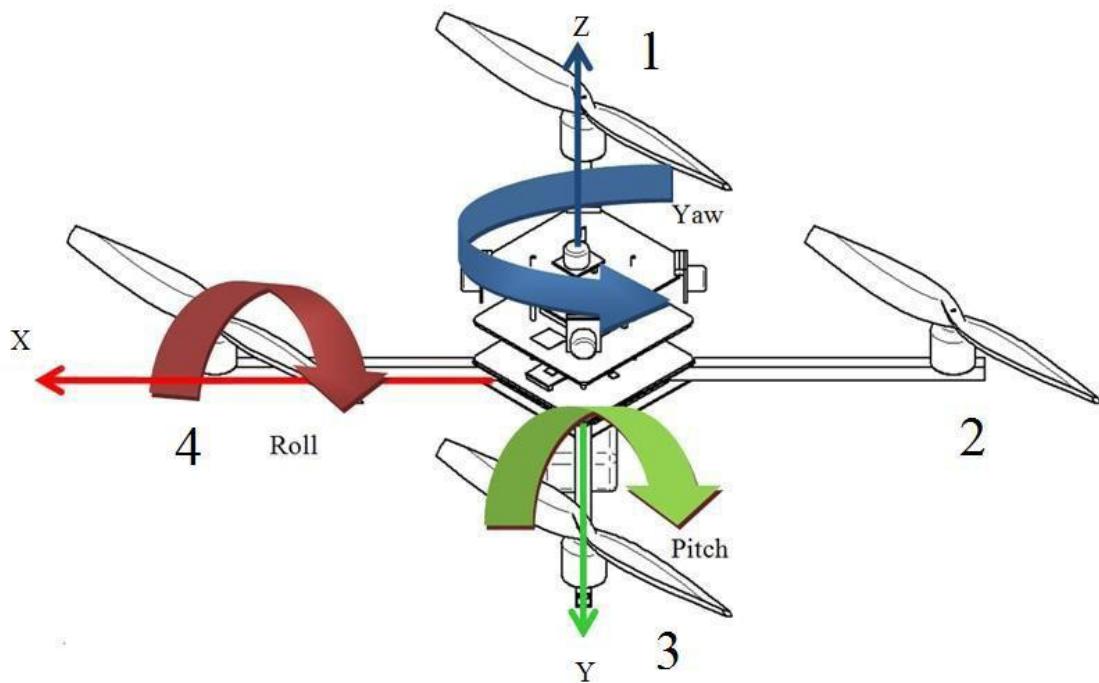


Abbildung 7 - RPY-Modell eines Quadrocopters [Rothe 2012, S.54]

Die einfachste Lösung wäre es, die Sensoren vertikal, also in Nick- und Gier-Richtung zeigend, anzubringen (vgl. Abbildung 7). Somit kann man die Geschwindigkeit zu einer Wand oder ähnlichem bestimmen und die Radarwellen werden an dieser am stärksten reflektiert, da der Messwinkel α (vgl. 5.4.2) in diesem Fall Null Grad ist und somit die Dopplerfrequenzverschiebung nach Gleichung 6 maximal wird. Hierbei kann aber ein Problem auftreten. Es ist denkbar, dass es keine Wand gibt, an der die Radarsignale reflektiert werden bzw. eine

Wand zu weit entfernt ist und dadurch das empfangene Signal zu schwach wird, um es weiterzuverarbeiten.

Um die oben aufgezeigten Nachteile einer senkrechten Anbringung der Sensoren am Quadrocopter zu vermeiden, ist das Konzept in dieser Arbeit, die Sensoren in einem Winkel zwischen Null und 90 Grad anzubringen. Welcher der geeignete Winkel für die Anbringung ist wird im Laufe der Arbeit noch evaluiert. Ein Problem bei einer schrägen (unter einem bestimmten Messwinkel α) Anbringung ist, dass die Reflektion der Radarwellen nicht perfekt bzw. schlecht ist. Grund hierfür ist, dass der Großteil des gesendeten Signals vom Empfänger weg gestreut und nur ein kleiner Teil zurück reflektiert wird, was bei der Auswertung des Signals zu Problemen führen kann.

6.3 Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung der Achsen

Im folgenden Kapitel werden zwei verschiedene Annahmen über die Verteilung der Geschwindigkeiten genauer erläutert, welche in der Evaluierung überprüft werden. Mit der Verteilung der Geschwindigkeiten ist gemeint, wie sich die Geschwindigkeitskomponenten, die von den Sensoren gemessen werden, auf die zwei Raumachsen aufteilen.

6.3.1 Geschwindigkeiten unabhängig voneinander

Die erste Annahme ist, dass die Geschwindigkeitskomponenten der beiden Achsen komplett unabhängig voneinander sind, was auch der Theorie entspricht. Denn bewegt sich das System nur in die X-Achse, so erwartet man, dass in der anderen Achse (Y-Achse) keine Geschwindigkeit gemessen wird. In diesem Fall beträgt der Messwinkel α bei Bewegung in die Y-Achse 90 Grad und somit wird die Dopplerfrequenzverschiebung f_D nach Gleichung 6 Null. Anders ausgedrückt, die Radarsensoren messen direkt die Geschwindigkeitskomponente der jeweiligen Achse in die sie gerichtet sind.

6.3.2 Festes Verhältnis der Geschwindigkeiten zueinander

Die andere Annahme über die Geschwindigkeitsverteilung der Achsen ist, dass die Sensoren nicht nur die Geschwindigkeit in die Achse, in die sie gerichtet sind, messen, sondern auch einen Anteil in die dazu senkrechte Achse, was eventuell durch die endlich große Keulenbreite der Sensorantennen begründet werden kann. Das heißt, die Sensoren bewegen sich und somit messen sie die Bewegung relativ zum Untergrund und nicht ein endlich ausgedehntes Objekt, welches sich in ihrem „Sichtfeld“ bewegt. Anders gesagt, die Sensoren detektieren mit ihrer gesamten Antennenkeule die Bewegung.

Deshalb ist die zweite Annahme über die Geschwindigkeitsverteilung, dass die Messung in eine Richtung als gewichtete Summe aus den beiden Geschwindigkeitskomponenten (einmal in die Messrichtung, einmal senkrecht dazu) betrachtet werden kann. Eben diese Gewichtung bildet ein festes Verhältnis zwischen den beiden Geschwindigkeitskomponenten.

Die Idee ist, dass beispielsweise eine Messung in X-Richtung aus einer Geschwindigkeitskomponente in X-Richtung aber auch noch aus einem Anteil in Y-Richtung besteht. In welchem Verhältnis die Komponenten aufgeteilt werden, wird durch die Faktoren k_1 und k_2 festgelegt.

Diese Annahme kann mit folgenden zwei Gleichungen mathematisch ausgedrückt werden:

$$m_x = k_1 v_x + k_2 v_y \quad \text{Gleichung 10}$$

$$m_y = k_2 v_x + k_1 v_y \quad \text{Gleichung 11}$$

k_1 ; k_2	Faktoren die Geschwindigkeitskomponenten im festen Verhältnis (k_1/k_2) aufteilen
m_x ; m_y	Messwerte der Sensoren in X- bzw. Y-Richtung
v_x ; v_y	tatsächliche Geschwindigkeitskomponente in X- bzw. Y-Richtung

Wie bereits zu Beginn des Kapitels erwähnt, wird diese Annahme im Laufe der Arbeit evaluiert. Zum einen, um zu überprüfen, ob sie prinzipiell richtig ist und falls dies der Fall ist, die Faktoren k_1 und k_2 zu bestimmen sowie auf Geschwindigkeitsunabhängigkeit zu prüfen.

7 Implementierung

In Abbildung 8 ist die Implementierung des Konzepts zur Geschwindigkeitsbestimmung schematisch dargestellt.

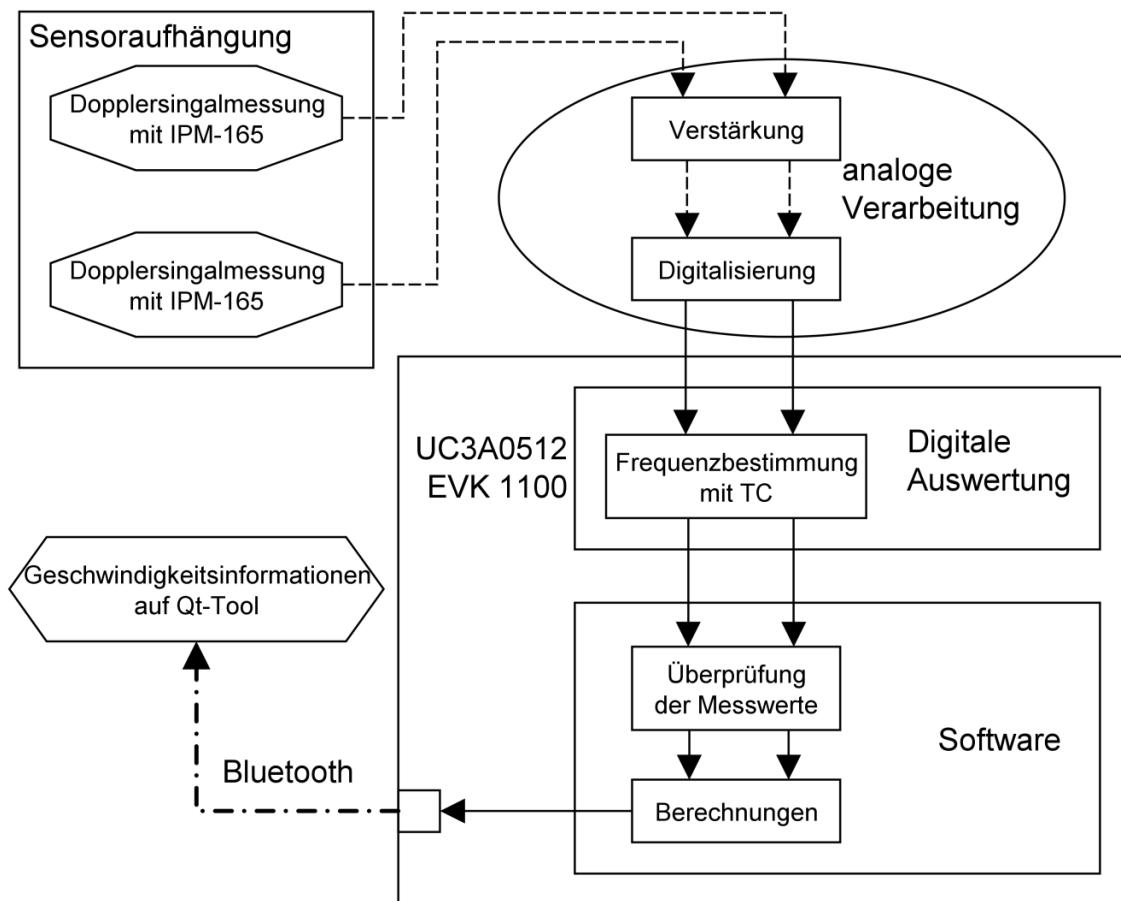


Abbildung 8 - detaillierte Darstellung der Implementierung der Geschwindigkeitsbestimmung

Die **Dopplersignalmessung** wird mit Hilfe der in 5.4.3 erläuterten CW-Radarsensoren **IPM-165** durchgeführt. Anschließend wird das gemessene Signal mit einer analogen Schaltung **verstärkt**, um danach **digitalisiert** zu werden.

Die Frequenz des nun digitalen Signals wird mittels **Timer/Counter** (TC) des Mikrocontrollers eingelesen. Mit der entwickelten Software werden zuerst die **Messwerte überprüft** und nachfolgend die **Geschwindigkeiten berechnet**. Diese **Geschwindigkeitsinformationen** sendet das System via Bluetooth an das **Qt-Debugg-Tool** auf einem PC.

Zum Schluss des Kapitels wird noch die Implementierung der konzipierten **Sensoraufhängung** erklärt.

Die einzelnen Abschnitte der Implementierung werden der Verständlichkeit halber im Folgenden nur für einen Sensor erläutert. Für den zweiten Sensor wurde das System aber analog, wie nachfolgend beschrieben, durchgeführt.

7.1 Analoge Verarbeitung/Elektrische Schaltung

Das Ausgangssignal des Radarsensors ist bei einer gleichmäßigen Bewegung sinusförmig, hat jedoch eine sehr kleine Amplitude (im Bereich von $300 \mu\text{V}$). Deshalb ist es am Anfang notwendig, das Signal rauscharm und hochohmig weiter zu verstärken, um überhaupt Ausgangssignale im Voltbereich zu erhalten, welche danach weiter verarbeitet werden können. [InnoSenT APP3 2003, S.6]

Anschließend ist es erforderlich das analoge Signal, dessen Frequenz der Dopplerfrequenzverschiebung entspricht, zu digitalisieren. Hierfür werden verschiedene Methoden aufgezeigt, getestet und die für den Anwendungsfall Beste ermittelt.

7.1.1 Verstärkung/Bandbegrenzung

Wie bereits in 7.1 erwähnt, hat das Ausgangssignal der Sensoren eine sehr kleine Amplitude, weshalb es verstärkt werden muss, um gut damit weiterarbeiten zu können. Die Verstärkung wird mit Hilfe von Operationsverstärkern (OPV) realisiert. Der Vorteil dabei liegt darin, dass für die Verstärkungsschaltung nur wenige externe Bauteile, wie Widerstände und Kondensatoren benötigt werden.

Des Weiteren ist es sinnvoll, die grundsätzlich sehr hohe Bandbreite des IPM-165 von mindestens 100 MHz zu begrenzen. Durch die Begrenzung des Frequenzbandes wird das Zusatzrauschen minimiert und man erhält somit einen hochempfindlichen Detektor. [InnoSenT APP3 2003, S.6f]

Um abschätzen zu können, welches Frequenzband für diesen Anwendungsfall benötigt wird, lassen sich die zu erwartenden Dopplerfrequenzen mit Gleichung 6 im Voraus berechnen. Das zu verstärkende Frequenzband wurde von 6 bis 600 Hz gewählt, was nach Gleichung 8 Geschwindigkeiten von circa 4 cm/s bis zu 4 m/s entsprechen. Diese sind für den Anwendungsfall ausreichend.

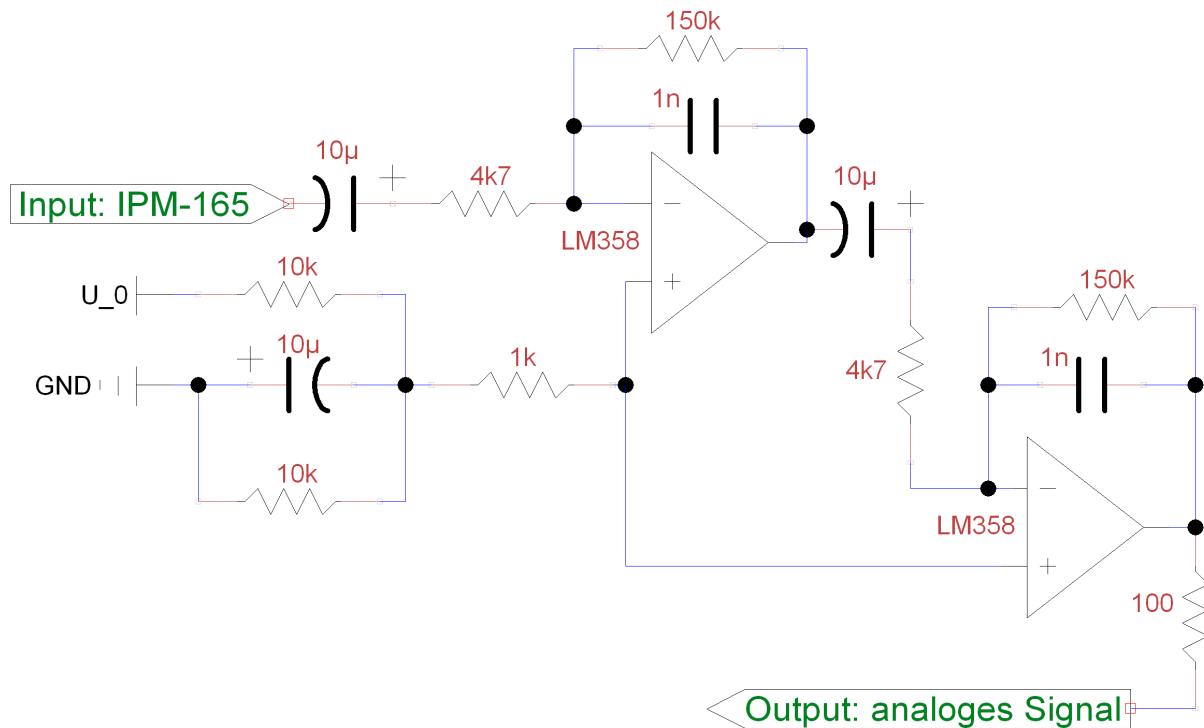


Abbildung 9 - Schaltplan der Verstärkung und Bandbegrenzung

In Abbildung 9 ist der Schaltplan der verwendeten Schaltung zur Verstärkung und Bandbegrenzung dargestellt. Die Schaltung wurde nach dem Schaltvorschlag der InnoSenT Applikationsschrift 3 [InnoSenT APP3 2003, S.7] zusammengestellt.

Im Wesentlichen besteht die Schaltung aus zwei OPVs mit Gegenkopplung und einen Spannungsteiler, der die Versorgungsspannung U_0 halbiert. Als OPV wurden der LM358 verwendet. In diesem Bauteil sind je zwei OPVs integriert (nähtere Informationen siehe [LM358 2004]).

Im gesamten verstärkt die Schaltung das Eingangssignal um 60 dB und begrenzt das Frequenzband auf 6 bis 600 Hz, was für den Anwendungsfall gute Ergebnisse liefert (vgl. Abbildung 10).

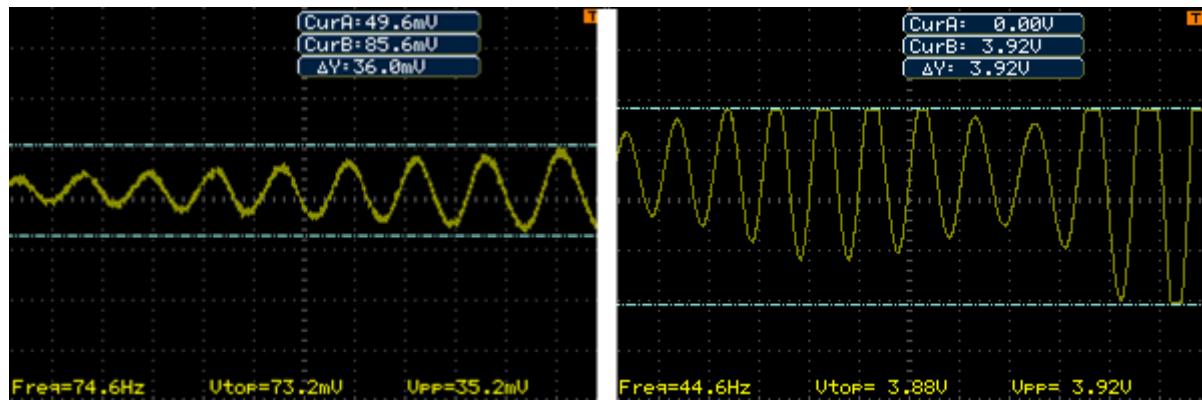


Abbildung 10 - links Ausgangssignal ohne Verstärkung – rechts Ausgangssignal nach Verstärkungsschaltung

Abbildung 10 zeigt das Ausgangssignal des Sensors auf einem Oszilloskop bei gleichmäßiger Bewegung einer Hand im Abstand von circa 30 cm direkt auf den Sensor zu. Die linke Seite stellt das sinusförmige Signal direkt am Ausgangspin des IPM-165 ohne weitere Verstärkung dar. Die relativ hohe Amplitude von 36 mV (im Vergleich zur angegebenen Größenordnung von 300 μ V) [InnoSenT APP3 2003, S.6] kommt daher zustande, dass das bewegte Objekt sehr nahe vor dem Sensor ist und somit die Radarwellen stark reflektiert. Bewegungen, die noch weiter entfernt sind, lassen sich ohne Verstärkung auf dem Oszilloskop gar nicht mehr beobachten.

Die rechte Seite von Abbildung 10 zeigt das mit obiger Schaltung verstärkte Ausgangssignal des Sensors, bei einer ähnlichen Bewegung wie oben beschrieben. Auch dieses Signal ist sinusförmig, jedoch ist seine Amplitude mit fast 4 V nun wesentlich größer. Am rechten Ende der Aufnahme lässt sich erkennen, dass der Operationsverstärker der Verstärkungsschaltung bereits in die Sättigung geht. Dies hat keinen Einfluss auf die Frequenz des Signals, in der die eigentliche Geschwindigkeitsinformation steckt. Somit wird die entscheidende Information des Signals, die Frequenz, nicht verschlechtert. Denn für die Frequenzbestimmung ist nur der Zeitraum zwischen zwei steigenden bzw. fallenden Flanken von Bedeutung und diese Zeitspanne wird durch die Schaltung nicht verändert.

7.1.2 Digitalisierung des Signals

Das, wie in 7.1.1 beschriebene, verstärkte Signal muss nun digitalisiert werden, um dessen Frequenz mit dem verwendeten Mikrocontroller (siehe 7.4.3) messen zu können.

Da die gesamte Geschwindigkeitsinformation in der Frequenz des Signals steckt, lässt sich das Signal digital mit nur zwei Zuständen (LOW und HIGH) beschreiben. Das heißt, steigt der momentane Spannungspegel über einen gewissen Schwellwert, soll das Signal auf HIGH gezogen werden, fällt es unter diesen Wert, soll das Signal wieder auf LOW gezogen werden. In Abbildung 11 ist dieses Prinzip genauer veranschaulicht.

Die Frequenz ist somit genau indirekt proportional zur Zeitspanne τ von einer steigenden Flanke bis zur nächsten steigenden Flanke des nun digitalen Signals (vgl. Abbildung 11).

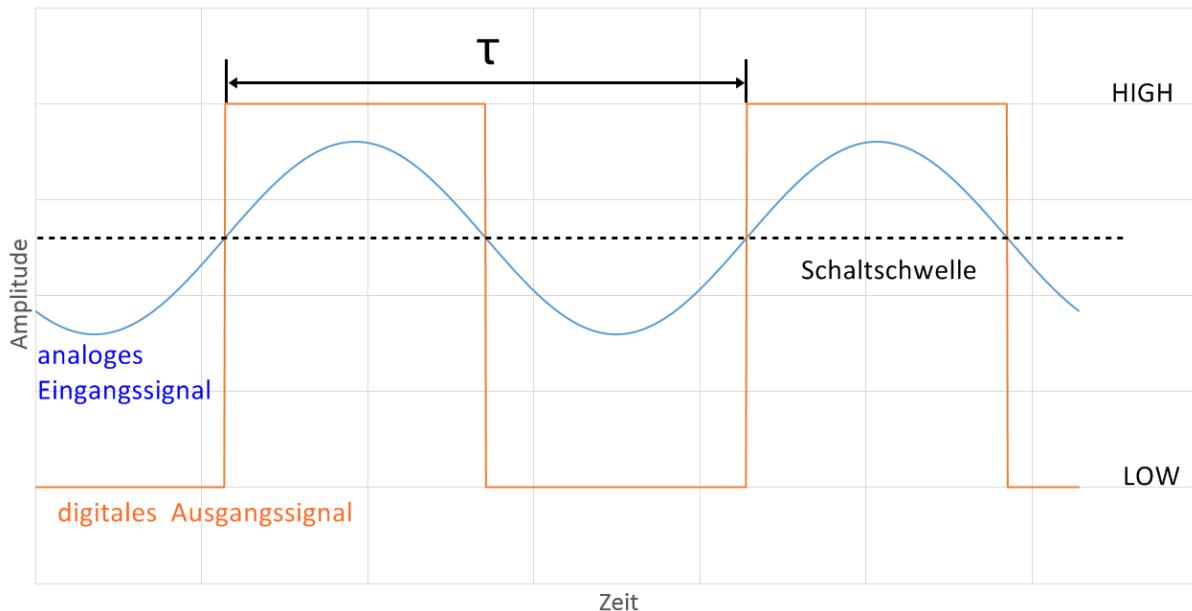


Abbildung 11 - Prinzip der Digitalisierung

Den genauen Spannungswert für die Schaltschwelle wählt man am besten so, dass er, wie in Abbildung 11, am Wendepunkt (das heißt am steilsten Punkt) der sinusförmigen Spannung liegt, also der Duty-Cycle des digitalen Signals 50 Prozent entspricht. Somit ist gewährleistet, dass auch bei kleineren Amplituden das Signal noch korrekt digitalisiert wird. Nur dadurch ist es überhaupt möglich, Signale mit sehr kleinen Amplituden zu digitalisieren.

Beim verstärkten Signal des IPM-165 liegt dieser Wert bei 2,62 Volt. Dies entspricht der „Leerlaufspannung“, also die konstante Gleichspannung, die nach der Verstärkungsschaltung zu beobachten ist, wenn sich kein bewegtes Objekt vor dem Sensor befindet.

Eine Digitalisierung nach diesem Prinzip lässt sich am besten durch eine analoge Schaltung mit Hilfe eines Operationsverstärkers (OPV) realisieren. Im Folgenden werden zwei verschiedene Schaltungen erläutert und verglichen. Anschließend wird die für den Anwendungsfall geeignete verwendet.

7.1.2.1 *Operationsverstärker als Komparator*

Die einfachste Schaltung, ein Signal (wie in 7.1.2 beschrieben) zu digitalisieren, ist ein Operationsverstärker. Hierbei liegt an dessen nicht-invertierenden Eingang die Spannung der gewünschten Schaltschwelle und am invertierenden Eingang das zu digitalisierende Signal an.

Um die oben genannte Schwellspannung zu erhalten, ohne sie von einer externen Spannungsquelle zu bekommen, wird ein einfacher Spannungsteiler verwendet, der die Versorgungsspannung im passenden Verhältnis teilt.

Das Verhältnis R_1/R_2 der Widerstände des Spannungsteilers, um die Versorgungsspannung $U_0 = 5,25 \text{ V}$ auf $2,62 \text{ V}$ zu teilen, muss fast genau $1/1$ sein. Das heißt, die beiden Widerstände müssen gleich groß sein ($R_1 = R_2$). Um den Stromfluss gering zu halten, werden für die Widerstände R_1 und R_2 je $10 \text{ k}\Omega$ verwendet.

Der Strom I , der durch den Spannungsteiler fließt, lässt sich einfach mit dem Ohm'schen Gesetz berechnen, siehe Gleichung 11.

$$I = \frac{U_0}{R_1 + R_2} = 0,26 \text{ mA} \quad \text{Gleichung 12}$$

Somit ist der Stromfluss mit $0,26 \text{ mA}$ durch den Spannungsteiler sehr gering und führt zu keiner nennenswerten Erhöhung des Gesamtstromverbrauchs.

Das Problem bei dieser einfachen Methode liegt darin, dass das zu digitalisierende Signal in der Praxis keine perfekte Sinusschwingung, wie in Abbildung 11 dargestellt, ist. Dies sorgt vor allem an den Übergängen von LOW zu HIGH und umgekehrt dazu, dass das Ausgangssignal des OPVs jittert, das heißt, das Signal springt beim Flankenwechsel ein oder mehrere Male von LOW auf HIGH und wieder zurück. Dieses Verhalten des Ausgangs (gelb) lässt sich in Abbildung 12 erkennen. Dabei ist die relativ kleine Amplitude des Eingangssignals (grün) zu beachten. Des Weiteren führt dieser Effekt vor allem dann zu fehlerhaften Flankenwechseln, wenn der Sensor keine Bewegung misst, da hierbei sein verstärktes Ausgangssignal eben einer Gleichspannung von circa 2,62 V entspricht.

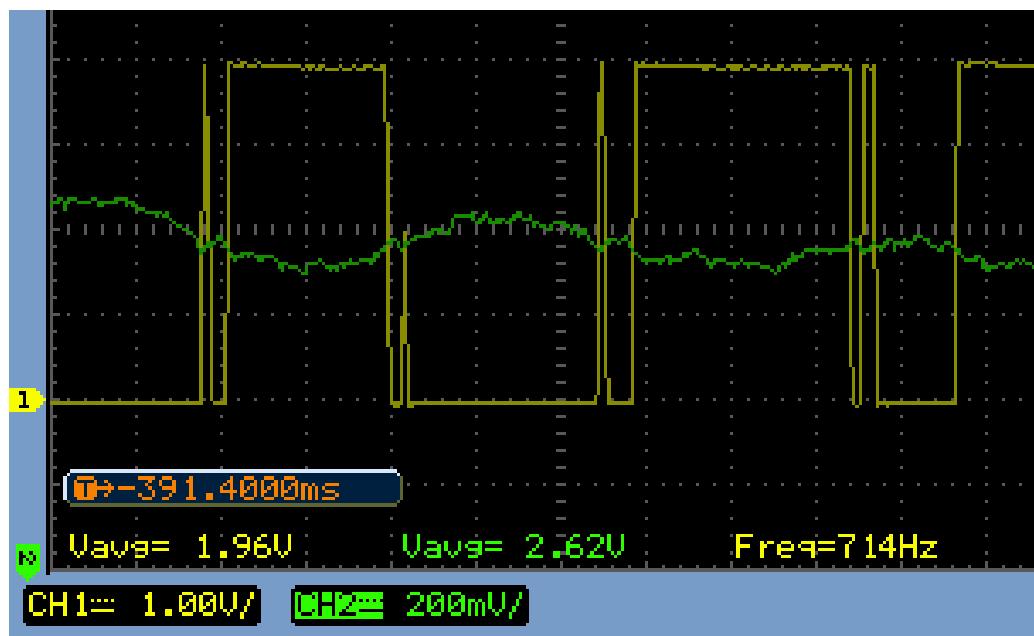


Abbildung 12 - jitterndes Ausgangssignal (gelb) bei kleiner Amplitude des Eingangs (grün)

Auch die Idee, das Signalrauschen durch einen vorgeschalteten Tiefpass, bestehend aus einem RC-Glied, zu minimieren und somit das Jittern zu eliminieren, führte nicht zum gewünschten Ergebnis. Denn insbesondere im „Leerlauf“, also wenn keine Bewegung vor dem Sensor ist, war das Jittern des Ausgangssignals immer noch zu beobachten.

7.1.2.2 Schmitt-Trigger

Da die Digitalisierung mit nur einem OPV, wie in 7.1.2.1 beschrieben, nicht zum gewünschten Ergebnis führte, wurde ein Schmitt-Trigger gewählt. Durch dessen Hysterese soll das Jittern des Ausgangs unter anderem beim Flankenwechsel des Eingangssignals verhindert werden.

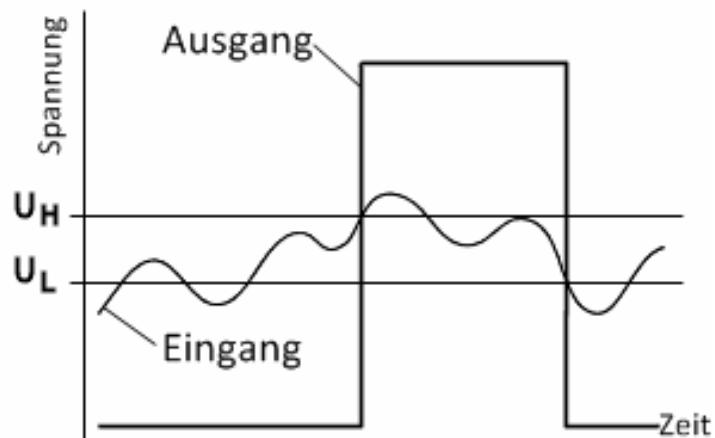


Abbildung 13 - prinzipielles Verhalten eines Schmitt-Triggers [Mikrocontroller 2013]

Bei einem Schmitt-Trigger liegt am Ausgang HIGH an, wenn die Eingangsspannung einen Spannungspiegel U_H überschreitet und der Ausgang wird auf LOW gezogen, sobald das Eingangssignal den Spannungspiegel U_L unterschreitet. Dieses Verhalten nennt man Hysterese und ist beispielhaft in Abbildung 13 dargestellt.

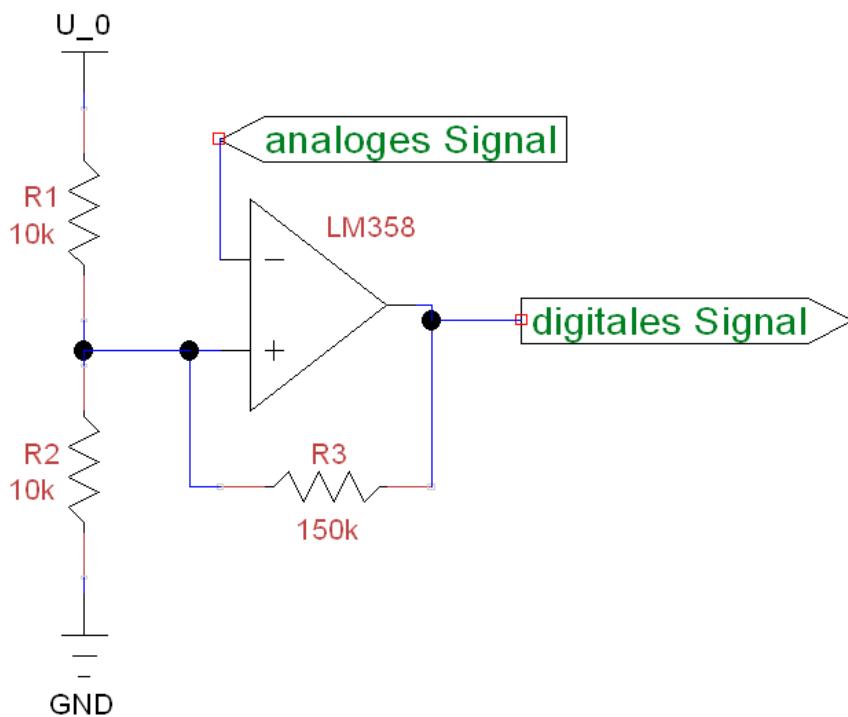


Abbildung 14 - Schaltplan des Schmitt-Triggers

Eine Schmitt-Trigger-Schaltung lässt sich unter anderem mit Hilfe eines Spannungsteilers (mit zwei Widerständen), eines OPVs und eines mitgekoppelten Widerstandes realisieren (vgl. Abbildung 14). Bei dieser Schaltung ist zu beachten, dass es sich um einen invertierenden-

den Schmitt-Trigger handelt. Das heißt, wird U_H am Eingang überschritten wird der Ausgang auf LOW gezogen und umgekehrt. Dies hat aber auf die Frequenz des so digitalisierten Signals keinerlei Auswirkungen und ist somit für den Anwendungsfall irrelevant.

Über den Spannungsteiler, welcher durch R_1 und R_2 dimensioniert wird, lässt sich der Schaltpunkt einstellen. Um den Strombedarf der Schaltung zu reduzieren, wie bereits in Abschnitt 7.1.2.1 erläutert, wird der Schaltpunkt wieder mit $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ auf die „Leerlaufspannung“ (circa 2,62 V) eingestellt. Die Hysteresebreite, welche das Verhältnis R_3 zu R_1/R_2 festlegt, ist nun nur noch von R_3 abhängig, das heißt, je größer der Widerstand R_3 , desto geringer die Hysteresebreite.

Die Hysteresebreite muss möglichst gering gewählt werden (also großes R_3), so dass auch noch Eingangssignale mit sehr kleinen Amplituden digitalisiert werden können. Jedoch soll sie so groß sein, damit das in 7.1.2.1 beschriebene Jittern verhindert wird.

Die oberen und unteren Spannungspegel U_H und U_L in Abhängigkeit von den Widerständen R_1 , R_2 und R_3 , lässt sich mit Gleichung 13 und Gleichung 14 berechnen, wobei U_0 wieder die Versorgungsspannung ist. [Mikrocontroller 2013]

$$U_H = U_0 \cdot \frac{R_2}{(R_1||R_3) + R_3} \quad \text{Gleichung 13}$$

$$U_L = U_0 \cdot \frac{R_2||R_3}{R_1 + (R_2||R_3)} \quad \text{Gleichung 14}$$

Da, wie oben erwähnt, die Hysteresebreite relativ klein gewählt werden soll, muss R_3 größer wie R_1 bzw. R_2 sein. Um den für den Anwendungsfall optimalen Wert für R_3 herauszufinden, wurden zahlreiche Testreihen mit verschiedenen Bewegungen (unter anderem wie in 8.2 beschrieben) durchgeführt. Dabei wurden für R_3 Widerstände von 30 $\text{k}\Omega$ bis hin zu 220 $\text{k}\Omega$ verwendet.

Die besten Resultate (vgl. Abbildung 15) entstanden dabei für $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$ und mit (wie oben bereits erläutert) $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Diese Widerstandswerte und die Versorgungsspannung $U_0 = 5,25 \text{ V}$ in Gleichung 13 und Gleichung 14 eingesetzt, erhält man für U_H und U_L :

$$U_H = 2,710 \text{ V}$$

$$U_L = 2,540 \text{ V}$$

Die Hysteresebreite b_H kann dann mit U_H und U_L durch Gleichung 15 berechnet werden.

$$b_H = U_H - U_L = 170 \text{ mV} \quad \text{Gleichung 15}$$

Somit erhält man für die Hysteresebreite b_H 170 mV. Dies ermöglicht, auch Signale mit sehr kleinen Amplituden noch zu digitalisieren.

In Abbildung 15 ist zu erkennen, wie das verstärkte analoge Signal (grün) des Sensors mit Hilfe des gerade beschriebenen Schmitt-Triggers digitalisiert (gelb) wird. Hierbei handelt es sich um ein Signal mit einer relativ großen Amplitude, da sich so die Funktionsweise des invertierenden Schmitt-Triggers am besten nachvollziehen lässt.

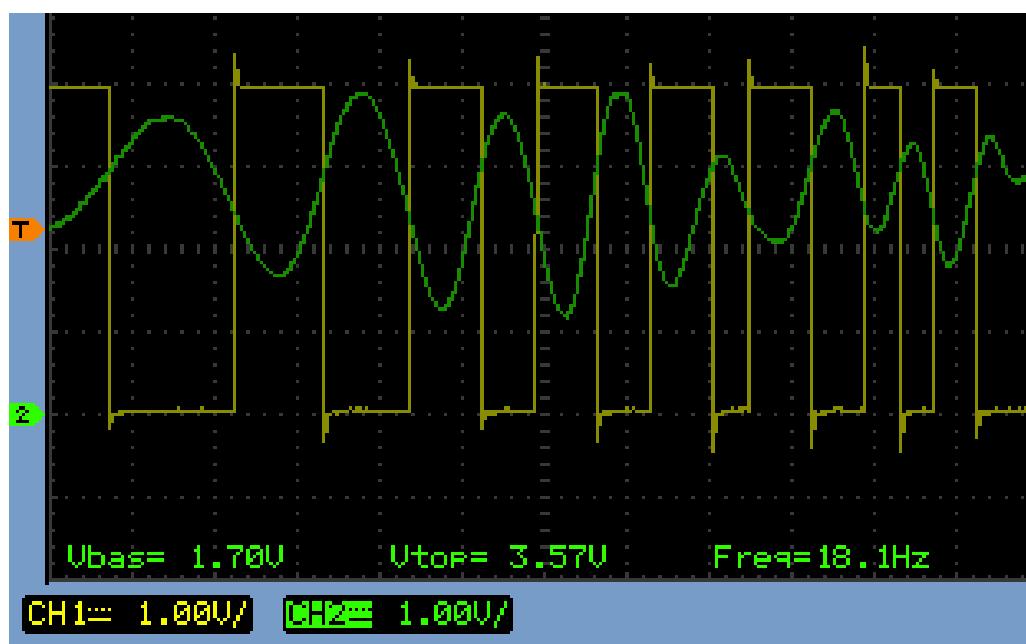


Abbildung 15 - Digitalisierung (gelb) des analogen Signals (grün) mittels Schmitt-Trigger auf Oszilloskop

7.2 Digitale Auswertung

7.2.1 Auslesen der Frequenz zur Geschwindigkeitsbestimmung

Das im vorhergehenden Abschnitt 7.1.2 digitalisierte Signal soll nun durch den Mikrocontroller (vgl. 7.4.3) eingelesen werden. Im jetzt digitalen Signal steckt nur noch die Information über die Frequenz des ursprünglichen Signals. Jedoch ist nur, wie bereits erwähnt, diese Frequenzinformation zur Geschwindigkeitsmessung relevant.

Prinzipiell gibt es viele unterschiedliche Methoden, eine Frequenz mit einem Mikrocontroller zu messen. Angefangen von Interrupts, die beim Flankenwechsel einen Timer starten und über die Zeit zwischen den Flankenwechseln, von der kann wiederrum Rückschluss auf die Frequenz gezogen werden, bis hin zur Implementierung einer Fast Fourier Transformation (FFT), mit Hilfe derer sich dann prinzipiell alle Frequenzen, die in einem Signal „stecken, herausziehen“ lassen.

Allgemein lässt sich sagen, dass es stark vom Anwendungsfall abhängt, welche der zahlreichen Methoden zur Frequenzmessung die Beste ist. Das heißt, wie viele Frequenzen sollen gemessen werden, wie groß sind die zu messenden Frequenzen bzw. in welcher Bandbreite liegen sie.

Das EVK1100 Board (vgl. 7.4.3) bietet speziell für die Funktionen, wie Frequenzmessung, -erzeugung, Intervallmessung, Pulsweitenmodulation und ähnliches, den sogenannten Timer/Counter (TC) an. Dieser TC besitzt drei identische aber voneinander unabhängige Kanäle, welche jeweils 16-Bit groß sind. Das aktuelle Quadrocoptersystem verwendet bereits einen Kanal, um die Systemzeit in Millisekunden mit ihm zu erzeugen.

7.2.2 Vor- und Nachteile der Frequenzmessung mittels TC

Die Vor- und Nachteile, warum für die Frequenzmessung der TC verwendet wurde und nicht eine andere Methode, werden im Folgenden kurz diskutiert.

Ein Vorteil im Gegensatz zur Frequenzmessung durch Interrupts liegt darin, dass die Funktionalität des TCs komplett in Hardware implementiert ist. Dies hat zur Folge, dass zum einen der Programmablauf nicht durch die nötigen Interrupts gestört wird bzw. es keine Konflikte mit anderen Interrupts geben kann. Zum anderen muss die CPU keine Rechenzeit für die

Messung der Frequenz aufwenden sondern nur für die Auswertung der vom TC bereitgestellten Daten, diese wird in Abschnitt 7.3 genauer erläutert.

Andererseits würde eine Implementierung einer FFT die vorhandene Hardware wohl komplett auslasten bzw. wäre, je nachdem welche Bandbreite man mit welcher Samplerate und welcher Genauigkeit abtasten will, viel zu aufwendig. Weiterhin würde deren Implementierung auch den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Des Weiteren genügt für den Anwendungsfall eine Bestimmung der Frequenz mittels TC vollkommen den Anforderungen.

Nichtsdestotrotz hat die implementierte Frequenzmessung durch den TC auch Nachteile. Denn es gibt, abhängig unter anderem vom CPU-Takt und der TC-Registergröße von 16 Bit, eine untere und obere Schranke für die messbaren Frequenzen. Diese maximal aber vor allem die minimal messbare Frequenz f_{\min} wird im Laufe des Kapitels noch genauer behandelt. Ein weiterer Nachteil ist die Tatsache, dass man als Ergebnis der Frequenzmessung nur quantisierte Werte erhält und kein kontinuierliches Messergebnis, was auch wiederum durch die Messmethode begründet ist. Jedoch wird darauf geachtet, dass für den Anwendungsfall die Quantisierungsstufen so klein sind, damit sie keine Auswirkung auf die Genauigkeit des Messergebnisses haben.

7.2.3 Funktionsweise/Implementierung der Frequenzmessung mittels TC

In Abbildung 16 ist die Funktionsweise des TCs schematisch dargestellt. Auf dieses Blockschaltbild beziehen sich auch die nachfolgenden Erläuterungen der Frequenzmessung mittels TC. [AT32UC3A 2009, S.639ff]

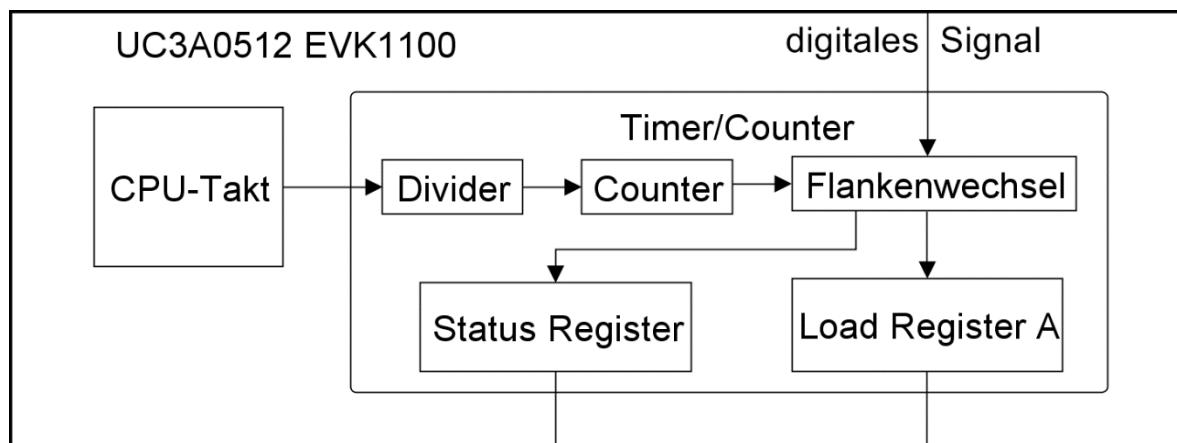


Abbildung 16 - Funktionsweise des Timer/Counters

Wichtig bei der Initialisierung des verwendeten TC-Kanals ist es den „Operating Mode“ auf CAPTURE zu setzen, das heißt, es sollen Frequenzen gemessen und nicht erzeugt werden.

Das 16 Bit große Zählregister (Counter) wird bei jeder steigenden Flanke aus dem Divider inkrementiert. Im Zählregister steht somit der aktuelle Counterstand (Counter Value CV). Die von außerhalb kommende Taktlänge entspricht in diesem Fall dem CPU-Takt und lässt sich mit Hilfe des Dividers auf Vielfache dieses Taktes herunterbrechen. Dies geschieht solange bis entweder der Counter überläuft (Counter Overflow), also das 16-Bit Register vollgeschrieben ist, was umgerechnet einen Counterstand von 0xFFFF oder 65535 (CV_{max}) entspricht oder beim zu messenden externen Signal (eben das digitale Signal, dessen Frequenz gemessen werden soll) ein Flankenwechsel stattfindet. Tritt eines der beiden beschriebenen Ereignisse ein, wird der Counter zurück auf 0x0000, also auf null, gesetzt (Trigger wird ausgelöst).

In dem Fall, dass das externe Signal den Trigger auslöst, wird der aktuelle Counterstand in das Load Register A (RA) geladen. Dieser Wert in RA ist eben bei bekanntem Takt aus dem Divider nur noch von der Frequenz des externen Signals abhängig. Anders gesagt, der Wert in RA ist direkt proportional zur Periodendauer T des zu messenden Signals.

Im Status Register (SR) wird unter anderem gespeichert, jeweils seit dessen letzten Auslesen, ob es einen Overflow oder Flankenwechsel des externen Signals gab. Dies ist wiederum für die spätere Verarbeitung der Daten wichtig (siehe 7.3).

Die oben bereits erwähnte minimal messbare Frequenz f_{min} lässt sich mit Gleichung 16 berechnen.

$$f_{min} = \frac{f_{PBA}}{DIV \cdot CV_{max} \cdot 2} \quad \text{Gleichung 16}$$

f_{PBA}	Frequenz des Peripher Busses A (PBA) entspricht dem CPU-Takt
DIV	Clock Divider teilt f_{PBA} auf
CV_{max}	maximaler Counterstand (wird einen Takt vor Overflow erreicht)

Der Faktor 2 im Nenner kommt daher, dass der Trigger des externen Signals eben auf jeden Flankenwechsel eingestellt ist und nicht nur auf steigende oder fallende Flanken. Somit wird nicht die Frequenz einer ganzen sondern quasi nur die einer „halben“ Welle gemessen. Dies

wiederum hat zum einen den Vorteil gegenüber einer Messung der kompletten Welle, dass die doppelte Anzahl von Messungen durchgeführt werden kann, zum anderen dadurch auch die minimal messbare Frequenz f_{\min} zusätzlich halbiert wird.

Der Wert für den Divider DIV, der den CPU-Takt herunterbricht, wird möglichst groß gewählt, da es im Anwendungsfall wichtig ist, auch noch kleine Frequenzen (von 6 bis 600 Hz vgl. 7.1.1) messen zu können. Der höchste Wert, der für den Divider DIV gewählt werden kann, ist 128. [AT32UC3A 2009, S.43]

Setzt man diese Werte in Gleichung 16 und für f_{PBA} den verwendeten CPU-Takt von 60 MHz ein, erhält man für die minimal messbare Frequenz $f_{\min} = 3,576$ Hz. Diese Frequenz ist somit sogar kleiner als die untere Grenze von 6 Hz (vgl. 7.1.1) der Bandbegrenzung der Verstärkungsschaltung. Dies ist wichtig, damit die minimal messbare Geschwindigkeit von circa 4 cm/s (vgl. 7.1.1) nicht größer wird.

7.3 Software

7.3.1 Verarbeitung der eingelesenen Daten

Nachdem das Signal mittels TC ausgelesen wurde, wie in 7.2.3 beschrieben, wird nun aus den so gewonnen „Rohdaten“ die wirkliche Frequenz ermittelt. Diese Dopplerfrequenzverschiebung wird anschließend in die Geschwindigkeit umgerechnet.

Mit einer Samplezeit von 10 Millisekunden, also alle 10 ms, wird in der Hauptschleife des Programms die Methode „Radar“ aufgerufen, in der alle Berechnungen stattfinden. Am Ende werden die ermittelten Geschwindigkeiten in die beiden Achsen und deren gefilterte Werte in die globale Variable „sensorWerte“ geschrieben.

In Abbildung 17 ist der Zusammenhang zwischen dem TC des Mikrocontrollers und der neu entwickelten Software schematisch dargestellt. Die Erklärungen in den folgenden Abschnitten beziehen sich immer wieder auf diese Abbildung.

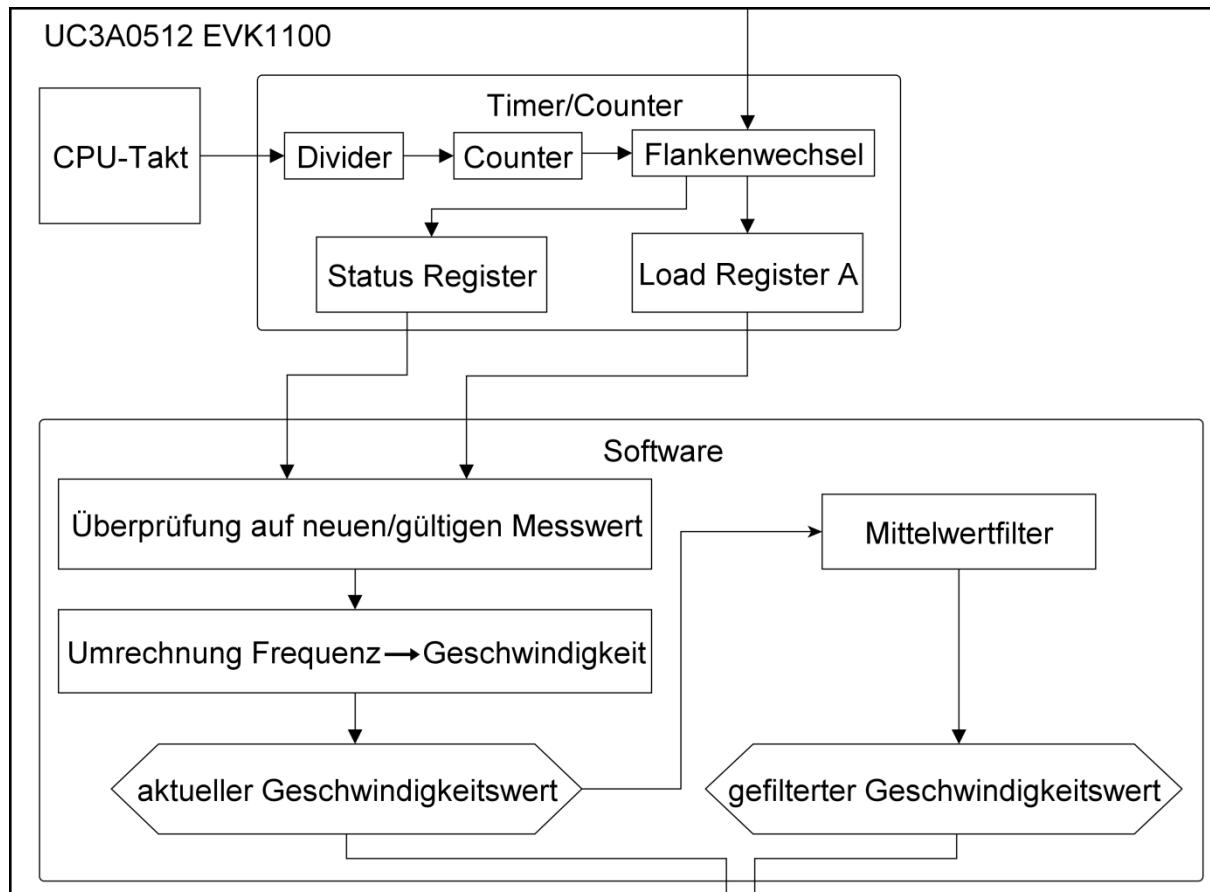


Abbildung 17 - Zusammenhang zwischen TC und Software

Die Funktionsweise des **Timer/Counters** wurde bereits ausführlich in Abschnitt 7.2.3 erläutert. Für die Software sind nur das **Status Register SR**, indem unter anderem die Informationen über die Flankenwechsel des externen Signals gespeichert sind und das **Load Register RA** von Bedeutung. In RA ist, wie in 7.2.3 bereits erwähnt, der Counterstand beim Trigger des externen Signals, welcher eben proportional zur Frequenz dieses Signals ist.

Die Software überprüft zuerst jeden Messwert auf **Gültigkeit bzw. Neuheit**. Sind diese Bedingungen erfüllt, wird die **Frequenz** dieses Wertes ermittelt und anschließend zur **Geschwindigkeit umgerechnet**. Des Weiteren werden diese Geschwindigkeitswerte noch mit Hilfe eines **Mittelwertfilters** verarbeitet.

Der **aktuelle Geschwindigkeitswert** und der **gefilterte Geschwindigkeitswert** werden abschließend noch zum Debugg-PC ausgegeben.

7.3.1.1 Überprüfung auf Gültigkeit/Neuheit des Messwerts

Zu Beginn der Verarbeitung einer Messung ist es wichtig zu überprüfen, ob überhaupt eine gültige Messung vorliegt, das heißt, dass kein Overflow des Counters stattfand und falls dies der Fall war, die Messung als ungültig zu deklarieren.

Soll vom TC eine kleinere Frequenz als die minimal messbare Frequenz f_{\min} eingelesen werden, so wird dies nicht von selbst als Fehlmessung erkannt, sondern im Register RA steht ein falscher Messwert. Deshalb muss von der Software sichergestellt werden, dass in diesem Fall eine Fehlmessung erkannt wird. Hierbei hilft das Statusregister SR, in dem unter anderem Informationen über einen vorhergehenden Overflow des Counters oder eines Flankenwechsels (Trigger) des externen Signals gespeichert sind.

Wichtig zu wissen ist, dass in SR die Informationen für den Counter Overflow (COVFS: Counter Overflow Status) und dem externen Trigger (ETRGS: External Trigger Status), also einem Flankenwechsel des zu messenden Signals, in nur jeweils einem Bit gespeichert sind. Weiterhin stehen im Status Register auch immer nur die Informationen seit dessen letzten Auslesen. Anders ausgedrückt, hat der COVFS-Bit den Wert 1, so trat seit dem letzten Auslesen des Status Registers ein Counter Overflow auf. Selbiges gilt auch für den ETRGS-Bit.
[AT32UC3A 2009, S.668]

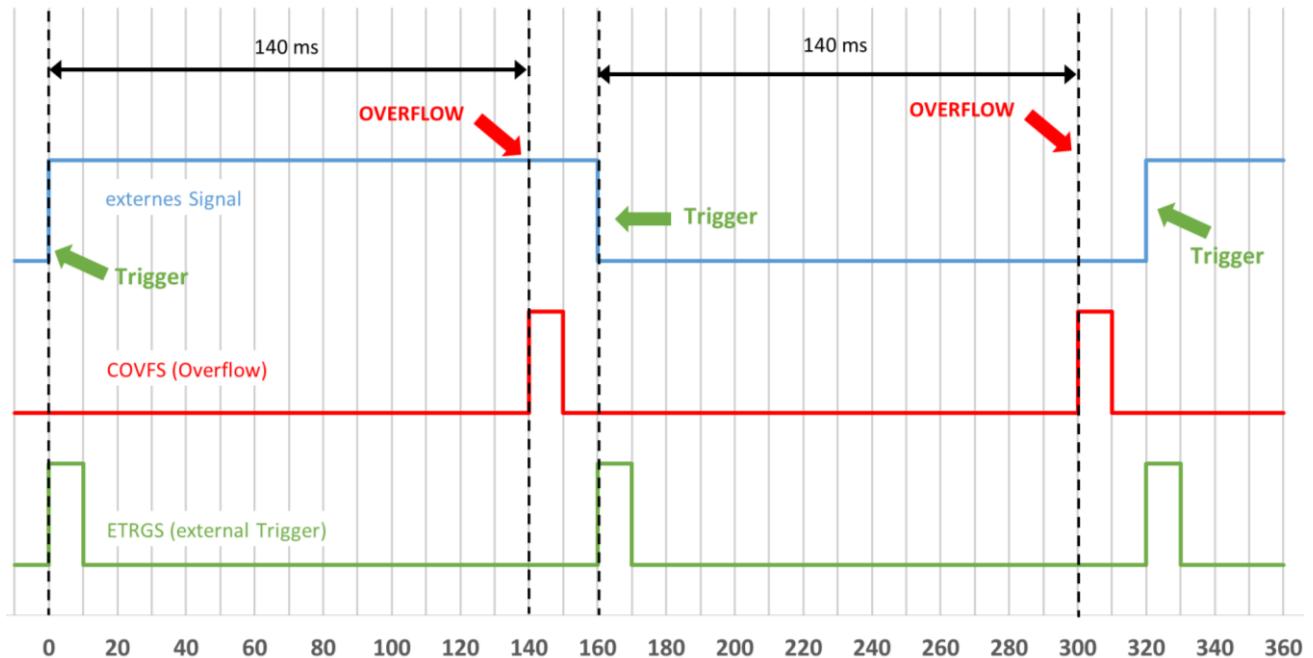


Abbildung 18 - exemplarischer Signalverlauf bei $f < f_{\min}$ (Samptetime 10ms)

In Abbildung 18 ist der Signalverlauf des zu messenden externen Signals (blau), des COVFS-Bits (rot) und des ETRGS-Bits (grün) für eine Frequenz kleiner f_{\min} dargestellt, wobei das Status Register mit einer Samptetime von 10 ms ausgelesen wird. Hierbei erkennt man, dass nach dem Trigger des externen Signals bei 0 ms nach circa 140 ms (entspricht der Periodendauer von f_{\min} vgl. 7.2.3) ein Overflow des Counterregisters stattfindet und der Counter anschließend wieder auf null gesetzt wird. Wichtig ist es, nun den nächsten Trigger des Signals zu ignorieren, da sonst eine falsche, viel größere Frequenz gemessen werden würde. Zu beachten ist hierbei auch, dass das COVFS-Bit nur solange auf HIGH gesetzt ist, bis das Statusregister wieder ausgelesen wird, also alle 10 ms.

Im ETRGS-Bit ist, wie oben bereits erwähnt, die Information gespeichert, ob es seit dem letzten Auslesen von SR einen Trigger des externen Signals gab. Also nur, wenn dieses Bit auf HIGH gesetzt ist liegt tatsächlich eine neue Messung vor.

Am Anfang des Programmablaufs werden das Load Register RA und das Statusregister SR ausgelesen und deren Werte in lokalen Variablen gespeichert. Im weiteren Programmverlauf wird nur noch mit diesen Variablen gearbeitet. Damit ist gewährleistet, dass keine unerwarteten Fehler auftreten, falls sich der Wert der Register während der weiteren Verarbeitung ändert.

Anschließend wird eine Reihe von if-Abfragen durchlaufen (vgl. Abbildung 19), um die verschiedenen Fälle, die bei der Frequenzbestimmung durch den TC auftreten können, entsprechend zu behandeln.

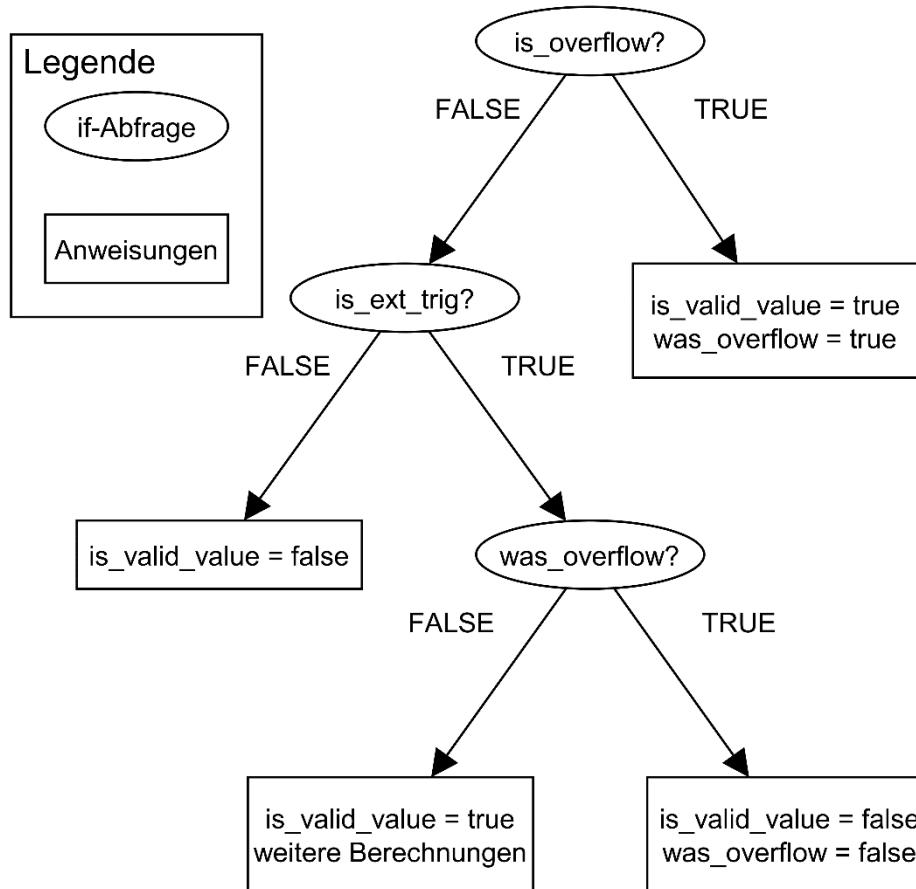


Abbildung 19 - schematische Darstellung der Softwareabfragen

Variable	Erklärung
is_overflow	Überlauf des Counters seit letztem Auslesen (COVFS-Bit HIGH)
is_ext_trig	Trigger (Flankenwechsel) des externen Signals (ETRGS-Bit HIGH)
was_overflow (Globale Variable)	Overflow fand statt, aber kein externer Trigger
is_valid_value	beschreibt Gültigkeit bzw. Neuheit der Messung
weitere Berechnungen vgl. 7.3.1.2	

Als erstes wird auf einen Overflow geprüft. Fand dieser statt, lässt sich sagen, dass die Frequenz kleiner wie die minimale Frequenz f_{min} ist und wird somit als null angenommen. Weiterhin wird dieses Overflow-Event global in der Flag „was_overflow“ gespeichert. Fand kein

Überlauf statt, wird überprüft, ob es einen Flankenwechsel (Trigger) des externen Signals gab. Ist dies nicht der Fall, so kann keine neue Aussage über die Frequenz getroffen werden, das heißt, es gibt keinen neuen Messwert. Gab es jedoch ein externen Trigger wird abgefragt, ob kurz vorher ein Overflow stattfand, also das letzte „Ereignis“ ein Overflow, jedoch kein externer Trigger war (eben dieser Fall ist in Abbildung 18 dargestellt). Fand kurz zuvor ein Überlauf statt, so wird die Messung als ungültig erklärt und die globale Variable „was_overflow“ zurück auf FALSE gesetzt. Somit tritt eben beim nächsten Trigger der Fall ein, dass es kürzlich keinen Überlauf gab. Dadurch erhält man nun einen gültigen und neuen Messwert. Die Weiterverarbeitung dessen wird im folgenden Abschnitt 7.3.1.2 erläutert.

7.3.1.2 Berechnung der Frequenz/Geschwindigkeit

Nachdem nun sichergestellt wurde, dass nur gültige und auch tatsächlich neue Daten weiterverarbeitet werden, kann aus diesen nun die wirkliche Dopplerfrequenzverschiebung und anschließend die Geschwindigkeit berechnet werden.

Zur Frequenzbestimmung wird im Prinzip Gleichung 16 verwendet. Nur wird für CV_{max} nicht der maximal mögliche Counterstand CV_{max} eingesetzt, sondern der Zählerstand, der im Register RA steht. Dieser entspricht, wie oben erläutert, der Zeit zwischen zwei Flankenwechseln des externen Signals. Daraus ergibt sich für die zu messende Frequenz Gleichung 17.

$$f_D = \frac{f_{PBA}}{DIV \cdot RA \cdot 2} \quad \text{Gleichung 17}$$

Aus der so berechneten Dopplerfrequenzverschiebung lässt sich die Geschwindigkeit v in Abhängigkeit vom Winkel α mit Hilfe von Gleichung 8 berechnen (vgl. 5.4.2).

$$v = \frac{f_D}{160 \text{ Hz}} \cdot \frac{1}{\cos \alpha} \frac{m}{s} \quad \text{Gleichung 8}$$

Weiterhin ist noch einen digitaler „Tiefpassfilter“ in die Software implementiert. Das heißt, wird eine größere Frequenz als 1000 Hz gemessen, wird die Messung als ungültig deklariert. Zum einen sind derartig große Frequenzen und somit Geschwindigkeiten unrealistisch, da aufgrund des Bandpassverhaltens der Verstärkung so hohe Frequenzen nicht direkt vom Sensor kommen können. Zum anderen handelt es sich dabei vermutlich um ein Jittern, welches trotz Schmitt-Trigger entstand oder durch andere Störungen verursacht wurde.

7.3.2 Mittelwertfilterung

Der letzte Schritt der Datenverarbeitung ist eine Mittelwertfilterung, um die Geschwindigkeitswerte zu glätten und damit einen besseren Geschwindigkeitsverlauf zu erhalten.

Hierfür werden einfach in ein Array mit fester Größe die ermittelten Geschwindigkeitswerte geschrieben, also die neuste Messung ersetzt immer die Älteste und so weiter. Ist keine neue bzw. gültige Messung pro Sampletime vorhanden, so wird angenommen, dass sich das System noch mit derselben Geschwindigkeit, wie in der vorherigen Sampletime, bewegt. Somit wird die vorausgehende Geschwindigkeit übernommen, um keine ungewünschte Gewichtung mit zu integrieren. Am Ende werden alle Geschwindigkeitswerte im Filterarray aufsummiert und durch deren Anzahl geteilt. Dadurch erhält man den einfachen arithmetischen Mittelwert.

7.3.3 Einbindung der Software in den Quadrocopter-Code

Eine weitere Aufgabe war die Einbindung der selbst entwickelten Software in den Quadrocopter-Code. Dafür war es notwendig, eigene Treiber für die beiden verwendeten TC-Channels zu implementieren, um mit diesen die beiden unabhängigen Frequenzen der Sensoren auslesen zu können.

Die in 7.3.1 beschriebene Software wurde modular gehalten und konnte so einfach in den bestehenden Quadrocopter-Code integriert werden.

Des Weiteren wurde die Kommunikationsschnittstelle des Quadrocopters mit dem PC, das bestehende Qt-Tool, angepasst (also die „protocol.h“-Datei). Zum einen können die aktuellen Geschwindigkeitswerte der beiden Achsen sowie deren gefilterte Werte und diverse andere Parameter zum Debuggen angezeigt werden. Dies wird vor allem in der Evaluierung von Nutzen sein.

7.4 Implementierung auf dem bestehenden Quadrocoptersystem

7.4.1 Spannungsversorgung

Die in 7.1 beschriebene elektrische Schaltung soll auch die Betriebsspannung der Sensoren zur Verfügung stellen. Diese liegt bei fünf Volt, weshalb es sich anbietet, die komplette Schaltung damit zu betreiben.

Die Lithium-Polymer-Akkumulatoren des bestehenden Quadrocoptersystems stellen jedoch nur eine schwankende Spannung von circa 12 Volt zur Verfügung. Da dies für Elektronikwendungen nicht ausreichend ist, wurde auf dem bestehenden System bereits ein sogenannter UBEC-Spannungsregler implementiert. Diese getaktete Battery Elimination Circuits (switching-UBEC) besteht aus einer Schaltungstechnik, welche es ermöglicht, eingehende Spannungen von 8 bis 42V mit einem Wirkungsgrad von bis zu 92 Prozent auf die gewünschte Ausgangsspannung herabzusetzen. Hierdurch ist kein separater Akku für die Elektronik des Systems notwendig. Weiterhin hat ein getaktetes UBEC im Vergleich zu einem linearen BEC auch den Vorteil, dass die Wärmeentwicklung erheblich reduziert wird und es eine sehr saubere und rauscharme Ausgangsspannung liefert. [RC-Heli-Fan 2013]

Mit der Ausgangsspannung von 5,25 Volt, welche das „5A HV UBEC von Turnigy“ liefert, wird, wie oben erwähnt, die elektrische Schaltung betrieben sowie als Versorgungsspannung der Sensoren verwendet.

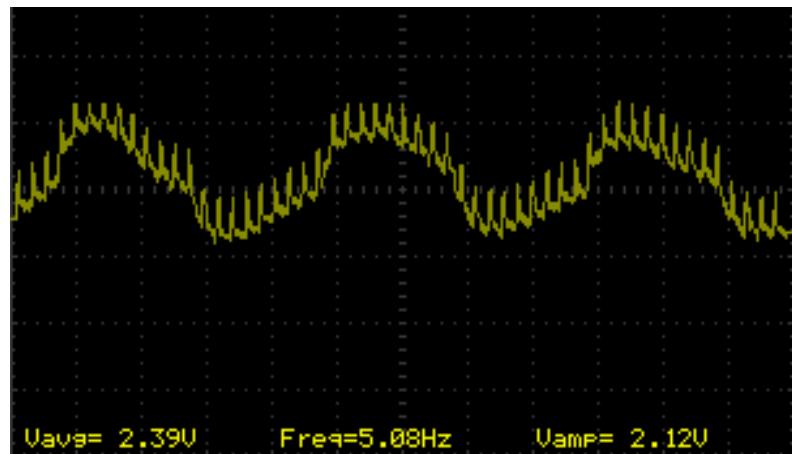


Abbildung 20 - Offsetfrequenz des Ausgangssignals

Die erste Idee, die 5 V-Spannung des EVK1100 für die Spannungsversorgung zu nutzen, scheiterte, da die Spannung nicht konstant genug war. Dies führte zu einem kontinuierlichen Schwanken des Ausgangssignals des Sensors von circa 5 Hz (vgl. Abbildung 20).

7.4.2 Elektrische Schaltung

Die in 7.1 beschriebene elektrische Schaltung, bestehend aus der Verstärkungsschaltung mit Bandbegrenzung und der Digitalisierung, wurde auf einer Lochplatine realisiert (siehe Abbildung 21). Weiterhin stellt diese integrierte Schaltung auch die Spannungsversorgung für die zwei Sensoren zur Verfügung. Beim Layout der Platine wurde auch darauf geachtet, die komplette Schaltung relativ kompakt zu halten, um nicht unnötig Platz auf dem Quadrocopter zu verschwenden.

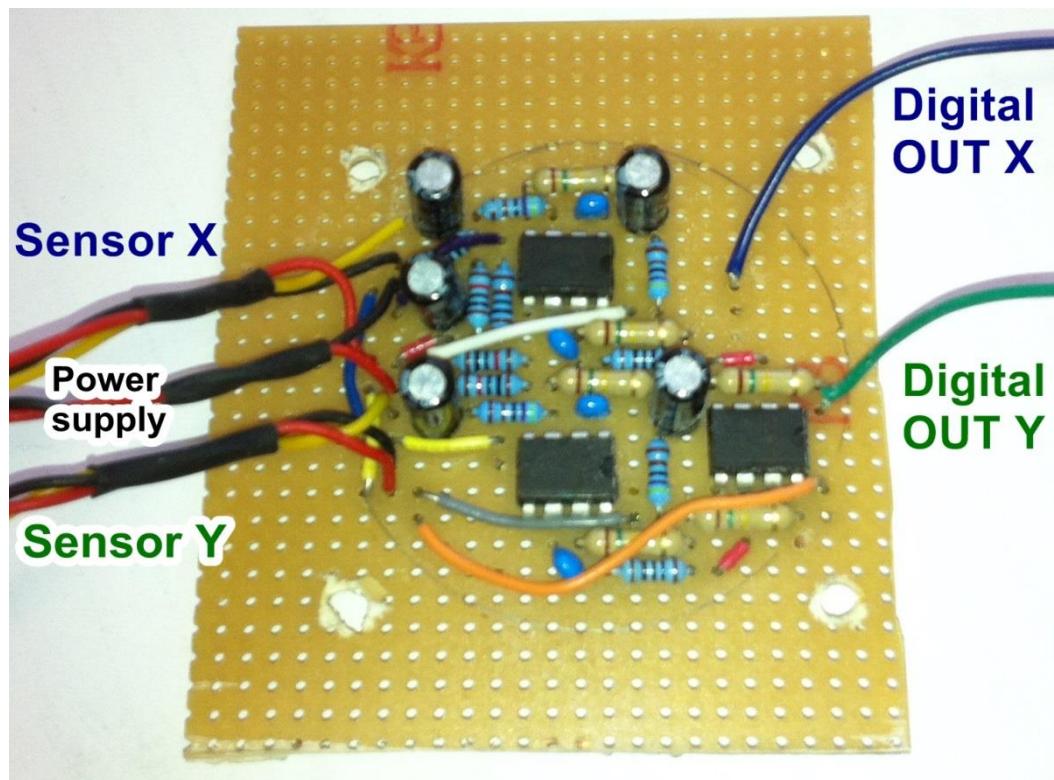


Abbildung 21 - Integrierte Verstärkungsschaltung auf Lochplatine

7.4.3 Mikrocontroller: AVR32 EVK1100 Board

Als Mikrocontroller für die digitale Auswertung der Daten dient das EVK1100 Board von Atmel, dessen Mikroprozessor der UC3A0512 ist, da bereits das bestehende Quadrocoptersystem hauptsächlich mit dieser Hardware arbeitet.

Der Mikrocontroller stellt Funktionen wie den Timer/Counter und die Kommunikations-schnittstellen, welche zur weiteren Auswertung benötigt werden, bereits zur Verfügung (genauere Informationen hierzu siehe [AT32UC3A 2009]).

7.4.4 Aufhängung der Sensoren am Quadrocopter

Um die Sensoren, wie im Konzept unter 6.2 beschrieben, am Quadrocopter anzubringen, musste eine eigens auf die Sensoren abgestimmte Aufhängung entwickelt werden. Bei dieser sollte es möglich sein, den Winkel α zwischen Quadrocopterebene und „Sensorblickrichtung“ einfach variieren zu können, um in der Evaluierung verschiedene Winkel testen zu können.

In Abbildung 22 ist die erstellte Aufhängung von drei Sensoren, um einfach verschiedene Testszenarien simulieren zu können, dargestellt. Die graue Platte, auf dem die Aufhängungen montiert wurden, ist Teil des bereits bestehenden Systems und zwar die unterste Ebene des Quadrocopters. Denn die Radarwellen sollen durch keinen anderen Teil des Quadrocopters verfälscht werden.

Des Weiteren ist auch die Orientierung der Sensoren wichtig, denn wie in 5.4.3 erläutert, ist die Antennenkeule in Azimut-Richtung mehr als doppelt so groß wie in Elevations-Richtung. Deshalb ist es wichtig, dass der größere Ausstrahlwinkel parallel zur Bewegungsrichtung ist, also zur Achse in die der Sensor gerichtet ist (vgl. Abbildung 22).

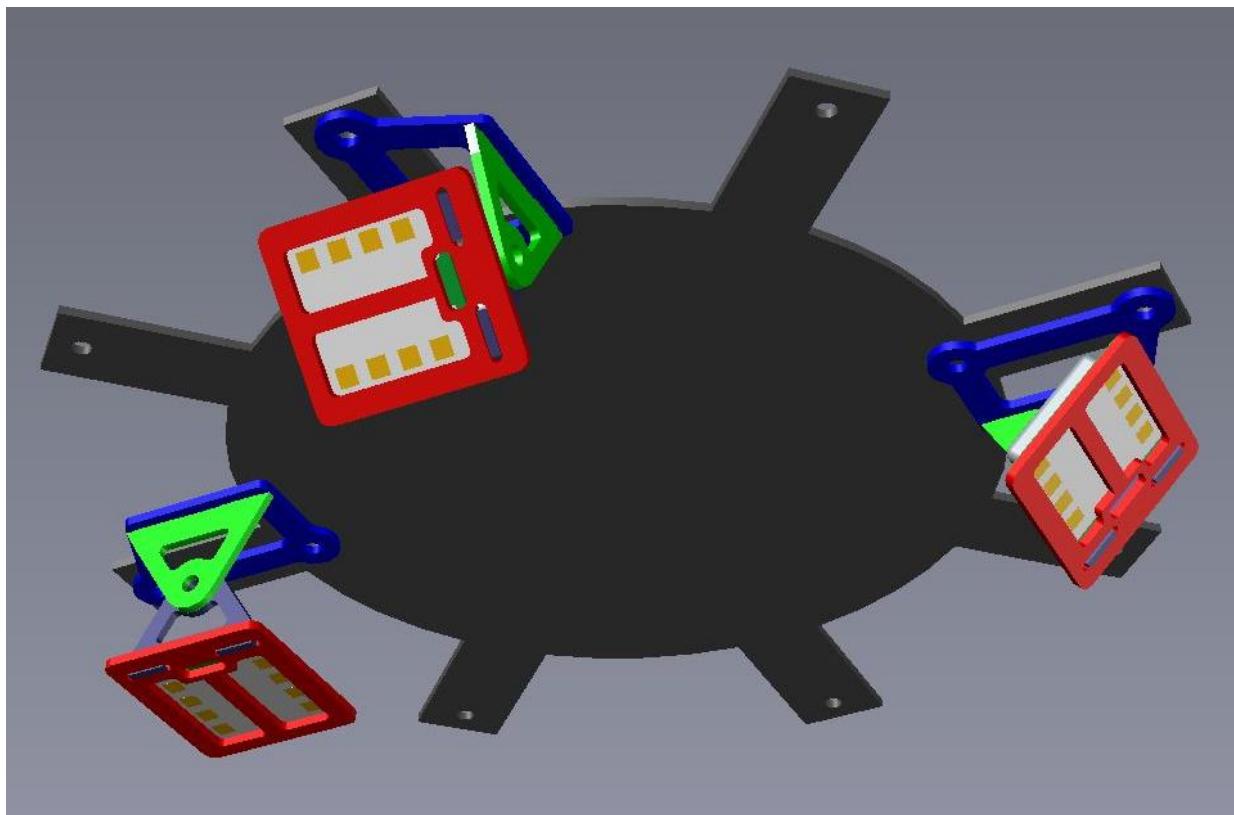


Abbildung 22 - Sensorsaufhängung aus AutoCAD

8 Evaluierung

In der folgenden Evaluierung wird zuerst auf die Frequenzmessung durch den Timer/Counter eingegangen. Anschließend wird eine Geschwindigkeitsmessung eines bewegten Objekts durchgeführt, um die Plausibilität der Geschwindigkeitsdaten zu zeigen. Danach wird eine eindimensionale Geschwindigkeitsbestimmung über Grund durchgeführt. Zum einen, um zu überprüfen, ob auch diese plausibel ist, zum anderen, um den Anbringungswinkel der Sensoren für den Anwendungsfall zu optimieren. Zum Schluss werden noch die beiden konzeptionellen Annahmen zur Geschwindigkeitsverteilung evaluiert.

8.1 Evaluierung der Frequenzmessung mittels TC

Im Folgenden soll zuerst die Implementierung der Frequenzmessung mittels TC evaluiert werden, insbesondere die in 7.3.1.1 implementierte Überprüfung auf Gültigkeit bei Frequenzen kleiner f_{\min} (vgl. Gleichung 16).

Um die Genauigkeit der Frequenzmessung durch den TC zu bestimmen, wurden beispielhaft drei Rechtecksignale mit verschiedenen Frequenzen (10 Hz, 100 Hz und 600 Hz) durch einen Funktionsgenerator erzeugt und diese wurden durch das EVK1100 eingelesen. Die Ausgabe erfolgte in Echtzeit durch das in 7.3.3 bereits erwähnte Qt-Tool. In Abbildung 23 sind die jeweiligen Ausgaben der Frequenzmessung auf dem Qt-Tool graphisch dargestellt.

Zu beachten bei der Darstellung der drei Frequenzmessungen ist die sehr große Auflösung der Y-Achse. Des Weiteren lassen sich auch die in 7.2.2 erwähnten Quantisierungsstufen der Frequenzbestimmung erkennen. Diese entstehen, da der Counter des TC nur ganzzahlig inkrementiert werden kann und somit im Register RA eben nur ganzzahlige Werte stehen können, aus denen anschließend die Frequenz berechnet wird. Der Fehler durch die Quantisierung ist jedoch kleiner als die Genauigkeit der Frequenzbestimmung.

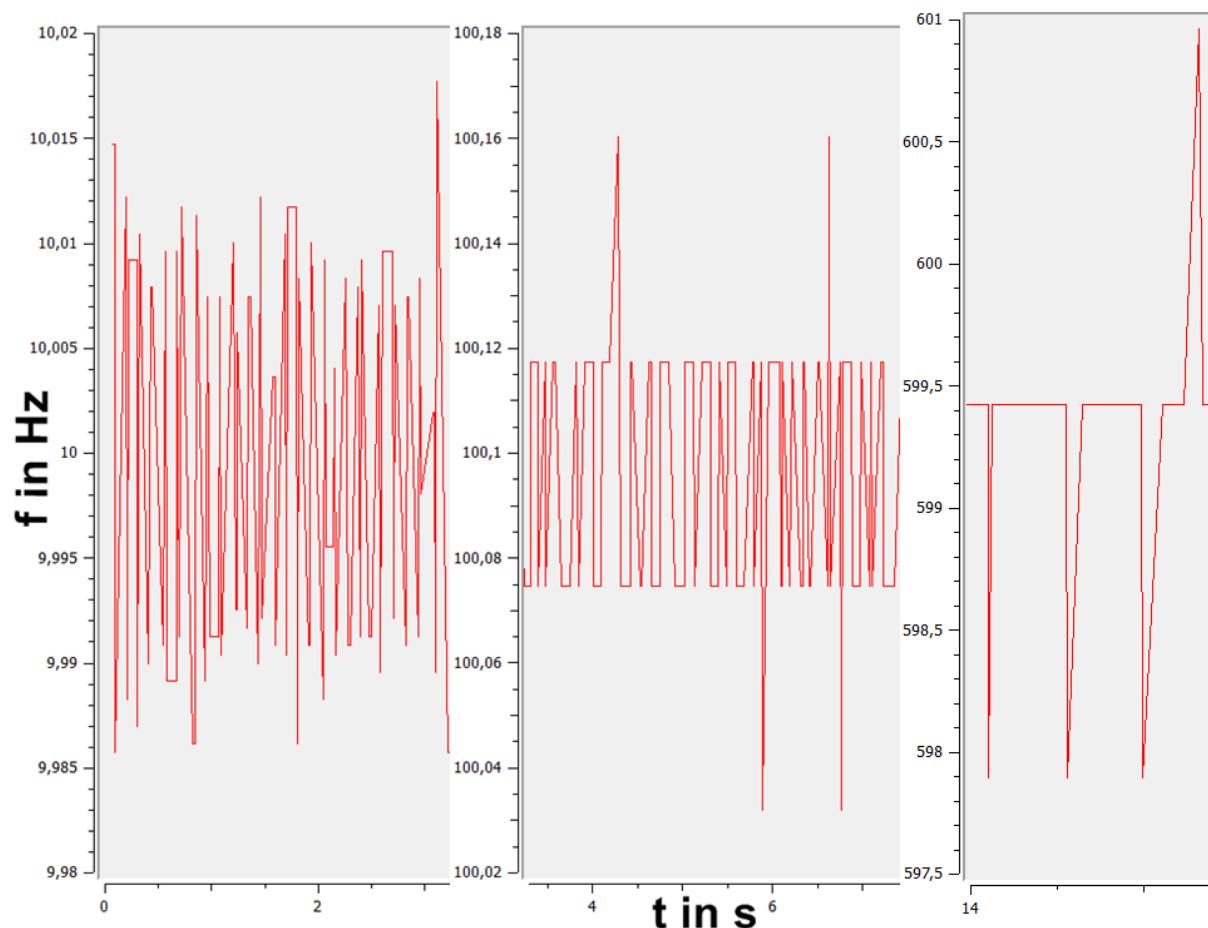


Abbildung 23 - Vergleich von drei Frequenzmessungen mittels TC (links 10 Hz, Mitte 100 Hz, rechts 600 Hz)

eingestellte Frequenz in Hz	max. absoluter Fehler in Hz	relativer Fehler in Prozent
10	0,015	0,15
100	0,16	0,16
600	2,1	0,35

Tabelle 3 - Fehler der Frequenzmessung durch den TC

In Tabelle 3 sind die aus Abbildung 23 ermittelten relativen und absoluten Fehler der drei verschiedenen Frequenzmessungen aufgeführt. Hieran lässt sich erkennen, dass der relative Fehler der Frequenzmessung im verwendeten Frequenzband von circa 6 bis 600 Hz sehr gering ist.

Weiterhin lässt sich bei der Messung von 600 Hz (vgl. Abbildung 23 rechts) erkennen, dass der diskrete Wert von 600 Hz nie gemessen wird. Dies ist auf die Quantisierungsstufen zurückzuführen, denn das Ergebnis von Gleichung 17 kann nie der exakte Wert 600 Hz sein, egal welche ganzzahligen Werte man für RA einsetzt.

Als nächstes wird überprüft, dass bei Frequenzen kleiner f_{\min} die gemessene Frequenz, wie in 7.3.1.1 erläutert, auch auf null gesetzt wird. Hierfür wurde wieder mit dem Funktionsgenerator ein Rechtecksignal erzeugt. Die Frequenz dieses Signals wurde anschließend immer zwischen 3,60 Hz und 3,50 Hz umgeschaltet, da $f_{\min} = 3,576$ Hz ist (vgl. 7.2.3).

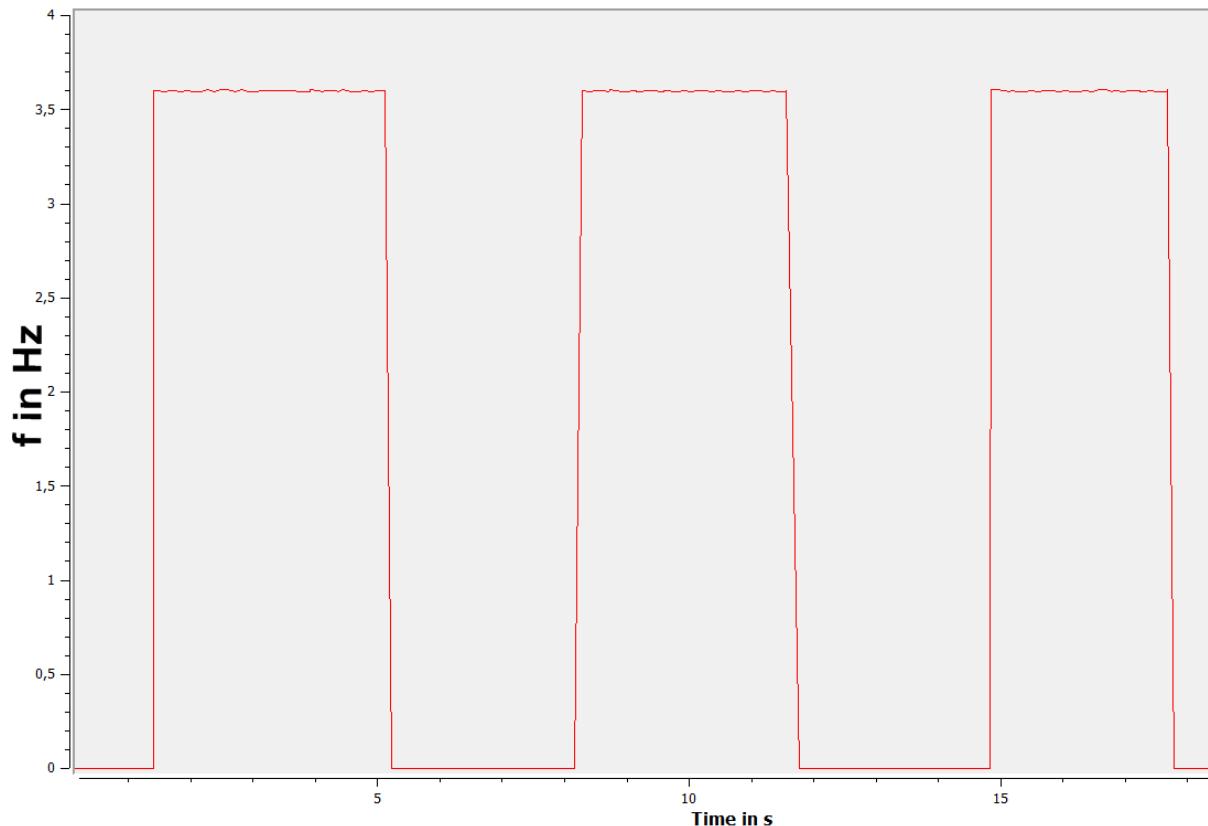


Abbildung 24 - Umschalten der Frequenz zwischen 3,6 Hz und 3,5 Hz ($< f_{\min}$)

In Abbildung 24 ist zu erkennen, dass in den Intervallen, in denen die Frequenz auf 3,5 Hz gesetzt wird, also kleiner als f_{\min} , die Ausgabe der Frequenzmessung null entspricht. Ist jedoch die eingestellte Frequenz des Signals größer als f_{\min} , so wird sie korrekt gemessen, in diesem Beispiel eben 3,6 Hz.

Theoretisch wäre es auch noch möglich die Implementierung der Frequenzmessung so zu erweitern, dass kleinere Frequenzen auch noch messbar sind. Aber das Problem wäre hierbei, dass man noch länger auf einen Trigger des externen Signals „warten“ müsste und somit erst viel später erkennen würde, wenn es gar keine zu messende Frequenz mehr gibt.

8.2 Erste Übersichtsmessungen der Geschwindigkeit

Um im weiteren Verlauf der Evaluierung die Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung (vgl. 6.3) zu überprüfen, ist es zu Beginn wichtig überhaupt herauszufinden, ob die von den Sensoren ausgegebene Frequenz der Dopplerfrequenzverschiebung und somit einer tatsächlichen Geschwindigkeit entspricht.

Hierzu wird zuerst die Geschwindigkeit eines bewegten Objektes, welche bereits bekannt ist, gemessen. Anschließend soll die Geschwindigkeit eindimensional über Grund bestimmt werden. Dabei wird auch der beste Wert für den Anbringungswinkel α der Sensoren (vgl. 6.2) ermittelt.

8.2.1 Geschwindigkeitsmessung eines bewegten Objektes

Um die Geschwindigkeitsmessung eines bewegten Objekts überprüfen zu können, muss zum einen dessen Geschwindigkeit bekannt sein und zum anderen sichergestellt werden, dass es sich gleichmäßig bewegt.

Hierfür wurde eine schiefe Ebene aufgebaut, von der ein zylindrischer Gegenstand vom immer selben Startpunkt heruntergerollt wurde. Seine Geschwindigkeit wird durch messen der Zeitspanne, die der Gegenstand für eine festgelegte ebene Strecke braucht, gemittelt. Diese lag in diesem Testszenario bei circa 0,395 m/s. Versuchsaufbau siehe Anhang 1.

In Abbildung 25 ist der typische Geschwindigkeitsverlauf der ungefilterten und der gefilterten Messwerte einer solchen Messung dargestellt. Die Ausgabezeit lag hierbei bei 50 ms. Die ungefilterten Messwerte unterliegen relativ starken Schwankungen. Jedoch lässt sich am mittelwertgefilterten Graphen recht gut der Verlauf der Geschwindigkeit erkennen.

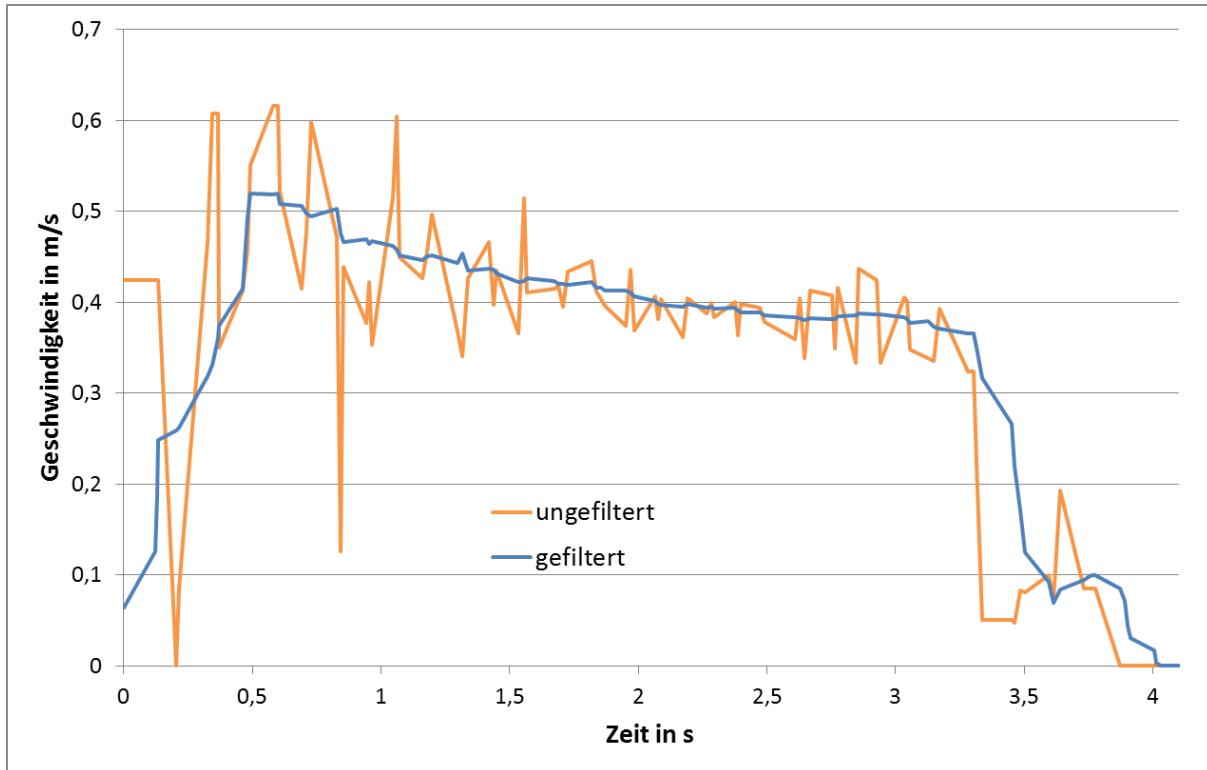


Abbildung 25 - Geschwindigkeitsmessung 1 mit Rohwerten (Ausgabe alle 50 ms)

In Abbildung 26 sind für den gleichen Messaufbau wie oben drei verschiedene gefilterte Messungen dargestellt. Hieran lässt sich erkennen, dass sich die Graphen sehr ähnlich sind, das heißt, die Ergebnisse der einfachen Geschwindigkeitsmessung eines bewegten Objekts sind reproduzierbar. Weiterhin lässt sich an den Graphen auch die Abnahme der Geschwindigkeit durch die Reibung, welcher der zylindrische Körper auf dem Untergrund erfährt, erkennen. Bei circa 3,5 Sekunden wird er schließlich abrupt abgebremst. Der nochmalige Geschwindigkeitsausschlag lässt sich durch das „zurückrollen“ des Körpers erklären.

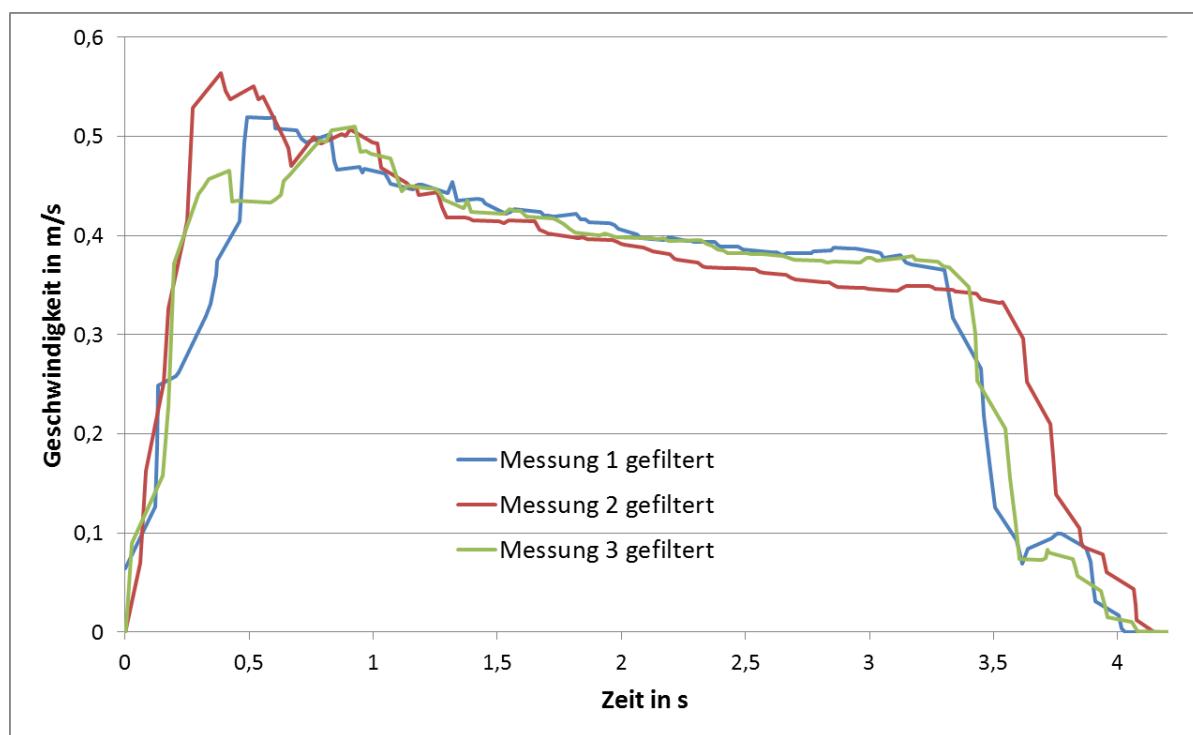


Abbildung 26 - Vergleich dreier Messungen

Wie oben erwähnt, lag die gemessene und gemittelte Geschwindigkeit des Körpers bei ungefähr 0,395 m/s. Der Durchschnitt der Geschwindigkeiten in Abbildung 26 liegt zwar leicht über diesem Wert, jedoch ist die relative Genauigkeit bei der direkten Messung der Geschwindigkeit unter zehn Prozent.

8.2.2 Eindimensionale Geschwindigkeitsbestimmung über Grund

Zur Ermittlung der Geschwindigkeit über Grund in einer Achse ist es wieder wichtig, die Sensoren mit einer bekannten konstanten Geschwindigkeit, eben nur in dieser Achse, zu bewegen. Dies wurde mit Hilfe einer Modelleisenbahn erreicht. Durch die Schienen, auf denen sie fährt, wird die Bewegung in nur einer Achse sichergestellt. Die konstante Bewegungsgeschwindigkeit wird durch den elektrischen Antrieb der Bahn gewährleistet. Weiterhin wird

die Schiene auf einem Tisch, direkt neben der Tischkante, in circa 80 cm Höhe aufgebaut und ist somit ungefähr in der Höhe, in welcher später auch der Quadrocopter fliegen soll. Versuchsaufbau siehe Anhang 2.

Für den Testaufbau wurden circa 1,4 m Schienen verlegt und die Bahn fuhr diese mit konstanter Geschwindigkeit entlang. Am Ende stoppte sie kurz und fuhr automatisch in die entgegengesetzte Richtung zurück. Die Geschwindigkeit der Bahn wurde, wie vorher mit Hilfe der Zeitspanne, die sie für eine feste Strecke braucht, über mehrere Messungen gemittelt und lag bei $v_B = 0,235 \text{ m/s}$. Weiterhin wird für die Vergleichbarkeit der Messreihen der Winkel α in Gleichung 8, nach der die Geschwindigkeit berechnet wird, auf null belassen, somit ist $\cos(\alpha) = 1$.

In Abbildung 27 ist wieder der ungefilterte und der gefilterte Geschwindigkeitsverlauf beim gerade erklärten Versuchsaufbau dargestellt. Der Winkel α , um die der Sensor gegenüber der Quadrocopterebene Richtung Boden geneigt ist, beträgt in diesem Fall beispielhaft 30° . Die Ausgabezeit bei den folgenden Messungen beträgt wieder 50 ms. Hierbei lässt sich der Stillstand der Bahn kurz vor dem Bewegungsrichtungswechsel bei knapp 6 Sekunden erkennen. Dies entspricht mit der vorher bestimmten Geschwindigkeit v_B einer zurückgelegten Strecke von 1,41 m, eben der Entfernung vom Start bis zum „Wendepunkt“.

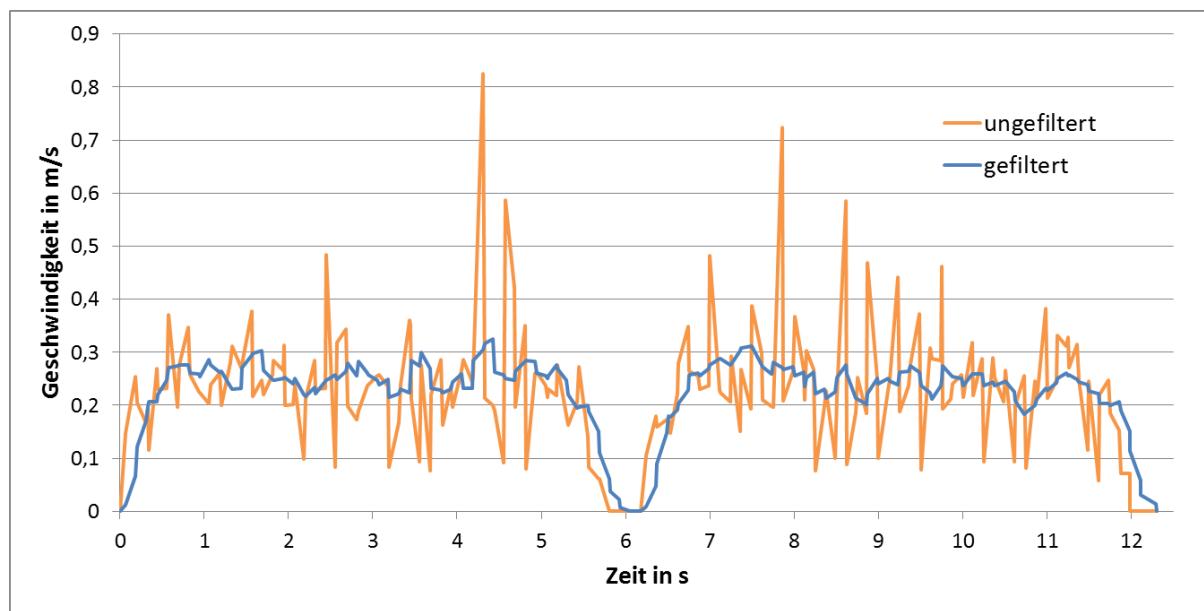


Abbildung 27 - eindimensionaler Geschwindigkeitsverlauf über Grund (Sensorwinkel $\alpha = 30^\circ$)

Die Geschwindigkeit ist nach dem Wendepunkt auch positiv, da eine Erkennung der Bewegungsrichtung mit dem verwendeten Sensor IPM-165 nicht möglich ist (vgl. 5.4.3). Die relativ

großen Ausschläge des ungefilterten Signals lassen sich durch „ruckelnde“ Bewegungen der Bahn begründen. Eine andere Erklärung ist, dass die ausgesendeten Radarwellen nicht gleichmäßig am Untergrund reflektiert werden.

Nachfolgend soll der für den Anwendungsfall beste Wert des Winkels α , in dem der Sensor Richtung Boden orientiert ist, ermittelt werden. Hierfür wurden verschiedene Messungen, wie oben beschrieben, mit unterschiedlichen Anbringungswinkeln durchgeführt.

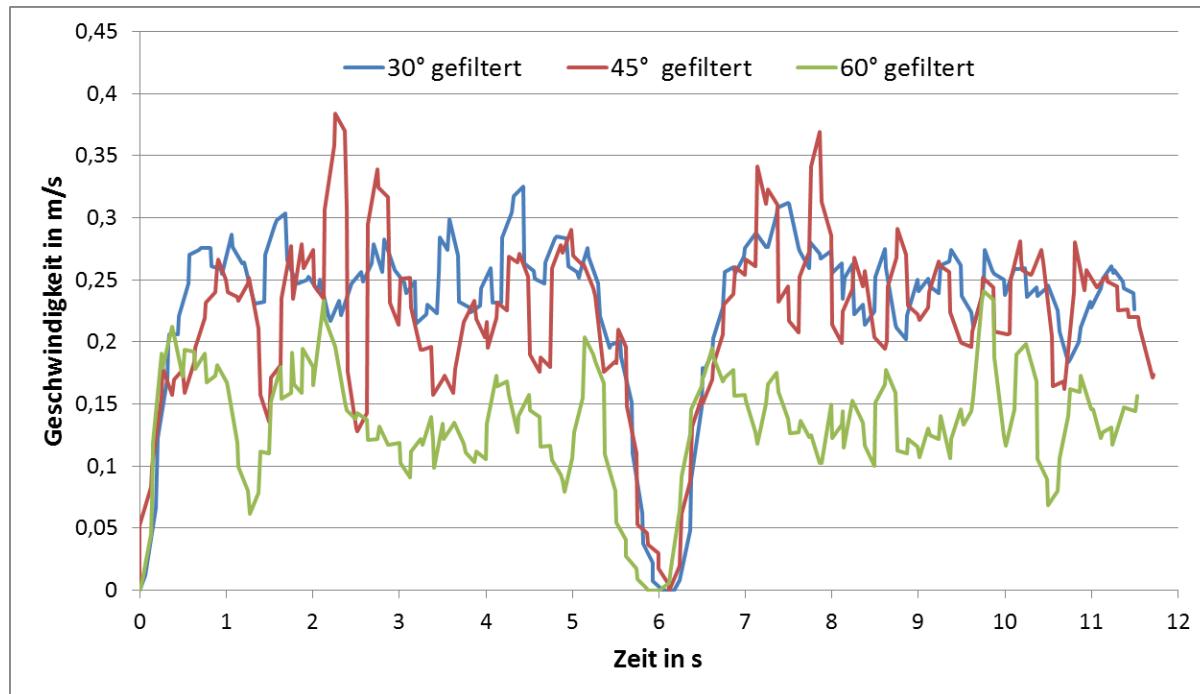


Abbildung 28 - Geschwindigkeitsverlauf bei unterschiedlichen Anbringungswinkeln

Die gefilterten Geschwindigkeitsverläufe mit beispielhaft drei unterschiedlichen Winkeln (30° , 45° und 60°) sind in Abbildung 28 dargestellt. Daran lässt sich die Winkelabhängigkeit der Dopplerfrequenzverschiebung (vgl. Gleichung 6) und somit der Geschwindigkeit erkennen. Denn umso größer der Winkel α wird, desto kleiner wird der Kosinus des Winkels und somit wird auch die Dopplerfrequenz bzw. die Geschwindigkeit kleiner. Der nun wohl beste Winkel zur Anbringung der Sensoren liegt bei circa 30° , da hierbei die am wenigsten schwankenden Geschwindigkeitsverläufe, siehe Abbildung 28, entstanden sind.

Die Geschwindigkeitsverläufe sind allerdings tendenziell höher als erwartet. Denn die, wie oben erwähnt, gemittelte Geschwindigkeit der Bahn liegt nur bei $0,235 \text{ m/s}$, jedoch schwanken die Geschwindigkeiten, bei einem Winkel von 30° , bereits um circa $0,25 \text{ m/s}$. Theoretisch sollte die Geschwindigkeit aber nach Gleichung 6 abgeschwächt werden. Der Grund hierfür

könnten die endlichen Abmessungen der Antennenkeule sein, durch welche eine höhere Dopplerfrequenzverschiebung erzeugt wird.

8.3 Evaluierung der Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung

In diesem Abschnitt sollen die beiden im Konzept getroffenen Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung (vgl. 6.3) überprüft werden. Hierzu wird der Testaufbau, wie in 8.2.2 erläutert, mit kleinen Modifizierungen, welche jeweils im Detail erklärt werden, verwendet.

Die Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilungen sind unabhängig vom Anbringungswinkel α , deshalb wird im Folgenden $\alpha = 0^\circ$ verwendet. Denn somit wird die direkte Geschwindigkeit in die jeweilige Achse gemessen.

8.3.1 Geschwindigkeiten unabhängig voneinander

Die erste Annahme, dass die Geschwindigkeitskomponenten in die beiden Achsen komplett unabhängig voneinander sind (vgl. 6.3.1), lässt sich überprüfen, indem im obigen Versuchsaufbau der Sensor senkrecht zur Bewegungsrichtung orientiert wird. Also ist der Sensor in Richtung der parallel zur Bewegungsrichtung verlaufenden Wand gerichtet (Entfernung der Wand beim Versuchsaufbau circa 1,7 m).

Nach der getroffenen Annahme dürfte der Sensor keine Dopplerfrequenzverschiebung als Ausgangssignal haben, denn es existiert bei dieser Bewegungsmessung keine radiale Geschwindigkeitskomponente. Anders gesagt, die gesamte Geschwindigkeitskomponente wirkt tangential zum Sensor.

Ein typischer gefilterter Geschwindigkeitsverlauf, der dennoch vom Sensor gemessen wurde, ist in Abbildung 29 zu sehen.

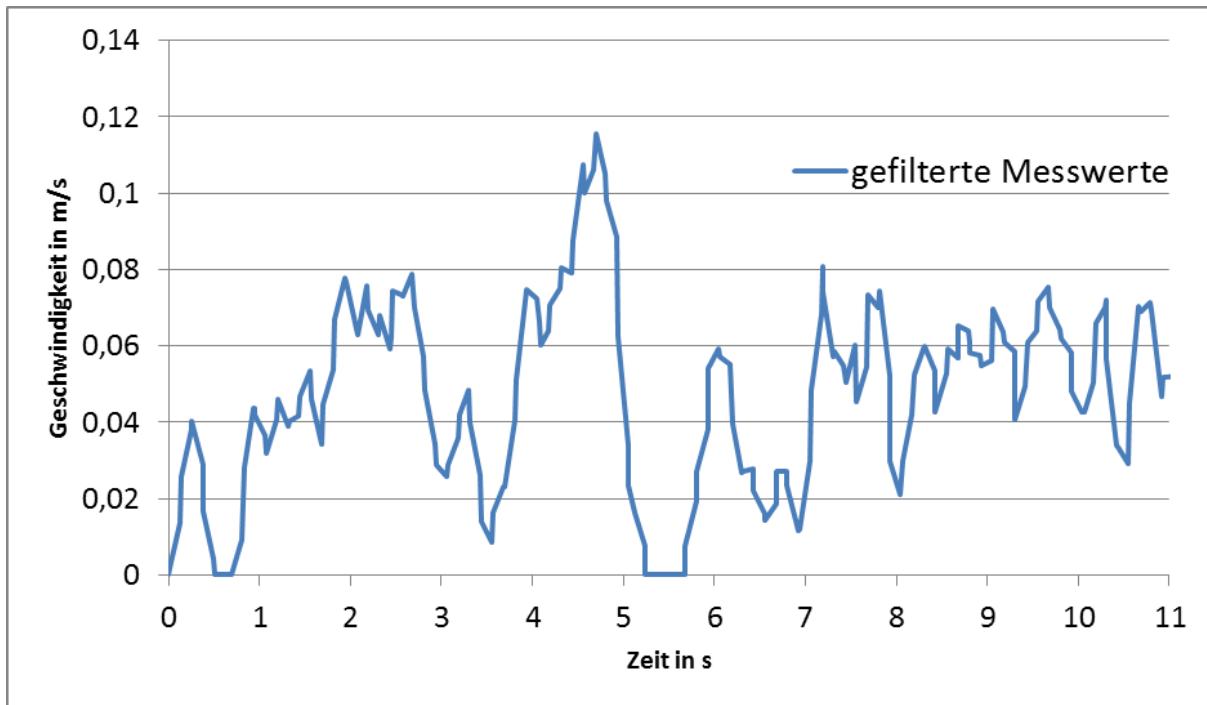


Abbildung 29 - Geschwindigkeitsmessung senkrecht zur Bewegungsrichtung

Wiederum ist bei circa 5,5 Sekunden das kurze Stoppen der Bahn zu erkennen. Sonst schwanken die schon gefilterten Werte relativ stark. Der Mittelwert liegt bei circa 0,05 m/s, was über 20 Prozent der tatsächlichen Geschwindigkeit in der anderen Achse entspricht. Ähnliche Ergebnisse erhielt man auch bei anderen Testreihen. Deshalb kann man sagen, dass die erste Annahme zur Geschwindigkeitsverteilung der Achsen (vgl. 6.3.1), nämlich dass diese unabhängig voneinander sind, falsch ist. Denn nach dieser Annahme hätte man keine Messung der Geschwindigkeit senkrecht zur Bewegungsrichtung erwartet.

8.3.2 Festes Verhältnis der Geschwindigkeiten zueinander

Die Überprüfung der zweiten Annahme zur Geschwindigkeitsverteilung, nach welcher die Geschwindigkeitskomponenten in einem festen Verhältnis zueinander stehen (vgl. 0), kann prinzipiell mit dem gleichen Versuchsaufbau, wie in 8.3.1, durchgeführt werden.

Für die Überprüfung wird zum einen eine Messreihe m_x in X-Richtung (vgl. Gleichung 10) und eine Messreihe m_y senkrecht dazu in Y-Richtung (vgl. Gleichung 11) benötigt. Die X-Achse des Messsystems wird in Richtung der Schienen definiert, also in die Bewegungsrichtung der Bahn. Die Y-Achse orthogonal dazu, vergleiche hierzu Abbildung 30.

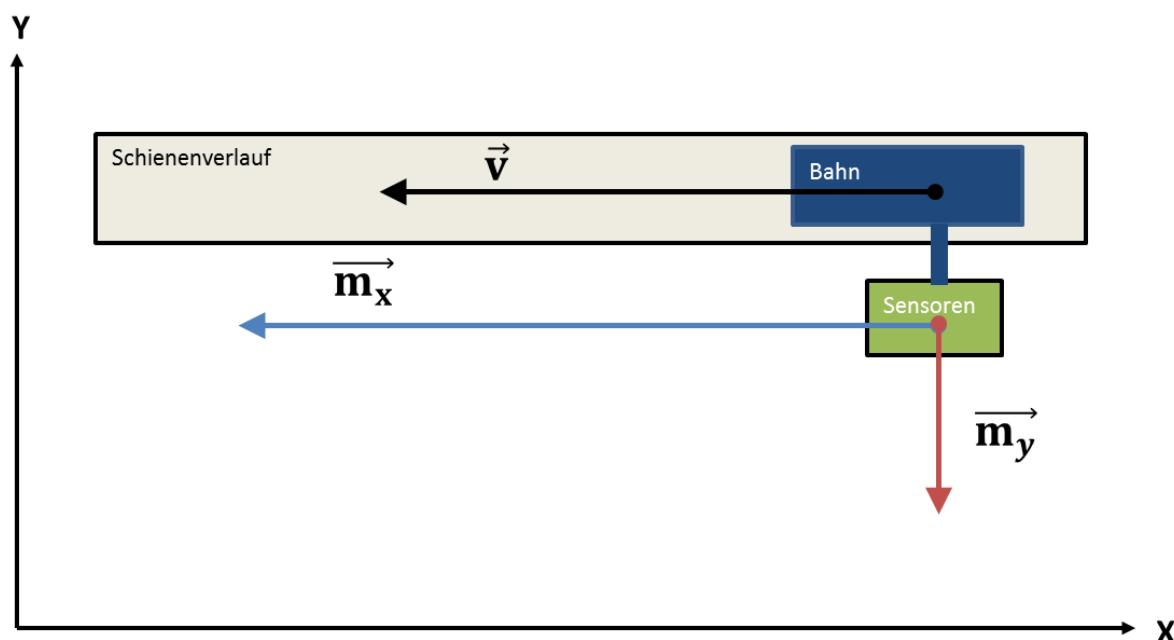


Abbildung 30 - schematischer Versuchsaufbau 1 (Draufsicht)

Die Bahn bewegt sich nur in X-Richtung und hat keine Geschwindigkeitskomponente in die Y-Achse. Das heißt, die gesamte Geschwindigkeit v_B der Bahn wirkt nur in die X-Achse und ist somit gleichzusetzen mit der Geschwindigkeitskomponente v_x der Bahn in X-Richtung ($v_x = v_B = 0,235 \text{ m/s}$). Daraus folgt weiterhin, dass die Geschwindigkeitskomponente v_y in die Y-Achse gleich null ist ($v_y = 0 \text{ m/s}$).

Für die Messungen in X-Richtung m_x wird der Sensor, wie in 8.2.2, in Bewegungsrichtung orientiert, jedoch, wie oben bereits erwähnt, mit einem Sensorwinkel $\alpha = 0^\circ$. Des Weiteren wurde noch ein Gegenstand an das Ende der Schienen gestellt, damit die Radarwellen direkt

an diesem reflektiert werden können und somit die Amplitude des Ausgangssignals groß genug ist, um verwertbare Messergebnisse zu erhalten.

Für die Messreihe in Y-Richtung m_y wird der in 8.3.1 ermittelte Geschwindigkeitsverlauf (vgl. Abbildung 29) herangezogen. Denn hierbei wurde die Geschwindigkeit genau senkrecht zur Bewegungsrichtung, also in die Y-Achse, erfasst. Die Geschwindigkeitsverläufe der beiden Achsen sind in Abbildung 31 dargestellt.

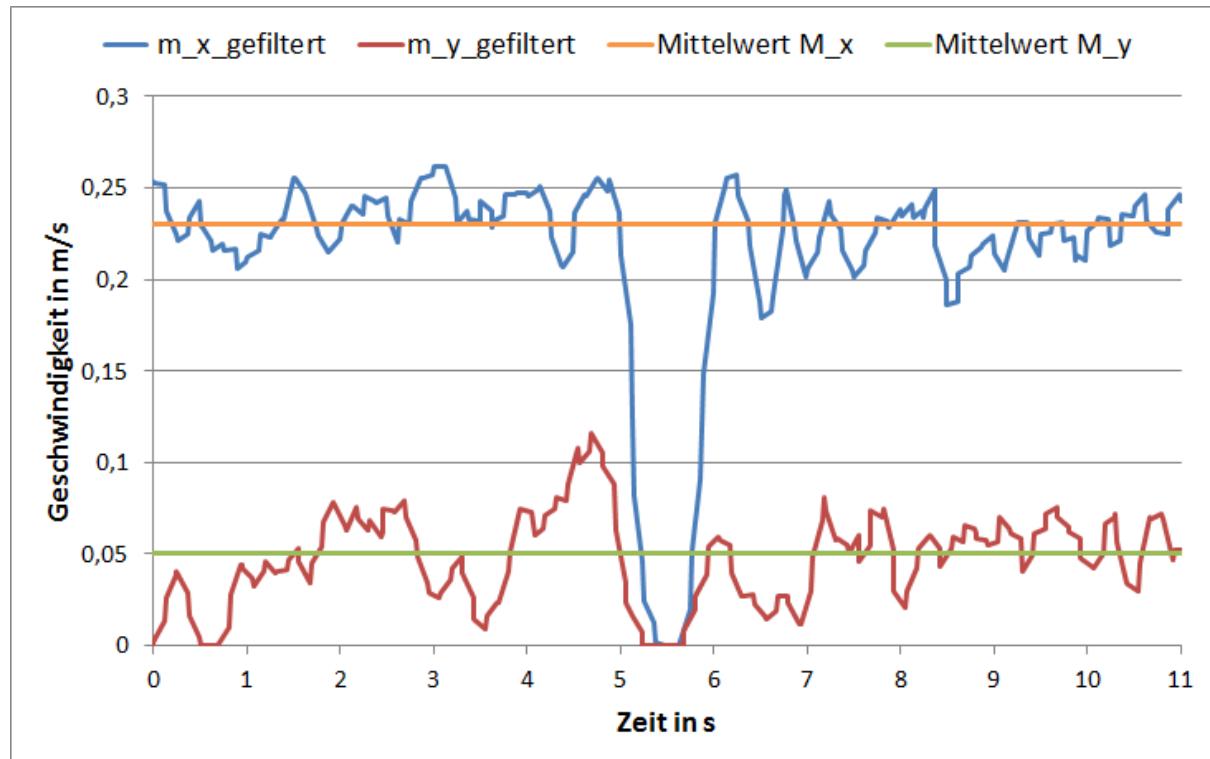


Abbildung 31 - Geschwindigkeitsverläufe in X- und Y-Richtung

Das kurze Stoppen der Bahn ist wieder circa bei Sekunde 5,5 zu erkennen. Weiterhin sind die approximierten Mittelwerte M_x und M_y für die Messdaten in X- und in Y-Richtung eingetragen ($M_x = 0,23 \text{ m/s}$; $M_y = 0,05 \text{ m/s}$).

Wird nun der Mittelwert $M_y = 0,05 \text{ m/s}$, $v_x = 0,235 \text{ m/s}$ und $v_y = 0 \text{ m/s}$ in Gleichung 11 eingesetzt, so erhält man Gleichung 18.

$$0,05 \frac{m}{s} = k_2 \cdot 0,235 \frac{m}{s} + k_1 \cdot 0 \frac{m}{s} \quad \text{Gleichung 18}$$

Nach Auflösung der Gleichung 18 nach k_2 erhält man für $k_2 = 0,21 = 21\%$.

Analog wird nun der Mittelwert der Messungen in X-Richtung $M_x = 0,23 \text{ m/s}$, $v_x = 0,235 \text{ m/s}$ und $v_y = 0 \text{ m/s}$ in Gleichung 10 eingesetzt, hiermit ergibt sich Gleichung 19.

$$0,23 \frac{m}{s} = k_1 \cdot 0,235 \frac{m}{s} + k_2 \cdot 0 \frac{m}{s} \quad \text{Gleichung 19}$$

Gleichung 19 wird nun nach k_1 aufgelöst und man erhält $k_1 = 0,99 = 99\%$.

Um die Gültigkeit der zweiten Annahme mit den ermittelten Werten für k_1 und k_2 allgemein zu überprüfen, wird ein ähnlicher Versuch durchgeführt, bei dem sich jedoch die tatsächliche Geschwindigkeit v auf die Komponenten v_x und v_y aufteilt, also v_x und v_y sind nun ungleich null (vgl. Abbildung 32).

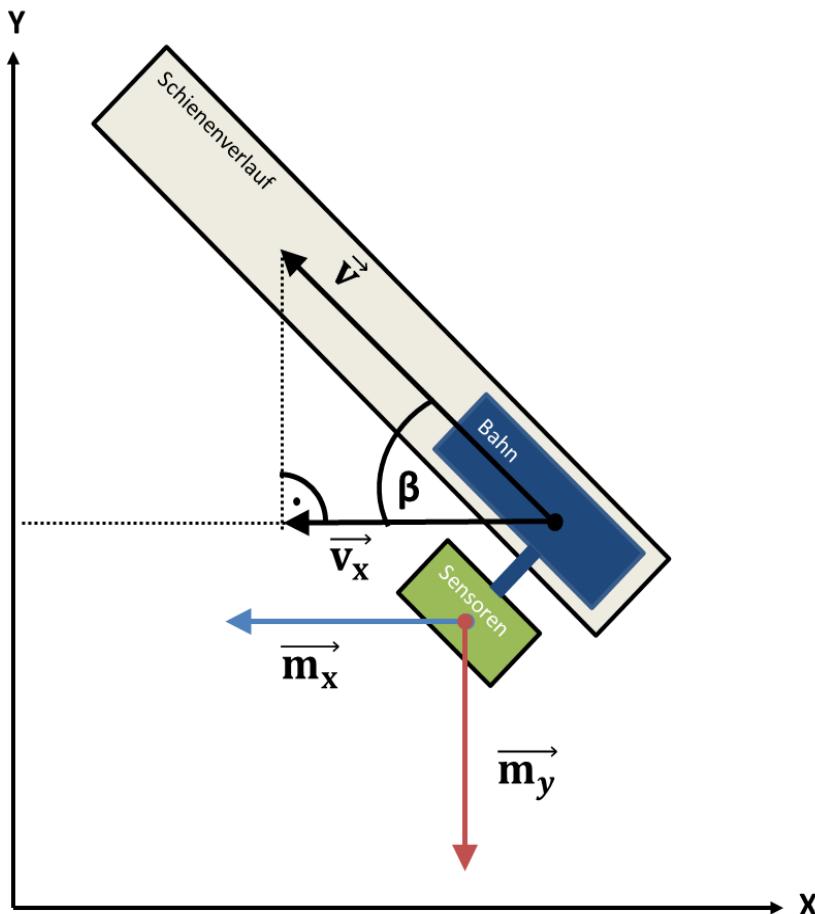


Abbildung 32 - schematischer Versuchsaufbau 2 ($\beta = 45^\circ$) (Draufsicht)

Bei diesem Versuch teilt sich die Geschwindigkeit v ($= 0,235 \text{ m/s}$) der Bahn gleichmäßig auf die Geschwindigkeitskomponenten v_x und v_y auf (vgl. Gleichung 20), da für den Winkel $\beta = 45^\circ$ gewählt wird (vgl. Abbildung 32).

$$v_x = v_y = v \cdot \cos \beta = 0,167 \frac{m}{s} \quad \text{Gleichung 20}$$

Diesen Wert für v_x und v_y nun mit den Faktoren $k_1 = 0,99$ und $k_2 = 0,21$ in Gleichung 10 eingesetzt, erhält man den erwartet Messwert für m_x (vgl. Gleichung 21), falls diese Annahme über die Geschwindigkeitsverteilung korrekt ist.

$$m_x = 0,99 \cdot v_x + 0,21 \cdot v_y = 0,20 \frac{m}{s} \quad \text{Gleichung 21}$$

In Abbildung 33 ist der im Versuch nach Abbildung 32 ermittelte Geschwindigkeitsverlauf für $\beta = 45^\circ$ dargestellt. Der Mittelwert M_x der Messreihe ist bei 0,16 m/s zu finden. Aufgrund dieses Ergebnisses kann auch die zweite Annahme über die Geschwindigkeitsverteilung falsifiziert werden, da, wie oben erläutert, nach dieser Annahme für m_x ein Wert von 0,20 m/s zu erwarten wäre. Der Mittelwert $M_x = 0,16$ m/s entspricht jedoch nur der Geschwindigkeitskomponente v_x der X-Achse der tatsächlichen Geschwindigkeit v der Bahn (vgl. Gleichung 20 und Abbildung 32).

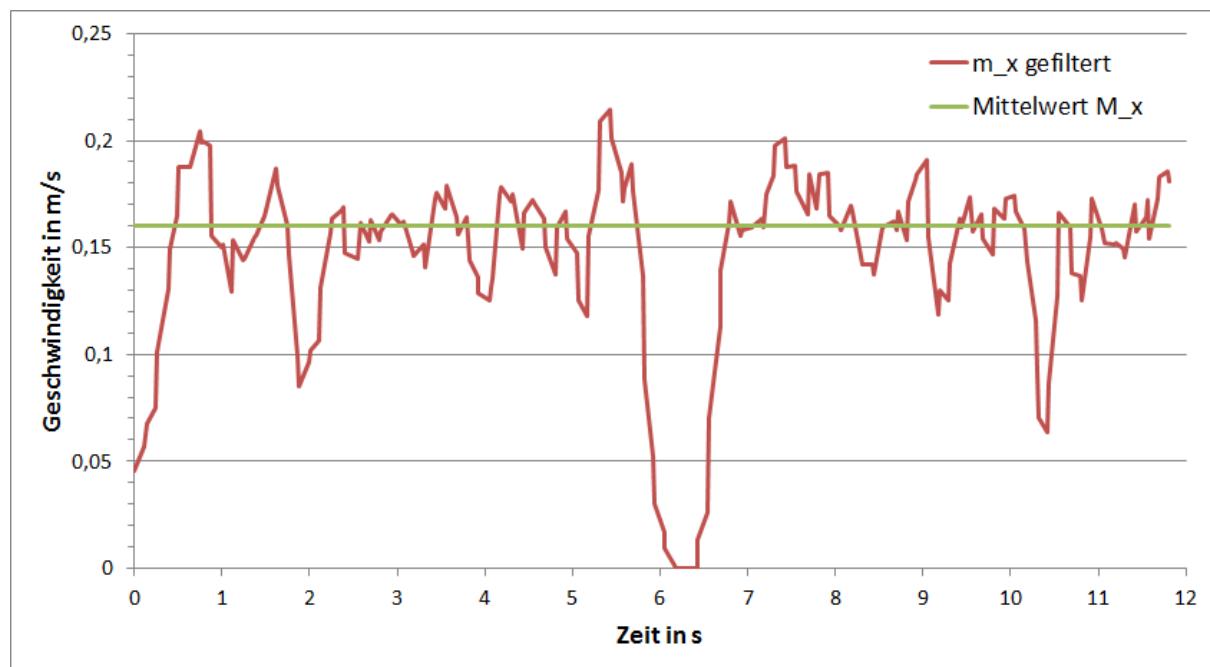


Abbildung 33 - Geschwindigkeitsverlauf bei $\beta = 45^\circ$

9 Diskussion und Ausblick

Aus der Evaluierung ist zu erkennen, dass eine zweidimensionale Geschwindigkeitsbestimmung über Grund mit dem verwendeten CW-Radarsensor IPM-165 keine plausiblen Ergebnisse liefert. Denn keine der beiden konzeptionellen Annahmen über die Geschwindigkeitsverteilung konnte bestätigt werden (vgl. 8.3). Der Grund hierfür ist wohl, dass der Sensor nur für die Bewegungserkennung bzw. Geschwindigkeitsbestimmung von bewegten Objekten entwickelt wurde, wobei der Sensor selbst fest verbaut ist. Im Anwendungsfall Quadrocopter ist es jedoch notwendig, den Sensor on Board mitzuführen, um unabhängig von externen Systemen die Geschwindigkeit des Gesamtsystems bestimmen zu können. Das Problem bei der zweidimensionalen Geschwindigkeitsbestimmung über Grund war, dass der Sensor orthogonal zur Bewegungsrichtung eine „Scheingeschwindigkeit“ gemessen hat (vgl. 8.3.1), welche aber nicht durch eine tatsächliche Bewegung begründet werden kann. Dies stellt aber ein grundsätzliches Problem des verwendeten Sensors dar.

Weshalb ein Lösungsvorschlag, der dieses Problem beheben könnte, die Wahl eines Sensors mit I/Q-Ausgängen wäre (vgl. 5.4.2). Mit einem solchen Sensor ist es möglich, wie bereits erläutert, die Bewegungsrichtung durch den Phasenunterschied von plus oder minus 90° zu erkennen. Das heißt, bei einer relativen Annäherung hätte das Q-Signal einen Phasenunterschied von plus 90° zum I-Signal und bei einer relativen Entfernung einen Phasenunterschied von minus 90°. Daraus lässt sich schließen, dass bei einer senkrechten Bewegung zur Messrichtung des Sensors der Phasenunterschied null wird. Ist dies der Fall, wäre es möglich, Messungen der oben erwähnten „Scheingeschwindigkeit“ zu erkennen und von der weiteren Auswertung auszuschließen.

Für eine zuverlässige Geschwindigkeitsbestimmung des Quadrocopters wäre es außerdem noch von Bedeutung, nicht nur eine zweidimensionale Geschwindigkeit zu bestimmen, denn dem Quadrocopter sind Bewegungen in alle drei Raumachsen möglich. Beschränkt man sich bei der Geschwindigkeitsermittlung jedoch nur auf die X- und die Y-Achse, so erzeugt dies bei der Auswertung einen systematischen Fehler. Denn trotz guter Höhenregelung, die bereits auf dem Quadrocopter implementiert ist, unterliegt die Höhe immer kleinen Schwankungen, was einer Geschwindigkeit in Gier-Richtung entspricht.

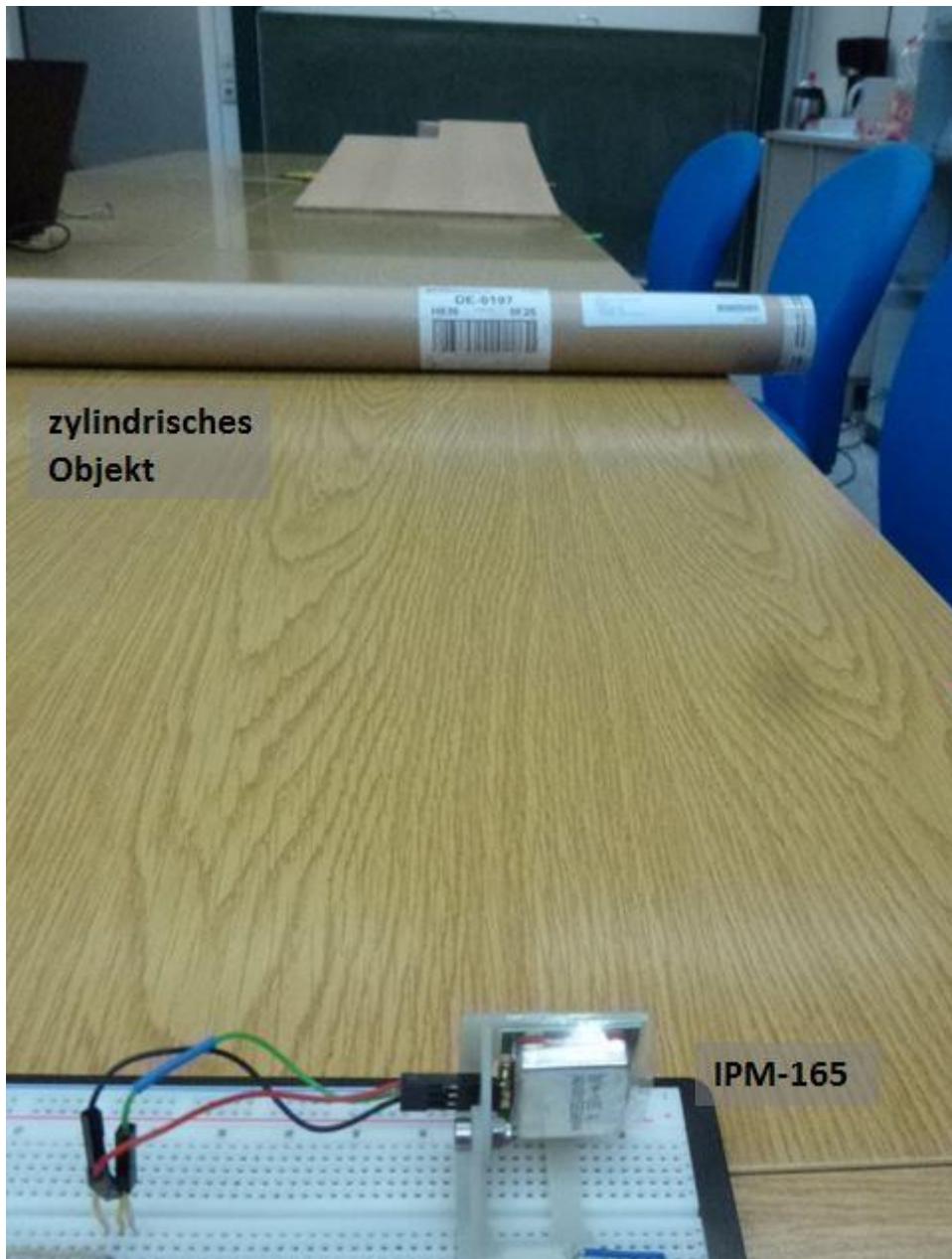
Weiterhin ist es denkbar, die Höhen- und Landeregelung mit Geschwindigkeitsinformationen in Gier-Richtung zu unterstützen, weil die aktuelle Höhenregelung nur mit Infrarot- und Ultraschalltechnologie arbeitet, deren Nachteile (vgl. 5.6) durch Radarsensorik ausgeglichen werden können. Um die Vorteile von Radartechnologie zunehmend auf dem Quadrocoptersystem zu nutzen, ist es weiterhin möglich, FMCW-Radarsensoren (vgl. 5.5) zur Abstandsmessung mit in das Gesamtsystem zu integrieren. Die Abstandsinformationen könnten zum einen die Höhen- bzw. Landeregelung unterstützen oder zum anderen mit in die aktuelle Kollisionsvermeidung integriert werden, um deren Nachteile zu kompensieren.

10 Quellenverzeichnis

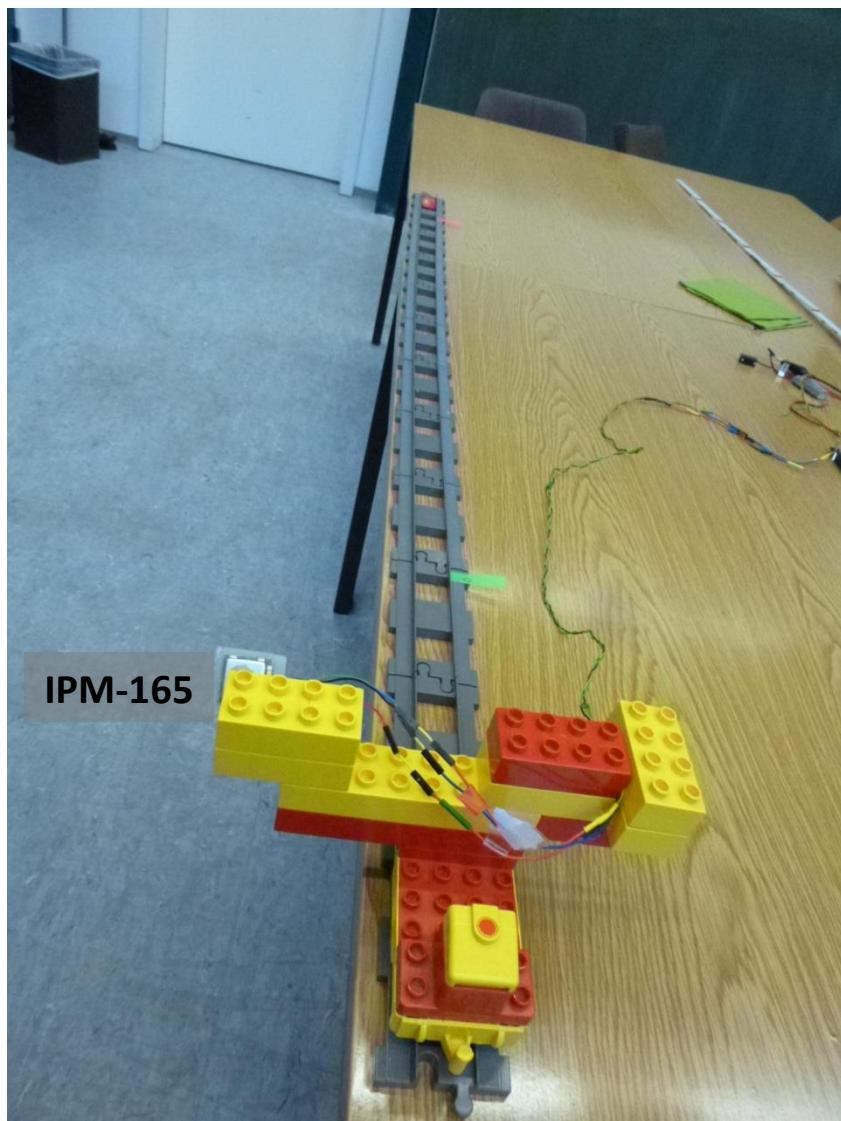
- [AQopterI8 2012] AQOPTERI8: *Autonomous Quadrotor for Indoor Exploration*. Webseite. 2013. – URL <http://www8.informatik.uni-wuerzburg.de/wissenschaftforschung/aqopteri8/>. – Zugriffsdatum: 20.07.2013
- [Brumbi 2003] D. BRUMBI: *Grundlagen der Radartechnik zur Füllstandmessung*. Veröffentlichung. 2003. – URL <http://www.brumbi.de/Radartechnik.pdf> – Zugriffsdatum: 22.04.2013
- [UniReg 2013] UNIVERSITÄT REGENSBURG: *Einführung der Elektromagnetischen Wellen*. Website. 2013. – URL http://www.uni-regen-burg.de/physik/didaktik-physik/medien/VeranstMat/ESemII Gy/05_wiederholung_elektromwellen - theorieinput und test.pdf – Zugriffsdatum: 22.04.2013
- [InnoSenT APP1 2003] INNOSENT: *APPLIKATIONSSCHRIFT I Radarsensorik zur Erfassung bewegter und stationärer Objekte*. Applikationsschrift. 2003. – URL http://www.innosent.de/uploads/media/InnoSenT_Applikationsschrift_1 - web_01.pdf – Zugriffsdatum: 15.04.2013
- [InnoSenT APP2 2003] INNOSENT: *APPLIKATIONSSCHRIFT II Erfassung bewegter und stationärer Objekte mit Hilfe des FMCW-Radarprinzips*. Applikationsschrift. 2003. – URL http://www.innosent.de/uploads/media/InnoSenT_Applikationsschrift_2 - web_01.pdf – Zugriffsdatum: 15.04.2013
- [InnoSenT APP3 2003] INNOSENT: *APPLIKATIONSSCHRIFT !!! IPM-165 – ein universeller Low-Cost K-Band Transceiver für die Detektion bewegter Objekte*. Applikationsschrift. 2003. – URL http://www.innosent.de/uploads/media/InnoSenT_Applikationsschrift_3 - web_01.pdf – Zugriffsdatum: 15.04.2013
- [InnoSenT APP4 2003] INNOSENT: *APPLIKATIONSSCHRIFT IV Empfehlungen bei der Verwendung von Radarsensoren*. Applikationsschrift. 2003. – URL http://www.innosent.de/uploads/media/InnoSenT_Applikationsschrift_4 - web_01.pdf – Zugriffsdatum: 15.04.2013
- [RadarTut 2013] INGENIEURBÜRO C. WOLFF: *Radartutorial.eu*. Webseite. 2013. – URL <http://www.radartutorial.eu/index.html> – Zugriffsdatum: 22.04.2013
- [Wikipedia Radargl. 2013] WIKIPEDIA. *Radargleichung*. Webseite. 2013. – URL <http://de.wikipedia.org/wiki/Radargleichung> – Zugriffsdatum: 22.04.2013
- [Wikipedia Doppler 2013] WIKIPEDIA. *Dopplereffekt*. Webseite. 2013. – URL <http://de.wikipedia.org/wiki/Dopplereffekt> – Zugriffsdatum: 24.04.2013
- [Wikipedia CW-Radar 2013] WIKIPEDIA. *Dauerstrichradar*. Webseite. 2013. – URL <http://de.wikipedia.org/wiki/Dauerstrichradar> – Zugriffsdatum: 25.04.2013
- [Wikipedia Radar 2013] WIKIPEDIA. *Radar*. Webseite. 2013. – URL <http://de.wikipedia.org/wiki/Radar> – Zugriffsdatum: 23.04.2013

- [FAS 2013] FEDERATION OF AMERICAN SCIENTISTS: *Continuous Wave Radar*. Webseite. 2013. – URL <http://www.fas.org/man/dod-101/navy/docs/es310/cwradar/cwradar.htm> – Zugriffsdatum: 29.04.2013
- [Rothe 2012] J. ROTHE: *Höhenregelung für einen Quadrocopter*. Bachelorarbeit. 2012
- [Mikrocontroller 2013] MIKROCONTROLLER.NET: *Schmitt-Trigger*. Webseite. 2013. – URL <http://www.mikrocontroller.net/articles/Schmitt-Trigger> – Zugriffsdatum: 04.07.2013
- [AT32UC3A 2009] ATMEL: *AT32UC3A AVR32*. Datenblatt. 2009.
- [RC-Heli-Fan 2013] RC-HELI-FAN.ORG: *BEC*. Webseite. 2013. – URL <http://wiki.rc-heli-fan.org/index.php/BEC> <http://www.mikrocontroller.net/articles/Schmitt-Trigger> – Zugriffsdatum: 01.07.2013
- [LM358 2004] NATIONAL SEMICONDUCTOR: *Low Power Dual Operational Amplifiers LM358*. Datenblatt. 2004.
- [IPM-165 2011] INNOSENT: *Low Cost K-Band Transceiver IPM-165*. Datenblatt. 2011.
- [RSM-1650 2010] HYGROSENS INSTRUMENTS: *K-Band Transceiver RSM-1650*. Applikationschrift 2010. – URL http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/500000-524999/502370-in-01-de-Radar_Bewegungsmelder_RSM1650.pdf <http://www.mikrocontroller.net/articles/Schmitt-Trigger> – Zugriffsdatum: 19.07.2013
- [Voges 2004] E. VOGES: *Hochfrequenztechnik Bauelemente, Schaltungen, Anwendungen*. 3. Auflage. Hüthig 2004.
- [Hovanessian 1987] S. A. HOVANESSIAN: *Radar System Design and Analysis*. 4 Auflage. Artech House 1987.

11 Anhang

**Anhang 1– Versuchsaufbau 1**

vorne CW-Doppler-Radarsensor IPM-165, im Hintergrund die schiefe Ebene, mittig das zylindrische Objekt, dessen Geschwindigkeit gemessen werden soll



Anhang 2 – Versuchsaufbau 2