



Bachelorarbeit

Implementierung und Evaluierung einer Positionserfassung durch Phasenkomparation elektromagnetischer Wellen

vorgelegt von
Bastian Scholz
Matrikel.-Nr.: 1741319

Prüfer: Prof. Dr. Sergio Montenegro

Betreuender wissenschaftlicher Mitarbeiter: Dipl.-Ing. Nils Gageik

Würzburg, 30. 07. 2013

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

Bastian Scholz

Aufgabenstellung

Die Bestimmung der Position ist in vielen technischen Anwendungsfeldern ein klassisches Problem. Nicht nur zur Navigation manuell gesteuerter Fahrzeuge wie z.B. zur Steuerung von Schiffen und Kraftfahrzeugen ist das Wissen um die genaue Position wichtig, sondern immer häufiger auch bei der Entwicklung autonomer Roboter. Für den Außenbereich existiert mit GPS bereits ein weit verbreitetes System zur Positionsbestimmung, das in vielen Fällen Anwendung findet und aus dem Alltag kaum mehr wegzudenken ist. In Gebäuden oder dort, wo sehr hohe Genauigkeiten erforderlich sind, ist GPS keine Option.

Der Lehrstuhl Aerospace Information Technology der Uni Würzburg forscht an autonomen Luftfahrzeugen (Drohnen) wie Quadroptern zur Anwendung in Gebäuden. Diese Systeme benötigen ebenfalls zur Navigation eine Positionserfassung. Das Problem der Positionsbestimmung ist aber wie bereits erwähnt von universeller Natur und für ein Innenraum-Positionserfassungssystem eröffnen sich viele denkbare Anwendungsfelder wie z.B. Industrieanlagen (Autonomer Gabelstapler), Supermärkte (Einkaufsnavigator) usw.

Im Rahmen dieses Forschungsvorhabens ist eine Machbarkeitsstudie über die Positionserfassung durch Phasenkomparation elektromagnetischer Wellen durchzuführen.

Zunächst ist der Stand der Technik im Bereich Positionserfassung aufzuarbeiten und die notwendigen theoretischen und technologischen Hintergründe sind umfangreich zu diskutieren. Es ist ein Konzept zur 3D Positionsbestimmung durch Phasenkomparation magnetischer Wellen herzuleiten und umzusetzen. Dazu ist eine einfache elektrische Schaltung zur Anbindung bereits bestehender Funkmodule an einen Mikrocontroller zu erstellen. Diese Module sollen so angesteuert und ausgewertet werden, dass eine Positionsbestimmung zumindest in einer Dimension möglich wird. Die zu programmierende Software im Mikrocontroller sollte modular und erweiterbar sein. Vor- und Nachteile des Systems sind durch ausführliche Evaluierung aufzuzeigen. Zur Aufgabe gehörte eine detaillierte Dokumentation.

Aufgabenstellung (Stichpunktartig):

- Stand der Technik und Grundlagen
- Konzept 3D Positionsbestimmung durch Phasenkomparation
- Elektrische Schaltung Phasenkomparator
- Softwareimplementierung Positionsbestimmung
- Evaluierung
- Dokumentation

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein Konzept zur Entfernungsmessung mittels Phasenkomparation elektromagnetischer Wellen entwickelt und evaluiert. Zuerst wird der aktuelle Stand der Technik betrachtet und zur Vorbereitung die technischen Grundlagen der Physik zusammengefasst. Weiterhin wird ein Einblick in die für diese Arbeit relevanten Bauteile und Schaltungen der Analogtechnik gegeben.

Der Idee der Hyperbelnavigation folgend werden zwei Konzepte ausgearbeitet, die nach einem gemeinsamen Grundprinzip aufgebaut sind: Zwei Empfänger sind in unterschiedlichen Abständen zu einem Sender aufgestellt und erhalten so das gleiche gesendete Signal in unterschiedlicher Phasenlage. Durch die Komparation dieser Phasen erhält man eine Phasendifferenz, welche bei bekannter Wellenlänge beziehungsweise Frequenz des Senders in eine Entfernungsinformation umgerechnet werden kann. Das erste Konzept nutzt die Amplitudenmodulation eines Signals auf einen Träger um diese dann am Empfänger nach Demodulation zu vergleichen. Hier lassen sich jedoch keine zufriedenstellenden Ergebnisse erzielen, da die maximal mögliche Modulationsfrequenz der verwendeten Sende- und Empfangsmodule für diese Anwendung zu niedrig ist. Das zweite Konzept analysiert den Träger selbst und ist somit an die feste Frequenz und Wellenlänge des Senders gebunden, was wegen der geringen Wellenlänge keine absolute Entfernungsmessung erlaubt. Jedoch wurde eine relative Messung mit einer Genauigkeit von $\pm 3,1\text{mm}$ nach diesem Konzept implementiert und evaluiert.

Im weiteren Verlauf der Arbeit werden Ideen dargelegt um dieses System von einer Entfernungsmessung zu einer Positionsbestimmung zu erweitern und bezüglich Zuverlässigkeit und Genauigkeit zu verbessern. So kann zum Beispiel das Empfängerpaar mit einer einzigen gemeinsamen Antenne ausgestattet werden und durch Verwendung verschiedener Frequenzen dennoch ein Phasenunterschied des Signals festgestellt und daraus eine Entfernung errechnet werden. Hier kann die Zahl der möglichen Anwendungen durch diese Weiterentwicklung vergrößert werden.

Inhaltsverzeichnis

Erklärung	2
Aufgabenstellung	3
Zusammenfassung	4
1 Einleitung	7
2 Stand der Technik.....	9
2.1 Technische Grundlagen.....	9
2.1.1 Elektromagnetische Wellen	9
2.1.2 Filter	10
2.1.3 Modulationsarten	11
2.1.4 Analoger Mischer	11
2.1.5 Prescaler.....	13
2.1.6 Phasenregelschleife	13
2.1.7 Phasenkomparator	14
2.1.8 Analog-Digital Wandler	15
2.2 Vorhandene Systeme zur Positionsbestimmung	16
2.2.1 Global Positioning System	16
2.2.2 DECCA Navigator System.....	18
2.2.3 Zusammenfassung	24
3 Konzept	25
3.1 Dreidimensionale Positionsbestimmung	25
3.2 Eindimensionale Entfernungsmessung	26
3.2.1 Amplitudenmodulation.....	27
3.2.2 Analyse des Trägersignals.....	27
4 Implementierung.....	29
4.1 Übersicht.....	29
4.1.1 Entwicklungsboard	30
4.1.2 Radarmodule.....	30
4.1.3 Phasenkomparator	32
4.2 Amplitudenmodulation	34
4.3 Analyse des Trägersignals.....	35
4.3.1 Software	37
5 Evaluierung	41
5.1 Überblick.....	41
5.2 Amplitudenmodulation	41

5.3	<i>Analyse des Trägersignals</i>	42
5.3.1	Genauigkeit der Entfernungsmessung	42
5.3.2	Geschwindigkeit	45
5.3.3	Drift	46
6	Diskussion	47
6.1	<i>Amplitudenmodulation</i>	47
6.2	<i>Analyse des Trägersignals</i>	47
6.2.1	Genauigkeit der Entfernungsmessung	47
6.2.2	Geschwindigkeit	49
6.2.3	Drift	50
7	Ausblick	51
7.1	<i>Von 1D zu 3D</i>	51
7.1.1	Änderung der Sendefrequenz	52
7.1.2	Konfiguration im Raum	54
7.2	<i>Implementierung am Quadrocopter</i>	54
7.3	<i>Konzept zur Nutzung einer gemeinsamen Empfangsantenne</i>	54
7.3.1	Auswertung der Signale	55
7.3.2	Vorteile	55
8	Schlusswort	56
9	Literaturverzeichnis	57
10	Quellenverzeichnis	58
11	Abbildungsverzeichnis	61
12	Anhang	64
12.1	<i>Versuchsaufbau</i>	64
12.2	<i>Evaluierung - Entfernungsmessung über die Zeit</i>	65

1 Einleitung

In der heutigen Zeit werden in fast allen Bereichen Roboter eingesetzt, um den Menschen zu entlasten und immer wiederkehrende Arbeiten zuverlässig mit gleichbleibender Qualität zu bewältigen. Zahlreiche Sensoren verschiedenster Bauart und Funktionsweise werden eingesetzt um es diesen Robotern zu ermöglichen ihre Umwelt zu erkennen und so einen bestimmten Grad an Autonomie in diese Systeme zu bringen. Eine wichtige wenn nicht sogar die wichtigste Information, die ein autonomer Roboter benötigt ist seine eigene Position. Verschiedene Sensoren liefern diese Daten. Ein Ultraschall- oder Infrarotsensor zum Beispiel erkennt den Abstand zu Hindernissen in der direkten Umgebung, durch die Analyse des optischen Flusses kann eine Bewegung über Grund detektiert werden und letztendlich kann durch Fusion mehrerer Sensordaten die eigene Position ermittelt werden.

Neben dieser on-board Sensorik gibt es andere Systeme zur Positionsbestimmung welche externe Module erfordern. So ist zum Beispiel das amerikanische GPS ein modernes, satellitengestütztes und weit verbreitetes Navigationssystem, welches in der heutigen Zeit eine flächendeckende und genaue Möglichkeit zur Positionsbestimmung darstellt. Es wird von einer sehr breiten Masse, sowohl militärisch als auch zivil genutzt, weist aber dennoch einige Nachteile auf. Bei der Nutzung des Global Positioning System ist man abhängig von der betreibenden Firma oder Nation, in diesem Fall von den USA. So wurde anfangs ein Messfehler übertragen, der die Genauigkeit für zivile Nutzer verschlechtert und für viele Anwendungen unbrauchbar gemacht hat. Nur das amerikanische Militär hat genaue Positionsdaten erhalten, um zu verhindern, dass dieses System gegen die eigene Nation eingesetzt wird. Weiterhin ist eine Nutzung in Innenräumen oder in dicht bebauten Stadtgebieten wegen Reflexionen und Abschirmung nur begrenzt möglich und die Genauigkeit schwankt demnach meist stark. Bei Arbeiten im Zentimeter- oder sogar Millimeterbereich stößt das GPS, auch mit maximal möglicher Genauigkeit an seine Grenzen und kann hier nicht verwendet werden.

Eine andere Art die Entfernung oder Position zu bestimmen ist die Hyperbelnavigation. Nach diesem Prinzip arbeitet das DECCA Navigator System, welches nach dem zweiten Weltkrieg von den Engländern entwickelt und zur Navigation von Schiffen und Flugzeugen in Küstennähe eingesetzt wurde. Durch Analyse zweier elektromagnetischer Wellen kann aus der Phasendifferenz eine Entfernungsinformation gewonnen und aus mehreren Entfernungsdaten eine Position errechnet werden. Dieses System erreicht aber nicht annähernd eine annehmbare

Genauigkeit für autonome Roboter im Indoor Einsatz (Zentimeter- oder Millimeterbereich), jedoch ist das Prinzip auf diesen Anwendungsbereich anpassbar und somit auch für die Positionsbestimmung im Inneren von Gebäuden realisierbar.

Somit ist eine Implementierung auf der autonomen Flugdrohne AQopterI8 des Lehrstuhls für Informatik 8 der Julius-Maximilians Universität Würzburg denkbar. Dieser Quadrocopter besitzt schon zahlreiche Sensoren zur Bestimmung der Höhe oder Detektion und Vermeidung von Hindernissen und kann dank Lagerkennung und –regelung mittels IMU (Inertial Measurement Unit) autonom fliegen. Sein Einsatzgebiet ist das innere von Gebäuden, um hier eigenständig die Umgebung zu erkunden und gegebenenfall Objekte oder Menschen zu suchen. Ein System zur Positionsbestimmung nach dem Konzept der Hyperbelnavigation würde vorhandene Sensoren unterstützen und mittels Datenfusion in der Genauigkeit verbessern, sowie neue Möglichkeiten in der Anwendung bereitstellen.

2 Stand der Technik

2.1 Technische Grundlagen

2.1.1 Elektromagnetische Wellen

Für die drahtlose Informationsübertragung werden elektromagnetische Wellen verwendet. Diese Wellen sind, wie der Name schon erahnen lässt, eine Kopplung von elektrischen und magnetischen Feldern, welche sich im Raum mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten. Hierbei bilden elektrisches Feld, magnetisches Feld und Ausbreitungsrichtung ein Rechtssystem. [Elektronik Kompendium]

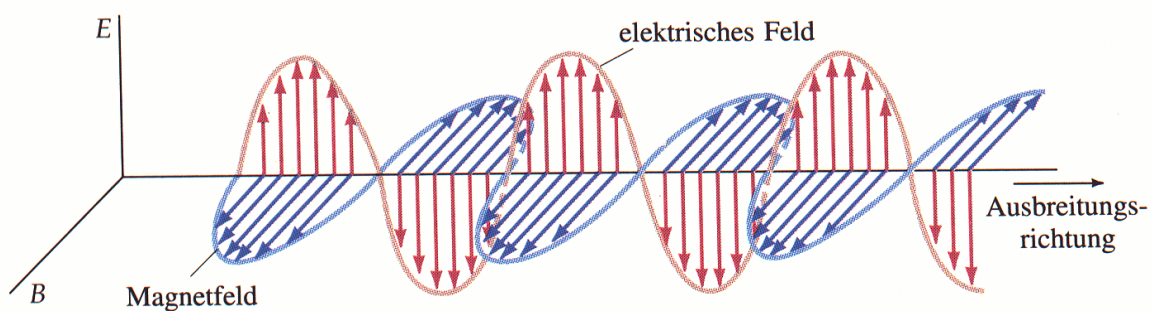


Abbildung 1: Schema einer elektromagnetischen Welle [rwth-aachen]

2.1.1.1 Kenngrößen und Formeln

Neben Lichtwellen und Wärmestrahlung fallen auch Röntgen- und Radarstrahlen in die Kategorie der elektromagnetischen Wellen und unterscheiden sich in einigen charakteristischen Kenngrößen. Die Frequenz f gibt die Anzahl der Perioden pro Sekunde an, das heißt die Anzahl der vollen Phasendurchläufe von 0° bis 360° pro Sekunde. Die räumliche Länge einer solchen Periode ist indirekt proportional zur Frequenz f das bedeutet direkt proportional zur Umlaufdauer $T = 1/f$ und da sich elektromagnetische Wellen mit der Lichtgeschwindigkeit $c = 2,99792458 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ (im Vakuum) ausbreitet ergibt sich aus der Bewegungsgleichung $\text{Geschwindigkeit} = \text{Strecke}/\text{Zeit}$ die Wellenlänge λ mit

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

$$[\lambda] = \text{m}$$

Die Amplitude beschreibt die Stärke der Auslenkung und ist im Gegensatz zu den vorherigen Größen vektoriell und abhängig von Zeit und Ort. Liegen Amplitude und Ausbreitungsrichtung parallel zueinander, spricht man von einer Longitudinalwelle, sind sie senkrecht aufeinander von einer Transversalwelle. Die hier behandelten Radarwellen im Vakuum oder Luft fallen in die Rubrik der Transversalwellen. [Schülerlexikon] [Wikipedia]

2.1.1.2 Eigenschaften

Radarwellen breiten sich gradlinig mit Lichtgeschwindigkeit aus (im Vakuum) und besitzen eine konstante Frequenz, solange sie störungsfrei den Raum passieren. Sie werden von Objekten absorbiert und reflektiert, wobei man bei dem zurückgeworfenen Signal von einem Echo spricht. Die Wellen erfahren bei ihrer Ausbreitung eine Dämpfung ihrer Signalstärke, welche abhängig des durchlaufenen Mediums und dessen Materialkonstante ist. Im idealen Vakuum oder bei idealen Reflektionen (nur in der Theorie möglich) gibt es keine Dämpfung des Signals.

2.1.2 Filter

In der Frequenztechnik ist es fast unumgänglich Signale zu filtern, um zum Beispiel nur ein gewünschtes Frequenzband betrachten zu können. Dafür gibt es verschiedene Realisierungen. Hier wird ein angeregter Schwingkreis aus Widerständen und Kondensatoren (RC-Schwingkreis) betrachtet. Das Maß eines solchen Filters ist seine Grenzfrequenz f_g welche die obere beziehungsweise untere Schwelle der unterdrückten Frequenzen

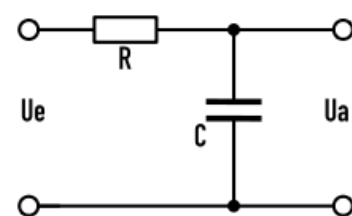


Abbildung 2: Schaltung eines RC-Tiefpasses erster Ordnung [Wikipedia]

festlegt. Jeder RC-Filter enthält außerdem eine Phasenverschiebung, die bei der Grenzfrequenz genau 90° beträgt. Soll nun ein Signal eine Phasenverschiebung erfahren, aber in seiner Amplitude nicht gedämpft werden, kann ein Allpassfilter herangezogen werden. Dieser lässt zwar alle Frequenzen ohne Dämpfung passieren, erzeugt aber eine frequenzabhängige Phasenverschiebung zum Eingangssignal von 0° bis 90° bei f_g . [Elektronik Kompendium]

2.1.3 Modulationsarten

Eine elektromagnetische Welle alleine hat im Allgemeinen noch keinen großen Nutzen. Erst durch das Hinzufügen einer Information auf diese Trägerwelle sind komplexe Anwendungen möglich. Zum Beispiel durch Veränderung der Amplitude, Phase oder Frequenz können digitale Signale, bestehend aus logischen Einsen und Nullen, auf die Analoge Welle moduliert und am Empfänger wieder demoduliert werden, falls hier einige für die Modulationsart charakteristische Werte bekannt sind (zum Beispiel die Modulationsfrequenz). [TechnologyUk]

2.1.3.1 Amplitudenmodulation

Bei der Amplitudenmodulation wird die Information in der Amplitude der Trägerwelle übertragen. Eine logische Eins kann als Beispiel in minimalen Amplitude resultieren ($A \rightarrow 0$) und eine logische Null in der maximale Amplitude des Trägers ($A \rightarrow A_{max}$). Vor allem in der drahtlosen Informationsübertragung ist dies eine einfache Methode, um eine hohen Datenrate und

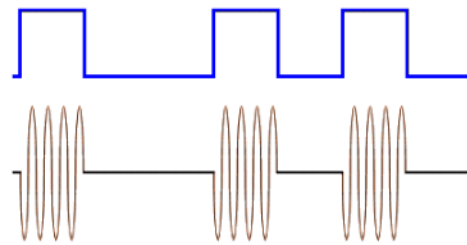
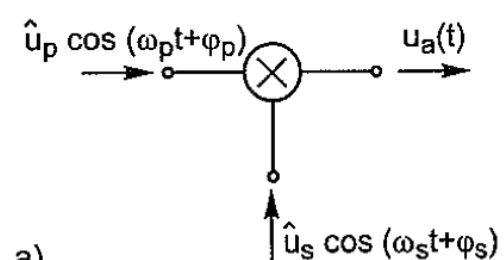


Abbildung 3: Amplitudenmodulation eines digitalen Signals [TechnologyUk]

Zuverlässigkeit zu erzielen. Der limitierende Faktor der Modulationsgeschwindigkeit und somit der Datenrate ist die Frequenz des Trägers. Um eine Demodulation zu ermöglichen, muss die Modulationsfrequenz kleiner als die des Trägers sein, da sonst Informationen verloren gehen können, oder eine analoge Demodulationsschaltung nicht realisierbar wäre. Um die Information ohne Verluste zu rekonstruieren sollte die Modulationsfrequenz mindestens um den Faktor 10 kleiner sein, als die Trägerfrequenz.

2.1.4 Analoger Mischer

Zum Themengebiet der Frequenzumsetzung (Veränderung der Frequenz) gehört das zusammenführen von unterschiedlichen Signalen mit dem Ziel Frequenzen zu erhöhen beziehungsweise zu verringern. Ein analoger Mischer überlagert eine Signalfrequenz f_s mit einer Überlagerungsfrequenz f_p welche von einem Oszillator erzeugt wird. Im Folgenden wird nun ein multiplikativer Mischer als Beispiel betrachtet. [Hochfrequenztechnik]



a)

Abbildung 4: Multiplikativer Mischer [Hochfrequenztechnik]

Die Frequenzen der beiden Signale $u_p(t)$ und $u_s(t)$ werden hier multipliziert. Diese Multiplikation zweier Signale im Zeitbereich ergibt nach der Fourier Transformation eine Faltung im Bildbereich. Somit erhält man für das Ausgangssignal $u_a(t)$ mit der Anwendung des Additionstheorems für Cosinus-Funktionen

$$u_a(t) = u_p(t) \cdot u_s(t)$$

$$u_a(t) = \hat{u}_p \cdot \cos(\omega_p t + \varphi_p) \cdot \hat{u}_s \cdot \cos(\omega_s t + \varphi_s)$$

$$u_a(t) = \hat{u}_p \hat{u}_s \{ \cos[(\omega_p + \omega_s)t + \varphi_s] + \cos[(\omega_p - \omega_s)t - \varphi_s] \}$$

Für das Verhältnis Kreisfrequenz ω und Frequenz f gilt: $\omega \sim f$. Dadurch finden sich im Ausgangssignal Anteile der Addition $(\omega_p + \omega_s)$, beziehungsweise Differenz $(\omega_p - \omega_s)$ der beiden Eingangsfrequenzen, die Eingangsfrequenzen selbst, sowie Vielfache dieser wieder. (siehe Abbildung 5)

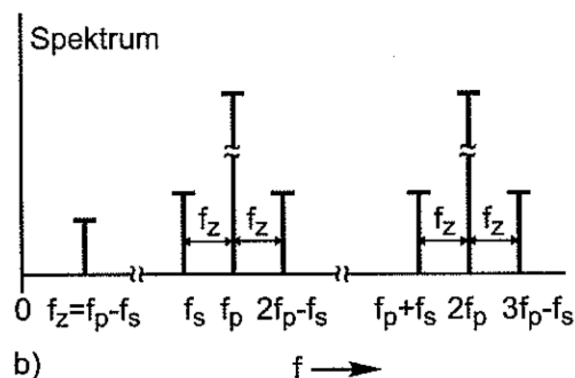


Abbildung 5: Spektrum der Ausgangsfrequenzen eines multiplikativen Mischers [Hochfrequenztechnik]

2.1.5 Prescaler

Bei der Frequenzumsetzung ist es häufig nötig Frequenzen zu verringern. Durch einen Prescaler (Divider) werden Teiler einer Eingangsfrequenz f_{ref} erzeugt, indem die Nulldurchläufe mit Hilfe eines Counters gezählt werden und das Level des Ausgangs nach k Durchläufen verändert wird. (*high* $\rightarrow$ *low* oder *low* $\rightarrow$ *high*). Somit erhält man ein Ausgangssignal clk_{out} , welches eine um den Faktor $1/k$ geringere Frequenz f_{out} besitzt.

$$f_{out} = \frac{f_{ref}}{k}$$

In der Praxis werden solche Prescaler oft mit Flip-Flop Schaltungen realisiert, um die Nulldurchläufe zu zählen.

2.1.6 Phasenregelschleife

Der Phase Locked Loop wird zur Verringerung von Frequenztoleranzen und zur Frequenzumsetzung bei Oszillatoren verwendet. Das Ziel dieser Regelschleife ist es die Phasenlage eines Eingangssignals clk_{ref} zu dem Ausgangssignal clk_{out} konstant und somit

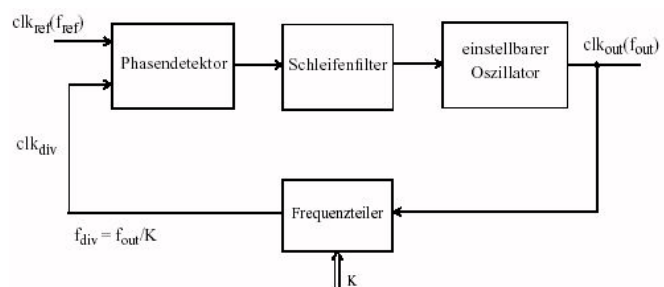


Abbildung 6: Aufbau einer Phasenregelschleife [TU-Dresden]

die Ausgangsfrequenz f_{out} stabil zu halten und, falls gewünscht, diese im Verhältnis zu f_{ref} um den Faktor k zu vervielfachen. [DJ4UF] [Electronics Tutorials] Eine Phasenregelschleife ist im Allgemeinen aus vier Bausteinen aufgebaut (siehe Abbildung 6).

Der Phasendetektor kann als analoger Mischer angesehen werden und vergleicht das Eingangssignal clk_{ref} mit dem zurückgeführten Signal clk_{div} (siehe Abbildung 6). Durch Filter wird nur die Differenzfrequenz $f_{div} - f_{clk}$ an den Schleifenfilter übergeben. Dieser extrahiert den Gleichspannungsanteil aus dem Ausgangssignal des Mixers und erzeugt hieraus ein Steuersignal für den einstellbaren Oszillator (Voltage Controlled Oscillator, VCO). Dieses Signal regelt die Frequenz des Oszillators, welche über einen Frequenzteiler (f_{out} wird um den Faktor k geteilt: $f_{div} = f_{out}/k$) in den Phasendetektor zurückgeführt wird.

Nun wird der Zustand $f_{div} - f_{clk} = 0$ angestrebt. Dementsprechend wird im Schleifenfilter eingestellt, dass bei positiver Differenz die Frequenz f_{out} erhöht und bei negativer Differenz verringert wird (beziehungsweise umgekehrt, abhängig vom VCO). Somit wird in einer PLL ein Ausgangssignal clk_{out} nach folgendem Verhältnis erzeugt:

$$\frac{f_{out}}{k} = f_{ref}$$

$$f_{out} = f_{ref} \cdot k$$

2.1.7 Phasenkomparator

Um die Phasenlage zweier Signale clk_1 und clk_2 zueinander zu bestimmen gibt es verschiedene Möglichkeiten. Heutzutage gibt es kleine genaue logic-ICs, die alle das gleiche Ergebnis mit verschiedenen Mitteln liefern.

2.1.7.1 EXOR-Gatter

Kurz gesagt ist der Ausgang eines EXOR-Gatters bei ungleichen digitalen Eingängen auf high und bei gleichen Eingängen auf low gesetzt. Nach einem Tiefpassfilter erhält man am Ausgang eine Spannung als Maß für die Phasenverschiebung von clk_1 zu clk_2 . So können Unterschiede von 0° bis 180° erkannt werden. (siehe Abbildung 7, links)

2.1.7.2 Flankentrigger

Eine zweite Möglichkeit ist die Detektion der Flanken. So erfährt bei jeder aufsteigenden Flanke der beiden Eingangssignale, der Ausgang des Phasendetektors einen Flankenwechsel und wird über einen Tiefpassfilter ausgegeben. Dieses Vorgehen ermöglicht es im Gegensatz zum EXOR-Phasendetektor Differenzen von 0° bis 360° in der Phase zu erkennen.

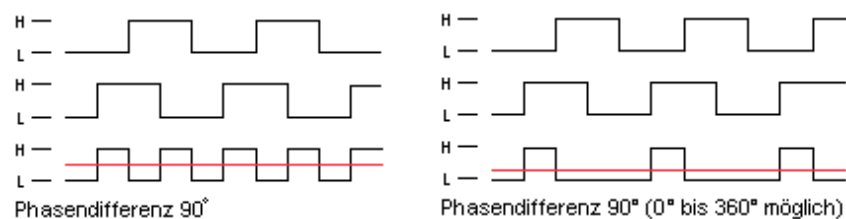


Abbildung 7: Funktionsweise eines Phasendetektors (links: EXOR, rechts: Flankentrigger) Das Rote Signal stellt den Ausgang des Phasendetektors nach dem Tiefpassfilter dar [Uwe Kerwien]

2.1.8 Analog-Digital Wandler

Um analoge Signale zu verarbeiten (zum Beispiel mit einem Mikrocontroller) ist es nötig dieses zuerst zu digitalisieren. Hierfür gibt es verschiedene Arten von Analog-Digital Wandlern, es wird hier aber nur die bei AVR-Mikrocontrollern von Atmel am häufigsten verwendete Methode der sukzessiven Approximation betrachtet. Hierbei wird das Ausgangssignal U_{ref} des ADC wieder in ein analoges Signal gewandelt und schrittweise an das Eingangssignal U_{in} angenähert (siehe Abbildung 8). Nach jedem Schritt wird das Ergebnis zurückgeführt (U_{ref}) und mit U_{in} verglichen, ist U_{in} kleiner wird das erste Bit auf Null gesetzt, ist U_{in} größer auf Eins. Nach diesem Vergleich wird in der Steuerung die Spannung U_{ref} um die halbe Schrittweite nach oben beziehungsweise nach unten verändert und wieder mit der Eingangsspannung verglichen. Dieser Vergleich beschreibt nun das zweite Bit und so weiter. Typisch für AVR-Mikrocontroller ist ein 12bit AD-Wandler welcher das analoge Signal in zwölf Schritten digitalisiert. [VIAS]

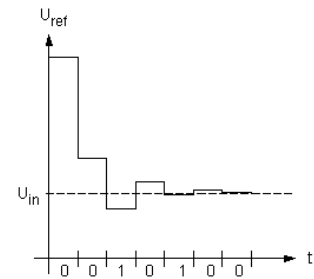


Abbildung 8: Spannungsverlauf der Referenzspannung beim Digitalisierungsvorgang [VIAS]

2.2 Vorhandene Systeme zur Positionsbestimmung

Viele Anwendungen heutzutage erfordern Informationen über die eigene Position. Als Beispiel kann hier die Navigation mit Auto, Schiff oder Flugzeug betrachtet werden. Aber auch autonome Systeme, wie Flugdrohnen oder Wetterballons benötigen die eigene Position, um ihre Aufgaben bewältigen zu können. Sehr häufig wird hier das satellitengestützte Global Positioning System (GPS) verwendet, da hiermit Positionsdaten im Meterbereich ermittelt werden können. Das etwas ältere DECCA Navigator System wurde nach dem zweiten Weltkrieg verwendet, um die Navigation von Schiffen in Küstennähe zu ermöglichen. Beide Systeme sind auf dem selben Konzept aufgebaut: Mehrere Sender übermitteln Informationen an einen bordseitigen Empfänger, welcher daraus zuerst eine Entfernung und dann aus mehreren Entfernungen eine Position errechnet.

2.2.1 Global Positioning System

Seit über 20 Jahren ist es den Militärs und auch der zivilen Bevölkerung möglich, auf eine Positionsbestimmungsmethode zurückzugreifen, welche global, genau und zuverlässig funktioniert. Das amerikanische Global Positioning System (GPS) ist nur ein Beispiel der satellitengestützten Positionsbestimmung, aber sicher eines der am weitesten verbreiteten Systeme. Das GPS findet in vielen Bereichen Anwendung: Im Straßenverkehr, in der Schifffahrt, im zivilen Flugverkehr und nicht zuletzt beim Militär werden die Daten dieses Systems verwendet um Positions-, Navigations- und Zeitdaten zu erhalten. Im Allgemeinen kann das Global Positioning System in 3 Segmente unterteilt werden. [GPS.GOV] [NAVCEN]

2.2.1.1 Raumsegment und Nutzersegment

Das Raumsegment besteht aus mindestens 24 Satelliten, welche gleichmäßig auf 6 verschiedenen Orbits in ungefähr 20.000km Höhe verteilt werden und kontinuierlich Signale zur Erde senden. Diese Satelliten besitzen hochgenaue Atomuhren, welche nötig sind um eine Synchronisation aller Sender zu gewährleisten. Der Empfänger auf der Erde jedoch, das Nutzersegment, ist mit dem Raumsegment nicht synchron, das heißt in die dreidimensionale Positionsbestimmung fließt nun neben den drei Koordinaten eine vierte Unbekannte ein: Der sogenannte Uhrenfehler im Empfänger, bedingt durch die im Vergleich zu den Satelliten ungenauere und damit aber erst für den allgemeinen Gebrauch erschwingliche Uhr. Deshalb ist es notwendig mindestens vier sogenannte Pseudoentfernungen des Empfängers zum Satelliten zu bestimmen, was wiederum

den Empfang von vier GPS-Satelliten erfordert. Mit Hilfe dieser vier Werte können nun vier Gleichungen aufgestellt werden. Mit diesem Gleichungssystem sind nun die dreidimensionalen Koordinaten, sowie der Uhrenfehler ermittelbar.

2.2.1.2 Bodensegment

Das Bodensegment bezeichnet ein Netzwerk von Antennen und Bodenstationen, welches die GPS-Satelliten überwacht und kontrolliert. Orbitdaten werden von Bodenstationen auf der ganzen Welt akquiriert und zur Kontrollstation in Colorado Springs, USA gesendet, wo aus diesen Daten genaue Orbits berechnet und über die weit verbreiteten Antennen zurück zu den Satelliten gesendet werden. Somit werden die Uhren- und Positionsdaten jedes einzelnen GPS-Satelliten, dank der global verteilten Bodenstationen ständig überwacht. Diese Satelliten senden wiederum ein kontinuierliches Signal zur Erde, welches die eigentliche Positionsbestimmung ermöglicht und wie folgt aufgebaut ist. [GPS.GOV]

2.2.1.3 Aufbau des Signals

Das sinusförmige Trägersignal ist in zwei Klassen eingeteilt. Eine Klasse verwendet ein Signal der Frequenz $f_{L2} = 1,575 \text{ GHz}$, welches Informationen enthält um die Genauigkeit zu verbessern. So kann zum Beispiel mit Hilfe dieser Daten der Einfluss der Ionosphäre am Empfänger herausgerechnet werden. Die zweite Klasse sendet mit $f_{L1} = 1,227 \text{ GHz}$ und ohne zusätzlicher Informationen zur Verbesserung der Genauigkeit.

Auf dieses Trägersignal f_{L1} beziehungsweise f_{L2} wird ein 1023 Bit C/A Code (Coarse/Acquisition Code) moduliert, welcher keine Nutzdaten enthält, jedoch nötig ist, um das Signal am Empfänger mittels Korrelation zu demodulieren. Dieser Code wird mit Hilfe von zwei Generatorpolynomen erzeugt, welche bei jedem Satelliten eine unterschiedliche Codephasenverschiebung zueinander besitzen und somit eine eindeutige Zuordnung eines Signals zu einem Satelliten möglich ist.

Als dritte Komponente kann man die übermittelten Navigationsdaten sehen. Hier werden Position und Geschwindigkeit, Uhrenabweichung, Identifikationsnummer, sowie Daten über den Zustand des Satelliten zur Erde gesendet. Da die Übermittlung der kompletten Codefolge bis zu 12,5 Minuten dauern kann [Kowoma], werden die Daten im Empfänger zwischengespeichert, um die Initialisierung des Geräts zu beschleunigen.

Begründet durch die geringe Sendeleistung der GPS-Satelliten ist direkter Sichtkontakt zu den Sendern nötig. Die Nutzung dieses Systems in geschlossenen Räumen, in dicht bewaldeten Gebieten, oder in einer großstädtischen Häuserschlucht ist deshalb nur bedingt und nur mit moderner Empfängertechnik möglich, da Abschirmungen und Reflexionen das empfangene Signal verfälschen. Auch bei einer ungünstigen Konstellation der sichtbaren Satelliten (zum Beispiel nahe bei einander, oder in einer Linie) wird das Ergebnis ungenau. Aktuell sind weitere Satellitengestützten Navigationssysteme im Aufbau, wie das russische Glonass und europäische Galileo.

2.2.2 DECCA Navigator System

Nach dem zweiten Weltkrieg wurde ein Navigationssystem von der englischen Firma DECCA entwickelt, welches vor allem in der Küstenregionen Englands und später auf der ganzen Welt zum Einsatz kam, bevor es im Jahre 2000 vom genaueren GPS abgelöst wurde. [JPROG]



Abbildung 9: Logo der Decca Navigator Company
[JPROG]

Bei der Positionsbestimmung mittels einer solchen Hyperbelnavigation werden Funkwellen mehrerer bodengestützter Sender an einem Empfänger auf verschiedene Arten miteinander verglichen, um Entfernungs- beziehungsweise Positionsdaten zu ermitteln. [Wissen-Digital] Mit Hilfe der Phasendifferenzmethode kann zwar keine eindeutige Position bestimmt werden, aber es ergeben sich mehrere mögliche Positionen, woraus durch Fusion mit anderen Verfahren eine eindeutige Position bestimmt werden kann.

Für diese Methode sind mehrere Sender notwendig, welche Sinuswellen omnidirektional bei bekannter

Phase und Frequenz aussenden. Die Signale aller Sender müssen sehr genau mit einem Hauptsender synchronisiert sein, um mit dieser Methode eine Position zuverlässig bestimmen zu können. Weiterhin muss dem Empfänger der Standort der Sender bekannt sein, um aus einer relativen Position zu den Sendern eine auf der Erdoberfläche absolute zu ermitteln. [NVA-Flieger] [JPROG] [Wikipedia] [Princeton] [Seefunknetz]

Betrachtet man nun die kreisförmige Ausbreitung der Signale eines Senderpaars (Hauptsender und ein Nebensender) und verbindet man die Punkte, in denen beide Wellen zum Beispiel den gleichen Phasenzustand haben ergibt sich auf der Erdoberfläche eine Schar von Hyperbeln (siehe Abbildung 10). Zwischen zwei Hyperbeln einer Schaar, dem sogenannten Kanal (engl.: Lane) kann der Phasenunterschied der beiden Signale ermittelt werden, das bedeutet, dass der Empfänger aus der Phasenlage der beiden empfangenen Signale zueinander einen Entfernungsunterschied von Empfänger zu Hauptsender, beziehungsweise Nebensender errechnen kann.

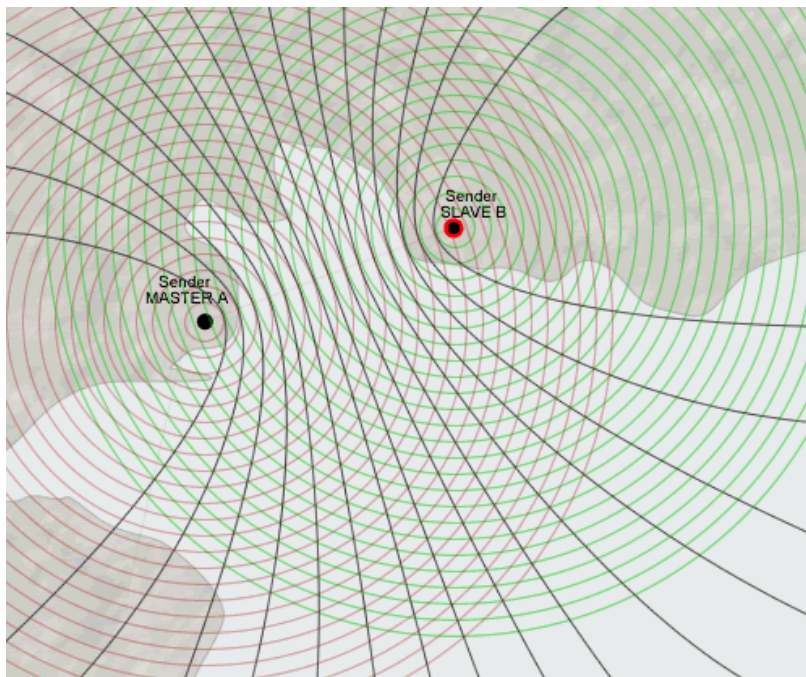


Abbildung 10: Darstellung aller Punkte gemeinsamer Phasenlage als Hyperbelschar (schwarz) [NVA-Flieger]

Die Entfernung dieser Hyperbeln zueinander vergrößern sich mit zunehmendem Abstand zur Basislinie zwischen beiden Sendern, was bedeutet, dass die Genauigkeit der Standortbestimmung auf der Basislinie am größten ist und mit zunehmendem Abstand abnimmt.

Werden nun die Ergebnisse eines zweiten Senderpaares hinzugefügt ergibt sich aus den Schnittpunkten der

beiden Hyperbelscharen eine Menge möglicher Standorte des Empfängers. Um hieraus eine eindeutige Position zu erhalten wird einerseits das Multipulse-Verfahren angewendet (siehe Kapitel 2.2.2.3 Multipulse), oder die gewonnenen Daten mit anderen Informationen fusioniert.

Zunächst wird so ein relativer Abstand zu den einzelnen Funkbaken und durch die bekannte Position dieser Sender auf der Erdoberfläche, eine absolute Position ermittelt.

2.2.2.1 Aufbau des Systems

Das Decca Navigator System arbeitet in Gruppen (auch Ketten genannt) von mindestens 4 bodengestützten Transmittern, welche aus einem Hauptsender (Master) und mindestens 3 Nebensendern (Slaves) bestehen. Diese sind in Küstennähe in einem Abstand von 100km bis 160km positioniert und im Idealfall gleichmäßig in 120° Winkeln um den Master verteilt. Alle Transmitter senden omnidirektional ein kontinuierliches Signal im Frequenzbereich von 70kHz bis 130kHz aus [JPROG], welches durch den Master in Frequenz und Phase synchronisiert wird. Zur Differenzierung werden den drei Nebensendern Farben zugeteilt: **Rot**, **Grün** und **Purpur**. Die Frequenzen aller Haupt- und Nebensender stehen im Bezug zu einer Referenzfrequenz $f = 14,2\text{kHz}$:

- Der **Hauptsender** sendet ein unmoduliertes Trägersignal mit der sechsfachen Referenzfrequenz: $6 \cdot f = 85,2\text{kHz}$
- Der **rote** Nebensender ein Trägersignal mit $8 \cdot f = 113,6\text{kHz}$
- Der **grüne** Nebensender ein Trägersignal mit $9 \cdot f = 127,8\text{kHz}$
- Der **purpurne** Nebensender ein Trägersignal mit $5 \cdot f = 71,0\text{kHz}$

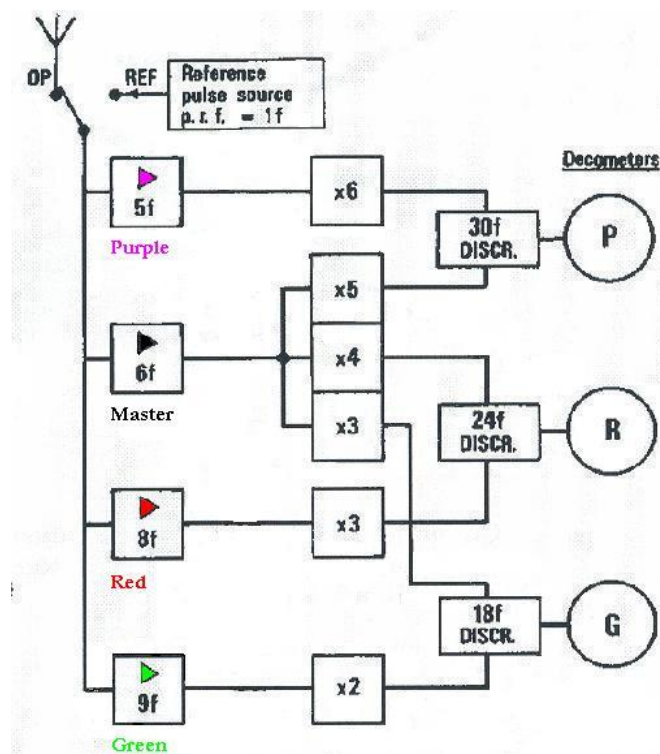


Abbildung 11: Blockschaubild zur Veranschaulichung der Frequenzmultiplikation [JPROG]

In einem bordseitigen Empfänger werden die Signale des Hauptsenders und jeweils eines Nebensenders in ihrer Phasenlage verglichen, was nur bei gleicher Frequenz der Signale möglich ist. Deshalb müssen die ankommenden Wellen zuerst auf die gleiche Frequenz gebracht werden, wobei das kleinste gemeinsame Vielfache beider Frequenzen angestrebt wird. Vergleicht man zum Beispiel die Phasenlage zwischen Master ($6f$) und Rot ($8f$) müssen beide Signale mit einem Frequenzmultiplikator auf die Frequenz $24f$ erhöht werden.

Aufgrund der so ermittelten Phasenunterschiede der drei Senderpaare (Master-Rot, Master-Grün, Master-Purpur) können bei bekannten Positionen der Funkbaken drei Hyperbelscharen über eine Land- oder Seekarte gelegt werden und aus den Schnittpunkten mehrere mögliche Aufenthaltsorte bestimmt werden.

Jede dieser Hyperbelscharen ist in Kanäle und Zonen aufgeteilt (siehe Abbildung 12), wobei jeder Phasendurchlauf von 0° bis 360° einem Kanal entspricht und eine festgelegte Anzahl von Kanälen eine Zone ergibt. Im Decca System ergeben 18 grüne, 24 rote und 30 purpurne Kanäle eine Zone welche wiederholend mit Buchstaben von „A“ bis „J“ bezeichnet werden, wogegen die Kanäle in Abhängigkeit des Senderpaares Zahlen erhalten. Die Kanäle des Senderpaares Master-Rot werden zum Beispiel mit Zahlen von 0 bis 23 bezeichnet.

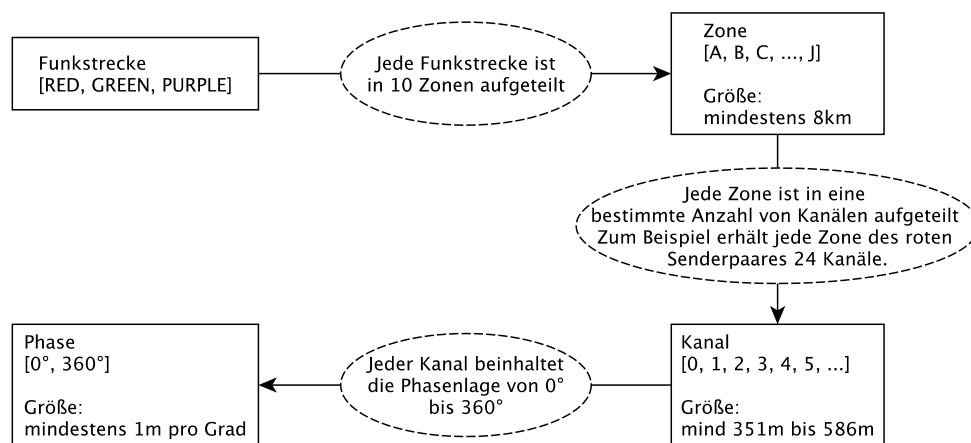


Abbildung 12: Aufbau einer DECCA Kette

Die Breite dieser Kanäle an der Verbindungslinie zwischen beiden Sendern ist abhängig von der Frequenz des Senderpaares. Da beide Signale aufeinander zu eilen, wird ein 360° Phasendurchlauf in einer halben Wellenlänge erreicht. Für die Vergleichsfrequenz $24f$ des Senderpaares Master-Rot ergibt sich deshalb mit der Frequenz $f = 14,2\text{kHz}$ und der angenäherten Lichtgeschwindigkeit $c = 3 \cdot 10^5\text{ km/s}$ eine Wellenlänge von

$$\lambda = \frac{1}{2} \cdot \frac{c}{24f}$$

$$\lambda = 440\text{m}$$

Mit zunehmendem Entfernung zur Basislinie werden diese Abstände größer, was eine geringere Genauigkeit zur Folge hat. Im Allgemeinen ist die Genauigkeit eines Decca Systems durch folgende Parameter beschrieben:

- Breite der Kanäle
- Winkel unter dem sich die Hyperbellinien schneiden
- Instrumentenfehler
- Umwelteinflüssen (Störung durch Luftfeuchtigkeit und Wolken, Reflexionen an höheren Schichten der Atmosphäre)

2.2.2.2 *Decometer*

Somit kann also die Position innerhalb eines Kanals bestimmt werden, die Zone oder der Kanal selbst ist jedoch nicht bekannt, was zu einer Mehrdeutigkeit des Ergebnisses führt. Ist jedoch der Startpunkt gegeben, kann bei einem Übergang in einen anderen Kanal (nachdem der Phasenunterschied volle 360° durchlaufen hat und wieder bei 0° beginnt) ein Zähler inkrementiert werden. Ein weiterer Zähler erfasst die Zonendurchgänge, weswegen die Anzahl der durchlaufenen Zonen und der Kanäle relativ zum Startpunkt bekannt ist. Aus dem Phasenunterschied kann nun der Abstand zum benachbarten Kanal und daraus die genaue Position innerhalb des Kanals berechnet werden. In der Schiff- und Luftfahrt wurden hierfür drei Rundinstrumente, sogenannte Decometer verwendet (für jede Nebensenderfarbe eines, siehe Abbildung 13), welche ähnlich einer Uhr aufgebaut sind: Ein kleiner Zeiger in der Mitte des Rundinstruments zählt die in 100

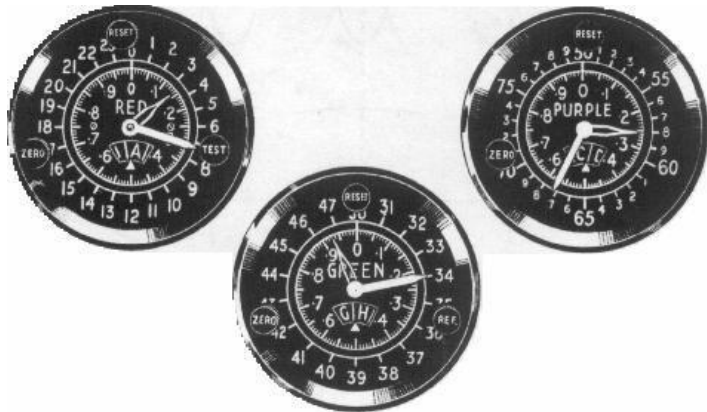


Abbildung 13: Mechanische Decometer [JPROG]

Schritte aufgeteilte Phasenlage und inkrementiert bei jedem vollen 360° Umlauf einen großen Zeiger, welcher die Kanalnummer angibt. Wiederum nach einer vollen Umdrehung dieses großen Streifenzeigers wird eine Anzeige (Sektorzeiger) gedreht welche mit Buchstaben die aktuelle Zone anzeigt. Nach anfänglicher Initialisierung der Instrumente kann zu jeder Zeit die aktuelle Position abgelesen werden. Modernere Instrumente besitzen keine mechanischen Zeiger, sondern geben die Position auf einem Display in Längen- und Breitengrad aus.

2.2.2.3 *Multipulse*

Da zur eindeutigen Bestimmung von Zone und Kanal der Startpunkt innerhalb der Reichweite der Funkbaken liegen muss ist eine Initialisierung der Decometer nicht immer möglich. Beim Einfahren eines Schiffes in das Empfangsgebiet einer Decca Kette ist die Position nicht immer bekannt und ein Initialisieren der Decometer somit nicht möglich.



Abbildung 14: Decca Navigator MK12, eingesetzt ab 1962. Links oben befindet sich die Auswahl der Decca-Kette, mittig der Lane-Identifikator und darunter die drei Decometer Rot, Grün, Purpur (v.l.n.r.) [JPROG]

Kanal bei bekannter Zone eindeutig zu identifizieren. So überprüft und kalibriert dieses vierte Instrument zweimal pro Minute jedes der drei Decometer und initialisiert diese. Nun ist nur noch eine Mehrdeutigkeit in der Zone gegeben, welche aber durch andere Systeme, oder mit Seekarten bestimmt werden kann. Hierfür ist keine große Genauigkeit nötig, da die Ausdehnung einer Zone über 10km liegt.

Für diesen Fall wurde das Multipulse Verfahren entwickelt, das es erlaubt die Kanalnummer innerhalb einer Zone mit Hilfe eines Lane-Identification-Meter eindeutig zu bestimmen. Hierfür wird das Signal eines Senderpaares alle 30 Sekunden für ungefähr 0,5 Sekunden ausgesetzt um über zwei separate Transmitter ein Signal mit größerer Frequenz zu senden. Durch die daraus resultierende größere Wellenlänge wird wiederum durch einen Phasenvergleich von Master- und Slave-Signal eine Position errechnet, die eine schlechtere, aber ausreichende Genauigkeit besitzt um den

2.2.3 Zusammenfassung

Mit satellitengestützten Navigationslösungen sind zuverlässige und genaue Systeme zur Positionsbestimmung vorhanden, welche weltweit flächendeckend nutzbar sind. Aber durch die nötige Sichtverbindung zu den Satelliten ist eine Anwendung innerhalb von Gebäuden nicht möglich, da hierbei die Signale zu stark verfälscht werden und somit die Genauigkeit sinkt. Aber gerade dies ist der Arbeitsbereich des AQopterI8. Das DECCA Navigator System könnte auch innerhalb geschlossener Räume implementiert werden, hat aber eine zu schlechte Genauigkeit von mehreren Metern. Deshalb wird im Rahmen dieser Arbeit ein Konzept erarbeitet, welches für eine Indoor Anwendung geeignet ist und die nötige Genauigkeit im Subzentimeterbereich besitzt. Dieses Konzept baut auf der Hyperbelnavigation auf, welche auch dem DECCA Navigator System zugrunde liegt.

3 Konzept

Wie bei dem DECCA Navigator System gibt es auch bei dem in dieser Arbeit entwickelten Konzept mehrere Sender, welche eine bekannte Position im Raum besitzen und ungerichtet ein konstantes Signal aussenden. Die Unterschiede zu DECCA liegen in einer dem Anwendungsbereich angepassten und damit geringeren Sendeleistung, sowie die Verwendung einer hochfrequenten Trägerfrequenz zur Übermittlung des eigentlichen Signals. Dieses Signal hat eine höhere Frequenz, da die Kilometerwellen des DECCA-Signals in einer Indoor Anwendung mit Entfernungen unter 100m viel zu ungenaue Werte liefern, Daher ist es nötig eine Wellenlänge in der Größenordnung des Anwendungsgebietes anzustreben, was in diesem Fall nur durch den Einsatz einer höhere Frequenz möglich ist.

3.1 Dreidimensionale Positionsbestimmung

Wie in Abbildung 15 zu erkennen, ist das Konzept zur dreidimensionalen Positionsbestimmung an das DECCA Navigator System angelehnt: Mindestens 3 Sender senden unterscheidbare Signale an zwei Empfänger, welche gegeneinander verschoben werden können. Das Signal eines Senders wird deshalb an beiden Receivern in einer anderen Phase empfangen und ein Phasenkomparator ermittelt die Differenz. Ein Mikrocontroller digitalisiert nun die von den mindestens drei Phasenkomparatoren erhaltenen Werte und errechnet eine Entfernung aus der Phaseninformation. Nach Fusion dieser drei Datenpakete kann eine dreidimensionale Position relativ zu den Senderstandorten errechnet werden.

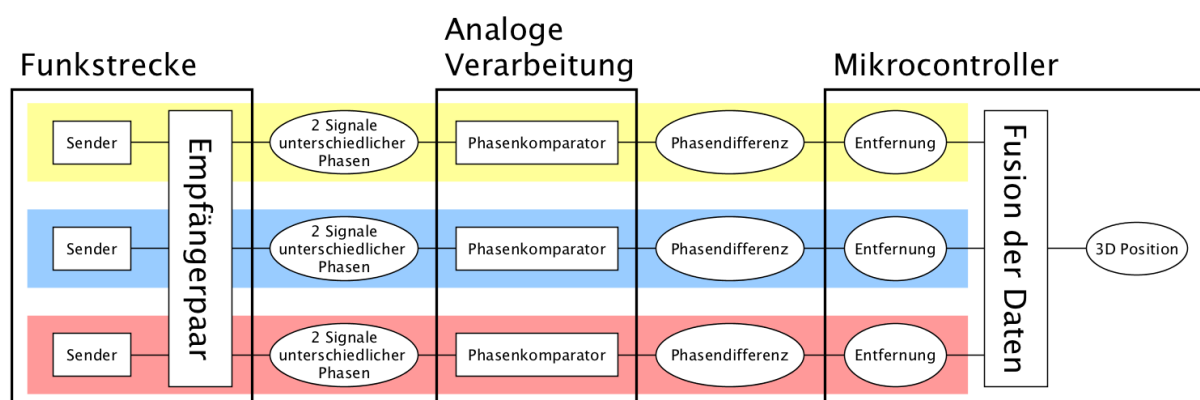


Abbildung 15: Grundkonzept zur Positionsbestimmung

Mit dieser Anzahl von Sendern ist es nur möglich eine eindeutige Position zu erhalten, falls diese ein Rechtssystem bilden. Vier oder mehr Entfernungsinformationen sind nötig, um so durch redundante Informationen das System zu optimieren, da durch Hindernisse oder andere Störungen in der Funkstrecke eine Phasenkomparation falsche Werte liefern und somit die Position verfälschen kann. Mit einer Überbestimmung des Systems können unbrauchbare Werte erkannt und gefiltert, sowie die Störanfälligkeit verringert werden.

3.2 Eindimensionale Entfernungsmessung

Nun wird zur Vereinfachung zunächst die eindimensionale Entfernungsmessung im Detail betrachtet. Die in Abbildung 15 farbig hinterlegten Komponenten des Grundkonzeptes liefern die für die Positionsbestimmung nötige Entfernungsinformationen (siehe ABBILDUNG 16). Da der Abstand zwischen Sender und den zwei Empfängern veränderbar ist, ergibt sich aus der daraus resultierenden unterschiedlichen Laufzeit des Sinussignals eine Abweichung in der Phasenlage. Der in Kapitel 2.1.7 beschriebene Phasenkomparator ermittelt diese und nach Digitalisierung am ADC und Auswertung im Mikrocontroller wird eine Entfernungsinformation ausgegeben.

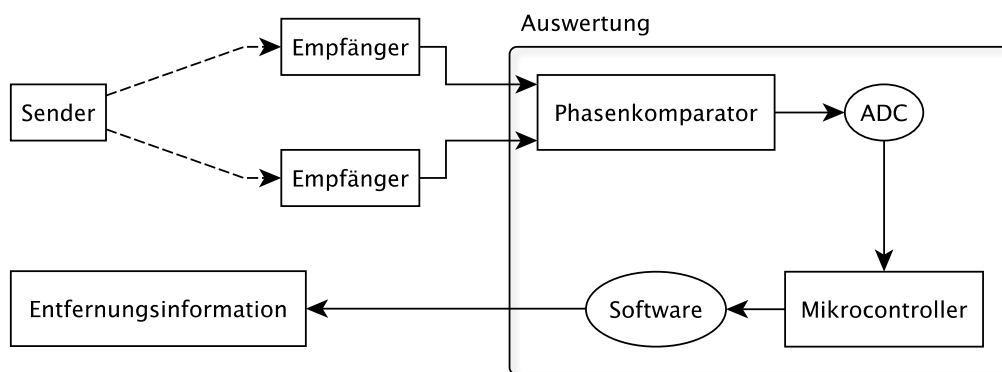


Abbildung 16: Konzept zur eindimensionalen Entfernungsmessung

Im Folgenden werden zwei Möglichkeiten betrachtet, die Phaseninformation zwischen Sender und Empfänger zu übertragen. Durch Amplitudenmodulation eines Rechtecksignals und anschließende Demodulation am Empfänger ist ein Phasenvergleich dieses Modulationssignals möglich, aber auch die Analyse des Trägersignals liefert die benötigten Phaseninformationen.

3.2.1 Amplitudenmodulation

Nach der Übertragung des amplitudenmodulierten Signals muss dieses empfängerseitig demoduliert werden, um eine Phaseninformation zur Bestimmung der Entfernungsdifferenz zu bekommen. Hierfür wird ein RC-Tiefpass erster Ordnung verwendet, welcher das modulierte Signal durch seine Trägheit herausfiltert. Durch die Modulation ist das System an keine feste Wellenlänge und somit an keinen festen Anwendungsbereich gebunden und kann dem Umfeld entsprechend angepasst werden. Wird eine eindeutige Position verlangt, kann zuerst eine größere Wellenlänge gewählt werden, um einen ungefähren Standort zu bestimmen, um dann mit immer kleineren Wellenlängen die Genauigkeit signifikant zu erhöhen. Ein Mikrocontroller kann diese Aufgabe schnell und zuverlässig bewältigen, da für die Modulation lediglich ein Modulationssignal nötig ist, welches zum Beispiel mit Hilfe von Pulse Width Modulation (PWM) erzeugt werden kann.

3.2.2 Analyse des Trägersignals

Die Forderung nach einer absoluten Entfernungsmessung wird nun bei der Analyse des unmodulierten Trägersignals in den Hintergrund gestellt und die Bestimmung einer Entfernung relativ zum Startpunkt betrachtet, um eine hohe Genauigkeit erzielen zu können. Bedingt durch die niedrige Wellenlänge λ des hochfrequenten Trägers von einigen Millimetern wiederholt sich ein voller Phasendurchlauf von 0° bis 360° alle $n \cdot \lambda$ Millimeter. Wird nun im Phasenkomparator der Phasenunterschied $\Delta\varphi$ ermittelt ergibt sich wegen dieser Ortsmehrdeutigkeit für die Entfernung s

$$s = n \cdot \lambda + \frac{\lambda}{360^\circ} \cdot \Delta\varphi$$
$$n \in \mathbb{N}_0$$

Demnach ist die Position nicht eindeutig gegeben, lediglich eine Menge möglicher Positionen ist ermittelbar. Ein Lösung des Problems ist die Detektion des Übergangs in den nächsten Phasendurchlauf, also der Sprung von 360° zurück zu 0° der nächsten Welle.

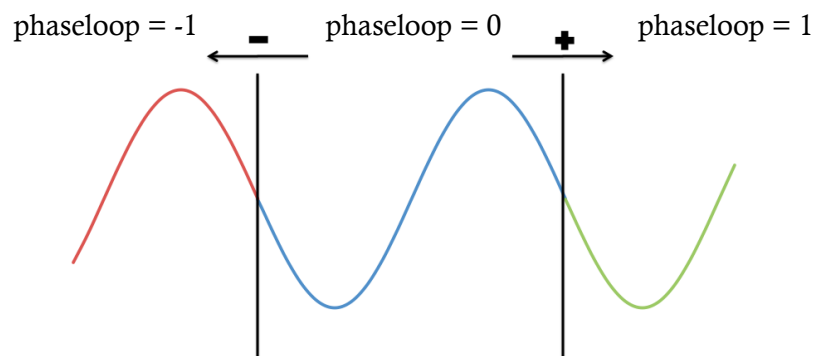


Abbildung 17: Übergang in einen neuen Phasendurchlauf

Nun ist es möglich anhand der Phasenlage den Abstand vom Punkt $\Delta\varphi = 0^\circ$ zu ermitteln, sowie die Anzahl der schon durchlaufenen Wellen. So kann mit vorangegangener Formel relativ zu einem Initialisierungspunkt die Entfernung errechnet werden, da bekannt ist wie viele Phasenzustände $\Delta\varphi = 0$ passiert wurden und die Entfernung von diesem Zustand mittels Phasenkomparation errechnet werden kann.

4 Implementierung

4.1 Übersicht

Wie in Abbildung 18 dargestellt besteht das System aus einem Sender, zwei Empfängern, eine Processing Unit (analoge Schaltung), sowie einem Evaluation Board, welches die auswertende Software beinhaltet. Der Sender überträgt ein Signal, welches von beiden Empfängern empfangen und nach Filterung der Processing Unit übergeben wird. Hier befinden sich zwei Phasenkomparatoren, die wiederum die ermittelte Phasenlage der beiden empfangenen Signale zueinander an die Analog Digital Converter des Mikrocontrollers weiterleitet. Hier werden die Werte nun softwareseitig ausgewertet und eine Entfernungsinformation ausgegeben.

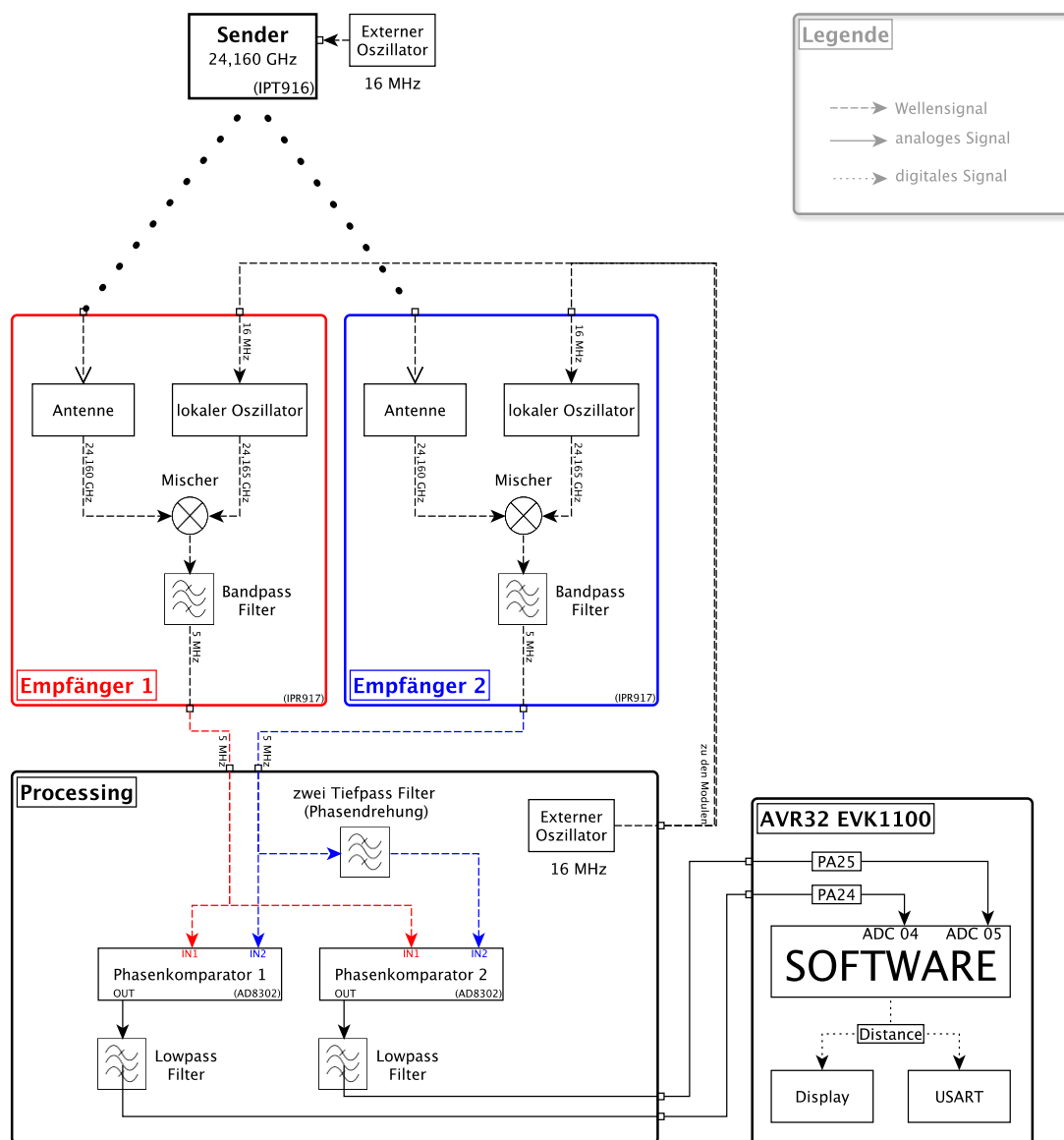


Abbildung 18: Grundkonzept

4.1.1 Entwicklungsboard

Bei der Implementierung der Konzepte wird das AVR Evaluation Board „EVK 1100“ von Atmel verwendet. Hiermit besteht die Möglichkeit eine PWM Signal zu erzeugen, oder analoge Signale mittels ADC zu digitalisieren. Zu debug Zwecken kann das vorhandene LCD-Display, oder eine der zwei seriellen UART Schnittstellen herangezogen werden und zahlreiche GPIO-Pins ermöglichen es unter anderem eine SPI-Schnittstelle zu implementieren. Die Software ist mit Hilfe der Entwicklungsumgebung AVR32 Studio in C geschrieben. [EVK1100]

4.1.2 Radarmodule

Die Sende- und Empfangsmodule sind von der Firma InnoSenT aus Donnersdorf der Baureihe IPT-916 beziehungsweise IPR-917, welche im ISM-Band auf 24 GHz senden. Die effektive Reichweite beträgt 180 Meter [InnoSenT] und ist somit für diesen Anwendungsbereich mehr als ausreichend. Das hochfrequenten Trägersignal $f_{HF} \approx 24 \text{ GHz}$ unterscheidet sich in Transmitter und Receiver um einige MHz und kann in seiner Frequenz verändert werden. Nachdem im Receiver das empfangene und das lokal erzeugte Signal gemischt wurde und nach Filterung der Spiegel- und Seitenbänder erhält man die Differenz, die intermediate frequency f_{IF} als Ausgang am Empfänger. Ist der PLL des Senders zum Beispiel auf 24,160 GHz und der des Empfängers auf 24,165 GHz eingestellt ergibt sich so

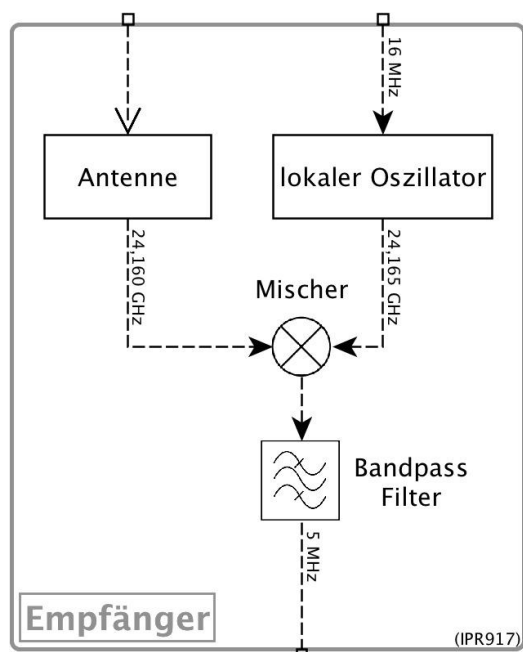


Abbildung 19: Schema eines Empfängers

$$f_{IF} = |24,160 - 24,165| \text{ GHz} = 5 \text{ MHz}$$

Über eine SPI Schnittstelle kann die Sende- und Empfangsfrequenz von 24,000 GHz bis 24,250 GHz programmiert werden (die Frequenz des lokalen Oszillators wird hierfür verändert). In der Standardkonfiguration werden Sender und Empfänger mit oben genannten Werten betrieben und durch interne Filter auf 5MHz gefiltert.

Jedes Modul besitzt üblicherweise einen internen 16MHz Quarzoszillator um die eigene Taktfrequenz zu erzeugen, woraus die Trägerwelle im Sender und das zum Mischen verwendete Referenzsignal im Empfänger entsteht. Diese Oszillatoren besitzen jedoch geringe Abweichungen in der Frequenz untereinander was sich auf eine Ungenauigkeit beim Mischen auf f_{IF} auswirkt. Somit schwankt das Signal am IF-Ausgang des Empfängers in seiner Frequenz und ein Vergleich der Phasenlage an zwei Modulen ist nicht möglich, da die 5 MHz Signale zweier Empfänger gegeneinander laufen. (siehe Abbildung 20)

Abhilfe schafft hierbei das Einbringen eines gemeinsamen Signales. Dieses extern erzeugte Signal ersetzt den internen Taktgeber, welches über abgeschirmte Koaxialkabel und einen Powerswitch an alle Module verteilt werden. Jetzt sind die IF-Signale kohärent zueinander und können in ihrer Phasenlage verglichen werden. Erste Versuche mit dem Signalgenerator PCE-SDG1025 zum Erzeugen dieses Synchronisationssignals schlugen fehl, da auch hier kein Signal in ausreichender Genauigkeit ausgegeben wird. Erst eine Oszillatorschaltung mit einem 16 MHz Quarz erlaubte es die Ausgangssignale der Empfänger zu synchronisieren und so einen Phasenvergleich zu ermöglichen. Hierbei wird ein 16,00000MHz Quarzoszillator der Firma AEL Crystals mit der Bezeichnung AEL 1200CS verwendet.

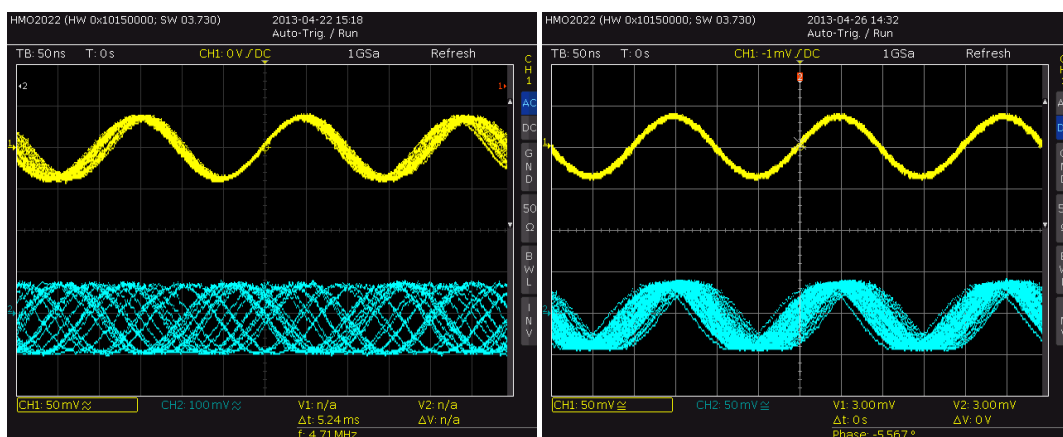


Abbildung 20: (links) Bei Verwendung des ungenauen Signalgenerators, oder eines internen Quarzes ist die Schwankung in der Signalfrequenz zu stark. Erst mit einem externen Quarzoszillator (rechts) ergibt sich ein Signal mit annähernd stabiler Frequenz, hier ist ein Phasenvergleich möglich.

4.1.3 Phasenkomparator

Zur Phasendetektion wird ein Phasendetektor benötigt. Der Gain- and Phasedetector AD8302 von Analog Devices bestimmt unter Anderem die relative Phasenlage zweier Eingangssignale zueinander. Über zwei logarithmische Verstärker werden die Signale zum eigentlichen Phasendetektor geleitet, wo der Phasenvergleich stattfindet. Hier werden nur die Nulldurchläufe der nun verstärkten Signale miteinander verglichen. Deswegen ist der komplette Vorgang weitgehend unabhängig von der Signalintensität, was für die Auswertung nach eine Übertragung mittels Radarmodulen notwendig ist, da hier keine konstante Signalstärke gewährleistet werden kann. Nach dem Phasendetektor wird eine Spannung relativ zum Phasenunterschied gemäß folgender vereinfachter Gleichung auf den Ausgang V_{PHS} gelegt.

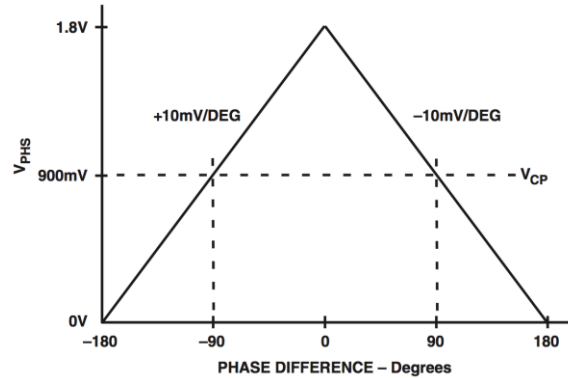


Abbildung 21: Kennlinie des AD8302 [Analog Devices]

$$V_{PHS} = V_{\Phi} \cdot [\Phi(V_{IN}) - \Phi(V_{OUT})]$$

Hier bezeichnet V_{Φ} die Steigung in $mV/degree$ und $\Phi(V)$ die Phase des jeweiligen Eingangssignals in $degree$. [AD8302]

Der AD8302 unterstützt sowohl den Controller beziehungsweise Comparator Mode, bei dem die Phase eines angelegte Signals mit einem Referenzwert verglichen wird, als auch den Measurement Mode, welcher die Phasenlage zweier Eingangssignale vergleicht. Für die Konzepte dieser Arbeit ist es nötig zwei Signale miteinander zu vergleichen, weswegen der Measurement Mode verwendet wird.

Hierfür ist eine Schaltung (siehe Abbildung 22) vom Hersteller vorgegeben ($V_P = 5V$). Da der Ausgang der Magnitude nicht verwendet wird, sind die Pins 12, 13, 14 nicht verbunden, die übrigen Bauteile werden folgendermaßen dimensioniert:

$C1 = 1nF$	$C7 = 100nF$
$C3 = 1nF$	$C8 = 1nF$
$C4 = 1nF$	$R1 = 47\Omega$
$C5 = 1nF$	$R2 = 47\Omega$
$C6 = 1nF$	$R4 = 100\Omega$

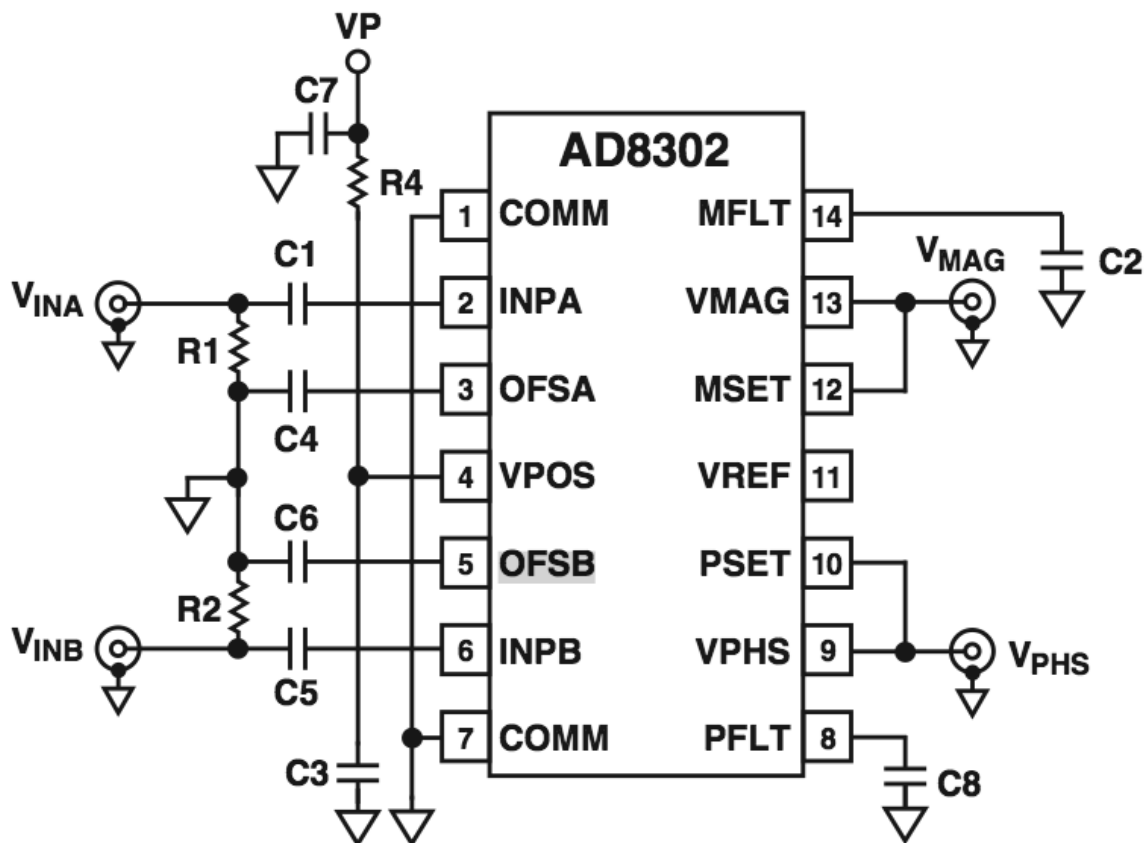


Abbildung 22: Schaltplan der Anschlüsse des AD8302 [Analog Devices]

Bei ersten Versuche wurde ein Steckbrett verwendet um analoge Schaltungen zu erstellen und die Phasenkomparatoren zu implementieren. Die endgültige Schaltung wurde jedoch auf eine Lochplatine gelötet, um den Einfluss der teils langen und nicht abgeschirmten Leitungen des Steckbrettes zu unterdrücken.

4.2 Amplitudenmodulation

Beim Sendemodul IPT-916 besteht die Möglichkeit über den Pin 5 (mod. Input) ein Signal einzubringen, welches mit einer high-low Amplitudenmodulation auf den Träger aufgebracht wird. Dies ist hier so realisiert, dass der Transmitter ein Trägersignal sendet, wenn dieser Pin auf high und unterdrückt selbiges, falls der Pin auf low gesetzt wird. Die Grenzen für die logischen Zustände low und high sind dem Datenblatt zu entnehmen. Das Evaluation Boards liefert dieses PWM-Signal, welches vom Transmitter-Modul auf den Träger moduliert wird. Durch verändern einiger Register kann die Frequenz und der Dutycycle dieses Rechtecksignals angepasst werden.

Zur empfängerseitigen Demodulation wird ein RC-Tiefpass Filter erster Ordnung verwendet, dem eine Diode vorgeschaltet ist, um nur positive Anteile des Trägers zu erhalten. Werden ohne Diode positive und negative Signalanteile gleichermaßen gefiltert, heben sich diese gegenseitig auf und am Ausgang liegt ein konstanter Mittelwert an, woraus sich keine Information mehr herauslesen lässt. Der Filter schwächt jegliche Frequenzen größer einer Grenzfrequenz f_g ab und lässt kleinere fast ungeschwächt passieren. Diese Grenze wird durch die Dimensionierung des Widerstands R und des Kondensators C definiert:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

In dieser Implementierung hat sich die Grenzfrequenz $f_g \approx 482kHz$ als optimal erwiesen, was mit einem Widerstand $R = 2,2k\Omega$ und einem Kondensator $C = 150pF$ realisiert wird.

4.3 Analyse des Trägersignals

Die Amplitudenmodulation stößt bei den verwendeten Modulen an ihre Grenzen. Eine Frequenz, welche den Anforderungen bei der Anwendung in Gebäuden entspricht ist nicht realisierbar. Hierfür ist eine Wellenlänge in der Größenordnung der zu messenden Entfernungen oder kleiner nötig ($< 100m$ innerhalb von Gebäuden). Hier sind jedoch nur Modulationsfrequenzen von maximal $500kHz$ möglich (siehe Kapitel 5.2 Amplitudenmodulation)

Bei der Analyse des Trägersignals wird dem Sender kein Modulationssignal übergeben. Dieser erhält lediglich eine $5V$ Versorgungsspannung und die $16MHz$ Taktfrequenz und sendet somit ein Sinus Signal auf $24,160GHz$.

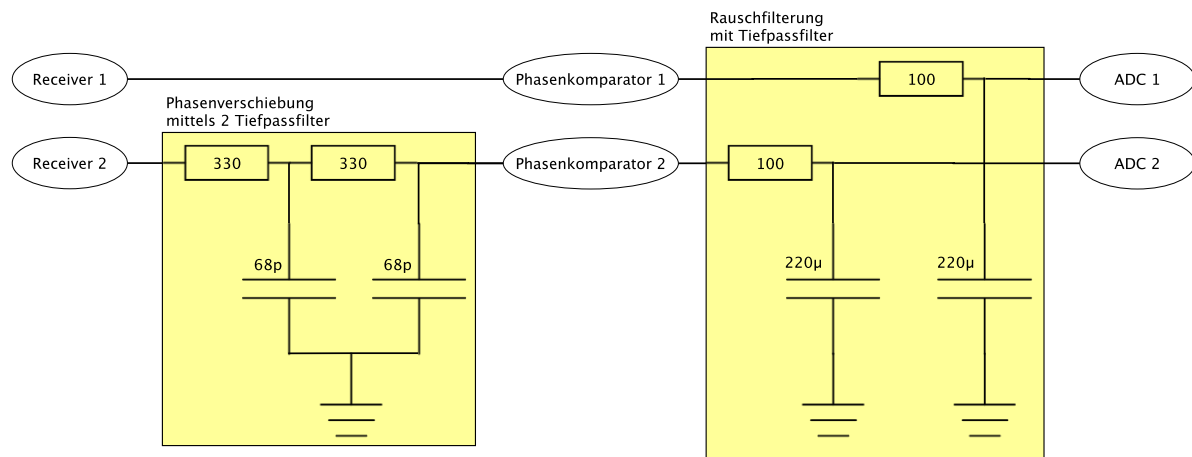


Abbildung 23: Schaltskizze der Processing Unit

Die zwei Receiver R_1 und R_2 empfangen nun dieses Signal in unterschiedlichen Phasen φ_1 und φ_2 , welche miteinander verglichen werden. Da der verwendete Phasendetektor nur Phasenlagen von 0° bis $\pm 180^\circ$ eindeutig erkennt, aber eine Unterscheidung des Vorzeichens und damit die Richtung der Bewegung nicht möglich ist (siehe Abbildung 21 : Kennlinie des AD8302) wird eine zweiter AD8302 verwendet, welcher in eine identische Schaltung eingebunden ist, an einem Eingang jedoch ein um $\Delta\varphi_{in} \approx 20^\circ$ verschobenes Signal erhält. Die Größe dieser Verschiebung spielt hierbei eine untergeordnete Rolle, solange diese im Bereich $\Delta\varphi_{in} \in]0^\circ, 90^\circ[$ liegt. Auch das Intervall selbst ist frei wählbar, muss jedoch konstant und bekannt sein, um eine spätere Auswertung per Software zu ermöglichen. In der Praxis sind außerdem wegen der nicht idealen Signale auch Grenzwerte, in diesem Fall nahe 0° beziehungsweise 90° nicht sinnvoll, um durch Rauschen diese Grenzen nicht zu überschreiten, weswegen mit Tiefpassfiltern eine

Phasenverschiebung von circa 20° verwirklicht wurde. Die Grenzfrequenz der Filter wurde so gewählt, dass die Amplitude des 5MHz Signals nicht zu stark gedämpft wird. Um dennoch eine ausreichend große Phasenverschiebung zu erhalten werden zwei Filter in Reihe geschaltet. Für diese beiden Tiefpassfilter gelten folgende Werte (siehe auch Abbildung 23)

$$R_T = 330\Omega$$

$$C_T = 68pF$$

$$f_g = 7,1MHz$$

Die beiden Phasenunterschiede $\Delta\varphi_A = |\varphi_1 - \varphi_2|$ und $\Delta\varphi_B = |\varphi_1 - (\varphi_2 + 20^\circ)|$ werden am Phasendetektoren in analoger Form von $V_0 = 0V$ bis $V_{REF} = 1,9V$ ausgegeben und nach Mittelwertbildung durch je einen RC-Tiefpassfilter im AVR-Board durch 2 Analog-Digital Wandler zur weiteren Auswertung digitalisiert. Dieser Tiefpassfilter besitzt die Dimensionierung

$$R = 100\Omega$$

$$C = 220\mu F$$

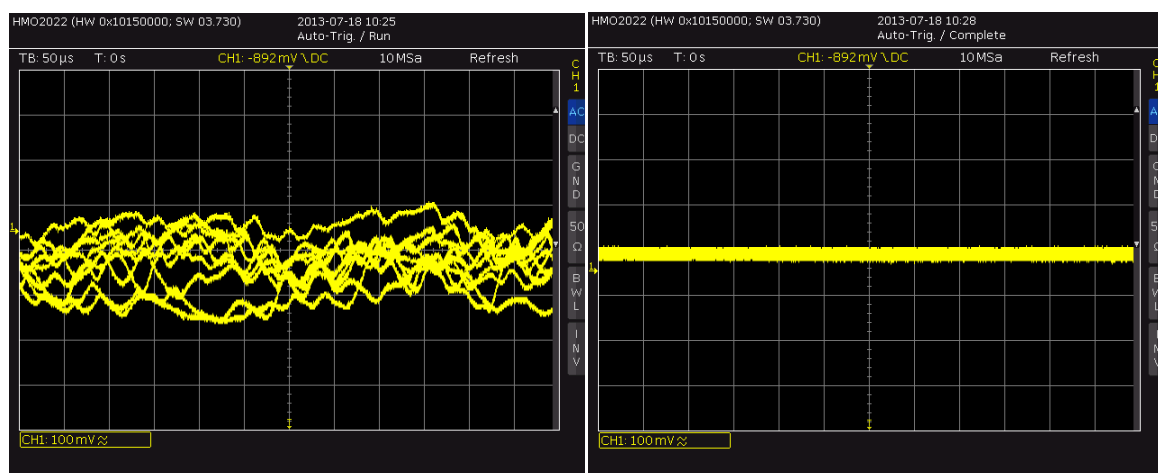


Abbildung 24: Ausgangssignal eines Phasenkomparators

- ohne Tiefpassfilter (links)
- mit Tiefpassfilter (rechts)

4.3.1 Software

Nun erhält man digitale Werte von 0V bis 3,3V. Eine Umrechnung in Grad ist hier möglich, wurde aber nur zu debug-Zwecken implementiert um im späteren Code wieder herausgenommen, da nun lediglich mit den digitalisierten Spannungen gerechnet wird.

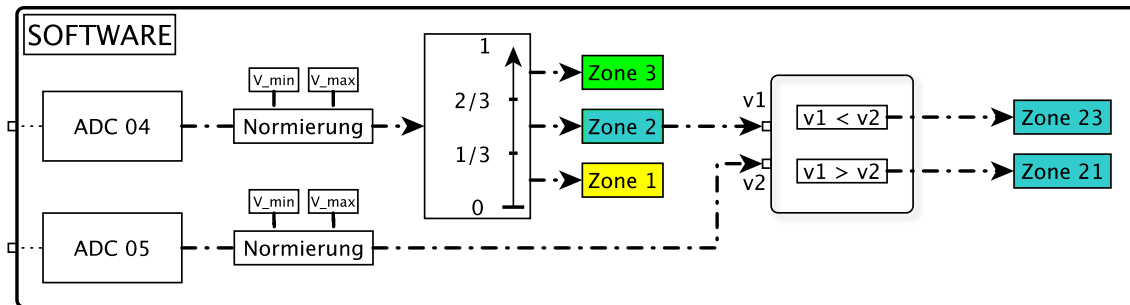


Abbildung 25: Grundkonzept der Software

Um Abweichungen der Phasenkomparatoren untereinander (zum Beispiel unterschiedliche Referenzspannungen) herauszurechnen, werden beide Signale auf den Bereich zwischen 0 und 1 normiert um ein Vergleichen zu ermöglichen (siehe Abbildung 25). Hierzu wird der maximale und minimale Wert des Komparator Ausgangs benötigt, welcher durch einen Initialisierungsvorgang ermittelt wird. Hier wird der Nutzer nach dem Start der Initialisierung aufgefordert, ein Empfängermodul einige Zentimeter zu bewegen. Ein Initialisierungsvorgang ist nötig, da Veränderungen des Systems, wie zum Beispiel Einbringen eines Hindernisses (Karton) in die Funkstrecke, oder eine Veränderung des Abstandes Sender zu Empfängerpaar den Ausgang der Phasenkomparatoren in der Amplitude beeinflussen kann.

Die ermittelten Werte der beiden Phasenkomparatoren durchlaufen nun ihre komplette Bandbreite und der jeweils größte und kleinste Wert wird ermittelt und für weitere Berechnungen gespeichert. Eine erneute Initialisierung dieser Maxima und Minima ersetzt die bisherigen. Es gilt für den normierten Wert v_{norm} mit dem Eingangswert v :

$$v_{norm} = \frac{v - v_{min}}{v_{max} - v_{min}}$$

$$v_{norm} \in [0, 1]$$

Im Folgenden werden die normierten Werte des ersten Phasendetektor mit v_1 , die des zweiten, um 20° verschobenen mit v_2 bezeichnet.

Ein Komparator alleine reicht nicht aus um eine eindeutige Bestimmung der Phasenlage durchzuführen. Die verwendeten Bauteile AD8302 geben eine Spannung gemäß einer Phasendifferenz von 0° bis 180° aus, eine Differenzierung von $+180^\circ$ und -180° ist jedoch nicht möglich. Als Beispiel kann bei der Kennlinie des Phasenkomparators (siehe Abbildung 21) eine Spannung von 900mV durch entweder $+90^\circ$ oder -90° erreicht werden. Deswegen erhält ein zweiter AD8302 ein um ungefähr 20° verschobenes Signal und gibt somit auch eine um 20° größere Phasendifferenz aus (siehe ABBIDLUNG 27, rotes Signal). Nun ist eine Unterscheidung des Vorzeichens möglich. Die 20° Phasenverschiebung wird durch Tiefpässe realisiert. Da diese abhängig von der Frequenz sind und leicht schwankt, kann keine konstante Verschiebung in die Berechnung mit eingebracht werden. Es kann durch eine Einteilung in Zonen das Signalrauschen vernachlässigt und ein stabiles Ergebnis geliefert werden. Weiterhin ist in den Zonen jetzt nichtmehr ein genauer Wert für das verschobene Signal v_2 gefordert. Es reicht aus zu ermitteln, ob v_2 kleiner oder größer als v_1 ist. Nun ergibt sich die Einteilung der Zonen wie folgt aus dem Maximalwert $V_{REF} = 1,9\text{V}$ des AD8302:

Zone = 1 für	$v_1 < 0,3$
Zone = 2 ₁ für	$0,4 \leq v_1 < 0,6$ $v_1 > v_2$
Zone = 2 ₃ für	$0,4 \leq v_1 < 0,6$ $v_1 < v_2$
Zone = 3 für	$v_1 > 0,7$

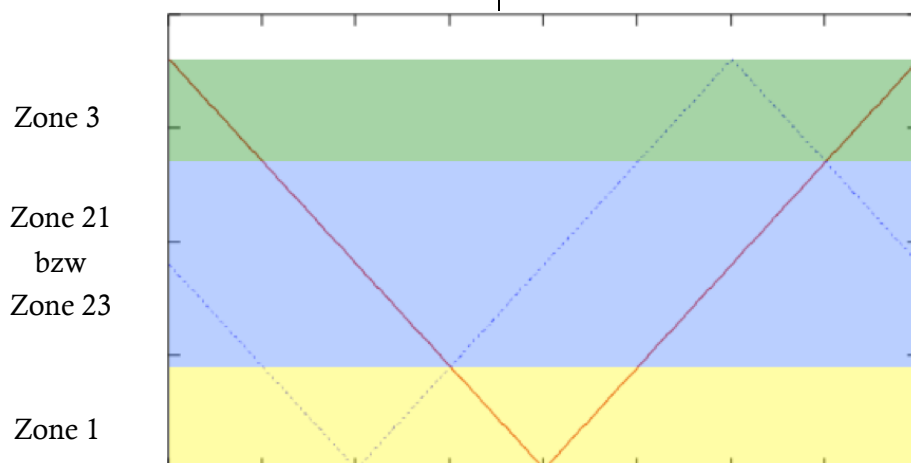


Abbildung 26: Einteilung der Zonen [Use two AD8302 to measure 360 degrees]

In einem Beispiel könnte die Ausgangsspannung des Phasenkomparator 1 (blau) ausgehend von seinem maximalen Wert abfallen. Es ist nicht zu sagen ob hierbei die Phase (x-Wert) erhöht oder verringert wurde. Erst die Betrachtung des zweiten um ungefähr 20° verschobenen Signals (rot) liefert ein eindeutiges Ergebnis, und somit auch das Vorzeichen der Entfernungsänderung.

Nun wird jeder 360° Phasendurchlauf in $n = 4$ Zonen eingeteilt. Diese Zonen ergeben eine noch ausreichende Genauigkeit von

$$G = \frac{\lambda}{n}$$

$$G = \frac{12,4mm}{4}$$

$$G = 3,1mm$$

In einer SWITCH-CASE Struktur wird der Übergang in eine andere Zone in Abhängigkeit von der aktuellen behandelt und eine Variable *phasesloop* inkrementiert oder dekrementiert, je nachdem von welcher Zone gewechselt wird.

In folgender Richtung wird *phasesloop*

- inkrementiert: $Zone1 \rightarrow Zone2_1 \rightarrow Zone3 \rightarrow Zone2_3 \rightarrow Zone1$
- dekrementiert: $Zone3 \rightarrow Zone2_1 \rightarrow Zone1 \rightarrow Zone2_3 \rightarrow Zone3$

Mit dieser Variable, sowie der gesendeten Frequenz $f_{HF} = 24,160GHz$ und der Lichtgeschwindigkeit $c = 299792m/s$ ergibt sich für die Entfernungsdifferenz x relativ zum Initialisierungspunkt

$$x = \frac{c}{f_{HF}} \cdot \frac{1}{4} \cdot phasesloop$$

$$x = 3,1022mm \cdot phasesloop$$

Diese Entfernungsdifferenz und der aktuelle Zustand des Systems werden sowohl auf dem Display des Evaluation Board, als auch über die UART Schnittstelle ausgegeben. Der Nutzer hat die Möglichkeit zwischen drei Modi des Systems über die Buttons des Evaluation Boards umzuschalten:

PB0	IDLE	Das System befindet sich im Ruhezustand
PB1	INITIALISATION	Die Extremwerte der Phasenkomparatoren werden ermittelt
PB2	MEASUREMENT	Die Entfernungsdifferenz wird ermittelt und ausgegeben

In folgender Abbildung 27 ist eine mögliche Ausgabe über UART dargestellt. Unter Anderem wird die Belegung der Buttons, sowie die gemessene Entfernung ausgegeben.

```

UART init done\r\n
PB0 for IDLE <\r\n
PB1 for INIT \r\n
PB2 for MEASUREMENT \r\n
INIT\r\n
Move at least 5cm \r\n
MEASUREMENT\r\n
0.3; \r\n
0.6; \r\n
0.9; \r\n
1.2; \r\n
1.6; \r\n
1.9; \r\n
2.2; \r\n
2.5; \r\n
2.8; \r\n
3.1; \r\n
3.4; \r\n
3.7; \r\n
4.0; \r\n
4.3; \r\n
4.7; \r\n
5.0; \r\n
IDLE\r\n

```

Abbildung 27: Mögliche Ausgabe über UART

5 Evaluierung

5.1 Überblick

Um das implementierte System zu evaluieren wurde im Falle der Amplitudenmodulation das Ausgangssignal untersucht. Bei der Analyse des Trägersignals ohne Modulation wurden weitere Messungen zur Entfernungs- und Geschwindigkeitsbestimmung durchgeführt, sowie eine Langzeitmessung ausgewertet, um das Driftverhalten zu analysieren.

5.2 Amplitudenmodulation

Um die Evaluierung der Amplitudenmodulation durchzuführen wurde ein Sender und ein Empfänger verwendet. Diese einfache Funkstrecke liefert empfängerseitig das modulierte Signal, welches mit einem RC-Tiefpass herausgefiltert und am Oszilloskop ausgewertet wird. Es wurde der in der Implementierung erwähnte Quarz AEL 1200CS verwendet und der Tiefpassfilter wurde mit einem Widerstand $R = 2,2k\Omega$ und einem Kondensator $C = 150pF$ realisiert.

Beim Konzept der Amplitudenmodulation filtert der RC-Tiefpass das modulierte Signal nicht einwandfrei heraus. Es treten Schwankungen in der Amplitude auf und die abfallenden Flanken verlaufen nicht senkrecht. Dies ist auf die erste Ordnung des Filters zurückzuführen, aber mit einer anderen Schaltung (zum Beispiel Tiefpass zweiter Ordnung) lässt sich die Demodulation verbessern. Aber für die Auswertung am Phasendetektor AD8302 werden nur saubere Nulldurchläufe benötigt, welche hier gegeben sind (siehe Abbildung 28, hier besitzt das Modulationssignal die Frequenz $f_{mod} = 2kHz$).

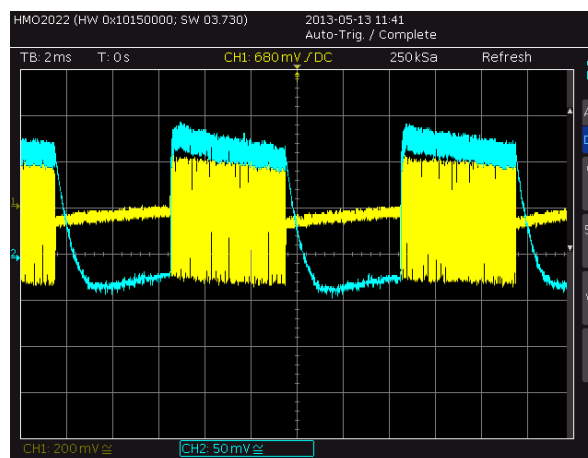


Abbildung 28: Das aus dem Träger (gelb)
demodulierte Signal (blau)

5.3 Analyse des Trägersignals

Nun wird die zweite Implementierung, die Analyse des unmodulierten Trägersignals evaluiert. Hierfür wird ein Sender, zwei Empfänger, die Processing Unit, sowie das Evaluation Board zur Auswertung verwendet. Der Sender wird vom Rest des System vollkommen entkoppelt und erhält lediglich eine Spannungsversorgung, sowie ein 16MHz Signal aus einem Signalgenerator. Die beiden Empfänger werden an die Processing Unit angeschlossen um deren Signal in den darauf implementierten Phasenkomparatoren zu analysieren. Das AVR Board wertet die Phasendifferenzen aus und gibt eine Entfernungsinformation über UART und über das Display aus.

Jetzt werden die Entfernungs- und Geschwindigkeitsmessung, sowie der Drift des Systems evaluiert. Bei Messung der Entfernung wird ein Empfänger relativ zum anderen auf vorher festgelegte Entfernungsmarken verschoben (vor Versuchsdurchführung mit Maßstab auf den Tisch aufgebracht). Für die Überprüfung der Geschwindigkeit wird der eine Empfänger mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten auf die gleiche Entfernung verschoben, um zu überprüfen, ob die Geschwindigkeit der Verschiebung Einfluss auf die Güte der Messung hat. Zuletzt werden Langzeittests von bis zu 30 Minuten Dauer durchgeführt um einen möglichen Drift der Messung zu untersuchen. Dafür verweilt ein Empfänger auf vorher festgelegten Entfernungen mehrere Minuten lang und wird dann weiter verschoben. Hier wird untersucht, ob die Güte der Messung sich nach längerer Laufzeit des Systems verändert.

5.3.1 Genauigkeit der Entfernungsmessung

Bei der Evaluierung des Konzepts zur Nutzung des unmodulierten Trägersignals viel auf, dass die Güte der Messung stark von der Genauigkeit des verwendeten Quarzoszillators abhängt, welcher die Module speist. Diese Genauigkeit wird in *parts per million* angegeben. Ein Wert von zum Beispiel $\pm 100ppm$ gibt an, dass die Abweichung $\pm 0,01\%$ beträgt. Bei einer Frequenz von 10,000MHz schwankt diese zwischen 9,999Mhz und 10,001MHz. Den Datenblättern der Bauteile ist hier wenig glauben zu schenken, da diese Werte unter idealen Laborbedingungen ermittelt wurden. In der Realität beeinflussten Störeffekte wie die Länge der Kabel, oder die Abschirmung des Bauteils jeden Quarzoszillator unterschiedlich, sodass ein vermeintlich besserer IC stärker von seinem Umfeld beeinflusst wird und im Endeffekt eine schlechtere Genauigkeit besitzen kann, als ein ungenauerer Quarz im gleichen Umfeld.

In dieser Arbeit wurden vier Quarzoszillatoren untersucht:

Bezeichnung	Genauigkeit laut Datenblatt
AEL 1200CS	$\pm 100\text{ppm}$
SG531P	$\pm 100\text{ppm}$
AT-41CD2	$\pm 20\text{ppm}$
EQZAL 16.000 C	$\pm 50\text{ppm}$

Das Bauteil 1200CS der Firma AEL wurde ausgewählt, da dieses in dem Umfeld dieses Systems die besten Werte liefert. Als Beispiel wurden in Abbildung 29 die Ausgangssignale eines Empfängers mit zwei unterschiedlichen Quarzoszillatoren miteinander verglichen.

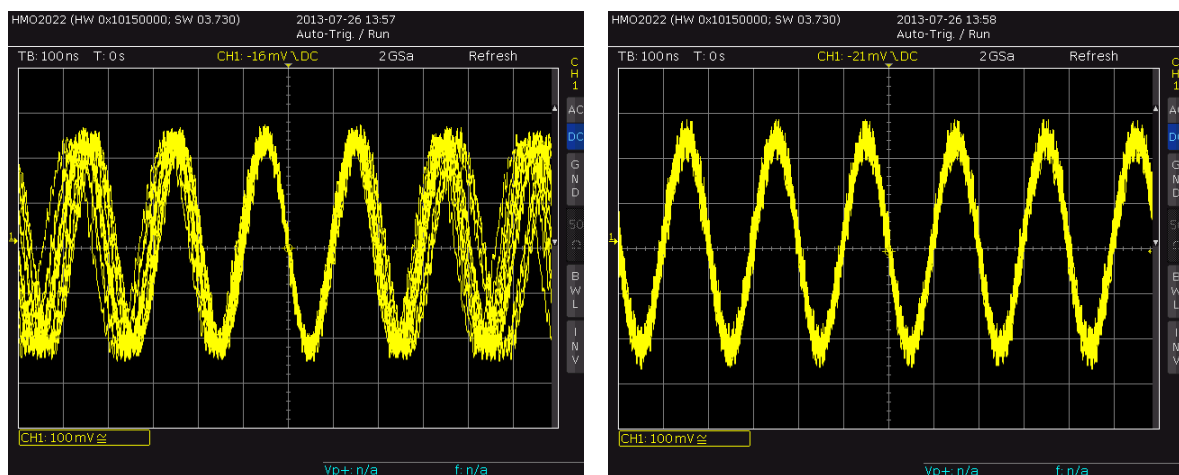


Abbildung 29: IF-Ausgangssignal eines Empfängermoduls mit zwei verschiedenen 16MHz Quarzoszillatoren:
 -SG531P, $\pm 100\text{ppm}$ (links)
 -AEL 1200CS, $\pm 100\text{ppm}$ (rechts)

Eine Versuchsreihe zeigt, dass die Genauigkeit von den berechneten $3,1\text{mm}$ auch in der Praxis erkennbar ist. Sender und Empfänger erhalten getrennte Stromversorgungen und nur die beiden Empfänger besitzen einen gemeinsamen Quarzoszillator. Der Sender erhält seine Taktfrequenz von einem Signalgenerator und somit sind Sende- und Empfangsmodule physikalisch vollständig voneinander getrennt. Nun wird das System initialisiert und ein Empfänger relativ zum anderen von Hand verschoben, die ermittelten Werte der Phasenkomparatoren werden am AVR-Board verarbeitet und eine Entfernung im Zeitintervall von 10ms ausgegeben, um diese dann in einem Diagramm über die Zeit zu visualisieren. Beim Verschieben eines Empfängers sind keine zeitdiskreten Werte ermittelbar, weswegen der Sender einige Zeit bei vorher festgelegten

Distanzmarken verweilt. Deshalb sind diese Werte im Diagramm als horizontale „Terrasse“ wieder zu erkennen und so ist es möglich den Ist- und Sollwert miteinander zu vergleichen.

Im folgenden Diagramm wurde ein Empfänger von Startpunkt aus eine Entfernung von 8cm nach vorne und dann über Haltepunkte bei 3cm und 5cm zurück zum Startpunkt zu bewegt. Die resultierende Treppenfunktion hat eine konstante Sprunghöhe von $\Delta y = 3,1mm$ und somit auch eine maximale Abweichung von 3,1mm bei diesen Haltepunkten. Diese Punkte sind klar als solche zu erkennen und haben folgende Abweichungen vom Soll-Wert (für detaillierte Werte und weitere Messungen siehe Anhang):

Haltepunkt	Erwarteter Wert [cm]	Gemessener Wert [cm]	Abweichung [cm]
1	8,00	8,07	0,07
2	3,00	2,79	0,21
3	5,00	4,96	0,04
4	0,00	0,00	0,00

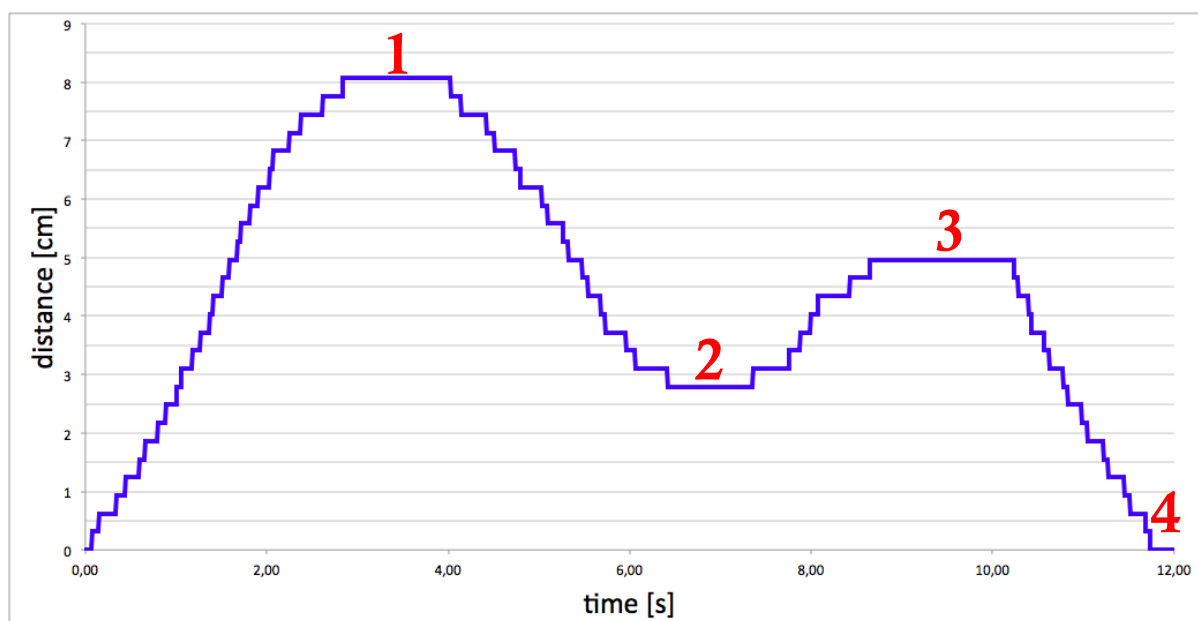


Abbildung 30: Evaluierung der Entfernungsmessung

5.3.2 Geschwindigkeit

Ein Versagen dieser Implementierung tritt bei zu hohen Geschwindigkeiten auf. Da jedoch eine Messung der echten Geschwindigkeit bei Versuchsdurchführung nicht möglich ist kann, der genaue Grenzwert nicht ermittelt werden. Um dennoch ungefähre Werte zu erhalten, wird die Geschwindigkeit über die am Endpunkt gemessene Zeit und erwartete Distanz gemittelt. In einem Versuch wird nun der Empfänger mit drei verschiedenen, annähernd konstanten Geschwindigkeit von seinem Initialisierungspunkt auf eine Entfernung von $10,00\text{cm}$ verschoben und der Verlauf der Messung über die Zeit angetragen. Der Mittelwert der Geschwindigkeiten wurden nach der Versuchsdurchführung errechnet:

$$v_1 = 2,71 \frac{\text{m}}{\text{s}} = 9,76 \frac{\text{km}}{\text{h}}$$

$$v_2 = 5,31 \frac{\text{m}}{\text{s}} = 19,11 \frac{\text{km}}{\text{h}}$$

$$v_3 = 10,56 \frac{\text{m}}{\text{s}} = 38,02 \frac{\text{km}}{\text{h}}$$

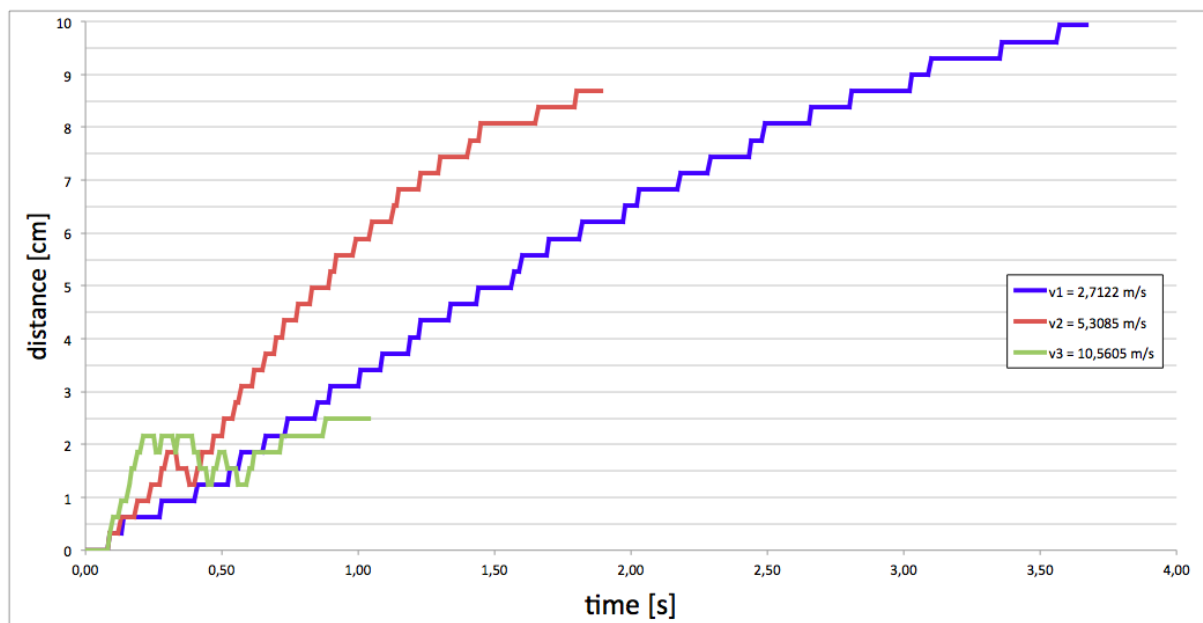


Abbildung 31: Evaluierung der Geschwindigkeit

5.3.3 Drift

Zur Untersuchung eines eventuell vorhandenen Drifteffekts wurden Langzeittest der Größenordnung 10min bis 30min durchgeführt (siehe Abbildung 32). Hierbei wurden verschiedene Entfernungen für einen längeren Zeitraum gehalten. Bei folgender Messreihe wurden diese Distanzen vom Ursprung angestrebt:

$$0,0\text{cm} \rightarrow 2,0\text{cm} \rightarrow 6,0\text{cm} \rightarrow 9,0\text{cm} \rightarrow 4,0\text{cm} \rightarrow 5,0\text{cm} \rightarrow 0,0\text{cm}$$

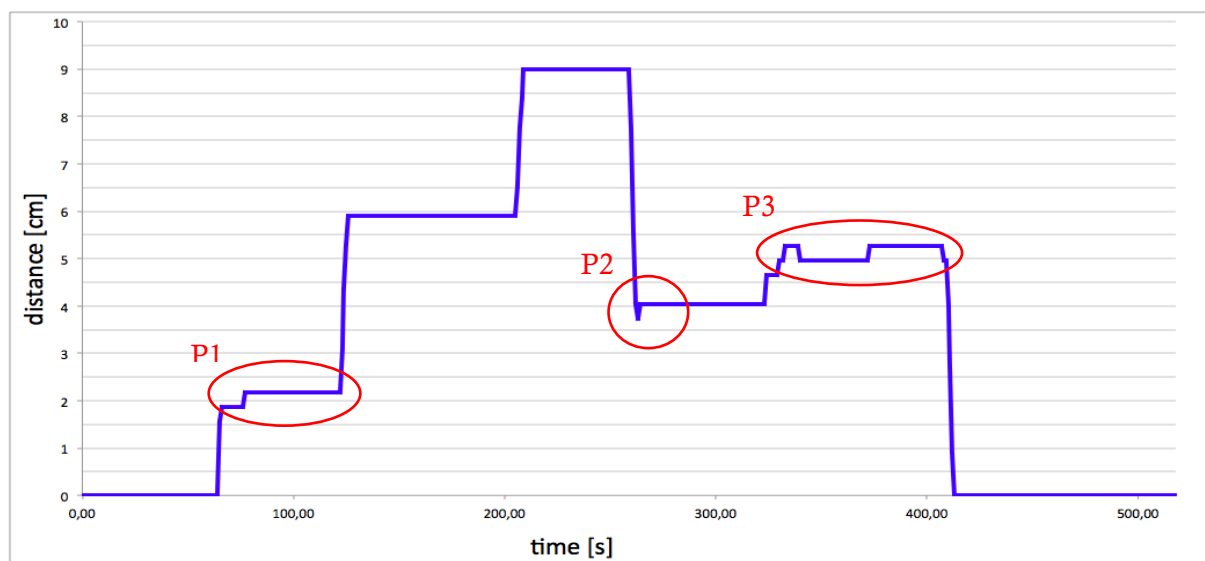


Abbildung 32: Langzeittest über 8 Minuten

Es ist zu beobachten, dass nach Verschieben des Empfängers auf die jeweilige Distanzmarke der gemessene Wert bei Stillstand des Moduls größtenteils konstant ist. Schwankungen bei P1, P2 und P3 können durch das Rauschen der Phasenkomparatoren oder kleine Bewegungen der Module, durch Luftzug, oder andere äußere Einflüsse auftreten, falls der Wert des Phasenkomparator zwischen zwei Zonen liegt. Dennoch liegt die Abweichung vom Soll-Wert in diesen Bereichen unterhalb $3,1\text{mm}$. Als Beispiel kann der Soll-Wert $5,0\text{cm}$ (P3) angesehen werden. Nachdem der Wert $d = 5,0\text{cm}$ erreicht wurde, werden zwei unterschiedliche Entfernungen gemessen:

Schwankungen bei P3	Abweichung von $d_{\text{soll}} = 5,00\text{cm}$
$d_1 = 4,963\text{cm}$	$\Delta d = 0,037\text{cm}$
$d_2 = 5,274\text{cm}$	$\Delta d = 0,274\text{cm}$

6 Diskussion

6.1 Amplitudenmodulation

Das Konzept der Nutzung eines amplitudenmodulierten Signals erweist sich als vielversprechend, jedoch sind die verwendeten Module für dieses Konzept unpassend. Der Träger des modulierten Signals hat die Frequenz $f_{IF} = 5MHz$, wodurch die maximal mögliche Modulationsfrequenz begrenzt wird. Versuche haben gezeigt, dass Signale nur bis $f_{max} \approx 500kHz$ verlustfrei demoduliert werden können. Bei diesen Frequenzen ist keine Verschiebung der beiden empfangenen Signale bei einer Entfernungsdifferenz von bis zu 3 Metern zu erkennen. Für eine Anwendung mit Abständen $< 100m$ ist daher die resultierende Wellenlänge von ca. $600m$ zu groß um eine ausreichende Genauigkeit zu erzielen.

Erwartet man eine Genauigkeit von $10cm$ müsste der Phasenkomparator folgende Auflösung besitzen:

$$A = \frac{10cm}{600m} * 360^\circ$$
$$A = 0,06^\circ$$

Wegen der am Phasenkomparator auftretenden Schwankungen um einige Grad wird diese Auflösungen jedoch nie erreicht, was das Konzept für eine Indoor Positionsbestimmung eines Quadrocopters mangels Genauigkeit mit diesen Modulen unmöglich macht

Für Entfernung in der Größenordnung von $600m$ wäre solch ein Konzept jedoch eine mögliche Lösung, da wie schon erwähnt die Frequenz sehr einfach verändert und auf die jeweilige Situation angepasst werden kann.

6.2 Analyse des Trägersignals

6.2.1 Genauigkeit der Entfernungsmessung

Bei der Implementierung des Systems zu Analyse des Trägersignals stellte sich heraus, dass Sender und Empfänger keinerlei physikalische Verbindung besitzen müssen, da kein gemeinsames Taktsignal benötigt wird. Nur die beiden Empfänger benötigen ein von einem gemeinsamen Quarz erzeugtes Signal. Somit ist es möglich, beide Teile des Systems unabhängig voneinander zu implementieren um auch bei größeren Entfernungen an keine physikalische

Verbindung gebunden zu sein. Eine Einschränkung ergibt sich jedoch aus der geringen Keulenbreite der Antennen welche eine $3dB$ Grenze von 13° besitzen (horizontale Ausbreitung). Die Signalstärke halbiert sich demnach bei diesem Winkel. Die Praxis zeigt, dass bei größeren Winkeln zwischen Sender- und Empfängerantenne die Phasenkomparation nicht mehr möglich ist. Eine Verstärkungsschaltung kann in der Theorie diese Grenze erweitern, in der Realität ist das empfangene Signal jedoch so stark verrauscht, dass die eigentliche Phaseninformation nicht mehr erkennbar ist. Erst eine Verminderung des Signal-Rausch-Verhältnisses kann hier neue Möglichkeiten bieten. Auch der Einsatz einer omnidirektional abstrahlenden Stabantenne würde oben genannte Einschränkung beseitigen, aber nur auf Kosten der Signalstärke, da eine solche Konfiguration einen geringeren Antennengewinn besitzt.

Weiterhin ergeben sich Messfehler, welche durch die unbeabsichtigte Drehung der Module um die Hochachse bedingt sind. Da deren Antennen als Array von $6,5cm$ auf $7,0cm$ ausgelegt sind, verändert sich die Entfernung der einzelnen Bereiche des Arrays. So wird bei Drehung irrtümlicherweise eine Verschiebung gemessen.

In Abbildung 30 ist zu erkennen, dass der Abstand in time-Richtung zwischen zwei benachbarten Punkten variieren kann. Dieser ist proportional zur Geschwindigkeit und kann bei einer Verschiebung von Hand nie konstant gehalten werden. Beim letzten Abstieg der Entfernung von $5cm$ zurück auf $0cm$ ist sehr gut ein Muster in dieser Variation der Geschwindigkeit zu erkennen. Eine mögliche Erklärung kann sein, dass die theoretischen Spitzenwerte der Ausgangsspannung ($0,0V$ beziehungsweise $1,9V$) eines realen Phasenkomparators nie erreicht wird. Somit decken die Zonen 1 und 3 einen geringeren Bereich der Phasenlage ab als die dazwischen liegenden Zonen 21 und 23 (siehe Abbildung 26). Deswegen ist bei konstanter Geschwindigkeit die Verweildauer in den einzelnen Zonen unterschiedlich und es entsteht ein solcher Verlauf des Graphen mit alternierenden Stufenbreiten $\Delta time$.

Mit der in dieser Arbeit entwickelten Implementierung zur Analyse des Trägersignals sind maximale Entfernungsmessungen von bis zu $15cm$ möglich. Diese Grenze entsteht durch die benötigte physikalische Verbindung der beiden Empfänger, um beide Ausgangssignale miteinander vergleichen zu können. Dieses Kabel kann länger ausgelegt werden, beeinflusst dadurch aber wieder negativ das Signal durch ein höheres Signal-Rausch Verhältnis. Weiterhin wurde das System hinsichtlich Entfernung von Sender zu Empfänger evaluiert. Die bauartbedingte Reichweite der Module von $180m$ konnte nicht überprüft werden, aber bei

getesteten Abständen von 30cm bis 5m liefert das System richtige Entfernungswerte. Bei Abständen $< 30\text{cm}$ ist kein Messen möglich, da hier die geringe Keulenbreite der Antennen und deren physikalische Ausdehnung einen Empfang des gesendeten Signals in beiden Empfängern nicht erlaubt. Bei über 5m werden bislang keine verwertbaren Informationen erhalten, da hier die Signalstärke merklich abnimmt und die Verstärkung des empfangenen Signals, sowie eine Rauschfilterung nötig wäre.

Weiterhin ist auch eine Messung durch bestimmte Hindernisse hindurch möglich. Hierbei wird das Signal abgeschwächt kann aber unter bestimmten Umständen noch empfangen und ausgewertet werden. Nichtleitende Objekte wie Papier oder Karton stellen bei einer Entfernung zwischen Sender und Empfänger von unter 1m bis zu einer Dicke von 5cm kein Problem da. Erst bei dickeren, oder elektrisch leitenden Objekten wird das Signal zu stark abgeschwächt, als dass eine Messung möglich wäre. So zum Beispiel eine dünne Metallplatte oder eine Wasserflasche. Durch Module mit höherer Sendeleistung könnte diese Fähigkeit verbessert werden.

Ähnlich verhält es sich mit Reflexionen an Wänden oder Böden. Nichtleitende Holztische oder Betonwände stellen kein Problem da, erst Metallplatten in direkter Umgebung der Funkstrecke verfälschen das Signal. Gelegentlich wird so fälschlicherweise ein Zonenübergang detektiert oder ausgelassen und so eine falsche Entfernung gemessen.

Die Schwankung des gesendeten Signals hat keinen merklichen Einfluss auf die Genauigkeit. Ersetzt man nun den Quarzoszillator am Sender durch einen schlechteren sind dennoch in Abbildung 30 dargestellte Ergebnisse reproduzierbar. Dies ist dadurch zu begründen, dass eine Schwankung der Frequenz beide Empfänger gleichermaßen beeinflusst, was bedeutet, dass eine etwaige Schwankung der Phase im einen Empfänger, im anderen in identischer Weise auftritt und sich diese Abweichungen somit gegenseitig aufheben.

6.2.2 Geschwindigkeit

Es ist eine Abweichung der Messung vom erwarteten Wert 10,0cm zu erkennen (siehe Abbildung 31), welche mit steigender Geschwindigkeit zunimmt. Ein Grund hierfür ist der Tiefpassfilter nach dem Komparator Ausgang. Dieser besitzt eine durch den Kondensator bedingte Ladezeit, die er braucht, bis der Ausgang die am Eingang anliegende Spannung erreicht hat. Bei zu schneller Bewegung werden deshalb Werte und somit Zonen übersprungen und die

Entfernung falsch interpretiert. So kann zum Beispiel der Übergang *Zone1* → *Zone23* erkannt und daraus folgend die Entfernung um $1 \cdot 3,1\text{mm}$ dekrementiert werden, obwohl es mehrere Übergänge *Zone1* → *Zone21* → *Zone3* → *Zone23* gegeben hat und die Entfernung um $3 \cdot 3,1\text{mm}$ inkrementiert werden müsste. Anstatt $9,3\text{mm}$ nach vorne würde der Empfänger hier $3,1\text{mm}$ nach hinten verschoben werden. Diesen Fehler ist unter Anderem in Abbildung 31 am grünen Graphen beim Zeitpunkt $0,25\text{s}$ zu beobachten. Neben dem Tiefpassfilter ist die Geschwindigkeit durch den ADC begrenzt. Je nachdem wie schnell dieser die Eingangswerte digitalisieren kann können Veränderungen in den Werten detektiert werden. Bei dieser Implementierung ist der ADC so schnell, dass er die Messung nicht beeinflusst und das sogenannte Nadelöhr beim Tiefpassfilter zu finden ist.

6.2.3 Drift

Die in Abbildung 32 erkennbaren Sprünge kann in der Versuchsdurchführung begründet sein. Das Verschieben des Empfängers von Hand stellt eine Störquelle dar. Nach dem Erreichen der gewünschten Position beeinflusst das Lösen der Hand vom Empfänger eine geringe Verschiebung, welche einen Zonenübergang bewirken kann und somit ein Sprung in der Entfernungsmessung ergibt. Störsignale von Handys oder anderen technischen Geräten sind ebenfalls nicht aus zu schließen.

7 Ausblick

7.1 Von 1D zu 3D

Bis jetzt wurde im Rahmen dieser Arbeit eine Entfernungsmessung entwickelt. Solch ein System findet schon in vielen Bereichen Anwendung, aber im Anwendungsbereich des Quadrocopters, oder anderen autonomen Robotern ist es nötig eine dreidimensionale Position zu ermitteln. Hierfür können nun mindestens drei oben genannter Systeme implementiert werden, um aus mehreren Entfernungsmessungen eine Position bestimmen zu können. Es sind mehrere Sendemodule notwendig, welche entweder abwechselnd ihr Signal senden, oder vom Empfänger eindeutig unterschieden werden können, sowie ein Empfängerpaar. Bei abwechselndem Senden ergibt sich die Schwierigkeit Sender und Empfänger zu synchronisieren, sodass dem Empfängermodul bekannt ist, zu welchem Zeitpunkt welcher Sender aktiv ist.

Ein weiterer Ansatz wäre es, die Sendesignale zu individualisieren. Durch die SPI-Schnittstelle der Module kann die Sendefrequenz verändert werden, um so jedem Transmitter eine eigene Frequenz zuzuteilen. Die Frequenz an den Empfangsmodulen wird ebenfalls angepasst, je nachdem welcher Sender gerade empfangen werden soll. Diese Frequenz muss sich um 5MHz von der des gewünschten Senders unterscheiden. Folglich ist der Unterschied zu den anderen Sendefrequenzen größer und werden deshalb durch den internen Bandpassfilter unterdrückt, was den Vorteil hat, dass jeder Sender kontinuierlich senden kann und nur empfängerseitig die Frequenzen angepasst werden müssen. Als Beispiel können die Sender folgende Frequenzen erhalten:

$$f_{T1} = 24,160GHz$$

$$f_{T2} = 24,190GHz$$

$$f_{T3} = 24,220GHz$$

Wird das Empfängerpaar nun auf $f_R = 24,165GHz$ eingestellt wird die Differenz $f_R - f_{T1} = 5MHz$ am IF-Ausgang ausgegeben und die übrigen Differenzen herausgefiltert. Mit $f_R = 24,195GHz$ wird Sender 2 empfangen, mit $f_R = 24,225GHz$ Sender 3.

7.1.1 Änderung der Sendefrequenz

Anstelle des default Trägersignals kann auch eine andere Frequenz gewählt werden. Um dieses Signal zu verändern, muss die PLL des Sende- oder Empfangsmoduls über die SPI-Schnittstelle angepasst werden. Gemäß oben genanntem Konzept wird nun die PLL eines Senders auf eine Frequenz von 24,190GHz eingestellt.

Das Einstellen der PLL geschieht, nachdem PIN 3 – CProg des Moduls auf low gesetzt wird, um das Modul in den programmier Modus zu bringen [InnoSenT]. Durch Beschreiben der drei Register R, T und N wird nun die PLL und somit die Sendefrequenz angepasst. Nach jedem Neustart des Moduls müssen diese Register neu beschrieben werden, da sie nach Unterbrechung der Stromversorgung auf Ihre Standartwerte zurückgesetzt werden. Diese Werte stellen die PLL des Empfängers auf 24,165 Ghz und die des Senders auf 24,160 Ghz ein.

Die Register setzen sich wie folgt zusammen:

R	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
T	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
N	0	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	1

Abbildung 33: Aufbau der Register [InnoSenT]

Die Trägerfrequenz f wird lediglich über den 18bit Wert K des N-Registers eingestellt, welcher sich aus den Werten A und B berechnet.

$$B[INT] = \frac{f * R[INT]}{8192Mhz}$$

$$A[INT] = \frac{f * R[INT]}{256Mhz} * B[INT] * 32$$

Zur Verifikation der Berechnung kann der Wert der Frequenz f aus den Inhalten der Register errechnet werden, wobei f_{Quarz} die Frequenz des internen Quarzes bezeichnet und der Prescaler den Wert 16 besitzt. [InnoSenT]

$$f = \frac{f_{Quarz} * Prescaler}{R[INT]} * B[INT] * 32 + A[INT]$$

Will man nun eine andere Empfangsfrequenz verwenden, muss das N Register verändert werden somit erhält man mit dem Wert $R[INT] = 51$ und einer Frequenz $f_{Quarz} = 16MHz$, für eine erwünschte PLL Frequenz des Empfängers $f_{desired} = 24,170Ghz$

$$B[INT] = \frac{f_{desired} * R[INT]}{8192Mhz} = 150$$

$$A[INT] = \frac{f_{desired} * R[INT]}{256Mhz} - B[INT] * 32 = 15$$

Nun werden die errechneten Werte überprüft. Da hier Rundungsfehler auftreten (die Werte werden zu einem Integer gepart) kann sich hier ein von $f_{desired}$ unterschiedlicher Wert ergeben.

$$f_{verification} = \frac{f_{Quarz} * Prescaler}{R[INT]} * (B[INT] * 32 + A[INT]) = 24,169GHz$$

In binärer Schreibweise ergibt sich so für das Register N

$$N[BIN] = 0001 \text{ 0000 0100 1011 0011 1101}$$

Um diesen Wert über die SPI Schnittstelle es AVR-Boards zu übertragen ist eine Einteilung in drei 8Bit Integer Werte notwendig, da diese Schnittstelle Pakete der Größe 8Bit erwartet. Für die Berechnung dieser Werte kann ein im Rahmen dieser Arbeit entwickelte JAVA-Programm verwendet werden, welches als Archive-File auf der beigelegten CD vorhanden ist.

7.1.2 Konfiguration im Raum

Die Module selbst müssen weiterhin eine andere Antenne erhalten, da die geringe Keulenbreite der jetzigen Konfiguration für diese Anwendung ungeeignet ist. Die Empfänger müssen omnidirektionale Antennen besitzen, damit der Sender eine ausreichend große Keulenbreite besitzt, um das komplette Einsatzgebiet abzudecken. Hier könnte der geringe Antennengewinn solcher Antennen das Signal zu stark dämpfen und eine Auswertung erschweren, was aber in Versuchen noch weiter analysiert werden muss.

Bei der Verteilung der Sender im Raum ist zu beachten, dass drei Module nur ausreichen, falls diese optimal im Raum verteilt sind. Um Störungen durch Abschirmung beziehungsweise Reflektionen des Signals zu vermeiden und um die Güte der Messung zu verbessern sollte ein überbestimmtes System geschaffen werden, also zur Berechnung der drei Koordinaten werden Ergebnisse von vier oder mehr Sendern verwendet. Falls eine Entfernungsmessung ein zu stark verrauschtes, oder anderweitig unbrauchbar gemachtes Ergebnis liefert, bleiben immer noch genug Sender übrig um die Position zu bestimmen.

7.2 Implementierung am Quadrocopter

Wird dieses System nun am Quadrocopter implementiert, muss ein Empfänger auf der Flugdrohne angebracht werden, der Zweite jedoch fest im Raum stehen. Es werden aber die IF-Signale beider Empfänger benötigt, weswegen zwischen Quadrocopter und Boden eine Verbindung bestehen muss, was natürlich für ein Flugobjekt unpassend ist. Auch eine wireless Verbindung (zum Beispiel via W-Lan) ist hier nur sehr schwer realisierbar, bedingt durch die Anforderung an die Synchronisation einer sehr hohen Frequenz. Somit wird ein Konzept angestrebt, welches keine Verbindung zwischen Quadrocopter und Boden erfordert.

7.3 Konzept zur Nutzung einer gemeinsamen Empfangsantenne

Betrachtet man einen Versuchsaufbau aus einem Sender (IPT-917), welcher auf 24,160GHz sendet und zwei Empfängern (IPR-916), welche jedoch unterschiedliche Frequenzen besitzen (24,165Ghz und 24,170Ghz) erhält man an einem Receiver 5Mhz und am zweiten 10Mhz als IF-Ausgangssignal. Werden diese beiden Signale nun am Oszilloskop analysiert, erkennt man eine Verschiebung der Phase, falls der Sender auf die Empfänger zu beziehungsweise weg bewegt wird, obwohl beide Empfänger relativ zueinander nicht bewegt werden. Nun ist auch denkbar,

beide Empfangsmodule mit einer gemeinsamen Antenne aus zu statten. Ein solches System kann auf die in dieser Arbeit behandelten Grundlagen aufbauen, ein Konzept wird nun im Folgenden vorgeschlagen.

7.3.1 Auswertung der Signale

Um nun einen Phasenvergleich durchführen zu können müssen beide IF-Signale auf die gleiche Frequenz gebracht werden. Mit einer Art Prescaler, wird die Frequenz des 10Mhz Signals halbiert. Dies geschieht, indem ein /2 Divider seinen Ausgang bei jedem zweiten Nulldurchlauf des Eingangssignals toggled, also von low auf high beziehungsweise von high zurück auf low setzt. So ein Ergebnis kann mit verschiedenen Schaltungen realisiert werden, eine häufig angewendete Möglichkeit ist der Einsatz von Registern, welche als Zähler funktionieren. Auf die genaue Funktionsweise solcher Bausteine wird hier nicht näher eingegangen.

Sind beide Signale nun in Ihrer Frequenz gleich, können diese ohne weitere Verarbeitung mit Hilfe der in Kapitel 4.3 behandelten Implementierung zweier Phasendetektoren analysiert und mit der vorhandenen Software als Entfernungsdifferenz ausgegeben werden.

7.3.2 Vorteile

Das System misst jetzt nichtmehr die Entfernungsdifferenz der beiden Empfänger zueinander sondern, zwischen Sender und gemeinsamer Empfangsantenne. Das in Kapitel 4.3 behandelte Konzept misst die Entfernung eines fixen und eines sich bewegenden Empfangsmoduls und verlangt somit eine Kabelverbindung zwischen den beiden Empfängern und dem Mikrocontroller. Bei diesem neuen Konzept ergibt sich der Vorteil, dass der eine Teil des Systems, bestehend aus Antenne, Empfangsmodulen, sowie analoger und digitaler Auswertung, als ein Modul angesehen werden kann und somit die auszuwertenden Signale an zueinander festen Positionen abgegriffen werden können. Hier wird die Reichweite des Systems nichtmehr durch die Länge eines Kabels, sondern durch die Reichweite der Sende- und Empfangsmodule bestimmt, welche in diesem konkreten Fall 180m beträgt. [InnoSenT]

8 Schlusswort

Die Nutzung von Phasenkomparatoren zur Analyse elektromagnetischer Wellen ist für den Anwendungsbereich der Entfernungs- beziehungsweise Positionsbestimmung in dieser Ausführung noch nicht zu finden, stellt aber ein vielversprechendes Konzept dar. Somit ist dieses System ein Grundstein für weitere Arbeiten und kann an eine autonome Flugdrohne oder an einen autonomen Roboter angepasst werden. Auch andere Anwendungen zum Beispiel an einem Kran in großen Industriehallen sind denkbar und dank der Möglichkeit die Genauigkeit und Ortseindeutigkeit durch die Wahl der Frequenzen beziehungsweise Module auf das Umfeld anzupassen, hat dieses Konzept nur sehr wenige Grenzen.

9 Literaturverzeichnis

Edgar Voges

HOCHFREQUENZTECHNIK

Bauelemente, Schaltungen, Anwendungen

3. völlig neu bearb. Auflage, Hüthig 2004

ISBN 3-8266-5039-5

U.S Department of Defense, GPS Navstar

**GLOBAL POSITIONING SYSTEM STANDARD POSITIONING SERVICE PERFORMANCE
STANDARD**

Integrity – Service - Excellence

4th Edition, September 2008

Christian Stehning

PROJEKTARBEIT ZUM THEMA:

**MEßTECHNIKEN UND SCHALTUNKSENTWÜRFE ZUR HOCHPRÄZISEN ABSTANDSMESSUNG
MIT ULTRASCHALL**

Universität Bremen, August 1999

Dr. M. Hufschmid

MISCHER

Fachholchschule Nordwestschweiz

Tietze

SCHALTUNGSTECHNIK

Universität Erlangen 2007

Christian Büch

SPI – SERIAL PERIPHERAL INTERFACE

Universität Koblenz-Landau 2006

Unknown

USE TWO AD8302 TO MEASURE 360 DEGRESS

Rev A, 07.05.2013

10 Quellenverzeichnis

[ELEKTRONIK KOMPENDIUM] Elektromagnetische Wellen und Felder, Website 19.03.2013
<http://www.elektronik-kompodium.de/sites/grd/1403021.htm>

[SCHÜLERLEXIKON] Elektromagnetische Wellen, Website 19.03.2013
http://m.schuelerlexikon.de/mobile_physik/Elektromagnetische_Wellen.htm

[WIKIPEDIA] Elektromagnetische Welle, Website 19.03.2013
http://de.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetische_Welle

[DJ4UF] Amateurfunklehrgang, Experimente mit einer PLL, Website 03.07.2013
<http://www.dj4uf.de/projekt/PLL/pl1.html>

[ELECTRONICS TUTORIALS] Electronic Tutorials about Frequency Division, Website 03.07.2013
http://www.electronics-tutorials.ws/counter/count_1.html

[UWE KERWIEN] Grundlagen: PLL-Synthesizer/PLL-Oszillator/PLL-Design, Website 03.07.2013
<http://www.uwe-kerwien.de/pll/pl1-phasenvergleich.htm>

[VIAS] Angewandte Mikroelektronik, Sukzessive Approximation, Website 03.07.2013
http://www.vias.org/mikroelektronik/adc_succapprox.html

[UNIVERSITÄT WÜRZBURG] Autonomer Quadrocopter zur Innenraumerkundung – Projektskizze, Website 30.04.2013
<http://www8.informatik.uni-wuerzburg.de/wissenschaftsforschung/aqopteri8/projektskizze/>

[GPS.GOV] Official U.S. Government information about the Global Positioning System (GPS) and related topics, Website 15.03.2013
<http://www.gps.gov/technical/>

[NAVCEN] General information on GPS, Website 15.03.2013
<http://www.navcen.uscg.gov/?pageName=GPSmain>

[Kowoma] Das GPS-System, Website 28.07.2013
<http://www.kowoma.de/gps/Signalaufbau.htm>

[EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG] Phasenvergleichs-Hyperbelverfahren zur Ortung flächengebundener Fahrzeuge und Einrichtung zur Durchführung des Verfahrens, Patent

18.03.2013

<https://data.epo.org/publication-server/rest/v1.0/publication-dates/19800109/patents/EP0006594NWA1/document.html>

[WISSEN DIGITAL] Hyperbelnavigation, Website 18.03.2013

<http://www.wissen-digital.de/Hyperbelnavigation>

[NVA-FLIEGER] Hyperbelnavigationssysteme, Website 18.03.2013

<http://www.nva-flieger.de/index.php/technik/navigationssysteme/hyperbel.html>

[JPROC] DECCA Navigator, Website 20.03.2013

<http://www.jproc.ca/hyperbolic/decca.html>

[WIKIPEDIA] DECCA Navigationssystem, Website 20.03.2013

<http://de.wikipedia.org/wiki/Decca-Navigationssystem>

[WIKIPEDIA] DECCA Navigator System, Website 20.03.2013

http://en.wikipedia.org/wiki/Decca_Navigator_System

[PRINCETON] DECCA Navigator System, Website 20.03.2013

http://www.princeton.edu/~achaney/tmve/wiki100k/docs/Decca_Navigator_System.html

[SEEFUNKNETZ] Funknavigation: DECCA, Website 20.03.2013

<http://www.seefunknetz.de/decca.htm>

[IPT INNOSENT] IPT-916 / IPR-917

InnoSenT

Version 1.0, 03.08.2011

<http://www.innosent.de>

[AD8302] AD8302 RF/IF Gain and Phase Detector

Analog Devices

Rev. A, 2002

<http://www.analog.com/en/rfif-components/detectors/ad8302/products/product.html>

[EVK1100] EVK1100 Evaluation Board

Atmel

2009

<http://www.atmel.com/tools/EVK1100.aspx>

[AEL] AEL 1200CS

AEL Crystals Limited

<http://www.aelcrystals.co.uk>

[SG531] SG531 Crystal Oscillator

Epson

<http://www5.epsondevice.com/en/quartz/index.html>

11 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Schema einer elektromagnetischen Welle

http://web.physik.rwth-aachen.de/~hebbeker/lectures/ph2_02/tipl293.gif

Abbildung 2: Schaltung eines RC-Tiefpasses erster Ordnung

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

Abbildung 3: Amplitudenmodulation eines digitalen Signals

http://www.technologyuk.net/telecommunications/telecom_principles/amplitude_modulation.shtml

Abbildung 4: Multiplikativer Mischer

Literatur: Hochfrequenztechnik

Abbildung 5: Spektrum der Ausgangsfrequenz eines multiplikativen Mischers

Literatur: Hochfrequenztechnik

Abbildung 6: Aufbau einer Phasenregelschleife

<http://hpsn.et.tu-dresden.de/index.php?id=digpll>

Abbildung 7: Funktionsweise eines Phasendetektors (links: EXOR, rechts: Flankentrigger) Das Rote Signal stellt den Ausgang des Phasendetektors nach dem Tiefpassfilter da

<http://www.uwe-kerwien.de/pll/pll-phasenvergleich.htm>

Abbildung 8: Spannungsverlauf der Referenzspannung beim Digitalisierungsvorgang

http://www.vias.org/mikroelektronik/adc_succapprox.html

Abbildung 9: Logo der Decca Navigator Company

<http://jproc.ca/hyperbolic/decca.html>

Abbildung 10: Darstellung aller Punkte gemeinsamer Phasenlage als Hyperbelschar (schwarz)

<http://www.nva-flieger.de/index.php/technik/navigationssysteme/hyperbel.html>

Abbildung 11: Blockschaltbild zur Veranschaulichung der Frequenzmultiplikation

<http://jproc.ca/hyperbolic/decca.html>

Abbildung 12: Aufbau einer DECCA Kette

Abbildung 13: Mechanische Decometer

<http://jproc.ca/hyperbolic/decca.html>

Abbildung 14: Decca Navigator MK12, eingesetzt ab 1962. Links oben befindet sich die Auswahl der Decca-Kette, mittig der Lane-Identifikator und darunter die drei Decometer Rot, Grün, Purpur (v.l.n.r.)

<http://jproc.ca/hyperbolic/decca.html>

Abbildung 15: Grundkonzept zur Positionsbestimmung

Abbildung 16: Konzept zur eindimensionalen Entfernungsmessung

Abbildung 17: Übergang in einen neuen Phasendurchlauf

Abbildung 18: Grundkonzept

Abbildung 19: Schema eines Empfängers

Abbildung 20: (links) Bei Verwendung des ungenauen Signalgenerators, oder eines internen Quarzes ist die Schwankung in der Signalfrequenz zu stark. Erst mit einem externen Quarzoszillator (rechts) ergibt sich ein Signal mit annähernd stabiler Frequenz, hier ist ein Phasenvergleich möglich.

Abbildung 21: Kennlinie des AD8302

Datenblatt: [AD8302]

Abbildung 22: Schaltplan der Anschlüsse des AD8302

Datenblatt: [AD8302]

Abbildung 23: Schaltskizze der Processing Unit

Abbildung 24: Ausgangssignal eines Phasenkomparators - ohne Tiefpassfilter (links) - mit Tiefpassfilter (rechts)

Abbildung 25: Grundkonzept der Software

Abbildung 26: Einteilung der Zonen

Abbildung 27: Mögliche Ausgabe über UART

Abbildung 28: das aus dem Träger (gelb) demodulierte Signal (blau)

Abbildung 29: IF-Ausgangssignal eines Empfängermoduls mit zwei verschiedenen 16MHz Quarzoszillatoren: -SG531P, +- 100ppm (links) -AEL 1200CS, +- 100ppm (rechts)

Abbildung 30: Evaluierung der Entfernungsmessung

Abbildung 31: Evaluierung der Geschwindigkeit

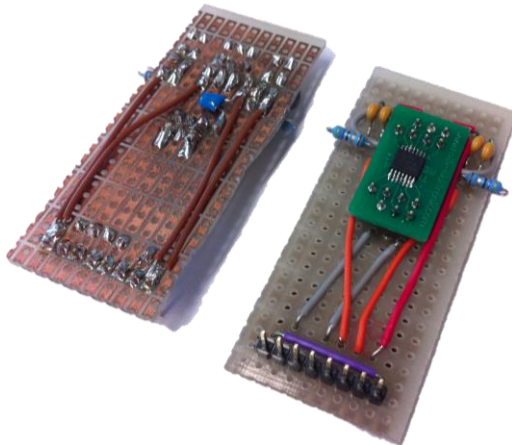
Abbildung 32: Langzeittest über 8 Minuten

Abbildung 33: Aufbau der Register

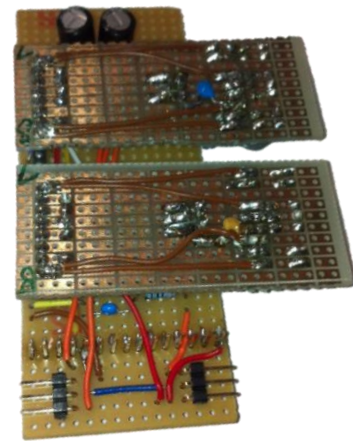
Datenblatt: [IPT InnoSenT]

12 Anhang

12.1 Versuchsaufbau



Anhang 1: Phasendetektor AD8302 auf einer Lochplatine implementiert

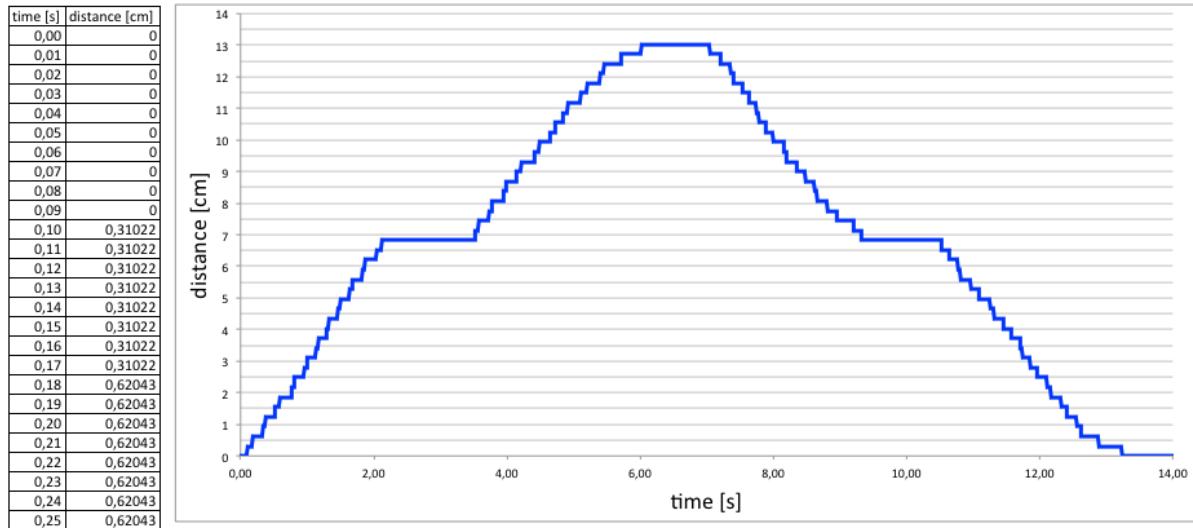


Anhang 1: Implementierung der Komparatoren auf einer gemeinsamen Platine mit Steckverbindungen für Stromversorgung und Anbindung an die Radarmodule

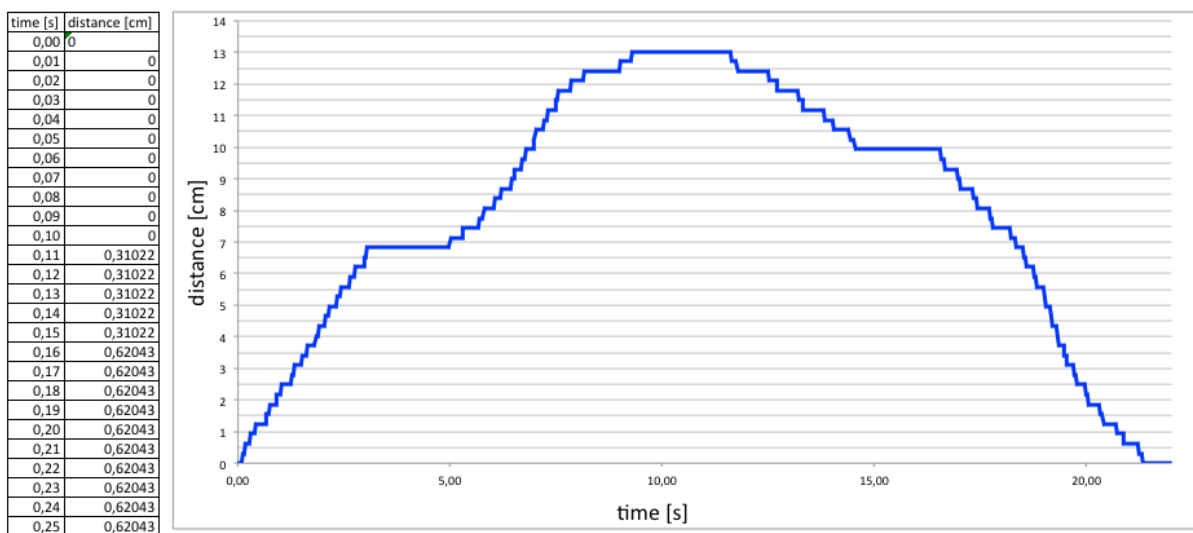


Anhang 2: Versuchsaufbau. Im Hintergrund befindet sich der Sender mit eigener Stromversorgung und eigenem Signalgenerator. Die beiden Empfänger im Vordergrund liefern an ihren Ausgängen die Signale zur Auswertung am Mikrocontroller, welcher die Entfernungen am PC via UART ausgibt

12.2 Evaluierung - Entfernungsmessung über die Zeit

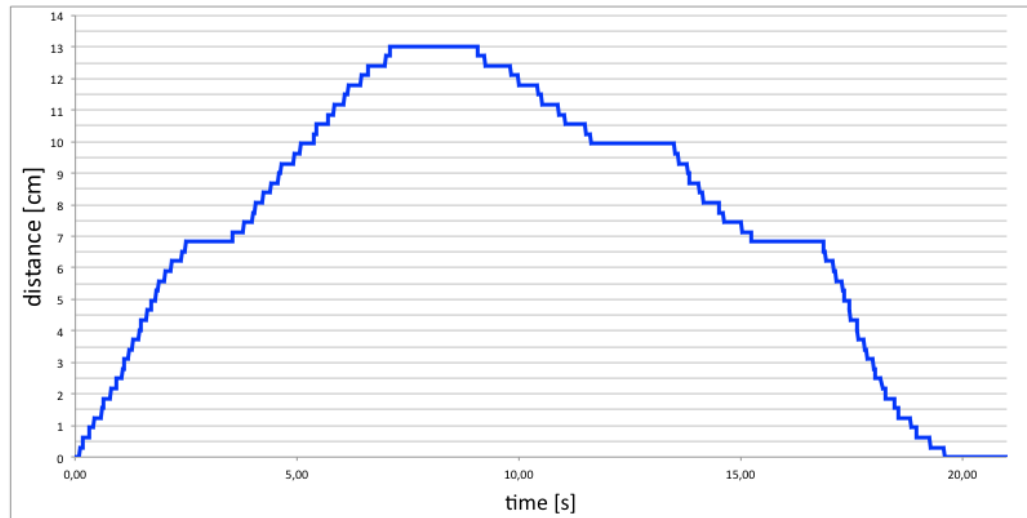


Anhang 2: Verschiebung: 0,0cm - 7,0cm - 13,0cm - 7,0cm - 0,0cm



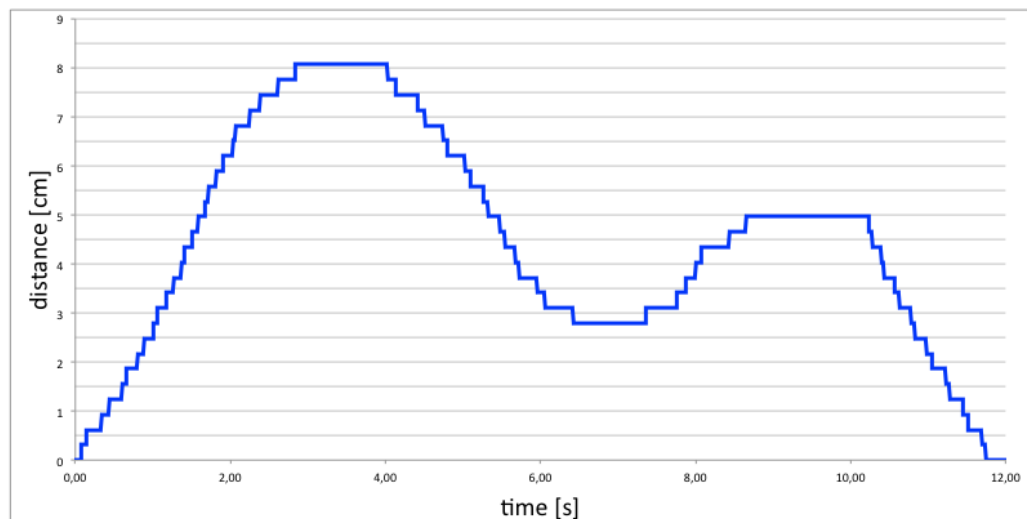
Anhang 3: Verschiebung: 0,0cm - 7,0cm - 13,0cm - 10,0cm - 0,0cm

time [s]	distance [cm]
0,00	0
0,01	0
0,02	0
0,03	0
0,04	0
0,05	0
0,06	0
0,07	0
0,08	0
0,09	0
0,10	0
0,11	0,31022
0,12	0,31022
0,13	0,31022
0,14	0,31022
0,15	0,31022
0,16	0,31022
0,17	0,31022
0,18	0,62043
0,19	0,62043
0,20	0,62043
0,21	0,62043
0,22	0,62043
0,23	0,62043
0,24	0,62043
0,25	0,62043

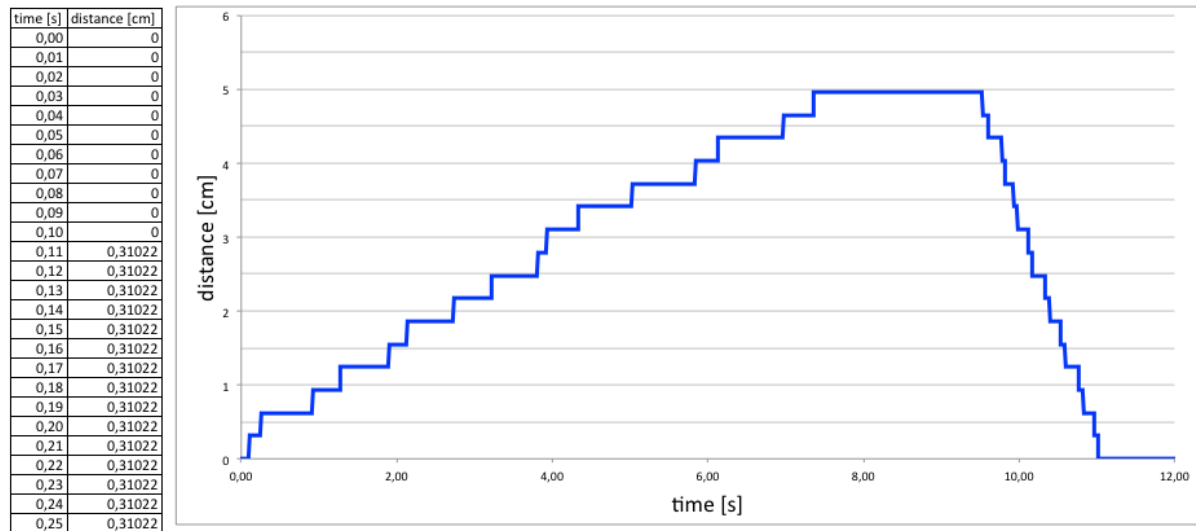


Anhang 4: Verschiebung: 0,0cm - 7,0cm - 13,0cm - 10,0cm - 7,0cm - 0,0cm

time [s]	distance [cm]
0,00	0
0,01	0
0,02	0
0,03	0
0,04	0
0,05	0
0,06	0
0,07	0
0,08	0,31022
0,09	0,31022
0,10	0,31022
0,11	0,31022
0,12	0,31022
0,13	0,31022
0,14	0,31022
0,15	0,62043
0,16	0,62043
0,17	0,62043
0,18	0,62043
0,19	0,62043
0,20	0,62043
0,21	0,62043
0,22	0,62043
0,23	0,62043
0,24	0,62043
0,25	0,62043

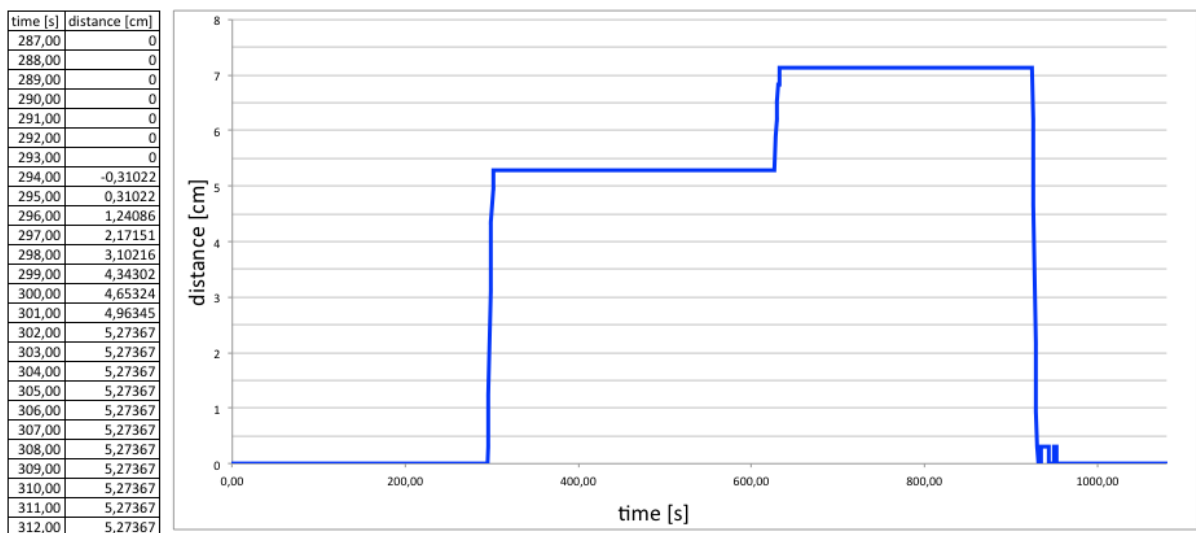


Anhang 5: Verschiebung: 0,0cm - 8,0cm - 3,0cm - 5,0cm - 0,0cm



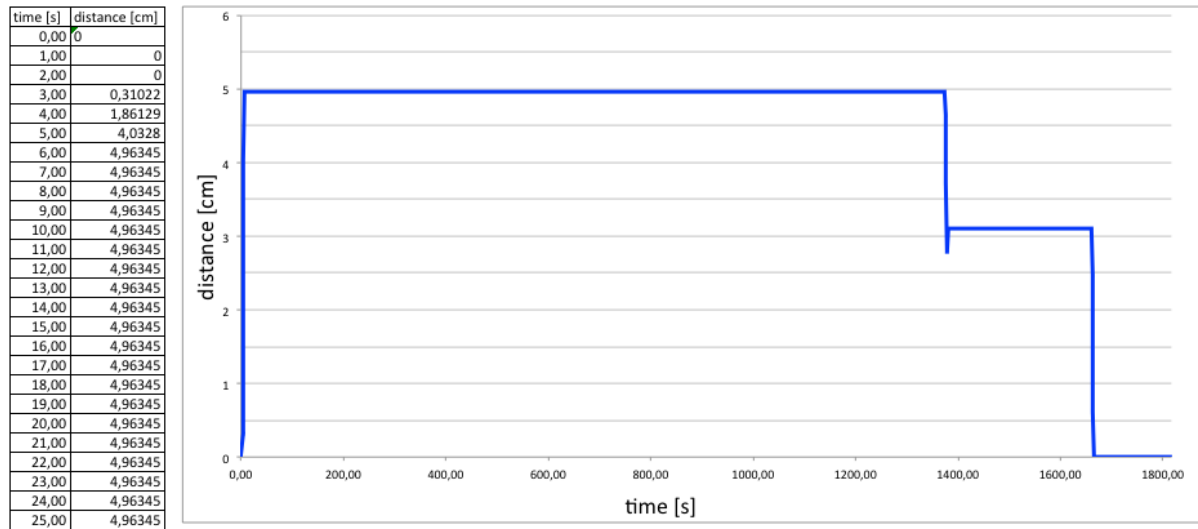
Anhang 6: Verschiebung: 0,0cm - 5,0cm - 0,0cm.

Hier ist die unterschiedliche Geschwindigkeit bei Auf- und Abstieg zu erkennen



Anhang 7: Verschiebung: 0,0cm - 5,0cm - 7,0cm - 0,0cm.

Langzeitmessung über 18 Minuten



Anhang 8: Verschiebung: 0,0cm - 5,0cm - 3,0cm - 0,0cm.
Langzeitmessung über 30 Minuten