

Interfakultatives Institut für
Anwendungen der Informatik
Universität Karlsruhe



Institut für Telematik
Telecooperation Office
(TecO)
Universität Karlsruhe

Lokationsbestimmung für rechnerunterstützte Artefakte des alltäglichen Gebrauchs

Diplomarbeit

von

Kristian Regenstein

8. August 2000 - 31. Juli 2001

Hauptreferent : Prof. Dr. H. M. Staudenmaier
Korreferent : Prof. Dr. Dr. h.c. mult. G. Krüger
Betreuer : Dr. M. Beigl

Ich erkläre hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel verwendet habe.
Karlsruhe, den 31. Juli 2001

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	2
2	Ortung	4
2.1	Charakterisierung von Punkten	4
2.2	Physikalische Phänomene zur Entfernungsbestimmung	6
3	Die Verfahren	8
3.1	Magnetfeldbasierte Positionsbestimmung	9
3.1.1	Funktionsweise	9
3.1.2	Physikalische Grundlagen	9
3.1.3	Implementierung	9
3.1.4	Bewertung des Verfahrens	10
3.2	Inertiale Verfahren	11
3.2.1	Funktionsweise	11
3.2.2	Physikalische Grundlagen	11
3.2.3	Implementierung, Messung	18
3.2.4	Bewertung des Verfahrens	31
3.3	Funkinterferenz	32
3.3.1	Funktionsweise	32
3.3.2	Physikalische Grundlagen	33
3.3.3	Implementierung, Messung	35
3.3.4	Bewertung des Verfahrens	47
3.4	Radar	50
3.4.1	Funktionsweise	50
3.4.2	Physikalische Grundlagen	51
3.4.3	Implementierung, Messung	53
3.4.4	Bewertung des Verfahrens	59
4	Zusammenfassung und Ausblick	64
4.1	Die Verfahren im Überblick	64
4.2	Ausblick	66

A	Koordinatensysteme	67
B	E-Dynamik Grundlagen	70
C	Weitere Bilder	73
C.1	MediaCup	73
C.2	Infrarotempfänger	74
C.3	PIC-Evaluationsboard	75
C.4	Dipolempfänger	75
D	Programmdateien	77
	Literaturverzeichnis	81

Kapitel 1

Einleitung

In jüngerer Zeit dringt die Computertechnologie immer weiter in den Alltag vor. Bisher nicht mit Elektronik ausgestattete Gegenstände des alltäglichen Gebrauchs, wie etwa eine Kaffeemaschine oder ein Kühlschrank, besitzen inzwischen in ihrer Mehrzahl einen Mikroprozessor. Dieser als “Ubiquitous Computing” oder “Pervasive Computing” bezeichnete Forschungsbereich ist Thema eines Forschungsprojektes am Institut für Telematik. Dort wurde unter anderem eine Kaffeetasse, die MediaCup, mit Elektronik ausgestattet. *Die MediaCup ist eine mit Rechnertechnologie ausgestattete Kaffeetasse. Eine in den Tassenboden eingelassene Elektronik erlaubt es, die verschiedenen Zustände einer Tasse (etwa ob jemand trinkt) zu ermitteln und drahtlos zu übertragen. Damit können Kontextinformationen einer Umgebung ermittelt und kommuniziert werden* [BeGS01]. Voraussetzung für weitergehende Anwendungen mit diesen und anderen mobilen und rechnerunterstützten Geräten ist die Möglichkeit, den Ort der beteiligten Gegenstände zu bestimmen.

Wie mit dem *Global Positioning System* (GPS), das im Freien schon seit längerem erfolgreich und zuverlässig für die Navigation z.B. im Straßenverkehr eingesetzt wird, könnte man mit Hilfe der Ortsinformation auch in Gebäuden einen vergleichbaren Dienst zur Verfügung stellen. Es wäre zum Beispiel denkbar, dass man im Eingangsbereich eines Bürohochhauses einen Lageplan des Gebäudes mit seinem Handcomputer (PDA für *Personal Digital Assistant*) empfängt und nach Angabe der Person, die man aufsuchen möchte, von seinem PDA in der Art: “*Benutzen sie den Aufzug zu ihrer Rechten, im zweiten Stock wenden sie sich nach links, es ist die dritte Tür auf der linken Seite ...*” zu seinem Ziel geleitet wird. Kontextbezogene Information stellt eine weitere Gruppe von Anwendungen dar, für die eine Ortsbestimmung nötig ist. So sind für WAP-Handys beispielsweise Dienste in Planung, die auf Anfragen wie: “*Wo ist der nächstgelegene Schnellimbiss?*” reagieren können. Dazu brauchen sie Informationen über den Aufenthaltsort des Benutzers. Für Handys lässt sich diese Information, zumindest auf einem

groben Raster, aus der Zelle, in der das Handy eingebucht ist, ermitteln. Unter Hinzunahme der Empfangsfeldstärken weiterer Basisstationen lässt sich die Position noch enger eingrenzen. Als Anwendung in Gebäuden könnte sich das Mobiltelefon in den Stumm-Modus schalten, wenn es sich gerade in einem Besprechungssaal befindet. Hierzu ist allerdings eine höhere Auflösung der Position notwendig.

Ein weiteres Anwendungsbeispiel ist die am TecO entwickelte MediaCup. Diese "clevere" Kaffeetasse ist mit Elektronik ausgestattet und kann z.B. über Beschleunigungssensoren feststellen, ob sie bewegt wird oder gerade in Ruhe ist. Außerdem ist sie mit einem Temperaturfühler ausgestattet, der es ihr ermöglicht, die Temperatur des Kaffees zu messen. Die erste Version dieser Tasse übermittelt die mit diesen Sensoren ermittelten Daten über einen Infrarotsender an Infrarotempfänger, die über den ganzen Raum an der Decke verteilt sind. In der aktuellen Version der Tasse wird die Datenkommunikation von einem Funkmodul übernommen, das bei einer Frequenz von 868,35 MHz sendet. Eine Beispielanwendung, für die eine Positionsbestimmung der Tasse notwendig wird, ist das Szenario, dass sich in einem Besprechungszimmer mehrere Tassen befinden und daraus geschlossen werden kann, dass gerade ein Treffen stattfindet. Als Reaktion darauf könnte zum Beispiel das mit den Infrarotempfängern vernetzte LCD-Türschild auf *Besprechung* umschalten. Mit der Datenkommunikation per Infrarot muss ein hoher Aufwand an Infrastruktur seitens der Empfänger an der Decke betrieben werden. Es muss etwa ein Empfänger je Quadratmeter Deckenfläche aufgehängt werden, das ergibt bei einer durchschnittlichen Zimmergröße von 20 m² immerhin 20 solcher Empfangseinheiten je Raum. Um diesen Installationsaufwand zu vermindern, werden die Tassen der zweiten Generation mit einem Funkmodul ausgestattet, für das dann nur noch ein Transceiver (kombinierte Sende- und Empfangseinheit; zusammengesetztes Wort aus TRANSmitter = Sender und reCEIVER = Empfänger) pro Raum benötigt wird. Da der Abstrahlwinkel der Infrarotsendodiode auf der Tasse relativ klein ist, lässt sich aus der Kenntnis, welcher Infrarotempfänger gerade von der Tasse ein Signal empfängt in etwa bestimmen, wo sich die Tasse befindet. Beim Übergang zur Kommunikation über Funk geht diese Möglichkeit der Ortung jedoch verloren. In der Diplomarbeit sollen Verfahren bewertet und getestet werden, mit denen die Position der Tasse bestimmt werden kann. Dazu kann einerseits das Funksignal der Tasse herangezogen werden oder andererseits können zusätzliche Sensoren an der Tasse angebracht werden.

Kapitel 2

Ortung

2.1 Charakterisierung von Punkten

In der Physik wird üblicherweise eines der im Anhang A vorgestellten Koordinatensysteme verwendet. Sämtliche Koordinatensysteme haben gemein, dass sie zur Angabe eines Punktes Entfernungen oder Winkel verwenden. Um den Ort eines Körpers zu bestimmen, ist es also naheliegend, nach physikalischen Phänomenen zu suchen, die entweder eine Entfernungs- oder Winkelabhängigkeit zeigen. Als Beispiel wären hier elektromagnetische Wechselfelder zu nennen, deren Feldstärke im Fernfeld mit $\frac{1}{R}$ abnimmt, oder auch die Winkelabhängigkeit der Empfangsintensität einer Antenne. Um das Verfahren einfach zu halten, wird man sich zur Ortsbestimmung darauf festlegen, entweder Winkel oder Entfernungen zu messen. Selbst für das kartesische Koordinatensystem bräuchte man eine Kombination aus Winkel- und Entfernungsmessung, da es sich bei der Angabe der Achsenabschnitte um gerichtete Werte handelt. Der Punkt ist x Einheiten in Richtung der X-Achse, y Einheiten in Richtung der Y-Achse und z Einheiten in Richtung der Z-Achse vom Ursprung entfernt. Es ist jedoch auch möglich einen Punkt ausschließlich durch Angabe von Entfernungen zu charakterisieren. Zur Bestimmung eines Punktes mit Hilfe von Entfernungen benötigt man mindestens drei Entfernungen (d_1, d_2 und d_3) zum gesuchten Punkt. Kennt man von drei beliebigen Stützpunkten P_1, P_2 und P_3 die Entfernung zum gesuchten Punkt P_{ges} , erhält man über den Schnitt der Kugelflächen um die drei Stützpunkte zwei mögliche Punkte $P_{ges1,2}$. Dieses Verfahren wird *Räumlicher Bogenschnitt* genannt. Dazu muss folgendes Gleichungssystem gelöst werden, dabei seien (X_i, Y_i, Z_i) jeweils die Koordinaten der Punkte P_i :

$$\begin{aligned}(X_{ges} - X_1)^2 + (Y_{ges} - Y_1)^2 + (Z_{ges} - Z_1)^2 &= d_1^2 \\(X_{ges} - X_2)^2 + (Y_{ges} - Y_2)^2 + (Z_{ges} - Z_2)^2 &= d_2^2 \\(X_{ges} - X_3)^2 + (Y_{ges} - Y_3)^2 + (Z_{ges} - Z_3)^2 &= d_3^2\end{aligned}\tag{2.1}$$

Aufgrund der quadratischen Natur des Gleichungssystems erhält man zwei mögliche Lösungen. Die Doppeldeutigkeit des Ergebnisses lässt sich durch die Hinzunahme eines vierten Stützpunktes ausräumen. Häufig reichen aber auch drei Stützpunkte, da einer der möglichen Punkte $P_{ges1,2}$ kein sinnvolles Ergebnis ist. Besonders, wenn man einmal weiß, welcher der beiden Punkte der richtige ist, lässt sich über Verfolgung der Bewegung herausfinden, welcher der beiden Punkte bei der nächsten Messung in Frage kommt.

Für die Bestimmung eines Punktes durch Winkelangabe benötigt man Kenntnis von drei Winkeln. Dabei muss man unterscheiden, ob es sich um einen Winkel zwischen zwei Ebenen oder um einen Winkel zwischen zwei Richtungen handelt. Im Fall, dass sich der Winkel auf eine Ebene bezieht, lässt sich der Punkt durch den Schnitt der drei Ebenen die durch die Winkel gegeben sind, ermitteln. Wenn der Winkel sich nur auf eine Richtung bezieht, läuft die Ermittlung des Punktes auf den Schnitt von Kegelmänteln heraus.

Auch mit der Kenntnis von Entfernungsdifferenzen zum gesuchten Punkt lässt sich dieser ermitteln. Dazu muss von mindestens drei Punktepaares die Entfernungsdifferenz zum gesuchten Punkt P_{ges} bekannt sein. Also zum Beispiel die Entfernungsdifferenzen

$$\Delta s_i = |\vec{p}_{i_1} - \vec{p}_{ges}|^2 - |\vec{p}_{i_2} - \vec{p}_{ges}|^2 \quad i \in [1, 3] \quad (2.2)$$

Bei einem Punktepaar, zu dem die Entfernungsdifferenz zum gesuchten Punkt bekannt ist, ergibt sich somit eine Punktmenge von möglichen Punkten, die dadurch gegeben ist, dass die Differenz ihrer Entfernungen zu den beiden Punkten des Punktepaares konstant ist. Anders ausgedrückt, ergibt sich eine Fläche für die gilt:

$$F = \{\vec{p} \in \mathbf{R}^3 \quad : \quad |\vec{p}_{1_1} - \vec{p}|^2 - |\vec{p}_{1_2} - \vec{p}|^2 = konst.\} \quad (2.3)$$

Im Zweidimensionalen erkennt man, dass es sich bei der Kurve, für die diese Bedingung gilt, um eine Hyperbel handelt. *Die Hyperbel ist der geometrische Ort aller Punkte, für die die Differenz der Abstände von zwei gegebenen Punkten, den Brennpunkten, konstant gleich $2a$ ist.* [BSMM95]. Somit sind die Punkte, zu denen die Entfernungsdifferenz bestimmt wird, die Brennpunkte der Hyperbel. Da die Bedingung konstanter Entfernungsdifferenz zu den Brennpunkten rotations-symmetrisch zur Verbindungsachse der beiden Brennpunkte ist, ergibt sich somit im Dreidimensionalen ein Rotationshyperboloid als Fläche, für die die Bedingung gilt. Den gesuchten Punkt erhält man wiederum durch Schnitt der Rotationshyperboloiden von mindestens drei Punktepaares aus.

2.2 Physikalische Phänomene zur Entfernungsbestimmung

Wie im vorigen Abschnitt beschrieben, benötigt man zur Bestimmung der Position eines Punktes entweder Entfernungen, Entfernungsdifferenzen oder Winkel bzw. eine Kombination aus diesen. Die Aufgabe besteht nun darin, Verfahren zu entwickeln, die Rückschlüsse auf diese Größen zulassen. Mit anderen Worten, es geht darum, physikalische Phänomene zu suchen, die eine Abhängigkeit von der Entfernung, der Entfernungsdifferenz oder dem Winkel zeigen. Schematische Zusammenstellung der in Frage kommenden Phänomene:

- Entfernungsabhängige Phänomene:
 - Feldstärke
 - * elektrisch
 - * magnetisch
 - Intensitäten
 - Laufzeit
 - * Schall
 - * Licht
 - * Funkwellen
- Entfernungsdifferenzabhängige Phänomene:
 - Laufzeitdifferenzen
 - * Schall
 - * Licht
 - * Funkwellen
 - Phasendifferenz
 - * Schall
 - * Licht
 - * Funkwellen
- Winkelabhängige Phänomene:
 - Richtcharakteristik einer Antenne
 - * Dipolantenne
 - * Richtantenne (z.B. Yagi-Antenne)

Bei den entfernungsabhängigen Methoden ist die messbare physikalische Größe eine Funktion des Abstandes zwischen dem mobilen Gerät und einem Referenzpunkt. Beispielsweise nimmt die elektrische Feldstärke mit $\frac{1}{r^3}$ ab. Kennt man die Feldstärke am Referenzpunkt, so kann man aus der Feldstärke am mobilen Gerät den Abstand zum Referenzpunkt berechnen.

Die winkelabhängigen Verfahren beruhen darauf, dass der Wert einer physikalischen Größe mit dem Winkel variiert. So ist zum Beispiel die von einer Dipolantenne registrierte Intensität davon abhängig aus welcher Richtung das Signal kommt.

Bei entfernungs-differenzabhängigen Verfahren hängt die gemessene physikalische Größe von der Entfernungsdifferenz des mobilen Geräts zu zwei Punkten im Raum ab. Die gemessene Größe wäre bei Laufzeitunterschieden beispielsweise die Zeitdifferenz zwischen dem Eintreffen eines vom mobilen Gerät ausgesendeten Signals am Empfänger 1 und am Empfänger 2.

Außerdem werden diese Phänomene häufig in zellenbasierten Verfahren ausgenutzt, die allerdings nur eine grobe Ortung ermöglichen. Ein Beispiel für ein zellenbasiertes Verfahren ist das in der Einleitung beschriebene Ausnutzen des engen Abstrahlwinkels der Infrarotsendediode auf der MediaCup. Weitere Beispiele sind Kameras, Sensoren im Boden oder Transponder (Antwortgerät; zusammengesetztes Wort aus TRANSmitter = Sender und resPONDER = Antwortgeber). Die Zellengröße ist in diesem Fall durch die Signalreichweite des Transponders gegeben.

Kapitel 3

Die Verfahren

Im Folgenden werden Verfahren vorgestellt, die für eine Ortung im Raum in Frage kommen. Im ersten Unterkapitel gehe ich dabei jeweils auf die Funktionsweise ein. Im darauf folgenden Unterkapitel beschreibe ich die physikalischen Grundlagen und leite die benötigten Formeln her. Soweit das Verfahren zum Test ausgewählt wurde, beschreibe ich noch die Implementierung und stelle die Messergebnisse vor. Abschließend beurteile ich das Verfahren auf seine Verwendbarkeit.

Aus der Art des Gerätes, für das die Ortung vorgenommen werden soll, ergeben sich gewisse Anforderungen an das Verfahren, das zur Ortung benutzt werden kann. Bei der Beispielanwendung, der MediaCup, steht für die Elektronik nur ein relativ kleiner Bereich am Boden der Tasse zur Verfügung. Die Elektronik der MediaCup ist in einer abnehmbaren Gummimanschette eingelassen, die Platz für eine Platine vom Durchmesser von 8 cm bietet, die in einer Höhe von 1 cm bestückt werden kann. Die Stromversorgung wird durch zwei Kondensatoren mit einer Kapazität von 1 F, *GoldCaps*, realisiert. Sämtliche mobile Geräte, so zum Beispiel auch ein PDA oder ein Handy, haben gemein, dass sie relativ kleine räumliche Abmessung haben. Mit aus diesem Grund verfügen sie nur über einen sehr beschränkten Energievorrat, da sie batteriebetrieben sind oder wie im Fall der MediaCup durch die Ladung eines Kondensators betrieben werden.

Bei der Bedienung des mobilen Geräts ergibt sich, dass aus der Sicht des Gerätes normalerweise ein Halbraum durch den Anwender verdeckt ist. Deshalb sind Verfahren, die keinen Sichtkontakt für die Ortung des Gerätes benötigen, vorteilhaft. Damit das mobile Gerät für den problemlosen Alltagseinsatz geeignet ist, sollten vor Inbetriebnahme keine größeren Einstellarbeiten am Gerät vorgenommen werden müssen. Im Falle der MediaCup ergeben sich neben einer hinreichenden Genauigkeit als Anforderungen an das Ortungsverfahren noch folgende Punkte:

- Kein Sichtkontakt zum Objekt nötig
- Einfache Eichung

- Geringer Energieverbrauch.
- Geringer Bauteilaufwand bzw. Platzbedarf auf dem mobilen Gerät
- Vertretbarer finanzieller Aufwand

3.1 Magnetfeldbasierte Positionsbestimmung

3.1.1 Funktionsweise

Im Raum werden drei Spulen mit jeweils zueinander senkrechten Spulenachsen aufgestellt. Diese Spulen erzeugen ein magnetisches Wechselfeld, wobei zwischen den einzelnen Spulen eine Phasenverschiebung bestehen soll. Auf dem mobilen Gerät befinden sich dicht beieinander drei Spulen mit ebenfalls zueinander senkrechten Achsen. Das magnetische Wechselfeld induziert in diesen Spulen eine Spannung, die von der Entfernung und Orientierung zu den Spulen im Raum abhängt. Da es in dieser Arbeit hauptsächlich um die Position des mobilen Geräts geht und nicht um die Orientierung im Raum, handelt es sich bei diesem Verfahren im Prinzip um eine Bestimmung der Magnetfeldstärke. Diese ließe sich auf dem mobilen Gerät auch mit Hilfe von Magnetfeldsensoren, wie sie in Abschnitt [3.1.2](#) vorgestellt werden, messen. Das ist aufgrund der geringeren räumlichen Abmessungen dieser Sensoren im Vergleich zu Spulen für den mobilen Einsatz vorteilhaft ist.

3.1.2 Physikalische Grundlagen

Anstatt mit Spulen wurde versucht, mit Sensoren, die auf dem magnetoresistiven Effekt beruhen, die Stärke des Magnetfeldes zu bestimmen. Manche ferromagnetische Materialien besitzen eine Anisotropie der elektrischen Leitfähigkeit bzw. des spezifischen Widerstandes ρ_p parallel bzw. ρ_s senkrecht zur Magnetisierungsrichtung. Dieses Phänomen lässt sich für Sensoren ausnutzen, die abhängig von der Stärke und Orientierung des äußeren Magnetfeldes ihren Widerstand ändern. In der Regel werden die magnetoresistiven Materialien auf dem Sensor in Form einer Wheatstone-Brücke aufgebracht (Abbildung [3.1](#)). Ohne äußeres Magnetfeld sind die Ausgangsspannungen Null. Liegt ein äußeres Magnetfeld an so ändern sich die Ausgangsspannungen symmetrisch.

3.1.3 Implementierung

Im Versuch sollten langsam veränderliche Magnetfelder verwendet werden, so dass man sich im Bereich des Nahfeldes befindet, in dem die magnetische Feld-

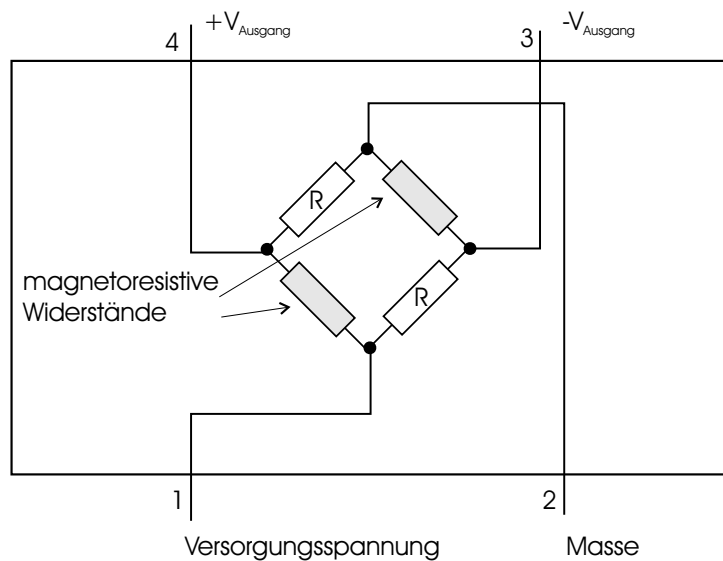


Abbildung 3.1: Aufbau des Sensors mit magnetoresistiven Widerständen in einer Wheatstone-Brücke

stärke mit $\frac{1}{r^3}$ abnimmt. Im Experiment wurde der magnetoresistive Sensor *KMZ51* von *Philips* verwendet. In Abbildung 3.2 ist der Aufbau des Sensors abgebildet. Dieser Sensor kann laut Datenblatt Magnetfelder detektieren, die schwächer als das Erdmagnetfeld sind.

Größe	Min.	Max.	Einheit
H_y	-0,2	0,2	$\frac{V}{kAm}$
Empfindlichkeit	12	16	$\frac{mV/V}{kA/m}$

Tabelle 3.1: Werte aus dem Datenblatt des Sensors KMZ51

Wegen der starken r -Abhängigkeit der Magnetfeldstärke konnten mit diesem Sensor jedoch trotzdem keine zufrieden stellenden Ergebnisse erzielt werden. Aus diesem Grund wurde das Verfahren nicht weiter betrachtet.

3.1.4 Bewertung des Verfahrens

Das Verfahren genügt den Anforderungen, die in Kapitel 3 (Seite 9) aufgezählt wurden. Die Magnetfeldsensoren, die auf das mobile Gerät montiert würden, sind von ihren Abmessungen sehr klein und haben einen geringen Energieverbrauch. Wie in Abschnitt 3.1.3 erwähnt, stellt die starke Abhängigkeit vom Abstand ein massives Problem dar, da die gemessenen Werte einen großen Bereich überschreiten und somit hohe Anforderungen an die Messgeräte stellen. Als Zahlenbeispiel

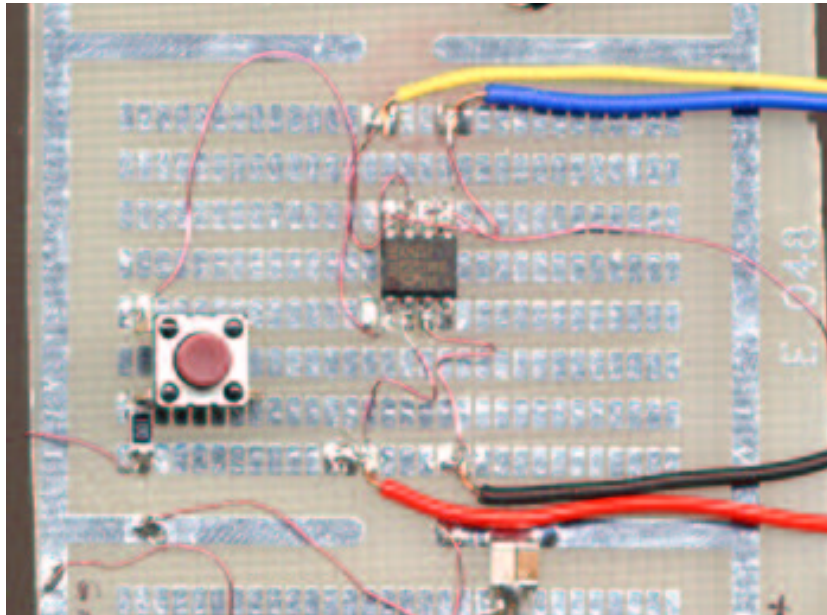


Abbildung 3.2: Aufbau des magnetoresistiven Sensors *KMZ51* von *Philips*

sei der Quotient der Feldstärke in 10 cm Entfernung und der Feldstärke in 4 m Entfernung angeführt: dieser beträgt $\frac{1/0,1^3}{1/4^3} = 64000$. Das heißt, das verwendete Messgerät müsste über fast 5 Größenordnungen Messwerte aufnehmen können. Aufgrund dieser Betrachtungen wurde das Verfahren nicht weiter verfolgt.

3.2 Inertiale Verfahren

3.2.1 Funktionsweise

Bei den inertialen Verfahren handelt es sich weniger um eine Ortung im eigentlichen Sinn, als um eine Verfolgung des mobilen Geräts. Unter Zuhilfenahme dreier Kreisel und eines dreiachsigen Beschleunigungssensors lässt sich die Position des mobilen Geräts durch Integration der Bewegungsgleichung berechnen, wobei die Position durch eine initiale Eichung zum Startzeitpunkt bekannt sein muss.

3.2.2 Physikalische Grundlagen

Bewegungsgleichung:

- Translation:

$$\vec{F} = \dot{\vec{p}}$$

$$\dot{x}(t) = v(t) = \int_0^t a dt' = a \cdot t + v_0 \quad (3.1)$$

$$x(t) = \int_0^t v(t) dt' = \int_0^t (a \cdot t' + v_0) dt' = \frac{at^2}{2} + v_0 t + x_0 \quad (3.2)$$

- Rotation:

$$\begin{aligned} \vec{M} &= \dot{\vec{L}} \\ \varphi(t) &= \int_0^t \omega dt' = \omega \cdot t + \varphi_0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

In einem Inertialsystem treten keine Scheinkräfte auf. Im Sinne der newtonschen Mechanik sind alle Bezugssysteme, die sich gleichförmig translatorisch bewegen, Inertialsysteme. In einem Inertialsystem ist es also nicht möglich, aus Messungen, die sich nur auf das lokale Bezugssystem beziehen, seinen Bewegungszustand festzustellen. Das lokale Bezugssystem des mobilen Geräts ist jedoch kein Inertialsystem und somit können Größen wie Beschleunigung und Winkelbeschleunigung durch Sensoren auf dem Gerät gemessen werden.

Zur Messung der linearen Beschleunigung werden Beschleunigungssensoren verwendet. Diese beruhen in der Regel auf dem Ausnutzen der Massenträgheit. Die Beschleunigung wird durch die Auslenkung eines Federarms, der mit einer Probemasse behaftet ist, festgestellt. Für die Bestimmung der Auslenkung gibt es im Wesentlichen drei Varianten:

- Piezoelektrisch: Bei dieser Methode ist der Federarm aus einem piezoelektrischen Material gefertigt. Bei einer mechanischen Verformung lässt sich an den Enden der Probe eine der Verformung proportionale Spannung abgreifen. Piezoelektrische Sensoren zählen zu den *aktiven* Sensoren, da sie keine äußere Spannungsversorgung benötigen. Da dieser Sensor die Arbeit, die zur Verformung des Federarms aufgewendet wird, in sein Ausgangssignal umwandelt, können mit seiner Hilfe nur wechselnde Signale detektiert werden. Eine gleichförmige Beschleunigung, wie die Erdbeschleunigung kann also nicht gemessen werden.
- Piezoresistiv: In diesem Fall wird die Eigenschaft von piezoresistiven Materialien ausgenutzt, dass sie unter mechanischem Druck bzw. Verformung ihren Widerstand ändern. Im Gegensatz zu piezoelektrischen Sensoren ist hier eine Spannungsversorgung von Nöten. Es handelt sich also um einen *passiven* Sensor. Die Detektion von gleichförmigen Beschleunigungen ist in diesem Fall möglich, da der Widerstand so lange verändert bleibt, bis der Federarm wieder in der Ausgangslage ist.

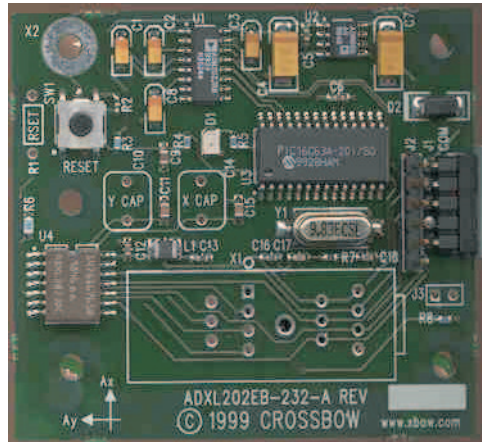


Abbildung 3.3: Der zweiachsige kapazitive Beschleunigungssensor ADXL202

- Kapazitiv: Für diesen Sensor ist der Federarm flächig ausgearbeitet und dient als eine Platte eines Kondensators. Die andere Platte ist fest im Gehäuse montiert und je nach Beschleunigung nähert sich der Federarm an die feste Platte an und ändert somit die Spannung des Kondensators. Diese Spannung wird gemessen und zur Bestimmung der Beschleunigung herangezogen. Mit diesem *passiven* Sensortyp können gleichförmige Beschleunigungen gemessen werden.

Für die Messung wurde ein kapazitiver Sensor verwendet, da dessen Empfindlichkeit etwa eine Größenordnung besser ist als die von piezoelektrischen oder piezoresistiven Sensoren. Bei dem hier verwendeten ADXL202 (Abbildung 3.3) handelt es sich um einen zweiachsigen auf einem Chip integrierten Sensor.

Wenn das Gerät beschleunigt wird, wirkt über die Massenträgheit eine Kraft auf den Metallstreifen und lenkt diesen aus seiner Ruhelage aus. Die Spannungswerte über den Kondensator für die beiden Achsen werden direkt auf dem ADXL202 weiterverarbeitet und in Form einer Rechteckschwingung mit den beiden möglichen logischen Werten 0 (0 Volt, dieser Zustand wird im folgenden als “LO” bezeichnet) und 1 (5 Volt, dieser Zustand wird im folgenden als “HI” bezeichnet) ausgegeben. Die gemessene Spannung wird über das Tastverhältnis in das Rechtecksignal hineinkodiert. Das Tastverhältnis gibt an welchen Teil der Periodendauer T das Signal den Wert HI hat, also

$$\text{Tastverhältnis} = \frac{t_{HI}}{T} \quad (3.4)$$

Für $T = 1$ s hat das Signal bei einem Tastverhältnis von 0,7 also für 0,3 s den Wert LO und für 0,7 s den Wert HI. Zum besseren Verständnis sind in Abbildung 3.4 für ausgewählte Tastverhältnisse die Signalformen abgebildet.

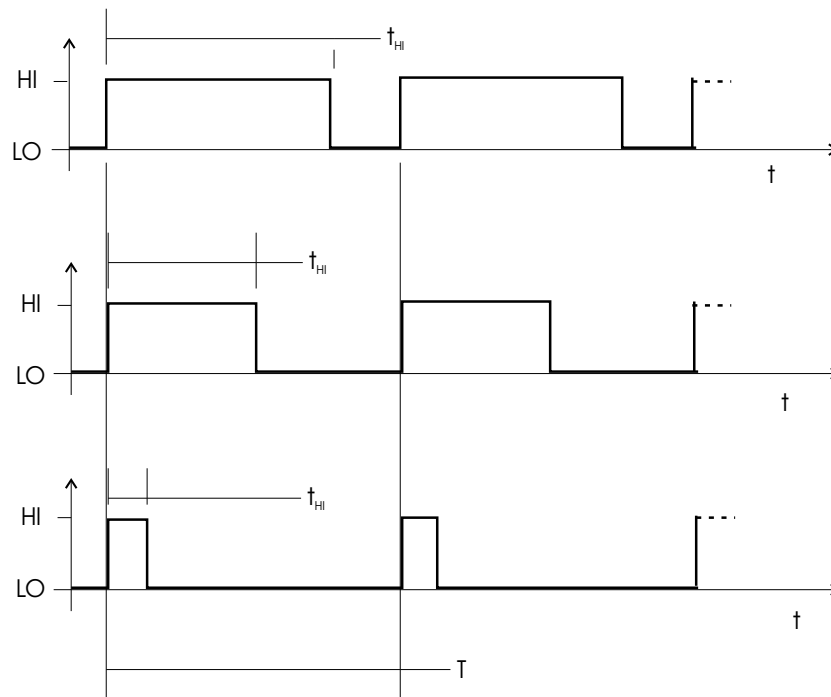


Abbildung 3.4: Signale mit Tastverhältnissen von 3/4, 1/2 und 1/8

Der Wert des Tastverhältnisses wird über die serielle Schnittstelle auf den PC übertragen und dort von der mitgelieferten Software ausgewertet. Da der Zusammenhang zwischen Tastverhältnis und Beschleunigung nicht von vornherein bekannt war musste der Sensor noch geeicht werden (3.2.3, Seite 19).

Zur Messung der Winkelbeschleunigung kommen sowohl mechanische als auch optische Sensoren in Frage. Auf der Seite der mechanischen Sensoren sind der klassische Wendekreisel und das *Vibratory Rate Gyroscope* zu nennen. Der auf dem Sagnac-Effekt beruhende Ringlaserkreisel zählt zu den optischen Sensoren. Im folgenden werden die Funktionsweisen dieser drei Varianten beschrieben:

Der klassische Wendekreisel beruht auf der Erhaltung des Drehimpulses \vec{L}

$$\vec{M} = \dot{\vec{L}} \quad (3.5)$$

Das heißt, der Drehimpuls \vec{L} eines Kreisels ändert sich nur dann, wenn ein äußeres Drehmoment \vec{M} auf ihn wirkt.

Der Kreisel läuft in einem Rahmen und dreht sich um die Kreiselachse (vergleiche Abbildung 3.5). Die Rahmenachse ist im Sensorgehäuse über eine Spiralfeder gelagert, so dass eine freie Drehung um die Rahmenachse nicht möglich ist. Wird

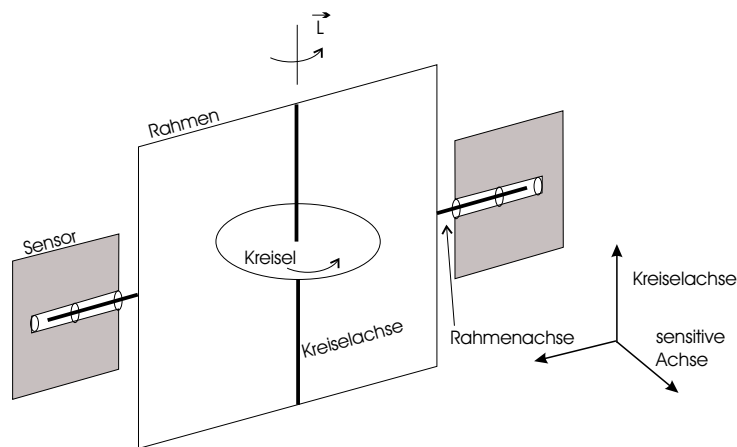


Abbildung 3.5: Mechanischer Kreisel

das Gehäuse um die sensitive Achse gedreht, versucht der Kreisel aufgrund des wirkenden Drehmoments um die Rahmenachse zu präzedieren und lenkt somit den Rahmen aus seiner Ruhelage aus. Diese Auslenkung wird vom Sensor detektiert. Sie ist proportional zum auf den Kreisel wirkenden Drehmoment und somit auch zur Winkelgeschwindigkeit des Gehäuses.

Probleme, die bei einem einfachen Wendekreisel auftreten, sind:

- Reibung: Durch unvermeidliche Reibung in den Gelenken der kardanischen Aufhängung kommt es zu einer Kreisel drift
- Unwucht:
 - Statische Unwucht: Durch Fertigungsungenauigkeiten kann es dazu kommen, dass die Massenverteilung des Kreisels nicht symmetrisch ist. Dies kann zu Störungen führen.
 - Dynamische Unwucht: Tritt auf, wenn durch Fertigungsungenauigkeiten die Figurenachse des Systems Rahmen-Kreisel nicht mit der durch die Aufhängung am Sensor vorgegebenen Achse zusammenfällt.

Die durch diese Probleme verursachte Drift liegt typischerweise im Bereich von $0,3^\circ/\text{h}$ [GrBä].

Eine weitere Variante des mechanischen Kreisels bedient sich zur Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit der Messung der Corioliskraft. Ein weit verbreiteter Aufbau zur Messung der Corioliskraft ist im *Vibratory Rate Gyroscope* (VRG) verwirklicht. Beim VRG handelt es sich um ein gleichseitiges Prisma, dessen eine Seitenfläche in Schwingung versetzt wird und an dessen beiden anderen Seitenflächen die resultierende Schwingung gemessen wird. In Abbildung 3.6 ist ein

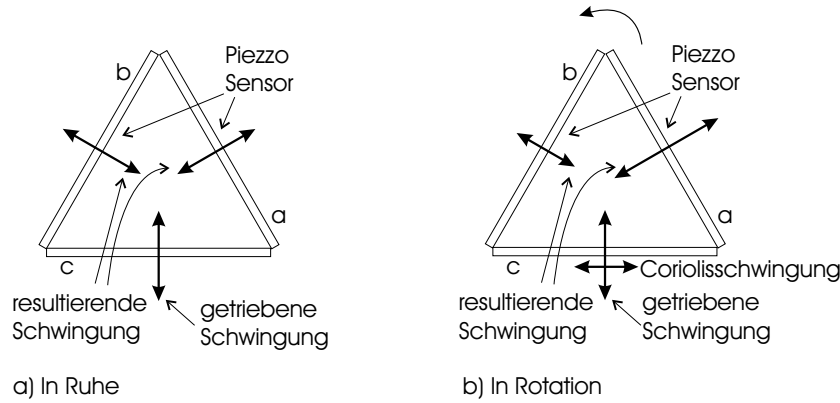


Abbildung 3.6: Funktionsweise des Vibratory Rate Gyroscope

horizontaler Schnitt durch dieses Prisma dargestellt. Sowohl für den Antrieb der Schwingung als auch zur Detektion der resultierenden Schwingung werden piezoelektrische Keramiken eingesetzt. Piezoelektrische Stoffe haben die Eigenschaft, dass sie bei einer angelegten äußeren Spannung ihre Länge ändern. Im umgekehrten Fall führt eine von außen erzwungene Längenänderung zu einer messbaren elektrischen Spannung an den Enden der Probe. Im VRG wird also an der Prismenfläche, an der die Schwingung erzeugt werden soll (Seite c in Abbildung 3.6), an der Piezokeramik eine sinusförmig veränderliche Spannung mit der Frequenz $\frac{\omega_s}{2\pi}$ angelegt. Dies führt dazu, dass die beiden anderen Prismenflächen (Seiten a und b) anfangen, miteinander in Phase zu schwingen. Somit liegt an beiden Detektoren die gleiche Spannung an.

$$U_a(t) = U_a \sin(\omega_s t) = U_b(t) = U_b \sin(\omega_s t) \quad (3.6)$$

Wird das Prisma nun mit der Winkelgeschwindigkeit $\vec{\omega}$ um seine Hochachse gedreht, wirkt auf die von innen nach außen schwingende “Antriebsfläche” eine Coriolisbeschleunigung:

$$a_{\text{coriolis}} = 2\vec{v} \times \vec{\omega} \quad (3.7)$$

Dabei ist \vec{v} die Geschwindigkeit der Masseteilchen der Prismenfläche und $\vec{\omega}$ die Winkelgeschwindigkeit, mit der die Apparatur gedreht wird. Durch die Corioliskraft erhält die erzwungene Schwingung eine Komponente parallel zur Prismenfläche, was dazu führt, dass die Amplituden an den Detektorflächen unterschiedlich groß werden. In der Regel gibt das VRG die Differenzspannung $U_{\text{aus}}(t)$ zwischen den beiden Detektoren aus. Man erhält also im Ruhefall $U_{\text{aus}}(t) = 0$ und für den Fall, dass sich die Apparatur dreht $U_{\text{aus}}(t) = (U_a - U_b) \sin(\omega_s t)$. Da $\omega \sim U_{\text{aus}}$ ist, lässt sich aus dem Ausgangssignal des VRG die Winkelgeschwindigkeit ω bestimmen.

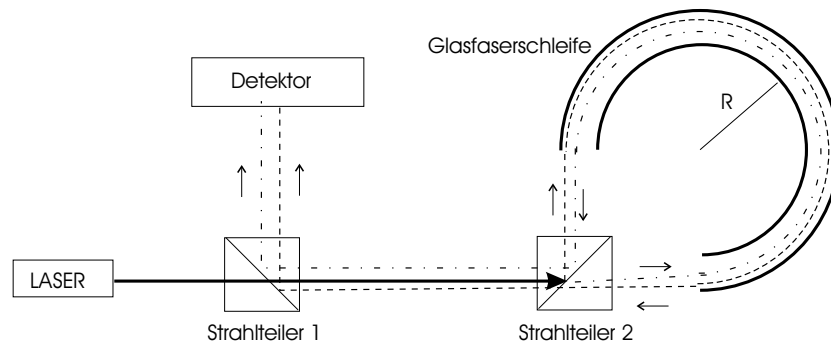


Abbildung 3.7: Schematischer Aufbau für Sagnac-Effekt

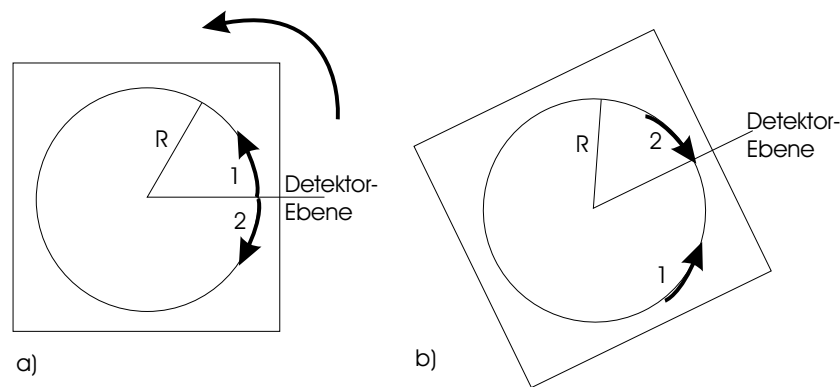


Abbildung 3.8: Vereinfachte Funktionsweise des Sagnacinterferometers

Der optische Kreisel oder Ringlaserkreisler beruht auf dem Sagnac-Effekt. Der Sagnac-Effekt wurde erstmals 1911 von Harres und 1913 von G. Sagnac demonstriert. Hierbei handelt es sich um eine interferometrische Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit. Über einen halbdurchlässigen Spiegel *Strahlteiler 2* (Abbildung 3.7) wird ein linear polarisierter LASER-Strahl in zwei Teilstrahlen aufgeteilt. Diese beiden Teilstrahlen durchlaufen eine Glasfaserschleife der Länge L in entgegengesetzter Orientierung und werden über einen weiteren halbdurchlässigen Spiegel *Strahlteiler 1* wieder auf einen Detektor zusammengeführt. Für die Berechnung wird die Glasfaserschleife als kreisförmig mit dem Radius R angenommen.

Im Ruhezustand, das heißt, keine Drehung des Systems, sind die optischen Wege der beiden Teilstrahlen gleich lang. Somit kommen die beiden Strahlen in Phase am Detektor an und interferieren dort konstruktiv. Wird die Apparatur nun jedoch einer Drehung mit der Winkelgeschwindigkeit ω unterworfen, so kommt, wie in Abbildung 3.8 zu erkennen, das Signal der Richtung (2) vor dem der Richtung (1) an. Daraus resultiert eine destruktive Interferenz am Detektor, die sich durch

eine geringere Lichtintensität am Detektor bemerkbar macht. Als Detektor kommt zum Beispiel eine Photozelle in Frage, die eine der Lichtintensität proportionale Ausgangsspannung liefert. Aus der Lichtintensität kann der Gangunterschied bzw. die Phasenverschiebung der beiden Strahlen bestimmt werden, was wiederum die Berechnung der Winkelgeschwindigkeit zulässt. Die Strecke, die vom Teilstrahl (2) zurückgelegt werden muss beträgt $(2\pi - \omega t_2)R$, die Strecke für Teilstrahl (1) ergibt sich analog dazu zu $(2\pi + \omega t_1)R$. Dabei sind t_1 bzw. t_2 die Zeiten, die der jeweilige Strahl braucht, um auf den Detektor zu treffen. Löst man nach diesen Zeiten auf, so erhält man:

$$t_1 = \frac{2\pi R}{c - \omega R} \quad t_2 = \frac{2\pi R}{c + \omega R} \quad (3.8)$$

Und erhält somit für den Laufzeitunterschied der beiden Strahlen:

$$t_1 - t_2 = \frac{2\pi R(c + \omega R) - 2\pi R(c - \omega R)}{c^2 - \omega^2 R^2} = \frac{4\pi\omega R^2}{c^2 - \underbrace{\omega^2 R^2}_{v^2}} \quad (3.9)$$

Für die vorkommenden Winkelgeschwindigkeiten lässt sich der Term v^2 im Nenner gegenüber dem Term c^2 vernachlässigen und man kann schreiben

$$\Delta t \approx \frac{4\pi\omega R^2}{c^2} \quad (3.10)$$

Für die Phasenverschiebung ergibt sich dann mit dem Kreisumfang der Faserschleife $L = 2\pi R$:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta L = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta t \cdot c = \frac{8\pi^2 R^2 \omega}{c\lambda} = \omega \cdot \frac{4\pi LR}{c\lambda} \quad (3.11)$$

Für geringe Drehraten ist dieser Phasenunterschied $\Delta\varphi$ relativ gering. Deshalb wird häufig eine Glasfaserschleife mit sehr vielen Windungen verwendet. Mit n Windungen gilt für die Länge $L = 2\pi Rn$ und somit für die Phasenverschiebung $\Delta\varphi = n \cdot \frac{8\pi^2 R^2}{\lambda c} \cdot \omega$. Mit ausreichend großer Windungszahl erhält man somit gut messbare Phasenverschiebungen. Mit diesem Effekt lassen sich Winkelgeschwindigkeiten bis hinunter zu nur $0,01^\circ/\text{h}$ [SeBe] feststellen. Die Verwendung dieses Kreiseltyps auf dem mobilen Gerät kommt wegen der Abmessungen des Ringlasers (typische Maße sind $b \times h \times t$: $7 \text{ cm} \times 8 \text{ cm} \times 7 \text{ cm}$) nicht in Frage.

3.2.3 Implementierung, Messung

Für die Messung der Beschleunigung wurde der zweiachsige kapazitive Sensor ADXL202 von *Analog Devices* verwendet. Der ADXL202 wurde folgendermaßen vermessen. Der Beschleunigungssensor wurde auf einem Schlitten befestigt.

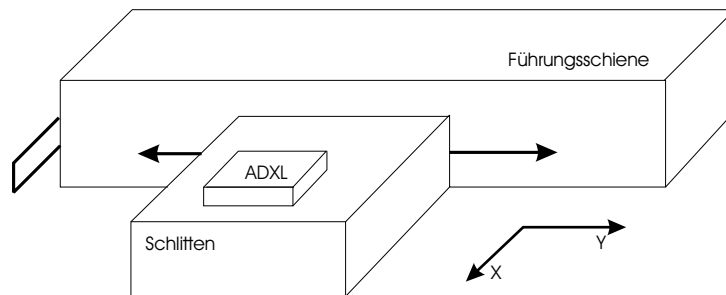


Abbildung 3.9: Messaufbau ADXL

	x-Richtung	y-Richtung
Tastverhältnis ($a = 0$)	$0,5411 \pm 0,0007 \pm 0,0001$	$0,4792 \pm 0,0007 \pm 0,0001$
Tastverhältnis ($a = g$)	$0,4131 \pm 0,0008 \pm 0,0001$	$0,3668 \pm 0,0148 \pm 0,0001$

Tabelle 3.2: Eichung des Sensors, Mittelwerte \pm Standardabweichung \pm systematischer Fehler

Dieser wurde, wie in Abbildung 3.9 angedeutet, entlang einer Führungsschiene von einem Ausgangspunkt zum Ende der Schiene und wieder zurück zum Ausgangspunkt bewegt. Dabei wurden die Beschleunigungswerte aufgenommen und daraus berechnet, wie weit sich der Schlitten bewegt hat. Da aufgrund der Versuchsführung für die zurückgelegte Strecke Null herauskommen sollte, ist der erhaltene Wert direkt die Abweichung vom Sollwert.

Eichung des Sensors: Vor der Messung musste der Sensor noch geeicht werden. Das heißt, es musste der Zusammenhang zwischen Tastverhältnis und Beschleunigung hergestellt werden. Hierzu wurde in mehreren Messungen der Wert des Tastverhältnisses in Ruhelage D_0 und der Wert des Tastverhältnisses D_g für eine Beschleunigung von g bestimmt. Um die Beschleunigung von g zu erreichen, wurde der Sensor vertikal gestellt, so dass die Erdbeschleunigung entlang der zu vermessenden Achse wirkte. Die Werte des Tastverhältnisses für die Ruhelage D_{0x} und D_{0y} und für die Beschleunigung von g entlang der jeweiligen Sensorachse D_{gx} und D_{gy} sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst. In den Abbildungen 3.10 und 3.11 sind die Mittelwerte des Tastverhältnisses für aufeinander folgende Messungen aufgetragen. Das Intervall auf der Y-Achse wurde so gewählt, dass sowohl der kleinste als auch der größte Wert einem Tastverhältnis entsprach, das etwa 1/200stel g vom Mittelwert der Mittelwerte abwich. Im Experiment wurden die Werte mit einer Frequenz von 85,7 Hz abgetastet. Das heißt, es ergab sich eine Abtastrate von 5140 Abtastungen/Minute.

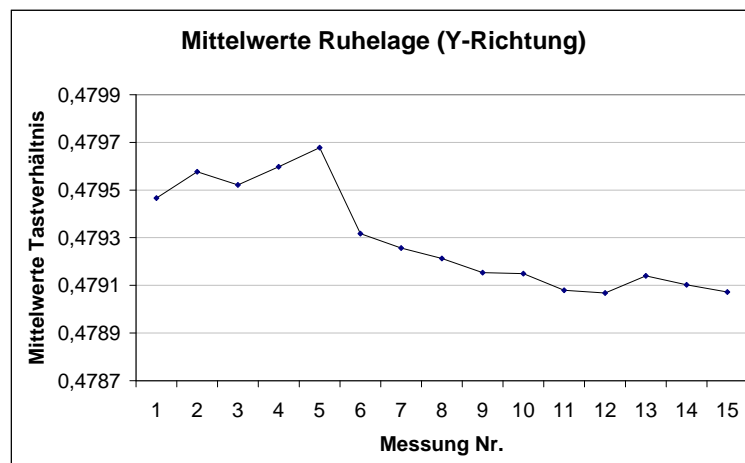
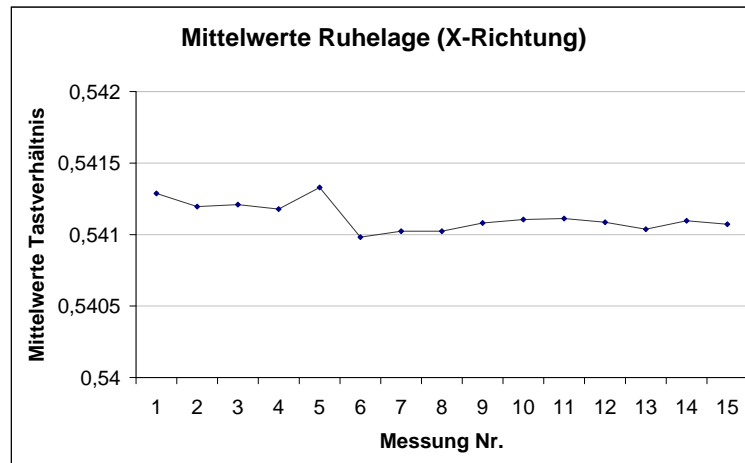


Abbildung 3.10: Eichung des Sensors mit $a = 0 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$: Mittelwerte des Tastverhältnisses in Ruhelage

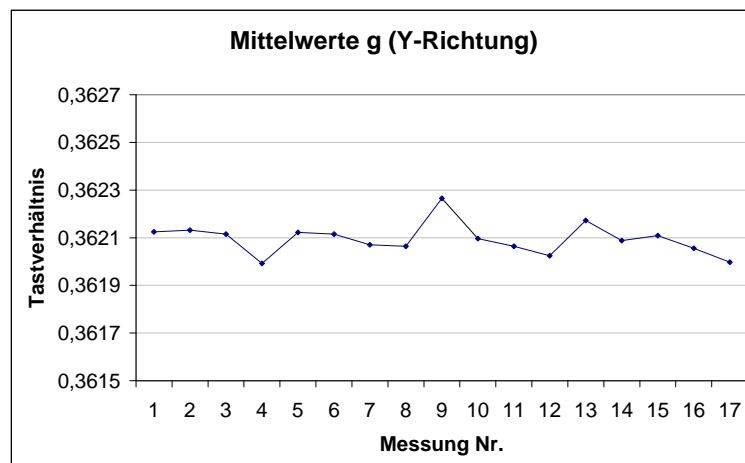
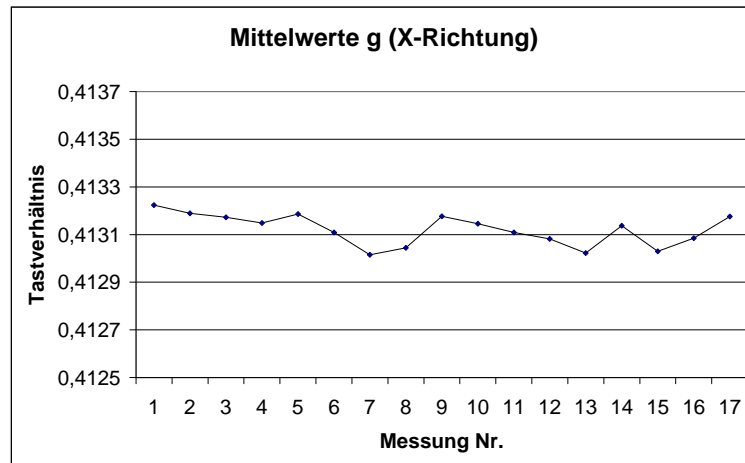


Abbildung 3.11: Eichung des Sensors mit $a = 9,81 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$: Mittelwerte des Tastverhältnisses für Beschleunigung von g

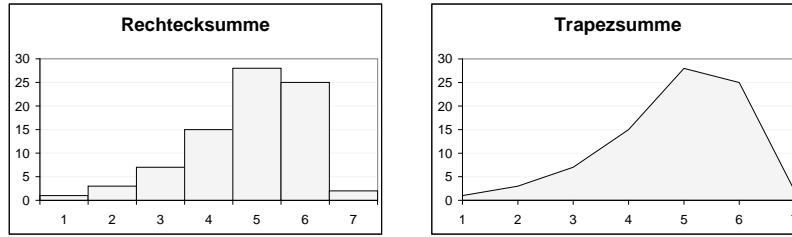


Abbildung 3.12: Gegenüberstellung Rechtecksumme - Trapezsumme

Messung: Wie beschrieben wurde der Schlitten mit dem ADXL-Sensor vom Startpunkt aus wegbewegt wieder zum Ausgangspunkt zurückgeführt und nach einer kurzen Pause dieser Vorgang wiederholt. Die Richtung der Bewegung wurde so gewählt, dass sie genau in Richtung der einen sensitiven Achse, in diesem Fall der Y-Achse, des ADXL lag. Während dieser Bewegung wurden die Werte des Tastverhältnisses ermittelt und zusammen mit der Nummer der Abtastung, was im Prinzip der Zeitachse entspricht, in einer Datei abgespeichert. Man kann also für diskrete Zeitpunkte, aus den Werten des Tastverhältnisses D_i nach der Formel:

$$a_i = g \frac{D_i - D_0}{D_0 - D_g} \quad (3.12)$$

die Werte der Beschleunigung berechnen. Aus dem Integral in (3.1) wird also eine Summe.

$$v = \sum_{i=0}^N a_i \cdot \Delta t = \sum_{i=0}^N \Delta v_i \quad (3.13)$$

Δv_i gibt hier immer den Geschwindigkeitszuwachs im jeweiligen Zeitintervall Δt an. Wobei sich die Länge des Zeitintervalls aus der Abtastrate von 5140 Abtastungen/Minute zu $\Delta t = \frac{60}{5140}$ s ergibt. Da sich der Sensor am Versuchsbeginn in Ruhe befindet, gilt für $v_0 = 0$. Bei der Auswertung der Messergebnisse wurde für die Berechnung von Δv_i angenommen, dass sich im Zeitintervall Δt die Beschleunigung linear von a_i nach a_{i+1} ändert. Das heißt, es wurde nicht einfach der Wert von a_i , der am Anfang des Zeitintervalls gemessen wurde, für das ganze Zeitintervall angenommen, sondern es wurde linear interpoliert. In anderen Worten, wurde anstatt der Rechtecksumme die Trapezsumme (Abbildung 3.12) gebildet. Dies ergibt realistischere Werte für die Geschwindigkeit. Es gilt also für $i \in [1, N]$:

$$\Delta v_i = a_i \cdot \Delta t + \frac{a_{i+1} - a_i}{2} \cdot \Delta t = \frac{a_i + a_{i+1}}{2} \cdot \Delta t \quad (3.14)$$

Für die Momentangeschwindigkeit erhält man damit dann:

$$v_i = \sum_{j=0}^i \Delta v_j \quad (3.15)$$

Entsprechend wird die zurückgelegte Strecke auch anstatt durch Integration wie in (3.2) durch die Summation der diskreten Streckenabschnitte berechnet. Für die Position des Sensors gilt also:

$$s = \sum_{i=0}^N v_i \cdot \Delta t = \sum_{i=0}^N \Delta s_i \quad (3.16)$$

Wobei der Sensor zum Startzeitpunkt an der Nullposition sein soll, also $s_0 = 0$ gilt. Mit der gleichen Begründung, wie für die Geschwindigkeit, wird auch für die Ermittlung der zurückgelegten Strecke, die Bildung der Trapezsumme herangezogen:

$$\Delta s_i = v_i \cdot \Delta t + \frac{v_{i+1} - v_i}{2} \cdot \Delta t = \frac{v_i + v_{i+1}}{2} \cdot \Delta t \quad (3.17)$$

Die gespeicherten Werte des Tastverhältnisses wurden in eine *Excel*-Tabelle importiert und gemäß der Eichung in Beschleunigungswerte in Vielfache von g umgerechnet. Aus diesen Werten wurden nach der Formel (3.14) die Momentangeschwindigkeiten berechnet und aus diesen dann nach Formel (3.16) schließlich die aktuelle Position des Sensors ermittelt. Zur besseren Bewertung wurden aus diesen Ergebnissen Diagramme erzeugt, in denen die jeweiligen Werte über der Abtastungsnummer aufgetragen sind. In Abbildung 3.13 ist der Verlauf für die Beschleunigungswerte aufgetragen.

Obwohl die Werte für die Beschleunigung zu den Zeitpunkten, zu denen der Sensor nicht bewegt wurde nur minimal um die Nulllinie schwanken erkennt man schon bei den Geschwindigkeitswerten eine Drift. Das heißt, bei der Summation erhält man das Ergebnis, dass sich die Apparatur noch bewegt, obwohl sie an und für sich in Ruhe ist. Dies hat dann bei der Ermittlung der Position zur Folge, dass mit fortlaufender Zeit immer schlechtere Ergebnisse für die Ortsbestimmung zur Verfügung stehen. Wie in Abbildung 3.14 zu erkennen, erhält man selbst für sehr kurzfristige Messungen, in diesem Fall etwa 7 s, schon eine Missweisung von 1 m. Dabei wurden diese Werte unter Bedingungen aufgenommen, wie sie sich im alltäglichen Einsatz nicht realisieren lassen würden:

- Der Sensor wurde direkt vor der Messung geeicht. Es konnte also noch keine Drift der Werte des Tastverhältnisses für Ruhelage und Beschleunigung von g , z.B. durch Temperaturschwankungen, geben.
- Die Messung war mit 7 s von sehr kurzer Dauer. Langfristig ergeben sich erheblich höhere Abweichungen

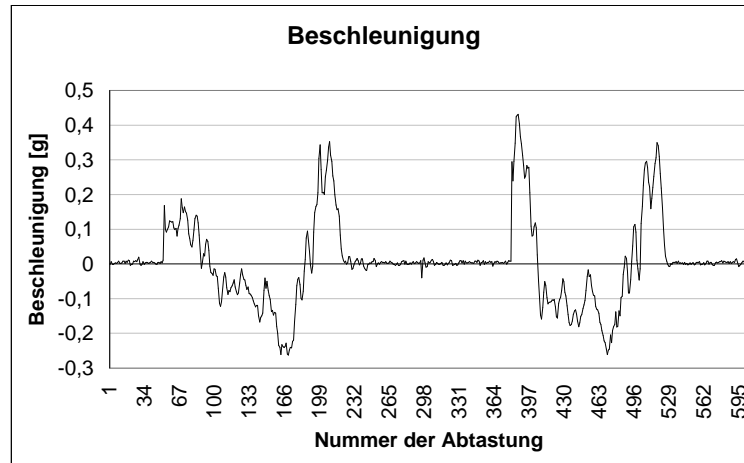


Abbildung 3.13: Messung 1, Hin- und Herbewegung: Werte der Beschleunigung
Dauer der Messung: 7 s, unmittelbar nach der Eichung

- Der Sensor war tatsächlich horizontal ausgerichtet, das heißt, es gab keine zusätzliche Unsicherheit bezüglich der Orientierung des Sensors im Raum. Ein Kippen des Sensors gegen die Horizontale um den Winkel α führt zum Beispiel dazu, dass ständig eine Beschleunigung von $a = g \cdot \sin \alpha$ angezeigt wird.

In einem weiteren Durchgang wurde diese Messung in der doppelten Zeit durchgeführt, was zu geringeren Beschleunigungswerten führt. Außerdem lag bei dieser Messung die Eichung zehn Minuten zurück. Beim Betrachten der Beschleunigungswerte (Abbildung 3.15) fällt auf, dass selbst zu den Zeitpunkten, zu denen der Sensor in Ruhe ist, die Beschleunigungswerte um einen Wert größer Null schwanken. Daran erkennt man, dass eine Veränderung des Tastverhältnisses der Ruhelage eingesetzt haben muss. Aus den Werten für die Geschwindigkeit lässt sich sofort ersehen, dass für die Position keine brauchbaren Werte ermittelt werden können. In diesem Fall ergab sich in nur 14 s eine Abweichung vom tatsächlichen Ort um mehr als 10m. Selbst wenn der Wert des Tastverhältnisses so angepasst wird, dass man als Endposition in etwa wieder den Ausgangspunkt erhält, ergibt dies kein zufrieden stellendes Ergebnis. Abgesehen davon, dass eine solche Korrektur im laufenden Betrieb nicht möglich ist, erhält man trotz Korrektur noch eine Drift. Das erkennt man daran dass sich die Position nach Abtastung Nr. 920 weiterhin ändert, obwohl sich der Sensor ab Abtastung 920 in Ruhe befindet.

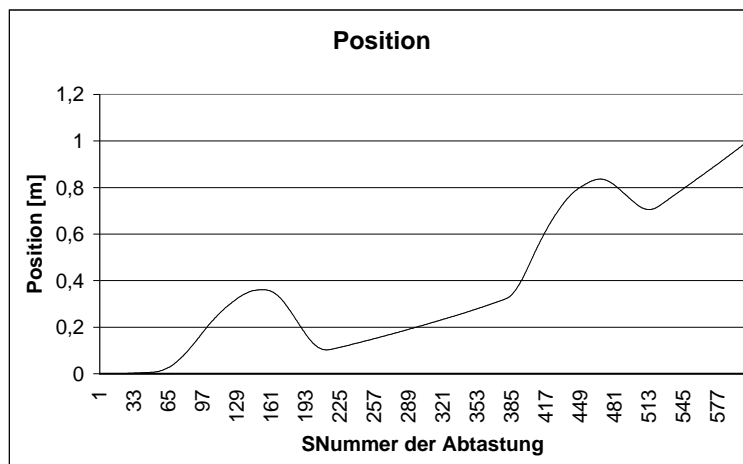
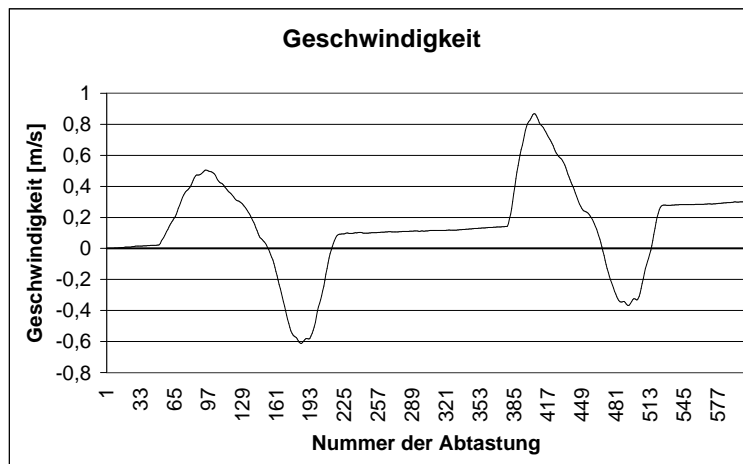


Abbildung 3.14: Werte der Geschwindigkeit und Position aus den Werten der Beschleunigung (Abbildung 3.13)

Dauer der Messung 7 s, unmittelbar nach der Eichung

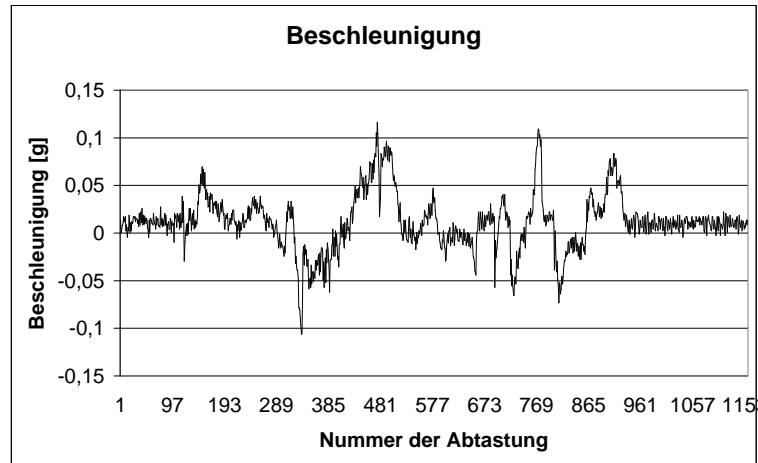


Abbildung 3.15: Messung 2, Hin- und Herbewegung: Werte für Beschleunigung
Dauer der Messung: 14 s, zehn Minuten nach der Eichung

Fehlerbetrachtung: Bei jeder Messung ergeben sich durch den Messaufbau und durch das Messverfahren Fehlerquellen. Man unterscheidet die Fehlerquellen nach systematischen und statistischen Fehlern. Zu den systematischen Fehlern zählen Fehler, die bei jeder Messung das Ergebnis auf die gleiche Art und Weise verfälschen. Das sind unter anderem Eichfehler am Messgerät oder Verwendung von Näherungen. Statistische Fehler sind zufälliger Natur und verfälschen das Ergebnis daher in wechselnder Weise. Das heißt, die Messwerte schwanken statistisch um einen Mittelwert. Im Vergleich zu den Einflüssen des systematischen Fehlers erhält man durch wiederholte Messungen einen genaueren, dem tatsächlichen Wert näheren, Mittelwert. Ein typisches Beispiel für statistische Fehler sind Ablesefehler, man interpretiert zum Beispiel den Zeigerausschlag eines Messinstruments bei jeder erneuten Messung etwas unterschiedlich.

Der Mittelwert und seine Standardabweichung berechnen sich nach folgenden Formeln:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

$$s_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (3.18)$$

Bei der eigentlich zu bestimmenden Größe, also der zurückgelegten Strecke, handelt es sich nicht um die direkt gemessene Größe. Die Strecke ist eine aus dem

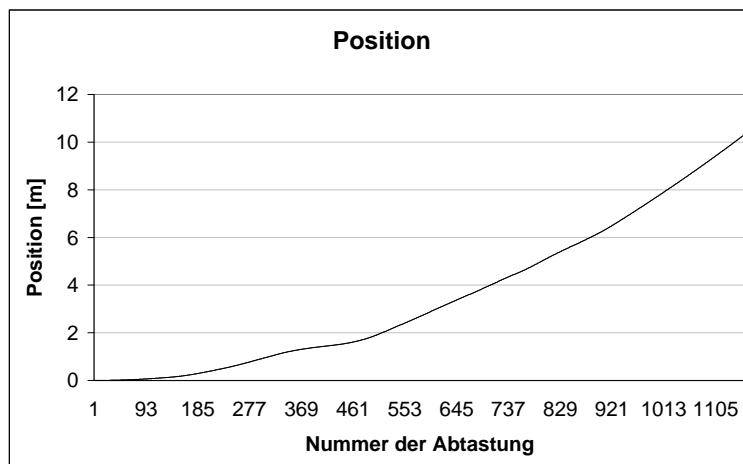
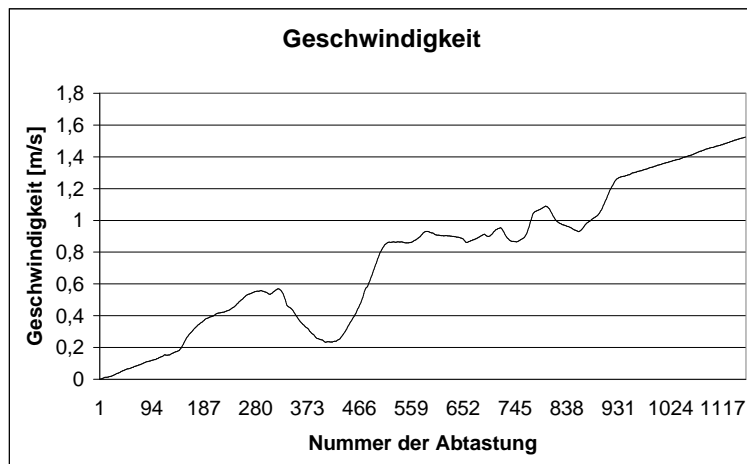


Abbildung 3.16: Werte der Geschwindigkeit und Position aus den Werten der Beschleunigung (Abbildung 3.15)

Dauer der Messung: 14 s, zehn Minuten nach der Eichung

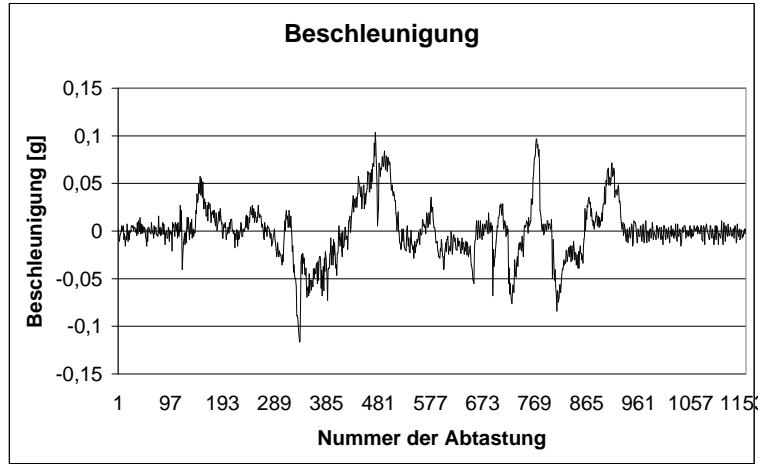


Abbildung 3.17: Werte für Beschleunigung nach Anpassung der Eichung
Dauer der Messung: 14 s, Tastverhältnis angepasst

Tastverhältnis abgeleitete Größe. Daher muss für die Fehlerabschätzung über das Gaußsche Fehlerfortpflanzungsgesetz aus dem statistischen Fehler des Tastverhältnisses der statistische Fehler der Streckenmessung berechnet werden. Sei A eine Funktion $A = A(a, b, \dots)$ dann gilt für den statistischen Fehler dieser abhängigen Größe nach der Gaußschen Fehlerfortpflanzung:

$$s_A = \sqrt{\left(\frac{\partial A}{\partial a}\right)^2 s_a^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial b}\right)^2 s_b^2 + \dots} \quad (3.19)$$

Für die Bestimmung der Beschleunigung aus dem Tastverhältnis wurden die Werte des Tastverhältnisses D für Ruhelage D_0 und für die Erdbeschleunigung D_g bestimmt. Für die Abschätzung des statistischen Fehlers der Gesamtstrecke S wird anstatt der Trapezsumme die Rechtecksumme verwendet. Damit ergibt sich der Zusammenhang zwischen Gesamtstrecke und Tastverhältnisses mit der Formel (3.12) zu:

$$\begin{aligned} S &= \sum_{k=0}^N \Delta s_i \\ &= \sum_{k=0}^N v_i \Delta t \\ &= \sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k a_j \Delta t^2 \end{aligned}$$

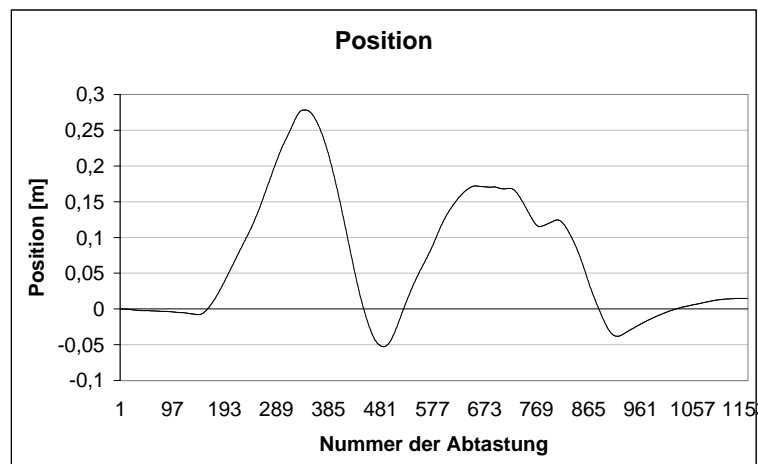
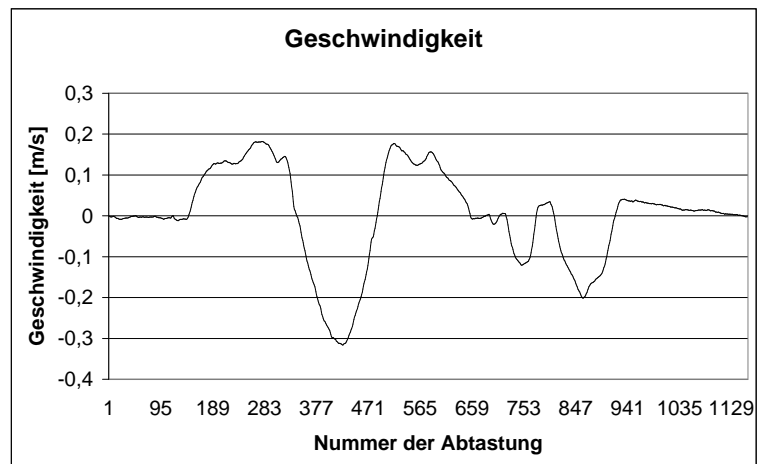


Abbildung 3.18: Werte der Geschwindigkeit und Position aus den Werten der Beschleunigung (Abbildung 3.17)

Dauer der Messung: 14 s, Tastverhältnis angepasst

$$\begin{aligned}
&= g\Delta t^2 \frac{1}{D_0 - D_g} \sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k (D_j - D_0) \\
&= g\Delta t^2 \frac{1}{D_0 - D_g} \left[\sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k D_j - D_0 \underbrace{\sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k 1}_{\frac{N^2 + 3N + 2}{2}} \right]
\end{aligned}$$

Die Gesamtstrecke S ist eine Funktion von D_0 und D_g . Die statistischen Abweichung des Tastverhältnisses für Ruhelage und Beschleunigung von g , jeweils in Y-Richtung, seien s_{D_0} und s_{D_g} . Somit berechnet sich der statistische Fehler folgendermaßen:

$$s_S = \sqrt{\left(\frac{\partial S}{\partial D_0}\right)^2 s_{D_0}^2 + \left(\frac{\partial S}{\partial D_g}\right)^2 s_{D_g}^2} \quad (3.20)$$

Dabei sind

$$\begin{aligned}
\frac{\partial S}{\partial D_0} &= g\Delta t^2 \left[\frac{\left(\sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k D_j - D_0 \sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k 1\right) \cdot 1 + (D_0 - D_g) \cdot \sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k 1}{(D_0 - D_g)^2} \right] \\
&= g\Delta t^2 \left[\frac{\sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k D_j - D_g \cdot \sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k 1}{(D_0 - D_g)^2} \right] \quad (3.21)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial S}{\partial D_g} &= g\Delta t^2 \left[\frac{\left(\sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k D_j - D_0 \sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k 1\right) \cdot (-1) + 0}{(D_0 - D_g)^2} \right] \\
&= -g\Delta t^2 \left[\frac{\sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k D_j - D_0 \cdot \sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k 1}{(D_0 - D_g)^2} \right] \quad (3.22)
\end{aligned}$$

$$\sum_{k=0}^N \sum_{j=0}^k 1 = \frac{N^2 + 3N + 2}{2} \quad (3.23)$$

Die Doppelsumme über D_j wurde mit Hilfe von *Excel* gebildet. Damit ergibt sich mit den Werten für s_{D_0} und s_{D_g} aus Tabelle 3.2 für den statistischen Fehler der Gesamtstrecke: $s_S = 5,6$ m.

Der einzige systematische Fehler bei diesem Verfahren besteht in der maximalen Auflösung des Sensors bzw. in der Digitalisierung der Beschleunigungswerte.

Die minimale messbare Beschleunigung ist im Datenblatt des ADXL mit 1mg angegeben. Damit ist die Auflösung von 1mg der relevante Fehlerfaktor und nicht die Kodierung in das Tastverhältnis, diese wird mit 14 Bit vorgenommen und kann somit feinere Werte digitalisieren, als vom Sensor geliefert werden. Die Beschleunigung von 1mg entspricht einer Änderung des Tastverhältnisses von $\Delta D_0 = \Delta D_g = 0,0001$. Der gesamte systematische Fehler wird durch Größtfehleraddition gebildet:

$$\Delta S = \left| \frac{\partial S}{\partial D_0} \cdot \Delta D_0 \right| + \left| \frac{\partial S}{\partial D_g} \cdot \Delta D_g \right| \quad (3.24)$$

In diesem Fall kann man jedoch wesentlich einfacher und anschaulicher den Fehler in der Strecke bestimmen, indem man davon ausgeht, dass beide Größen D_0 und D_g den Fehler in unterschiedlichen Richtungen aufweisen und somit ständig ein Fehler in der Beschleunigung von $a = 2\text{ mg}$ besteht. Aus diesem Wert lässt sich dann über die Formel $s = \frac{1}{2}at^2$ bei einer Zeit von $t = 7\text{s}$, die durch den systematischen Fehler hervorgerufene Fehler in der Strecke zu $0,048\text{ m}$ berechnen.

Für die Messung im Zeitraum von 7s ergibt sich also der mögliche Ortsbereich zu $S = 1\text{ m} \pm 5,6\text{ m} \pm 0,048\text{ m}$. Im Vergleich zum statistischen Fehler lässt sich also der systematische Fehler vernachlässigen. Der große statistische Fehler ist mit den Schwankungen der Ausgabe des Sensors zu erklären (Abbildungen 3.10 und 3.11), die sich durch die zweifache Integration über die Zeit stark bemerkbar machen.

3.2.4 Bewertung des Verfahrens

Die Forderung nach geringem Energieverbrauch und kleinen Abmessungen werden seitens der Beschleunigungssensoren erfüllt. Bei den Kreisel, speziell den mechanischen Kreisel, ist der Energieverbrauch kritisch, da hier mechanisch bewegte Teile vorhanden sind. Die meisten Kreisel sind von den Abmessungen zu groß, jedoch gibt es bereits miniaturisierte Kreisel, die sich für den Einsatz auf dem mobilen Gerät eignen. Wie in den Messungen ermittelt, müssen die Sensoren aufwendig und häufig geeicht werden, dies ist für den Einsatz auf dem mobilen Gerät nachteilig. Vorteilhaft an inertialen Verfahren ist, dass sie keine externen Referenzen benötigen. Sämtliche andere Ansätze erfordern eine mehr oder weniger aufwendige Infrastruktur in der Umgebung. Seien es Sende- oder Empfangsstationen bei Funkanwendungen oder Kameras bei zellenbasierten Verfahren. Da sie keine externen Referenzen benötigen, umgehen inertiale Verfahren Probleme, wie sie bei den anderen Verfahren auftreten, wie zum Beispiel eine schlechte Funkverbindung oder abbrechender Sichtkontakt. Nachteilig wirkt sich allerdings die Art und Weise aus, auf die die Position bestimmt wird. Inertiale Verfahren beruhen

darauf, die Messwerte der Sensoren über die Zeit zu integrieren. Für die Orientierungsbestimmung aus der durch Kreisel bestimmten Winkelgeschwindigkeit ω ist eine Integration nötig. Für die Bestimmung der Position aus den Werten der Beschleunigungssensoren muss sogar zweimal über die Zeit integriert werden. Dabei werden allerdings auch die Fehler der Messwerte mit integriert. Das heißt, Unsicherheiten in der Position gehen bei der Orientierung mit t und bei der Position sogar mit t^2 ein. Dies zeigt eine prinzipielle Schwäche von inertialen Verfahren. Selbst kleine Fehler der Messwerte addieren sich mit laufender Zeit zu großen Fehlern in der Positionsbestimmung auf. *Ein Beschleunigungssensor mit einem Rauschen von nur 0,004 g erzeugt schon nach 60 s eine Positionsunsicherheit von 70 m* [Verp96].

Inertiale Verfahren eignen sich hauptsächlich für relative Bewegungsmessungen oder zur Erfassung sehr kurzfristiger Bewegungen. Ein Beispiel, wo es ausreicht die relative Bewegung zu bestimmen, wird in [Verp96] vorgestellt: *In einem Kugelschreiber könnte ein Beschleunigungssensor die Bewegung analysieren und so Buchstaben erkennen. Er wäre jedoch nicht in der Lage die absolute Position des Kugelschreibers zu verfolgen.* Eine weitere Möglichkeit wäre der Einsatz in Kombination mit anderen Verfahren, die von Zeit zu Zeit eine Referenzmessung durchführen können und so die Messung neu initialisieren. Aufgrund der schlechten Ergebnisse in Bezug auf die Beschleunigungssensoren, die allein von diesem Aspekt her eine Ortsbestimmung über einen längeren Zeitraum mit inertialen Verfahren unmöglich machen, wurde auf eine experimentelle Untersuchung der Kreisel verzichtet. Das Gyroskop ENV-05A, Murata Manufacturing ergibt zum Beispiel bei einer Drehung um 360° einen Fehler von 9° [Blas97]. Eine derartige Ungenauigkeit in der Orientierung wirkt sich wie schon erwähnt auch auf die Werte der Beschleunigungssensoren aus, so zeigt ein um den Winkel α gekippter Sensor immer eine Beschleunigung von $a = g \cdot \sin \alpha$ an. Dadurch wird das Signal der Beschleunigungssensoren dann unbrauchbar. Abschließend lässt sich schon aus den Ergebnissen für die Genauigkeit der Beschleunigungssensoren sagen, dass sich mit inertialen Verfahren für die vorgesehene Anwendung bei der Positionsbestimmung keine zuverlässigen Ergebnisse erzielen lassen.

3.3 Funkinterferenz

3.3.1 Funktionsweise

Bei diesem Verfahren soll das Phänomen der Interferenz ausgenutzt werden. Dazu soll sich auf dem mobilen Gerät ein Funksender befinden, der eine sinusförmige Trägerwelle mit der Wellenlänge λ aussendet. An mindesten drei Stellen im Raum werden Empfängerpaare aufgestellt. Die weitere Beschreibung bezieht sich auf

eines dieser Empfängerpaare. In der Regel wird die Entfernung des Senders zu den einzelnen Empfängern des Empfängerpaares unterschiedlich sein. Das heißt, es ergeben sich Laufzeitunterschiede bzw. Phasenunterschiede in den Signalen an den einzelnen Empfängern. Um diese Phasenverschiebung zu ermitteln wird jeweils die Amplitude des empfangenen Signals an den Empfängern gemessen. Also am Empfänger E_1 das Signal $A_1 \cdot \sin(\varphi)$ und am Empfänger E_2 das Signal $A_2 \cdot \sin(\varphi + \delta)$. Werden die beiden Signale analog addiert oder subtrahiert, ergibt sich als Summe bzw. Differenz dieser beiden Signale: $A_{ges} \cdot \sin(\varrho) = A_1 \cdot \sin(\varphi) \pm A_2 \cdot \sin(\varphi + \delta)$. In Abbildung 3.19 ist die Funktionsweise grafisch veranschaulicht.

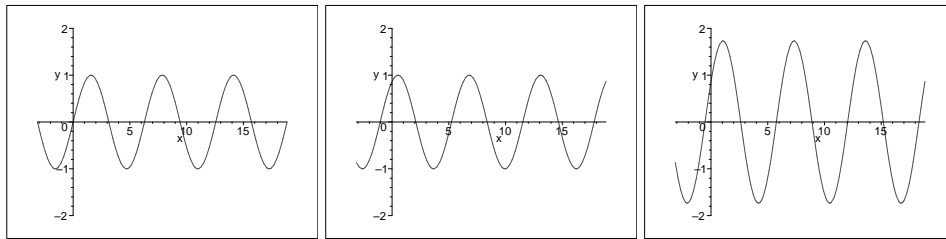


Abbildung 3.19: Überlagerung (Addition) phasenverschobener Sinusfunktionen gleicher Amplitude und Frequenz (Maple)

Gemessen werden die drei Amplituden A_1 , A_2 und A_{ges} . Solange die beiden Empfänger weniger als $\lambda/2$ voneinander entfernt sind, ist die maximal auftretende Phasenverschiebung π . Somit lässt sich aus dem Verhältnis der Amplituden zueinander eindeutig die Phasenverschiebung δ bestimmen. Aus der Phasenverschiebung ergibt sich der Entfernungsunterschied des Senders zu den Empfängern E_1 und E_2 zu $\Delta l = \lambda \cdot \frac{\delta}{2\pi}$.

Der Vorteil, die Phasenverschiebung auf diese Art zu bestimmen liegt darin, dass nur drei Amplitudenwerte gemessen werden müssen. Im Prinzip kann man zur Messung der Amplitudenwerte das Signal gleichrichten und nur drei Gleichspannungswerte aufnehmen. Üblicherweise bestimmt man die Phasenverschiebung zwischen zwei Signalen durch Digitalisierung der Sinussignale. Diese Digitalisierung muss jedoch mit einer Abtastrate vorgenommen werden, deren Frequenz wesentlich höher ist als die des abzutastenden Signals. Durch die Bestimmung der Phasendifferenz aus den Werten der Amplituden ist also eine starke Datenreduktion möglich.

3.3.2 Physikalische Grundlagen

Die Gleichungen für die Feldstärken \vec{E} und \vec{H} der auf der Tasse zur Datenkommunikation eingesetzten Dipolantenne werden im Anhang B hergeleitet.

Für die Betrachtung der Feldstärke wird idealisiert angenommen, dass sich die Empfangsantennen in einem Bereich befinden, in dem die Abstrahlung der Sendeanenne als kugelsymmetrisch angenommen werden kann und somit der Wellenvektor \vec{k} parallel zu \vec{r} liegt. Man kann also anstatt des Skalarprodukts $\vec{k} \cdot \vec{r}$ einfach kr schreiben. In der beschriebenen Anordnung erhält man somit für das elektrische Feld \vec{E}_s am Sender

$$\vec{E}_S(t) = \vec{E}_{S_0} \sin(\omega t) \quad (3.25)$$

und für die Felder \vec{E}_1 und \vec{E}_2 an den Empfängern

$$\begin{aligned} \vec{E}_1(t) &= \vec{E}_{1_0} \sin(\omega t - kr_1) \\ \vec{E}_2(t) &= \vec{E}_{2_0} \sin(\omega t - kr_2) \end{aligned}$$

Für die angestrebte Frequenz von 868,35 MHz kann man für die Entfernungsabhängigkeit des elektrischen Feldes die $1/r$ -Abhängigkeit des Fernfeldes annehmen. Somit ergibt sich:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{1_0} &= \frac{1}{r_1} \vec{E}_{S_0} \\ \vec{E}_{2_0} &= \frac{1}{r_2} \vec{E}_{S_0} \end{aligned}$$

Daraus folgt für die elektrischen Spannungen U_1 und U_2 , die an den Empfangsantennen abgegriffen werden können:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_{1_0} \sin(\omega t - kr_1) =: U_{1_0} \sin(\omega t + \varphi) \\ U_2(t) &= U_{2_0} \sin(\omega t - kr_2) =: U_{2_0} \sin(\omega t + \varphi + \delta) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Werden diese beiden Signale nun analog zu

$$U_{ges}(t) = U_1(t) - U_2(t) = U_{ges_0} \sin(\omega t + \delta') \quad (3.27)$$

voneinander abgezogen, so kann man wie schon in 3.3.1 beschrieben, auf die Richtung, aus der das Signal kam, schließen. Die Fragestellung, wie man aus den drei Werten U_{1_0} , U_{2_0} und U_{ges_0} die Phasendifferenz δ zwischen den Signalen $U_1(t)$ und $U_2(t)$ erhält, ist völlig gleichwertig zu der Fragestellung nach dem Winkel zwischen zwei Vektoren \vec{u}_1 und \vec{u}_2 die voneinander abgezogen \vec{u}_{ges} als Differenz ergeben. Da im Experiment der Operationsverstärker über den die Signalsubtraktion ausgeführt wurde noch einen Verstärkungsfaktor von 4 hatte, ergibt sich mit

$$u_1 := U_{1_0} \quad u_2 := U_{2_0} \quad u_{ges} := U_{ges_0} \quad (3.28)$$

folgende Herleitung:

$$\begin{aligned}\vec{u}_1 &= \begin{pmatrix} u_1 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \vec{u}_2 &= \begin{pmatrix} u_2 \cos \delta \\ u_2 \sin \delta \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (3.29)$$

Für den Betrag von $u_{ges} = |\vec{u}_{ges}|$ gilt:

$$\begin{aligned}\left(\frac{u_{ges}}{4}\right)^2 &= \left|\frac{\vec{u}_{ges}}{4}\right|^2 = \left|\begin{pmatrix} u_1 - u_2 \cos \delta \\ -u_2 \sin \delta \end{pmatrix}\right|^2 \\ &= (u_1 - u_2 \cos \delta)^2 + u_2^2 \sin^2 \delta \\ &= u_1^2 - 2u_1 u_2 \cos \delta + \underbrace{u_2^2 \cos^2 \delta + u_2^2 \sin^2 \delta}_{=u_2^2} \\ &= u_1^2 + u_2^2 - 2u_1 u_2 \cos \delta\end{aligned}\quad (3.30)$$

Das lässt sich nach dem Winkel δ auflösen:

$$\begin{aligned}\cos \delta &= -\frac{\left(\frac{u_{ges}}{4}\right)^2 - u_1^2 - u_2^2}{2u_1 u_2} \\ \delta &= \arccos\left(-\frac{\left(\frac{u_{ges}}{4}\right)^2 - u_1^2 - u_2^2}{2u_1 u_2}\right)\end{aligned}\quad (3.31)$$

3.3.3 Implementierung, Messung

Da die Sendefrequenz des Funkmoduls auf der Tasse mit 868,35 MHz in einem Frequenzbereich liegt, für den man nicht ohne professionelle Layout- und Fertigungstechniken Schaltungen aufbauen kann, sollte ein Prototyp für dieses Messverfahrens zunächst bei einer niedrigeren Frequenz betrieben werden. Als Frequenz wurde 41 MHz ausgewählt, da diese in einem für den Modellbaubereich freigegebenem Funkband liegt. Als Sender mit 41 MHz Trägerfrequenz wurde eine Funkfernsteuerung, wie sie im Flugzeugmodellbau zum Einsatz kommt, verwendet. Um nur die interessierende Frequenz von 41 MHz zu erhalten, muss das Signal, das von der Antenne ankommt, gefiltert werden, bevor es zur Analyse der Phasenverschiebung verwendet werden kann.

Zum besseren Verständnis der Implementierung der Schaltung sollen nun ein paar Grundlagen zu Filtern eingeführt werden:

Ein Filter zeichnet sich dadurch aus, dass er selektiv Frequenzen mehr oder weniger gut überträgt. Man unterscheidet folgende Filterarten:

- Tiefpass: Lässt niedrige Frequenzen ungehindert passieren, schneidet hohe Frequenzen ab
- Hochpass: Lässt hohe Frequenzen ungehindert passieren, schneidet niedrige Frequenzen ab
- Bandpass: Lässt einen Frequenzbereich ungehindert passieren, schneidet niedrigere und höhere Frequenzen ab
- Bandsperre: Lässt alles bis auf einen Frequenzbereich ungehindert passieren

Für das hier vorliegende Problem wird ein Filter benötigt, der idealerweise nur die Frequenz von 41 MHz durchlässt. Ein Filter wird durch das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung, den Frequenzgang bzw. die Übertragungsfunktion, charakterisiert. Für einen Tiefpass erster Ordnung lautet der Frequenzgang:

$$\underline{A}(i\omega) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{1}{1 + i\omega RC} \quad (3.32)$$

Normiert man auf die Grenzfrequenz ω_g so erhält man mit $\omega_n = \frac{\omega}{\omega_g}$ für den Frequenzgang

$$\underline{A}(i\omega_n) = \frac{1}{1 + i\omega_n} \quad (3.33)$$

Mit $s_n = i\omega_n$ schreibt sich die Übertragungsfunktion eines Tiefpasses in ihrer allgemeinen Form:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{(1 + a_1 s_n + b_1 s_n^2)(1 + a_2 s_n + b_2 s_n^2) \cdots} \quad (3.34)$$

Die a_i und b_i sind positive reelle Koeffizienten. Diese Koeffizienten charakterisieren den Filter. Man unterscheidet Butterworth-, Tschebyscheff- und Bessel-Filter nach ihren zugehörigen Durchlasseigenschaften. Für das hier vorliegende Problem wird ein Filter benötigt, der eine steile Flanke hat und keine Welligkeit besitzt. Ein Überspringen der Sprungantwort ist nicht weiter störend, da im Versuch nur Sinussignale zum Einsatz kommen sollen. Der Butterworthfilter erfüllt diese Anforderungen und wurde deshalb ausgewählt. In der Theorie kommt man von der Beschreibung eines Tiefpasses durch folgende Transformation zu der eines Bandpasses:

$$\frac{1}{\Delta\omega_n} \left(s_n + \frac{1}{s_n} \right) \quad (3.35)$$

Wobei $\Delta\omega_n$ die normierte Bandbreite des Filters ist. Wendet man diese Transformationsvorschrift auf den Frequenzgang (3.33) eines Tiefpassfilters an, erhält man als Übertragungsfunktion:

$$A(s_n) = \frac{A_0}{1 + \frac{1}{\Delta\omega_n} \left(s_n + \frac{1}{s_n}\right)} = \frac{A_0 \Delta\omega_n s_n}{1 + \Delta\omega_n s_n + s_n^2} \quad (3.36)$$

Man erhält also die Übertragungsfunktion eines Bandpasses 2. Ordnung. Um nun einen Bandpass 4. Ordnung zu realisieren, gibt es einerseits die Möglichkeit, einen Hoch- und einen Tiefpass hintereinander zu schalten, andererseits kann man auch zwei leicht gegeneinander verstimmte Bandpässe in Reihe schalten. Wobei die Resonanzfrequenz des ersten Teilfilters auf f_m/α und die des zweiten Teilfilters auf $f_m \cdot \alpha$ der eigentlich gewünschten Mittenfrequenz f_m eingestellt wird. Die zweite Variante führt zu einer geringeren Bandbreite, was hier erwünscht ist. Den Wert für die Koeffizienten a_i und b_i kann man in Tabellen z.B. in [TiSc99] ablesen. Die Werte für einen Butterworthfilter 4. Ordnung sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

i	a_i	b_i
1	1,8478	1,0000
2	0,7654	1,0000

Tabelle 3.3: Filterkoeffizienten: Butterworth 4. Ordnung

Aus diesen Koeffizienten lässt sich α entsprechend der Bestimmungsgleichung:

$$\alpha^2 + \left[\frac{\alpha \Delta\omega_n a_1}{b_1(1 + \alpha^2)} \right]^2 + \frac{1}{\alpha^2} - 2 - \frac{(\Delta\omega_n)^2}{b_1} = 0 \quad (3.37)$$

berechnen. Mit den Werten der Koeffizienten a_i , b_i für einen Butterworthfilter 4. Ordnung und einer relativen Bandbreite $\Delta\omega_n = 0,01$ ergibt sich $\alpha = 1,035$.

Der Butterworth Bandpass 4. Ordnung wurde durch zwei hintereinander geschaltete Bandpässe 2. Ordnung mit Mehrfachgegenkopplung realisiert. Der Schaltplan für den Bandpass 2. Ordnung stammt aus [TiSc99] und ist in Abbildung 3.20 zu sehen. Die Werte für die Widerstände und Kondensatoren berechnen sich nach folgenden Formeln:

Für die Resonanzfrequenz gilt:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad (3.38)$$

Und für die Bandbreite:

$$B = \frac{1}{\pi R_2 C} \quad (3.39)$$

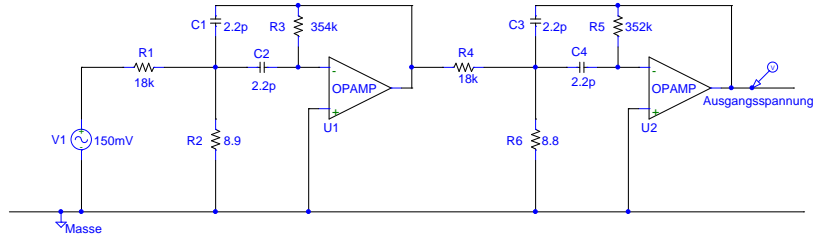


Abbildung 3.20: Butterworth Bandpass 2. Ordnung mit Mehrfachgegenkopplung (41 MHz)

	A_r	B	α	C[pF]	f_r [MHz]	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_3 [Ω]
Filter 1	-10	0,01	1,0035	2,2	40,857	18	354	8,9
Filter 2	-10	0,01	1,0035	2,2	41,1435	18	352	8,8

Tabelle 3.4: Filterauslegung 41 MHz

Weiterhin gilt für die Verstärkung:

$$-A_r = \frac{R_2}{2R_1} \quad (3.40)$$

Aufgelöst nach den Widerständen erhält man damit:

$$R_2 = \frac{1}{\pi BC}$$

$$R_1 = -\frac{R_2}{2A_r}$$

$$R_3 = \frac{R_1}{R_1 R_2 \frac{2\pi C}{f_r} - 1} \quad (3.41)$$

Mit einer geforderten Verstärkung $A_r = -10$ und der Vorgabe der Kapazität $C = 2,2\text{pF}$ ergeben sich für die Auslegung der Schaltung die in Tabelle 3.4 zusammengefassten Werte. Wobei bereits die nächstgelegenen Normwerte, bzw. gut daraus zu realisierende Werte angegeben werden. Die Werte links des Doppelstrichs zeigen die Vorgaben, die Werte rechts davon sind die sich daraus ergebenden Größen. Zusätzlich simulierte ich die Schaltung vor dem Aufbau mit dem Programm PSpice von OrCAD in der Studententestversion 9.1. Die Simulation bestätigte die steile Filterflanke und die Mittenfrequenz von 41 MHz.

Bei Variation der Kapazitätswerte der Kondensatoren innerhalb der Bauteiltoleranzen zeigten sich jedoch erhebliche Abweichungen von der angestrebten Übertragungsfunktion. Man vergleiche hierzu die ideale Übertragungsfunktion (Abbil-

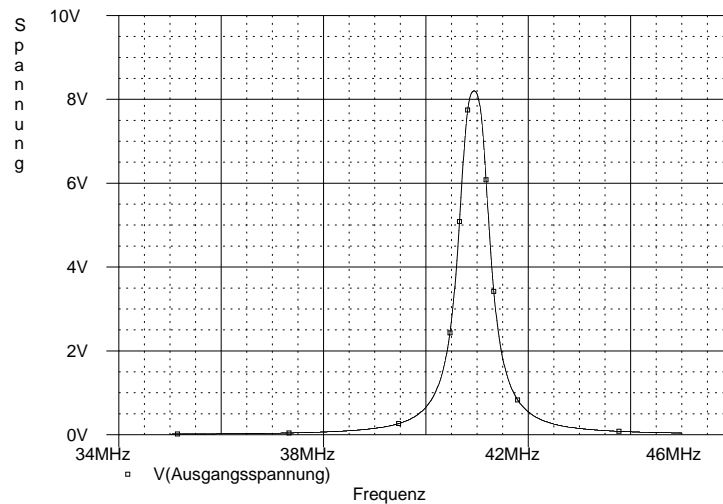


Abbildung 3.21: Simulierte Übertragungsfunktion (ideal)

dung 3.21) mit der Übertragungsfunktion in Abbildung 3.22, hier wurden die Kapazitätswerte innerhalb der Bauteiltoleranzen verändert.

Aufgrund des schlechten Ergebnisses der Simulation wurde für die Frequenz von 1 MHz erneut eine Simulation durchgeführt, da für diesen Frequenzbereich Kondensatoren mit einer größeren Kapazität verwendet werden können. Diese Kondensatoren mit einer Kapazität von 1 nF haben nur eine Toleranz von 1%, verglichen mit einer Toleranz von 5% der Kondensatoren mit einer Kapazität von 2,2 pF, die bei 41 MHz verwendet werden müssten. Die Auswirkung von Bauteiltoleranzen sind somit erheblich geringer, wie man in der simulierten Übertragungsfunktion sehr gut sehen kann (Abbildung 3.23).

Aufbau der Schaltung: Aus diesem Grund wurde die Schaltung für die Frequenz von 1 MHz aufgebaut. Das hatte zudem den Vorteil, dass für diese Frequenz ein Signalgenerator zur Verfügung stand und außerdem das Oszilloskop noch nicht am Rande seiner Spezifikation betrieben wurde. Das verwendete digitale Oszilloskop HP54645A ist in der Lage $200 \cdot 10^6$ Abtastungen/Sekunde aufzunehmen. Das ergibt bei 41 MHz weniger als 5 Abtastungen je Schwingung, bei 1 MHz sind es immerhin schon 200. Damit erhält man zuverlässigere Information über die Signalform. Der Schaltplan für den Filter bei 1 MHz ist in Abbildung 3.24 inklusive der Werte für die Widerstände zu sehen. Die nach Formel (3.41) berechneten Werte für die Widerstände ergaben in der Simulation eine Übertragungsfunktion, die ihr Maximum nicht, wie gefordert, bei 1 MHz hatte. Die Widerstandswerte

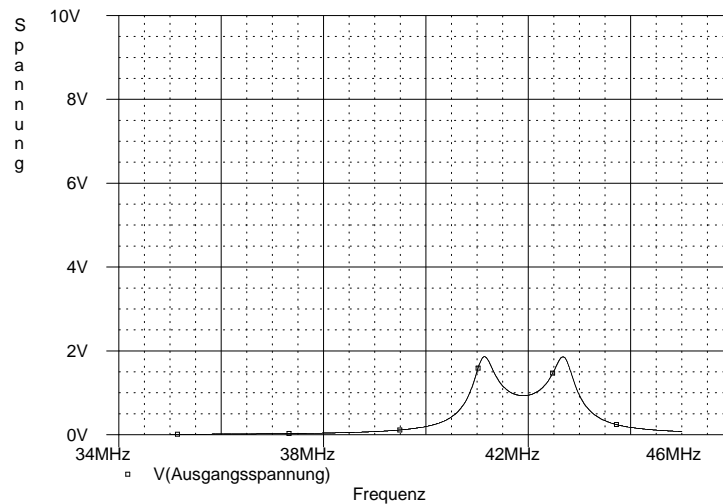


Abbildung 3.22: Simulierte Übertragungsfunktion (modifizierte Kapazitätswerte)

	A_r	B	C[nF]	f_r [MHz]	$R_1[\Omega]$	$R_2[\text{k}\Omega]$	$R_3[\Omega]$
Berechnet	-10	0,1	1,0	1,00	160	3,2	8,4
Aus Simulation	-10	0,1	1,0	1,00	160	3,1	7,5

Tabelle 3.5: Filterauslegung 1 MHz

wurden dementsprechend so angepasst, dass das Maximum bei 1 MHz zu liegen kam. In Tabelle 3.5 sind die berechneten und angepassten Werte der Widerstände angegeben. Der Unterschied zwischen den berechneten und durch Anpassen aus der Simulation gewonnenen Werte lässt sich folgendermaßen erklären: Den Formeln für die Berechnung der Widerstände liegt die Annahme zugrunde, dass es sich bei dem Operationsverstärker um ein ideales Bauteil handelt. Bei der Simulation wurde jedoch nicht das Modell eines idealen Operationsverstärkers verwendet, sondern das SPICE-Modell des im späteren Versuch tatsächlich eingesetzten Operationsverstärkers AD8055. In diesem Modell wird der innere Aufbau des Operationsverstärkers aus Transistoren, kapazitive Eigenschaften und die tatsächliche Eingangs- und Ausgangsimpedanz berücksichtigt. Aus diesem Grund ergeben sich für die äußere Beschaltung des Operationsverstärkers andere Widerstandswerte als die für den idealen berechneten.

Die Kondensatoren, die in Abbildung 3.24 zusätzlich zwischen Spannungsversorgung und Masse angebracht sind, dienen dazu die Betriebsspannung zu glätten. Dies ist nötig, um zu verhindern, dass eine Schwankung in der Versorgungsspannung sich auf das Ausgangssignal auswirkt. Der Schaltungsaufbau, siehe Abbil-

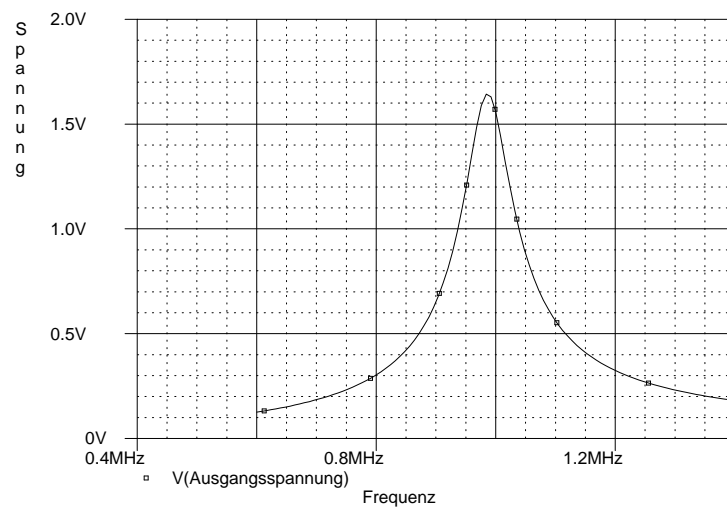
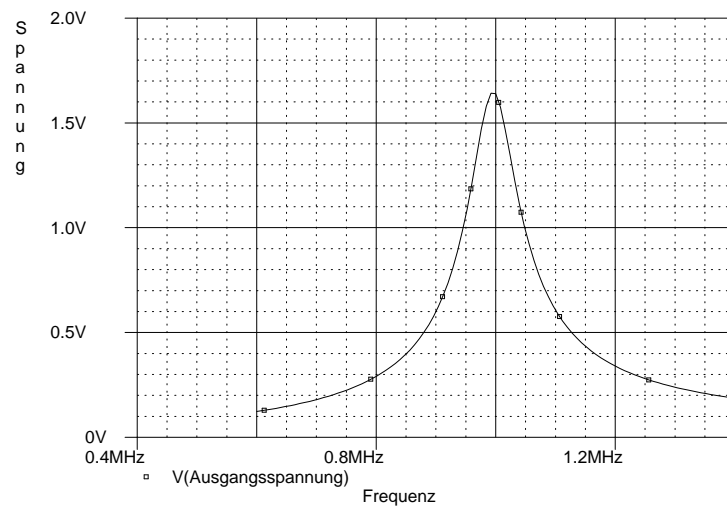


Abbildung 3.23: Simulierte Übertragungsfunktionen (ideal / Toleranz - modifizierte Kapazitätswerte)

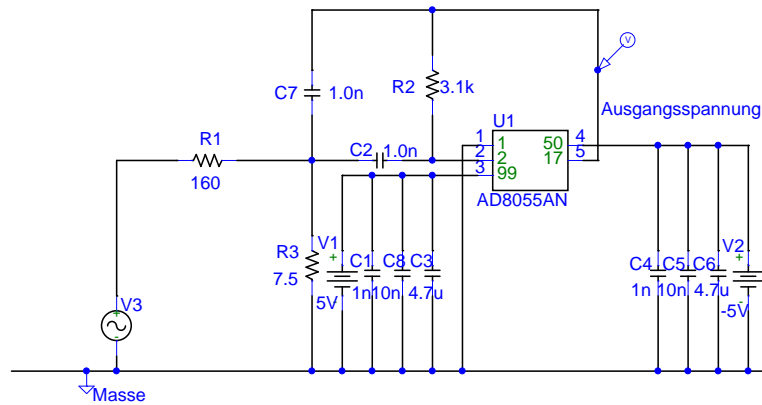


Abbildung 3.24: Butterworth Bandpass 2. Ordnung mit Mehrfachgegenkopplung (1 MHz)

dung 3.26, ist folgendermaßen realisiert: Die Signale der beiden Antennen werden durch einen Butterworth Bandpass 2. Ordnung gefiltert und danach über einen Operationsverstärker voneinander abgezogen. Sowohl für die aktive Filterschaltung als auch den Differenzverstärker wurde der Operationsverstärker AD8055 von *Analog Devices* verwendet. Bei diesem Operationsverstärker handelt es sich um einen spannungsgekoppelten Verstärker, der ein Verstärkungsbandbreiteprodukt von 300 MHz besitzt. Für den ersten Test wurde nur ein Butterworth Bandpass 2. Ordnung verwendet, da hier unter idealisierten Bedingungen gearbeitet wurde und störende Frequenzen zu vernachlässigen waren. Ein Photo dieser Apparatur ist in Abbildung 3.25 zu sehen.

Messung: Die Schaltung für 1 MHz wurde mit einem Sinussignal aus dem Signalgenerator *HAMEG HM8030-5* getestet. Da es für 1 MHz schwierig ist, gut angepasste Antennen zu verwenden, selbst eine $\lambda/2$ -Antenne müsste noch 150 m lang sein, wurden im Versuch zur Erzeugung von Phasenunterschieden Koaxialkabel verwendet. Die Eingänge der Filterschaltung wurden über ein vom Signalgenerator kommendes Koaxialkabel, das über ein T-Stück verzweigt wurde, an die für die Antennen vorgesehenen Anschlüsse angeschlossen. Dazu wurde die Eingangsimpedanz der Schaltung für das Koaxialkabel auf $50\ \Omega$ angepasst. Für die Messung wurde die Länge des einen Kabels variiert. Gemessen wurden jeweils die Werte von $U_1(t)$, $U_2(t)$ und $U_{ges}(t)$ (Abbildung 3.26). Um für die Frequenz von 1 MHz zuverlässige Werte für U_1 , U_2 und U_{ges} zu erhalten, wurden die Spannungsverläufe am Oszilloskop betrachtet. Mit der Funktion *V-p-p aufnehmen*, die zeitlich gemittelte Werte der Spitze-Spitze-Spannung liefert, konnte die doppelte

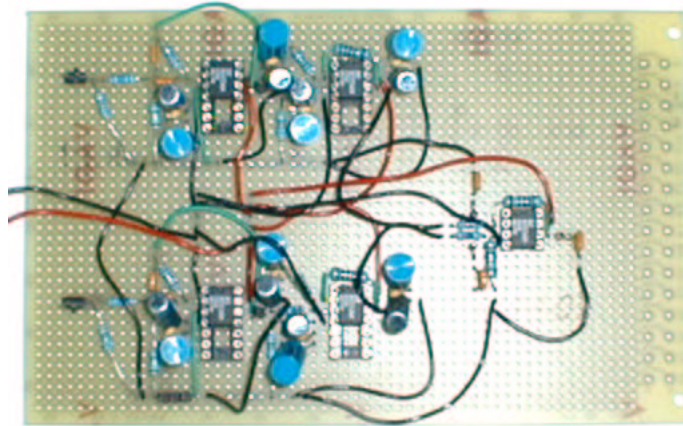


Abbildung 3.25: Funkinterferenz-Schaltung

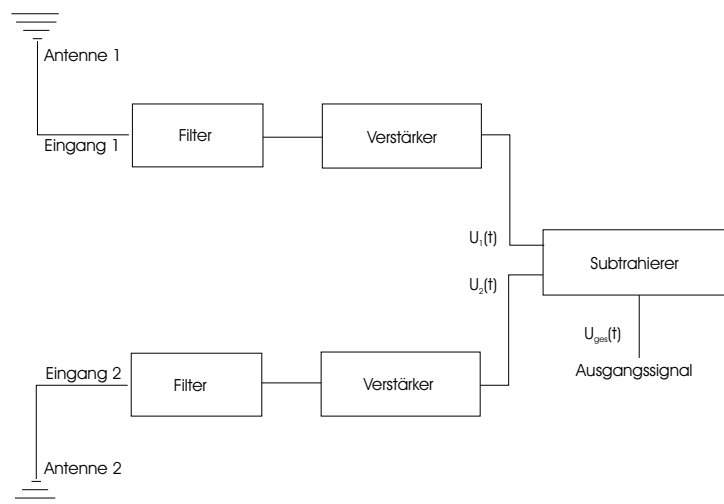


Abbildung 3.26: Blockschaltbild der Filterschaltung

Amplitude des Signals aufgenommen werden. Diese Messung wurde für variierende Längenunterschiede der Kabel durchgeführt. Selbst bei gleich langen Kabeln kann es zu einer Phasenverschiebung kommen. Das liegt daran, dass die Filter und Verstärker eine phasenverschiebende Wirkung haben. Die Phasenverschiebung ist für den jeweiligen Signalweg zwar konstant, ist aber nicht unbedingt für beide Wege gleich. Somit musste im Vorfeld bestimmt werden, welche Phasenverschiebung bei gleich langen Kabeln auftritt. Aus den Messwerten für U_1 , U_2 und U_{ges} wurde, unter Berücksichtigung der festen Phasenverschiebung, gemäß (3.31) die Phasenverschiebung zwischen den Signalen berechnet. Daraus wurde die Länge des Kabels bestimmt. Hierbei wurde für die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektrischen Signale im Kabel $2/3$ der Vakuumlichtgeschwindigkeit, $c_{kabel} = \frac{2}{3}c$, angesetzt. Damit ergibt sich der Längenunterschied der Kabel zu:

$$\begin{aligned}\lambda_{kabel} &= \frac{c_{kabel}}{f} = \frac{2}{3} \frac{c}{f} \\ \Delta l &= \frac{\delta}{2\pi} \lambda_{kabel} = \frac{\delta}{2\pi} \cdot \frac{2}{3} \frac{c}{f} \\ \Delta l &= \delta \frac{c}{3\pi f}\end{aligned}\tag{3.42}$$

Für $f = 1 \text{ MHz}$ ergibt sich mit $c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$

$$\Delta l = \delta \frac{2,99810^2}{3\pi} \text{ m}\tag{3.43}$$

In einem ersten Schritt wurde für gleiche Kabellänge die Phasenverschiebung ermittelt, die dann später von der bei unterschiedlichen Kabellängen ermittelten abgezogen werden muss. Dabei ergaben sich Mittelwert und Standardabweichung der Phasenverschiebung im Bogenmaß für gleich lange Kabel zu $0,6436 \pm 0,0094$. Die Messung wurde mehrfach für Kabellängen von 1 m bis 16 m durchgeführt. Dabei wurde die Länge des Kabels in 1 m-Schritten variiert. Aus den Messwerten für die Kabellänge wurde der Mittelwert und die Standardabweichung bestimmt. In Tabelle 3.6 sind zu den jeweiligen Kabellängen l die gemessenen Werte aufgetragen. \overline{U}_1 , \overline{U}_2 , \overline{U}_{ges} sind jeweils die Mittelwerte der für die entsprechende Kabellänge gemessenen Spitze-Spitze-Spannungswerte. $\bar{l}_{ber.}$ ist der Mittelwert der mit den berechneten Phasenverschiebungen ermittelten Längenunterschiede. Aus der Schwankung der berechneten Länge wurde dann noch die Standardabweichung $\sigma_{l_{ber.}}$ ermittelt.

In Grafik 3.27 sind die gemessenen Spannungswerte aufgetragen. Dabei ist die unterste Reihe U_1 , die mittlere U_2 und die oberste U_{ges} . Für die Darstellung wurde für die Punkte die kleinste Punktgröße gewählt. Für die Eingangsspannungen sieht man, dass diese sehr gut zusammenfallen. Lediglich an der Ausgangsspannung

$l_{tats.} [m]$	$\bar{U}_1 [mV]$	$\bar{U}_2 [mV]$	$\bar{U}_{ges} [mV]$	$\bar{l}_{ber.} [m]$	$\sigma_{l_{ber.}} [m]$	$\Delta l_{syst.} [m]$
1	781,9	1323	4116	0,5	0,4	0,05
2	786,9	1319	4222	1,7	0,4	0,05
3	789,4	1314	4278	2,4	0,2	0,05
4	797,5	1303	4362	3,6	0,3	0,05
5	801,9	1301	4447	4,5	0,4	0,05
6	801,9	1303	4565	5,7	0,4	0,05
7	804,4	1289	4594	6,4	0,5	0,05
8	809,4	1287	4747	7,9	0,3	0,05
9	821,2	1274	4819	8,9	0,3	0,05
10	819,3	1269	4913	10,1	0,3	0,05
11	825,6	1267	4981	10,8	0,3	0,05
12	828,7	1260	5100	12,1	0,4	0,05
13	833,1	1257	5116	12,4	0,5	0,05
14	837,5	1252	5231	13,6	0,4	0,05
15	845,6	1244	5284	14,3	0,5	0,05
16	850,6	1229	5350	15,4	0,6	0,05

Tabelle 3.6: Messergebnisse Längenmessung mit statistischem und systematischem Fehler

lässt sich eine Schwankung erkennen. Desweiteren ist die erwartete Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Längenunterschied deutlich zu erkennen. Die Werte der Eingangsspannung bleiben nahezu konstant und die Werte der Ausgangsspannung steigen in guter Näherung linear an. In Abbildung 3.28 sind die aus den Zahlentripeln U_1 , U_2 und U_{ges} ermittelten Längenunterschiede aufgetragen.

Fehlerbetrachtung: Man erkennt, dass die Werte der ermittelten Länge im Mittel um einen halben Meter schwanken, der tatsächliche Wert jedoch innerhalb dieser Schwankungsbreite liegt. Die Steigung der Ausgleichsgerade durch die Messpunkte hat eine Steigung von 0,9678, dies liegt schon nahe an der idealen Steigung von 1. Zur besseren Veranschaulichung wurde in einem weiteren Diagramm 3.29 der Mittelwert der bestimmten Länge über der tatsächlichen Kabellänge aufgetragen. Als Fehlerbalken wurde die aus den Messwerten bestimmte Standardabweichung der bestimmten Länge und der systematische Fehler verwendet. Im Mittel über die unterschiedlichen Längen betrug der statistische Fehler $\bar{\sigma}_{l_{ber.}} = 0,4 \text{ m}$.

Der systematische Fehler ist durch den Fehler beim Längenzuschnitt der Koaxialkabel gegeben. Diesen Fehler schätzte ich zu $\pm 5 \text{ cm}$ ab. Die Werte für den

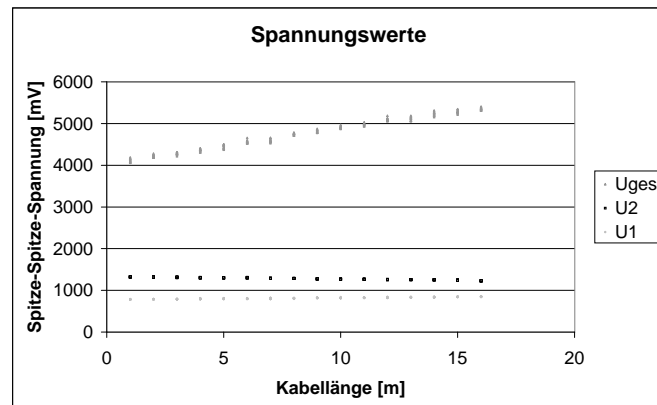


Abbildung 3.27: Werte der Eingangsspannungen und der Ausgangsspannung

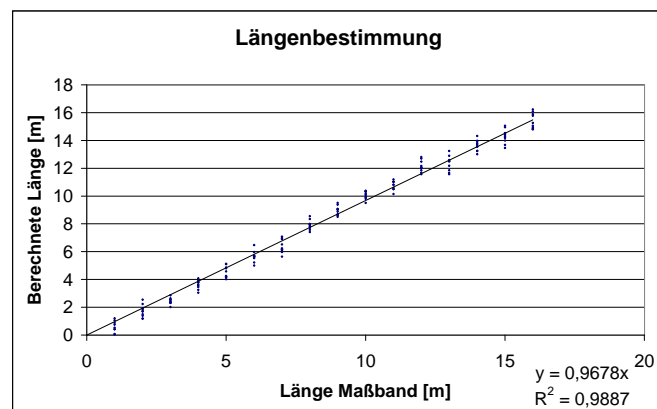


Abbildung 3.28: Ermittelte Längenunterschiede

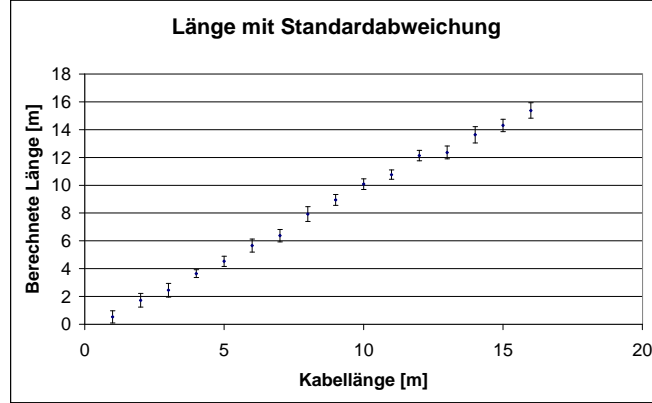


Abbildung 3.29: Ermittelte Längenunterschiede mit Standardabweichung und systematischem Fehler als Fehlerbalken

statistischen und systematischen Fehler sind in den beiden letzten Spalten von Tabelle 3.6 eingetragen.

3.3.4 Bewertung des Verfahrens

Bei den Messungen mit Koaxialkabeln ergaben sich stets Werte, die bis zu einem halben Meter von der tatsächlichen Länge abweichen, wobei die tatsächliche Länge stets in der Schwankungsbreite enthalten war. Dies erscheint auf den ersten Blick als eine starke Abweichung. Wenn man jedoch berücksichtigt, dass dieses Verfahren auf der Phasenverschiebung zwischen den Signalen beruht und diese selbst bei Längendifferenzen von 15m nur in der Größenordnung von $\lambda/20$ liegt, erkennt man, dass die Abweichung auf die Wellenlänge bezogen werden muss. In diesem Fall beträgt die Abweichung etwa 1/600stel der Wellenlänge. Geht man nun wie beabsichtigt zu Frequenzen über 800 MHz, so kann man davon ausgehen, dass absolut gesehen eine wesentlich geringere Abweichung zu erwarten ist. Unter der Annahme, dass das Verfahren mit der Wellenlänge skaliert, das heißt, dass bei einem 800stel der Wellenlänge auch die Standardabweichung auf ein 800stel sinkt, erhält man dann für die Längenbestimmung:

$$\bar{l}_{ber.} \pm \sigma_{l_{ber.}} = \bar{l}_{ber.} \pm \frac{0,4 \text{ m}}{800} \quad (3.44)$$

wobei die tatsächliche Länge $l_{tats.}$ innerhalb des Intervalls

$$l_{tats.} \in [\bar{l}_{ber.} - \sigma_{l_{ber.}}, \bar{l}_{ber.} + \sigma_{l_{ber.}}] \quad (3.45)$$

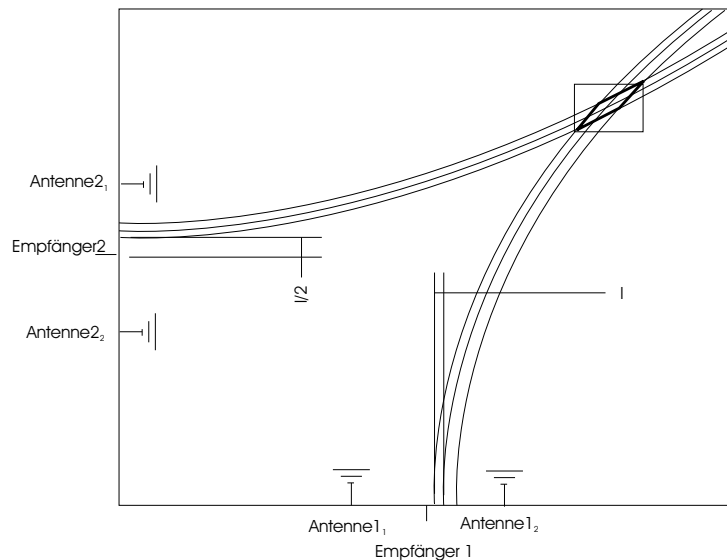


Abbildung 3.30: Aufsicht auf Raum, Skizze für schlechtestmöglichen Schnitt der Hyperbeln

liegt. Damit lässt sich die Länge auf $\pm \sigma_{l_{\text{ber.}}}$ genau bestimmen. Nach dieser Rechnung ließen sich also Längenunterschiede im Millimeterbereich auflösen. Aus diesen Längenunterschieden lässt sich dann wie in Kapitel 2.1 beschrieben, über den Schnitt von Hyperbeln die Position des Senders bestimmen. Im folgenden soll für den zweidimensionalen Fall die größtmögliche Ungenauigkeit in der Positionsbestimmung aus der gegebenen Genauigkeit der Längenbestimmung ermittelt werden. Hierzu wird ein durchschnittlicher Büroraum der Größe $4 \text{ m} \times 5 \text{ m}$ zugrundegelegt. Wobei die beiden Empfängerpaare E_1 und E_2 jeweils in der Mitte der Wände angebracht sein sollen (Abbildung 3.30). Ein Fehler in der Längendifferenz hat die größte Auswirkung auf die Positionsbestimmung, wenn sich die Hyperbeln unter einem möglichst flachen Winkel schneiden. Das ist in der Zimmerecke der Fall. In der Ecke des Zimmers ist also mit der größten Abweichung zu rechnen. Es wird für diese Berechnung jeweils nur ein Zweig der Hyperbel betrachtet, da sich die mögliche Doppeldeutigkeit in der Position jederzeit durch Hinzunahme eines weiteren Empfängerpaares auflösen lässt.

Wie man in Abbildung 3.30 sieht, ergibt sich eine Schnittfläche, die die Bedingung erfüllt, dass die Differenz der Abstände zu den Empfängern im angegebenen Intervall liegen. Diese Schnittfläche ist im Bild durch eine dickere Linienstärke hervorgehoben. Für die Angabe der Position soll ein rechteckiges Raster verwendet werden, deshalb wird um die Schnittfläche ein Rechteck gelegt. Man erkennt, dass sich die Hyperbeln in der Umgebung ihrer Schnittpunkte gut durch Geraden annähern lassen. Dies ist in Abbildung 3.31 realisiert. Der eine Schnittpunkt wurde

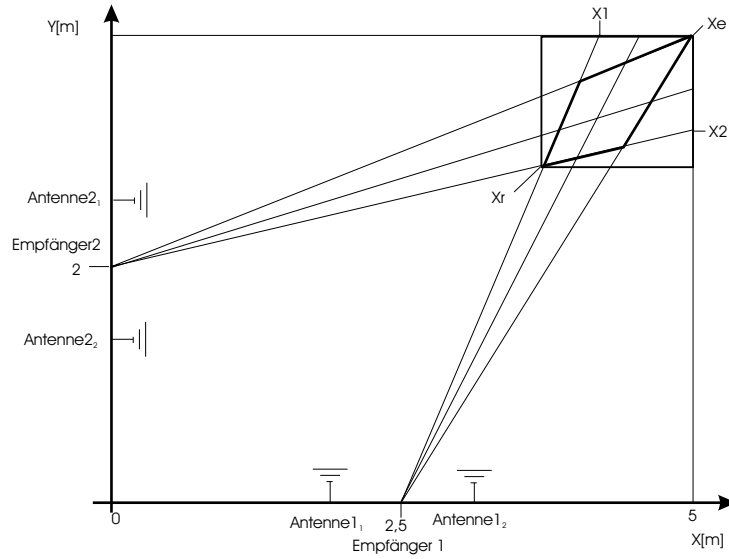


Abbildung 3.31: Aufsicht auf Raum, Skizze für schlechtestmöglichen Schnitt, Hyperbeln als Geraden genähert

in die Zimmerecke gelegt, so dass die Bestimmung der Größe des umgebenden Rechtecks auf die Ermittlung der Koordinaten des linken unteren Schnittpunktes herausläuft. Der mittlere Strahl sei jeweils der Strahl mit dem Längenunterschied des Mittelwerts und die beiden äußeren haben eine um Δl längere bzw. kürzere Streckendifferenz. Damit gilt für die Punkte X_1 und X_2 , mit den Empfängern an den Orten E_1 und E_2 :

$$|\vec{x}_e - \vec{E}_1| = l_1 \quad (3.46)$$

$$|\vec{x}_1 - \vec{E}_1| = l_1 - 2\Delta l \quad (3.47)$$

$$|\vec{x}_e - \vec{E}_2| = l_2 \quad (3.48)$$

$$|\vec{x}_2 - \vec{E}_2| = l_2 - 2\Delta l \quad (3.49)$$

Daraus lassen sich die Punkte X_1 und X_2 bestimmen. Über den Schnitt der Geraden G_1 durch E_1 und X_1 und der Geraden G_2 durch E_2 und X_2 erhält man die Koordinaten der unteren linken Ecke X_r des Rechtecks. Für Δl wurde bei der Berechnung der Punkte ein zehnfach höherer Wert angesetzt als zu erwarten wäre (Seite 48), also $\Delta l = 0,01$ m anstatt $\Delta l \approx 0,001$ m. Dabei ergaben sich für die Koordinaten der Punkte X_1 und X_2 :

$$\begin{aligned} \vec{x}_1 &= \begin{pmatrix} 4,96 \\ 4 \end{pmatrix} \text{ m} \\ \vec{x}_2 &= \begin{pmatrix} 5 \\ 3,95 \end{pmatrix} \text{ m} \end{aligned} \quad (3.50)$$

Durch Schnitt der beiden Geraden G_1 und G_2 erhält man schließlich für die Koordinaten des Punktes X_r :

$$\vec{x}_r = \begin{pmatrix} 4,9 \\ 3,9 \end{pmatrix} \text{ m} \quad (3.51)$$

Das heißt, man erhält selbst bei zehnfach schlechter angenommener Auflösung der Längendifferenz immer noch ein Raster der Ortsauflösung von $10 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$. Dies reicht für die angestrebten Anwendungen auf alle Fälle aus. Auch die in Kapitel 3 (Seite 9) aufgestellten Anforderungen werden von diesem Verfahren erfüllt. Aufgrund der Verwendung des vorhandenen Funksignals des mobilen Gerätes müssen auf diesem keine zusätzlichen Bauteile angebracht werden. Somit ist die Forderung nach kleinen Abmessungen erfüllt. Der Energiebedarf des Geräts wird nicht erhöht, da zur Ortung das Funksignal verwendet wird, mit dem das mobile Gerät Informationen über seinen Zustand sendet. Im Beispiel der MediaCup werden regelmäßig die Temperaturwerte gesendet. Die Eichung des Prototypen für die Anwendung mit Koaxialkabel beschränkte sich auf die Bestimmung der Phasendifferenz bei gleich langen Kabeln und war somit sehr einfach. Entsprechend sollte die Eichung im Falle der Funkanwendung durch Messen der Phasendifferenz bei gleichen Entfernungen des Senders zu den Empfangsantennen erledigt sein. Der Prototyp für 868,35 MHz konnte jedoch nicht aufgebaut werden, da zur Signalanalyse benötigte Bauteile nicht in einem vertretbaren Zeitraum lieferbar waren. Die maximale Entfernung in der das mobile Gerät noch geortet werden kann, ergibt sich jedoch schon aus den Erfahrungen, wie weit das am TecO verwendete Funkmodul sendet. Die Reichweite der Funkmodule beträgt in etwa 8 m. Daraus lässt sich schließen, dass das mobile Gerät auf alle Fälle innerhalb eines Raumes von $4 \text{ m} \times 5 \text{ m}$ Grundfläche geortet werden kann.

3.4 Radar

3.4.1 Funktionsweise

Für dieses, dem Radar ähnliche Verfahren, wurde eine Schaltung aus der Zeitschrift ELVjournal [ELV01] verwendet. Die Schaltung besteht im Wesentlichen aus einer Dipolantenne, deren Ausgangssignal gleichgerichtet und verstärkt wird. Über einen Schrittmotor wird die Antenne gedreht und über einen PIC-Mikrocontroller die Empfangsintensität gemessen. Entsprechend der Richtcharakteristik einer Dipolantenne ergibt sich beim Drehen um 180° ein Maximum der Empfangsintensität. Wenn das Maximum erreicht ist, liegt der Sender auf der Ebene senkrecht zur Antennenachse. Durch Messen mit drei derartigen Apparaturen lässt sich über den Schnitt der Ebenen die Position des Senders eindeutig bestimmen.

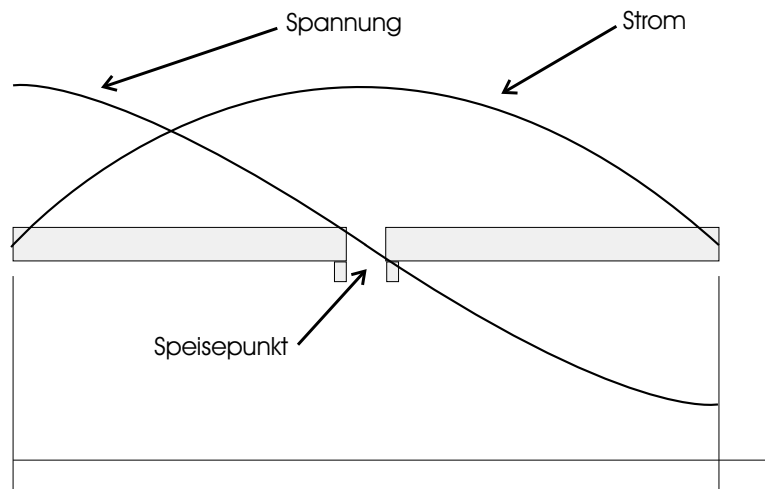


Abbildung 3.32: Strom- und Spannungsverteilung einer Dipolantenne im Resonanzfall

3.4.2 Physikalische Grundlagen

Ein Halbwellendipol ist eine Dipolantenne, deren Länge an die Wellenlänge der hauptsächlich zu sendenden oder empfangenden Frequenz angepasst ist. Die optimal gesendete Frequenz hat eine Wellenlänge, die doppelt so groß ist wie die Länge des Dipols. Das heißt, der Dipol ist genau $\lambda/2$ lang, daher der Name Halbwellendipol. Dieser besteht aus zwei $\lambda/4$ langen geraden metallischen Leiterstücken, die in entgegengesetzter Richtung vom Speisepunkt wegzeigen (Abbildung 3.32). Man erhält also im Speisepunkt der Dipolantenne einen Spannungsknoten und einen Strombauch.

Eine Dipolantenne hat eine winkelabhängige Richtcharakteristik. Die abgestrahlte Strahlungsleistung des Dipols hängt für einen gegebenen Abstand zur Antenne mit $\cos^2 \Theta$ vom Winkel ab. Zur Bezeichnung der Winkel vergleiche Abbildung 3.33. Dabei ist für die Richtung senkrecht zur Dipolachse $\Theta = 0$. In φ -Richtung gibt es keine Winkelabhängigkeit. Das heißt, die Abstrahlung ist rotationssymmetrisch um die Dipolachse. Die Abhängigkeit der Strahlungsleistung vom Winkel Θ ist in Abbildung 3.34 aufgetragen. Die Empfangscharakteristik einer Dipolantenne verhält sich völlig analog zur Richtcharakteristik. Die Richtung des abgestrahlten Energieflusses ist durch den Poyntingvektor $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$ gegeben. Θ sei nun der Winkel zwischen der Richtung senkrecht zur Dipolachse und dem Poyntingvektor, dann ergibt sich für die Empfangsleistung, die an der Dipolantenne abgenommen werden kann, wieder die Winkelabhängigkeit von $\cos^2 \Theta$. Bei Verwendung eines Dipols, dessen Achse entlang der Z-Achse zeigt, als Sendeantenne, erhält man ein um die Z-Achse rotationssymmetrisches Feld. Wenn man nun in diesem Feld

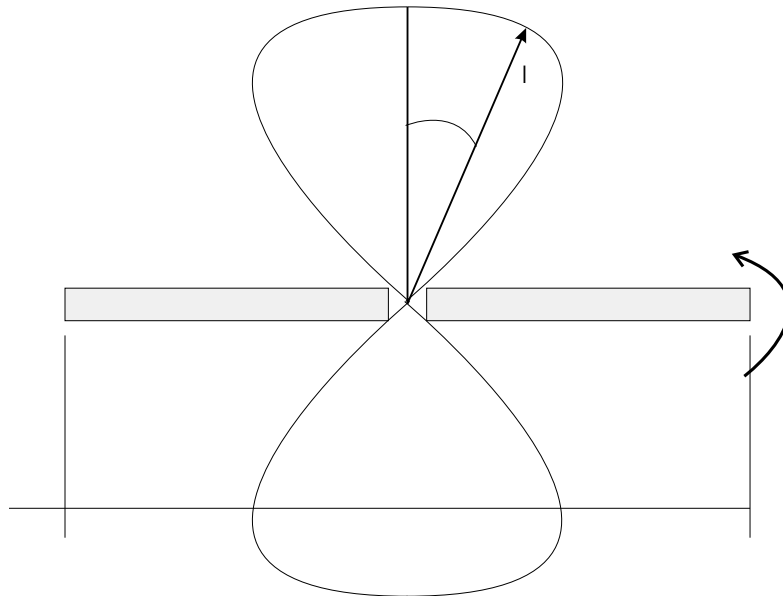


Abbildung 3.33: Polardiagramm der Richtcharakteristik einer Dipolantenne, die Länge des Pfeils ist proportional zur Intensität des Empfangs

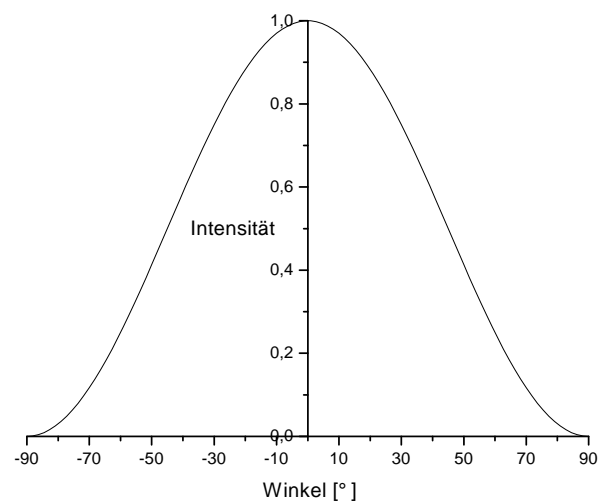


Abbildung 3.34: Auftragung der Intensität in Abhängigkeit vom Winkel Θ [°]

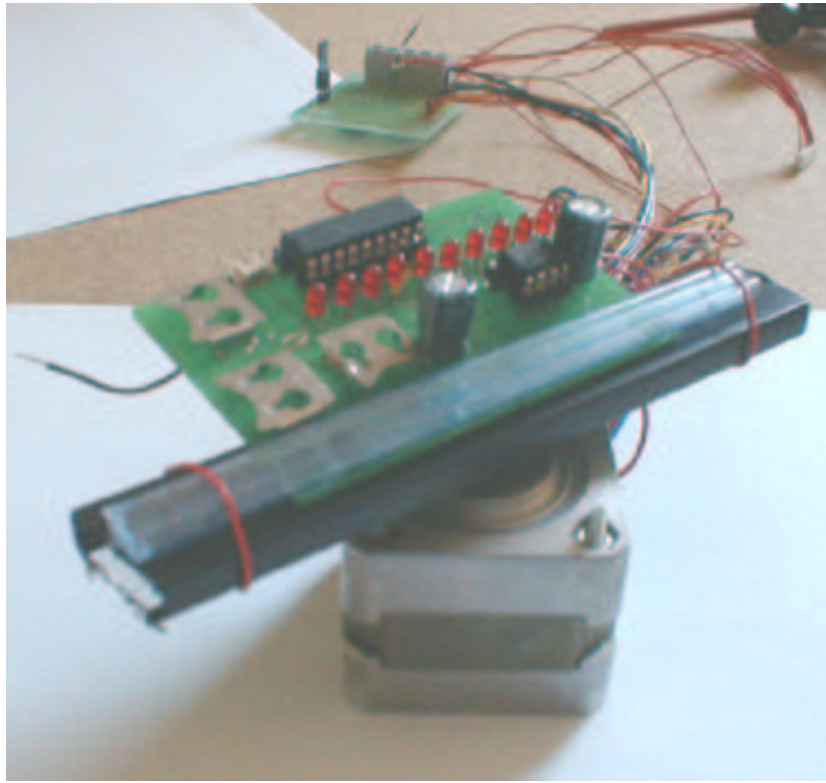


Abbildung 3.36: Aufbau des Empfangsdipols auf Schrittmotor

me muss hochohmig erfolgen, um die Quelle nicht zu belasten. Ferner wird diese Spannung über den Kondensator C_1 weiter geglättet. Über den als Spannungsfolger beschalteten und somit als Impedanzwandler dienenden Operationsverstärker IC_1 wird die Spannung wiederum hochohmig abgegriffen. Mit dem Operationsverstärker IC_2 wird das Signal um den Faktor -10 verstärkt und auf den Eingang des LED-Treiberbausteins gelegt. Im Aufbau aus ELVjournal dient diese zehnstufige Anzeige zur Auswertung der Empfangsintensität. Für meine Messungen reichte eine Auflösung in zehn Stufen jedoch nicht aus. Aus diesem Grund benutzte ich einen PIC-Mikrocontroller, um direkt die Spannung am Eingangspin des LED-Treiberbausteins zu messen. Die Verwendung eines Mikrocontrollers ist ohnehin nötig, um eine automatisierte Messung durchzuführen.

Messung: Im Experiment wurde die Platine horizontal auf einem Schrittmotor montiert. Die Apparatur ist in [Abbildung 3.36](#) zu sehen. Der Schrittmotor wird über eine Steuerplatine angesteuert. Die Steuerplatine erwartet an ihrem Eingang ein Signal von entweder 0 V (LO) oder 5 V (HI). Im Vollschrittmodus wird der Schrittmotor bei jedem LO \rightarrow HI und jedem HI \rightarrow LO - Wechsel um einen Schritt

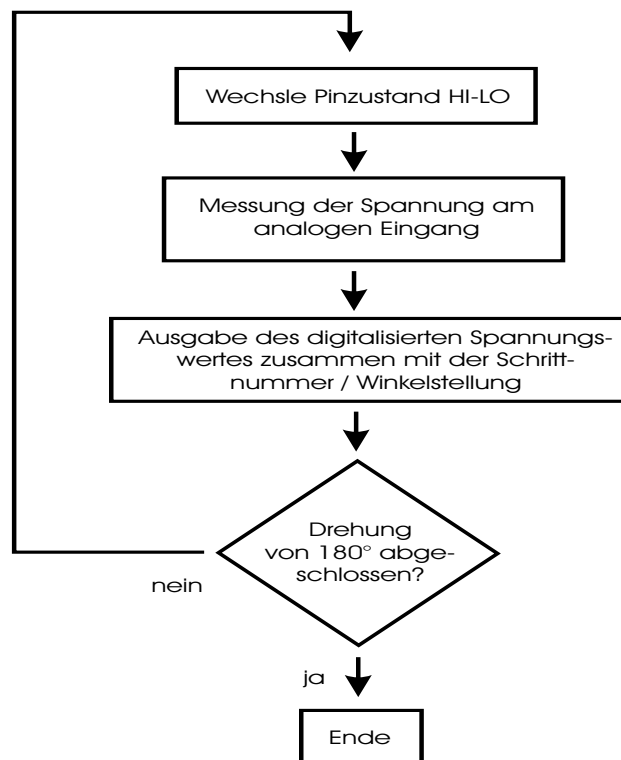


Abbildung 3.37: Flussdiagramm des Programms zur Messung der Empfangsintensitäten

weitergedreht. Die Schrittweite betrug bei dem verwendeten Motor $3,75^\circ$. Im Experiment wurde für eine bessere Winkelauflösung der Halbschrittmodus gewählt, hier wird der Motor nur bei jedem LO \rightarrow HI - Wechsel weiterbewegt. Es ergibt sich also eine Schrittweite von $1,875^\circ$. Das Eingangssignal für die Steuerplatine wurde mit dem Evaluationsboard (Abbildung C.4) für den PIC-Mikrocontroller *PIC F81677* von *Microchip* erzeugt. Um dies zu verwirklichen, programmierte ich den PIC so, dass einer der digitalen Ausgabepins softwaremäßig abwechselnd auf LO bzw. HI geschaltet wurde. Über einen analogen Eingang des PIC wurde bei jedem Schritt der Spannungswert von der Empfangseinheit ausgelesen und in 16 Bit digitalisiert. Dieser digitalisierte Spannungswert wurde dann zusammen mit der aktuellen Winkelstellung seriell an ein Terminalprogramm auf dem PC übermittelt. Schematisch lässt sich der Messablauf wie in Abbildung 3.37 darstellen. Der komplette Programmcode zur Steuerung des Schrittmotors ist im Anhang D abgedruckt.

Bei der Messung wurde als Sender mit 2,4 GHz die Funk-LAN Karte eines Laptops verwendet. Da über den Kondensator am Antenneneingang die Empfangsintensität über kurze Zeitintervalle gemittelt wird, hängt die ausgegebene Spannung

davon ab, ob das Laptop gerade Daten sendet, bzw. wie häufig es Datenpakete aussendet. Um diese Abhängigkeit zu eliminieren, wurde vom Laptop eine große Datei ins Netzwerk kopiert, so dass ständig mit gleichbleibender Datenrate Pakete von der Funk-LAN Karte gesendet werden mussten. Das Laptop wurde so positioniert, dass die Dipolachse auf die Funk-LAN Karte zeigte. Das heißt, dass das Maximum der Empfangsintensität bei einem Winkel von 90° zu erwarten ist. Zur Messung wurde dann das Programm gestartet, wobei der Schrittmotor um 100 Schritte gedreht wurde und dabei die Messwerte aufgenommen wurden. Danach wurde der Schrittmotor für die nächste Messung wieder in die Ausgangsposition zurückgefahren. Die ermittelten Wertepaare Schrittzahl - digitaler Spannungswert wurden in eine *Excel*-Tabelle importiert. Der digitale Wert musste zur Auswertung erst wieder in einen Spannungswert zurückverwandelt werden. Bei der Digitalisierung wurde der Spannungsbereich von 0 V - 5 V auf einen 16 Bit Zahlenraum abgebildet, wobei 0V einer 0 entsprach und 5V dementsprechend 65535. Damit ergibt sich die Spannung zu $U = 5 \cdot \frac{\text{Zahlenwert}}{65535}$ V. Die so ermittelten Spannungswerte wurden in der Form Spannungswert über Winkel aufgetragen. Wie erwartet, zeigte sich eine $\cos^2 \Theta$ -Abhängigkeit der ermittelten Spannungswerte vom Winkel. Zur Ermittlung der Ausgleichskurve durch die Punktemenge benutzte ich *Microcal Origin*. Als Funktion, die das Programm durch die Werte legen sollte, definierte ich die zu erwartende $\cos^2 \Theta$ -Abhängigkeit:

$$y = A \cdot \cos^2(f \cdot x + d) + h \quad (3.52)$$

Dabei wurde als wichtige Randbedingung mit eingegeben, dass die Minima der Kurve einen Abstand von 180° haben müssen, also der Wert für f fest vorgegeben. Die Werte für die Parameter A, d, h wurden dann vom Programm so bestimmt, dass die Kurve optimal durch die vorgegebenen Punkte verlief. In den Grafiken 3.38 bis 3.41 sind für verschiedene Messungen die Spannungswerte über dem Winkel aufgetragen und die berechnete Ausgleichskurve mit dargestellt. Die Werte der Parameter A, d, h sind jeweils in der Box rechts oben in der Grafik vermerkt.

Für die Bestimmung der Richtung, unter der laut Messung das Laptop zu finden war, wurde daraufhin für die Ausgleichskurve eine Kurvendiskussion durchgeführt und das Maximum der Kurve bestimmt. Die Messung wurde für Abstände von 25 cm, 100 cm, 150 cm und 200 cm durchgeführt. Dabei ergab sich, dass ab einer Entfernung von 150 cm eine Winkelbestimmung mit dem vorliegenden Schaltungsaufbau nicht mehr sinnvoll war. Die Messwerte für die bestimmten Winkel bei unterschiedlichen Entfernungen sind im einzelnen in Tabelle 3.7 aufgeführt. Für die Entfernung von 25 cm ergab sich ein deutlich sichtbares Maximum, das sich jedoch nicht wie erwartet bei 90° befand, sondern bei etwa 70° . Der Grund hierfür wird später im Text in der Fehlerbetrachtung dargelegt. In den folgenden

Entfernung [cm]	Mittelwert Winkel [°]	Statist. Fehler [°]	Syst. Fehler [°]
25	69,8	1,4	20,4
100	95,8	1,6	11,8
150	79,9	1,7	10,8
200	kein Effekt	-	-

Tabelle 3.7: Messwerte der Winkelbestimmung für verschiedene Entfernungen

Grafiken sind die Ergebnisse für diese Entfernung dargestellt. In den Diagrammen (Abbildung 3.38) sind sowohl die Messpunkte als auch die Ausgleichskurve (3.52) zusammen mit ihren Parametern dargestellt.

Für die Entfernung von 100 cm ergaben sich erheblich bessere Ergebnisse. Mit einem Durchschnitt von 95,8° in der Winkelbestimmung lag der ermittelte Wert sehr nah an den tatsächlichen 90° und streute auch nicht maßgeblich. Die Ergebnisse für die Messung im Abstand von einem Meter sind in Abbildung 3.39 aufgetragen. Das Maximum ist in diesem Fall zwar nicht mehr so deutlich ausgeprägt aber durch spreizen der Y-Achse doch noch gut erkennbar.

Bei einem Abstand von 150 cm ist der Unterschied zwischen den Minima und dem Maximum noch geringer als bei 100 cm, dennoch zeichnet sich ein Bereich ab, in dem die Werte erkennbar höher liegen. Die Ausgleichsfunktion hat ihr Maximum bei 72°. Das Maximum der Ausgleichskurve weicht jedoch dem Augenschein nach deutlich von dem Maximum der Werte ab. Diese sind in einem Bereich von 70° - 90° plateauartig auf einem höheren Niveau. Dieser Bereich ist in Abbildung 3.40 durch das gestrichelte Rechteck verdeutlicht. Das heißt, der wahrscheinlichste Wert für den Winkel ist 80°. Aufgrund der geringen Unterschiede der Spannungswerte ist allerdings eine Winkelbestimmung für Entfernungen größer als 150 cm in diesem Fall nicht sinnvoll.

Im Abstand von 200 cm konnte selbst durch Strecken der Y-Achse kein Maximum mehr ausgemacht werden. Für die Darstellung wurde die gleiche Achsenskalierung verwendet wie für 150 cm (Abbildung 3.41).

Die aus den Kurven ermittelten Winkel für die einzelnen Entfernungen sind als Balkendiagramm dargestellt, wobei auf der X-Achse die Entfernung verzeichnet ist und auf der Y-Achse die zu dieser Entfernung ermittelten Werte für die Winkel. Für die Fehlerbalken wurde die Summe aus den ermittelten systematischen und statistischen Fehlern verwendet.

Fehlerbetrachtung: Zur Beurteilung des systematischen Fehlers wurde als erstes die Schrittweite in Betracht gezogen. Die durch die Schrittweite bestmögliche Winkelauflösung ist auf 1,875° begrenzt. Eine weitere Fehlerquelle ist durch die Justierung der Anlage gegeben. Hier gibt es mehrere mögliche Ursachen für

Fehler, die ich wie folgt abgeschätzt habe. Die Genauigkeit der Ausrichtung der Antenne in der Ausgangslage schätzte ich auf $\pm 5^\circ$ ab. Besonders bei geringen Entfernungen kommt hinzu, dass nicht bekannt ist, wo auf der Funk-LAN Karte sich die Sendeantenne befindet. Bei einer Breite von 5 cm der Karte ergibt sich damit bei der Entfernung l vom Laptop ein Fehler für den Winkel von $\arcsin(\frac{5 \text{ cm}}{l})$. Das ist bei einer Entfernung von 25 cm immerhin ein Winkel von $11,5^\circ$, in einer Entfernung von 100 cm ergibt sich nur noch eine Winkelabweichung von $2,9^\circ$ und bei 150 cm sind es schließlich nur noch $1,9^\circ$. Eine weitere Fehlerquelle, die ich zu den systematischen rechne, ist die Art und Weise, wie durch die Ausgleichskurve das Maximum bestimmt wurde. In den Diagrammen sind zu den Werten von d jeweils noch Schwankungsbereiche Δd mit angegeben, diese sind so zu interpretieren, dass auch Kurven, die in (3.52) anstatt d einen im Intervall $[d - \Delta d, d + \Delta d]$ liegenden Parameter haben, auch den gesuchten Winkel liefern könnten. Dies gibt einen zusätzlichen Beitrag von 2° . Nach der Größtfehleraddition wurde aus diesen einzelnen Fehlerquellen der systematische Fehler berechnet. Der statistische Fehler ergab sich aus der Schwankung der Werte aus den Einzelmessungen um den Mittelwert. Der statistische Fehler der Messung (siehe Tabelle 3.7) ist jedoch gegenüber dem systematischen Fehler zu vernachlässigen.

Die Reichweite des Verfahrens lässt sich dadurch steigern, dass die Sendeleistung des mobilen Geräts gesteigert wird. Im Falle der Funk-LAN Karte hatte ich darauf jedoch keinen Einfluss, da die Karte je nach Verbindungsqualität ihre Sendestärke anpasst. Während des Versuchs war die Verbindungsqualität ständig im sehr guten Bereich, so dass davon auszugehen ist, dass die Karte mit geringer Leistung gesendet hat und damit auch die geringe Reichweite zu erklären ist. Da man auf dem mobilen Gerät jedoch für den Zeitpunkt, für den man die Ortung wünscht die Sendeleistung anpassen kann, erscheint eine Reichweite des Verfahrens bis zu zwei Meter durchaus realistisch.

Da es auch bei diesem Verfahren im Endeffekt nicht um die Bestimmung der Winkel, sondern um die Ermittlung der Position gehen soll, wird nun aus der bekannten Winkelauflösung das Raster für die Positionsbestimmung abgeschätzt. Dabei wird wieder ein durchschnittlicher Büroraum von $4 \text{ m} \times 5 \text{ m}$ zugrunde gelegt. In diesem Raum sollen insgesamt vier Sensoren entsprechend Abbildung 3.43 angebracht sein. Damit ist bei einer Reichweite der Sensoren von etwas über 2 m sichergestellt, dass der ganze Raum abgedeckt wird. Geht man davon aus, dass sich ein "normaler" Benutzer auf alle Fälle weiter als 25 cm von einer Wand aufhält, lässt sich die Genauigkeit des Winkels auf $\pm 15^\circ$ abschätzen. Das heißt, zu einem ermittelten Winkelwert gehört im Prinzip ein Sektor der sich vom bestimmten Winkel aus in beide Richtungen um jeweils 15° öffnet. Zur Veranschaulichung der sich daraus ergebenden Flächensegmente, sind in einem Viertel des in Abbildung 3.43 dargestellten Raumes die Schnittmengen dargestellt. Dabei

wurden jeweils die Sektoren mit 30° Öffnungswinkel der Sensoren “Radar1” und “Radar4” geschnitten. Die sich ergebenden Schnittflächen wurden der Übersichtlichkeit halber in verschiedenen Grautönen eingefärbt. Auf diese Weise wird jedes Raumviertel in 7 unterschiedlich große Segmente aufgeteilt. Insgesamt ergibt sich somit also eine Einteilung des Raumes in 28 Zonen.

3.4.4 Bewertung des Verfahrens

Das Verfahren erfüllt die in Kapitel 3 (Seite 9) genannten Anforderungen. Dadurch, dass das Funksignal des auf dem mobilen Gerät bereits vorhandenen Funkmoduls zur Positionsbestimmung herangezogen wird, sind keine zusätzlichen Bauteile auf dem Gerät nötig. Somit ist die Forderung nach kleinen Abmessungen auf dem mobilen Gerät automatisch erfüllt. Das gleiche gilt für den geringen Energieverbrauch, da hier ein bestehendes Signal ausgewertet wird. Ein geringfügig höherer Energieverbrauch läge dann vor, wenn die Sendeleistung erhöht werden muss, um das Gerät auch in größerer Entfernung orten zu können.

Für die angestrebte Raumgröße von $4\text{ m} \times 5\text{ m}$ reichen 4-6 Sensoren aus. Dies ist ein vertretbarer Installationsaufwand. Eine regelmäßige Eichung des Systems ist nicht nötig. Die Reichweite und Winkelauflösung des Prototypen reicht für die angestrebte Anwendung gerade aus. Vom Prototyp ausgehend gibt es aber einige Möglichkeiten, sowohl die Reichweite als auch die Winkelauflösung zu verbessern. Zur Erhöhung der Reichweite könnte man eine Schaltung entwerfen, die speziell für diesen Zweck gedacht ist und zum Beispiel einen höheren Verstärkungsfaktor und ein besseres Signal-zu-Rausch-Verhältnis besitzt. Für eine bessere Winkelauflösung ließen sich z.B. andere Antennentypen verwenden, die eine ausgeprägtere Richtcharakteristik aufzeigen als der verwendete Dipol. Als Beispiel wäre hier die auch als Richtfunkantenne benutzte Yagi-Antenne zu nennen. Ein unerwünschter Punkt sind die mechanisch beweglichen Teile der sich drehenden Sensorantennen. Dieses Problem kann man umgehen, wenn man die sich drehende Antenne durch ein Antennenarray ersetzt und aus der Verteilung der Empfangsintensitäten über die einzelnen Antennen des Arrays auf die Herkunftsrichtung des Signals schließt.

Die Verbesserungsmöglichkeiten am Prototyp zeigen, dass in diesem Verfahren durchaus Potenzial vorhanden ist für ein Ortungsverfahren genutzt zu werden. Für viele Fälle wird allerdings auch schon die Segmentierung des Raumes in 28 Flächenbereiche ausreichen, um die gewünschte Anwendung zu realisieren.

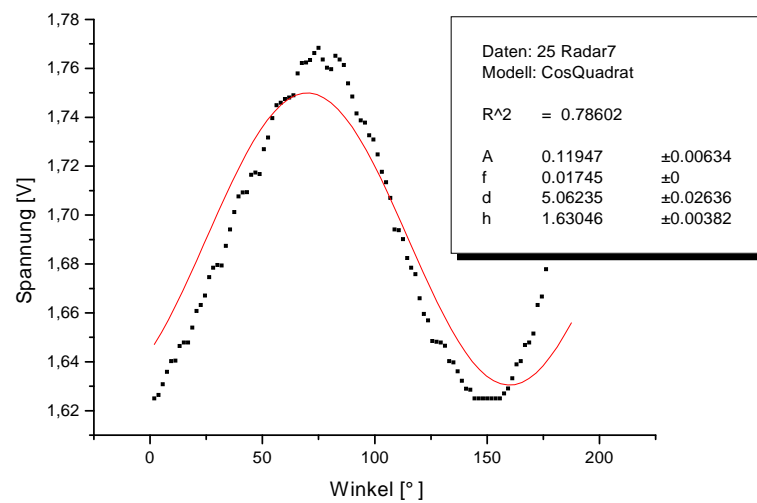
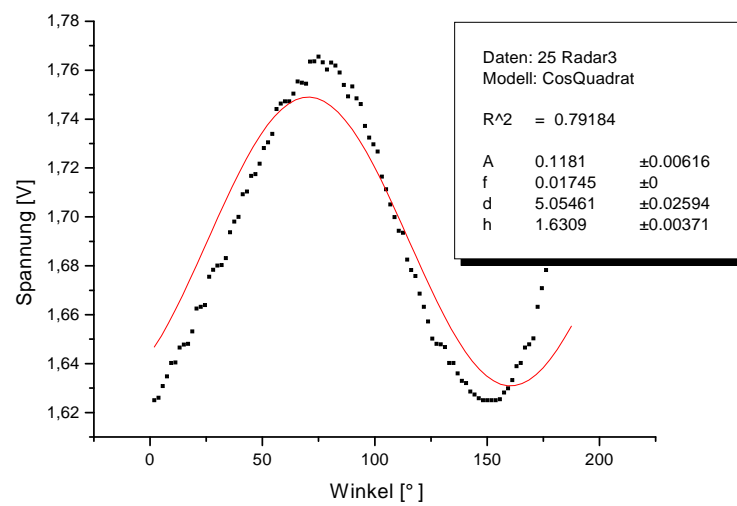


Abbildung 3.38: Winkelbestimmung mit Ausgleichskurve (Entfernung 25 cm)

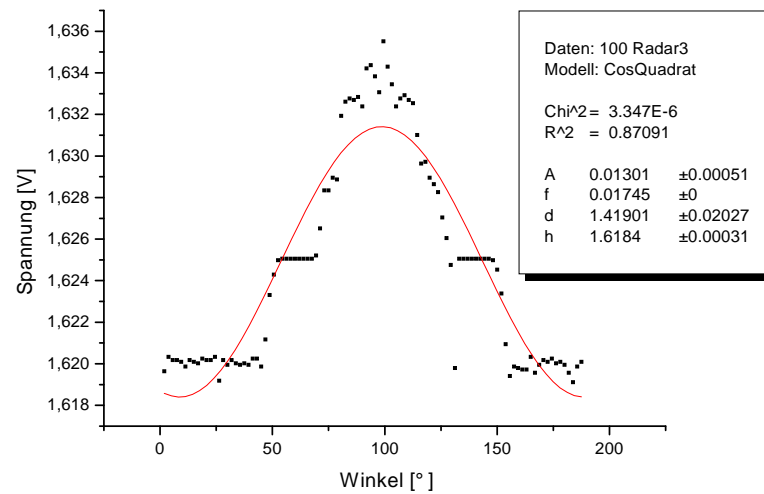
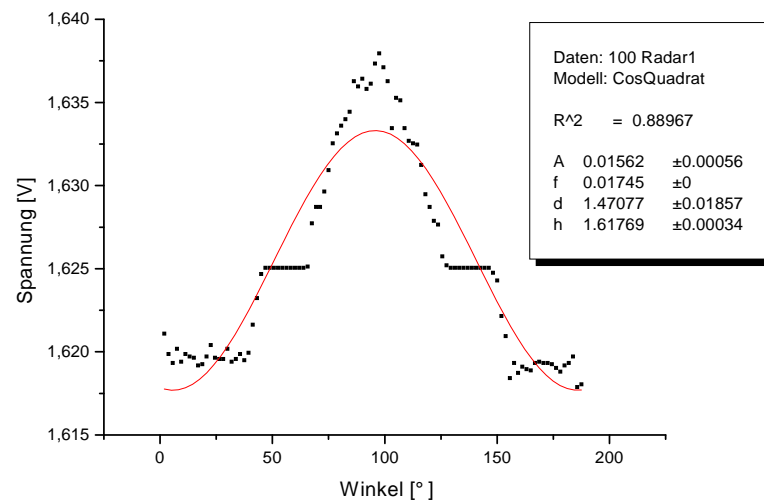


Abbildung 3.39: Winkelbestimmung mit Ausgleichskurve (Entfernung 100 cm)

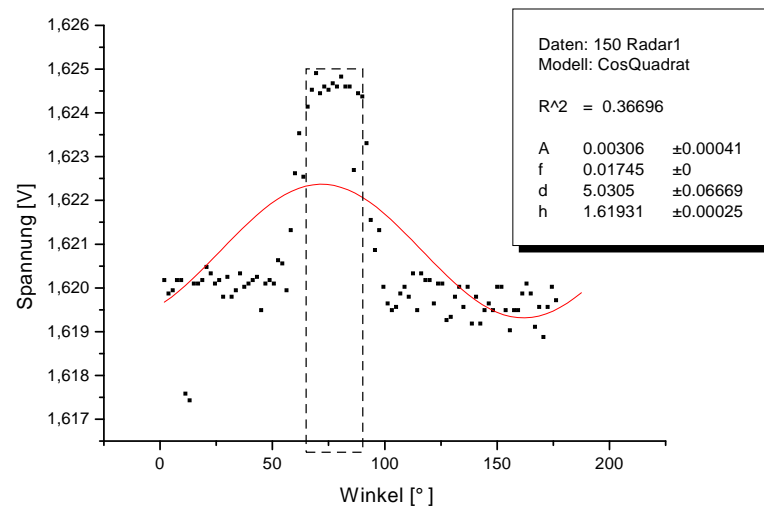


Abbildung 3.40: Winkelbestimmung mit Ausgleichskurve (Entfernung 150 cm)

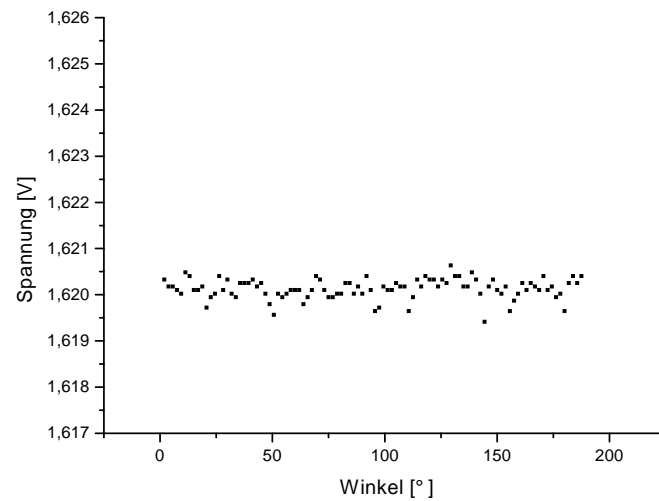


Abbildung 3.41: Messwerte für Entfernung 200 cm, kein Maximum detektierbar

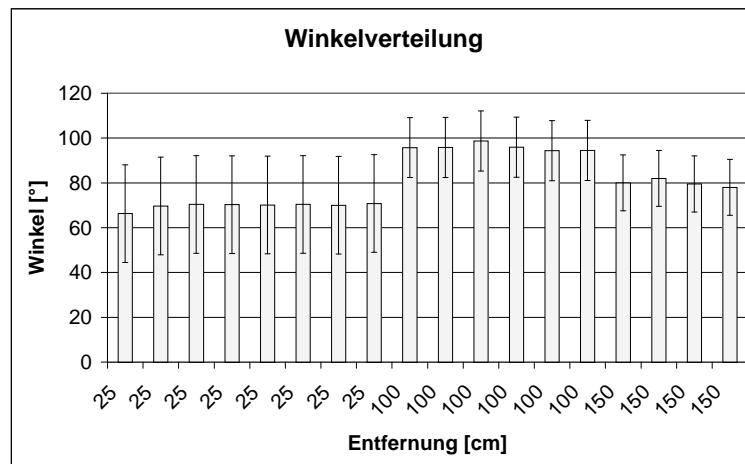


Abbildung 3.42: Verteilung der ermittelten Winkel für die unterschiedlichen Entfernungen

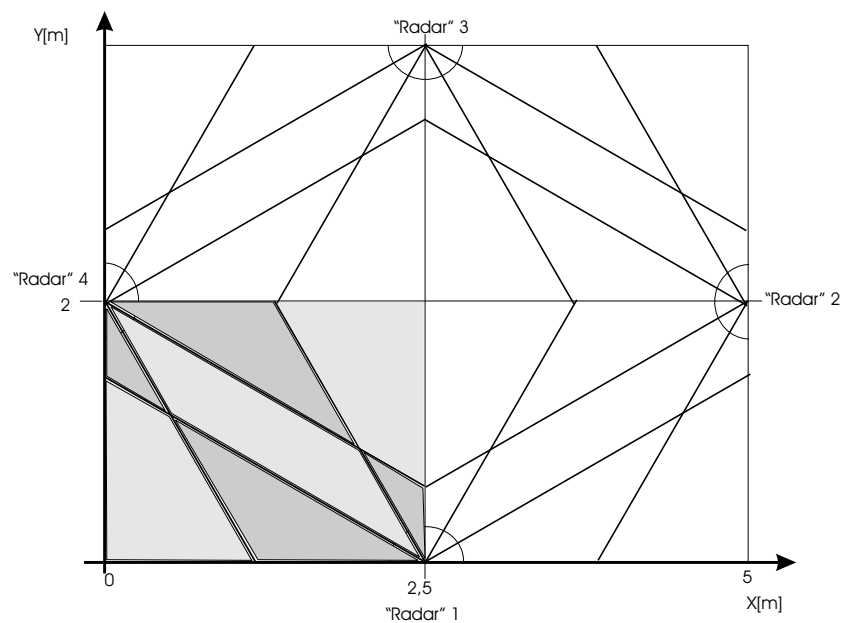


Abbildung 3.43: Anordnung der “Radar”-Sensoren im Raum, Raster der Ortsauflösung

Kapitel 4

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurden verschiedenen Verfahren zur Ortsbestimmung eines mobilen Gerätes innerhalb von Gebäuden getestet und bewertet. Die Verfahren sollen in computerunterstützten Geräten zum Einsatz kommen. Die der Arbeit zugrundeliegende Beispielanwendung war der Einsatz in einer “cleveren” Kaffeetasche, der MediaCup. Das Ortungsverfahren sollte dabei besondere Rücksicht auf die bei mobilen Geräten knappen Platz- und Energieressourcen nehmen.

4.1 Die Verfahren im Überblick

Im einzelnen wurden in der Arbeit folgende Verfahren getestet:

- **Feldstärkebasiertes Verfahren:** Es wurde mit dem magnetoresistiven Magnetfeldsensor *KMZ51* versucht, die Stärke des magnetischen Feldes zu ermitteln. Aus der Feldstärke ließen sich Rückschlüsse auf die Entfernung zwischen Sender und Empfänger ziehen. Der Sensor lieferte jedoch keine verwertbaren Ausgangssignale. Das Heranziehen der Feldstärke zur Entfernungsbestimmung ist ohnehin kritisch zu beurteilen, da die Abhängigkeit im Nahfeld mit $\frac{1}{r^3}$ sehr stark ist und somit das Messgerät einen großen Wertebereich erfassen können muss.
- **Inertiales Verfahren:** Mit dem Beschleunigungssensor *ADXL202* wurde eine geradlinige Bewegung vermessen. Dabei wurde der Sensor auf einer Schiene von einem Startpunkt beschleunigt wegbewegt und nach kurzer Zeit wieder an den Ausgangspunkt zurückgeführt. Die Messungen ergaben, dass die Genauigkeit des Sensors nicht ausreicht, um über längere Zeiträume eine zuverlässige Positionsbestimmung zu gewährleisten. Der Schwachpunkt inertialer Verfahren liegt darin, dass die Positionswerte durch zweifa-

che Integration über die Zeit zustande kommen und somit auch Fehler mit aufsummiert werden.

- **Entfernungsdifferenzabhängiges Verfahren:** Das von mir als Funkinterferenz bezeichnete Verfahren beruht darauf, dass sich zwei phasenverschobene Sinusfunktionen gleicher Frequenz und Amplitude A_1 zu einer Sinusfunktion addieren, deren Amplitude A_{ges} zwischen Null und dem doppelten der Amplitude A_1 liegt. Das mobile Gerät benötigt bei diesem Verfahren einen Funksender, dessen Signal an zwei Empfängern aufgenommen wird. Gemessen werden die Amplituden A_1 an Empfänger 1, A_2 an Empfänger 2 und die Amplitude des Differenzsignals A_{ges} . Aus den Amplitudeninformationen lässt sich die Phasenverschiebung der beiden Signale berechnen und durch Schnitt von Rotationshyperboloiden die Position des mobilen Geräts bestimmen. Im Experiment bei 1 MHz mit Koaxialkabeln als Verzögerungsleitungen ergaben sich zufrieden stellende Ergebnisse im Bezug auf die Bestimmung der Entfernungsdifferenz. Die Genauigkeit der Ortsbestimmung bei 868,35 MHz lässt sich unter der Annahme, dass die Genauigkeit des Verfahrens mit der Wellenlänge skaliert auf ein Raster von $10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ abschätzen.
- **Winkelabhängiges Verfahren:** Bei diesem Verfahren wurde eine Dipolantenne auf einen Schrittmotor montiert und um einen Winkel von 180° gedreht. Über die Richtcharakteristik des Dipols lässt sich aus dem Maximum der Empfangsintensität die Richtung ermitteln, in der sich der Sender des mobilen Geräts befindet. Die Auswertung der Messergebnisse ergab, dass das Verfahren bis zu einer Entfernung von knapp 2 m einsetzbar ist und eine Winkelauflösung von $\pm 15^\circ$ besitzt.

Zur Übersicht sind die getesteten Verfahren in Tabelle 4.1 gegenübergestellt und hinsichtlich der Erfüllung der Anforderungen aus Kapitel 3 (Seite 9) bewertet worden. Dabei gab es drei Abstufungen (+), (–) und (0). Die Bewertung mit (+) bedeutet, dass das Verfahren die Anforderung gut erfüllt, (0) heißt, das Verfahren erfüllt die Anforderung in ausreichendem Maß. Mit (–) wurde das Verfahren bewertet, wenn es den Anforderungen nicht oder schlecht genügte.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die ersten beiden Verfahren für die Ortung der MediaCup nicht in Frage kommen. Das feldstärkebasierte Verfahren scheidet aufgrund seiner starken r -Abhängigkeit aus, inertiale Verfahren wegen der ihnen eigenen langfristig sehr hohen Ungenauigkeit. Dabei können inertiale Verfahren trotzdem im Bereich des “Ubiquitous Computing” zum Einsatz kommen, wie das in Abschnitt 3.2.4 (Seite 32) angesprochene Beispiel des Kugelschreibers, der über Beschleunigungssensoren Buchstaben erkennen kann, zeigt.

	Genauigkeit	Sichtkontakt nötig	Energie- verbrauch	Bauteil- aufwand	Eichungs- aufwand	finanzieller Aufwand
Magnetfeldbasiert	–	nein	+	+	0	+
Inertiales Verf.	–	nein	0	–	–	0
Funkinterferenz	+	nein	+	+	+	0
Radar	0	nein	+	+	0	+

Tabelle 4.1: Erfüllung der Anforderungen aus Kapitel 3 (Seite 9)

+: gut erfüllt, 0: ausreichend, –: schlecht

Die beiden Verfahren, die das Funksignal des mobilen Gerätes zur Ortung heranziehen, kommen für die Ortung der MediaCup in Frage. Das als Funkinterferenz bezeichnete Verfahren hat im Test mit Koaxialkabeln gute Werte für die Bestimmung von Phasendifferenzen ergeben und wird somit theoretisch auch für den Fall, dass bei den Funksignalen die Phasenverschiebung durch unterschiedlich lange Wege in Luft zustande kommt, eine ausreichende Ortsauflösung ermöglichen. Das Radar-Verfahren lieferte im Experiment, wie oben erwähnt, eine ausreichende Genauigkeit der Ortsbestimmung.

4.2 Ausblick

Wie schon in den Abschnitten 3.3.4 und 3.4.4 erwähnt, gibt es noch Möglichkeiten die beiden funkbasierten Verfahren Funkinterferenz und Radar zu verbessern. Besonders für das Verfahren Funkinterferenz könnte in einer weiterführenden Arbeit ein Prototyp für die Sendefrequenz des Funkmoduls von 868,35 MHz aufgebaut werden und die Genauigkeit bei dieser Frequenz vermessen werden. In einem weiteren Schritt könnte dann das aus mehreren Empfängerpaaren bestehende Ortungssystem aufgebaut werden und eine Software geschrieben werden, die direkt aus den gemessenen Spannungswerten die Phasenverschiebung berechnet und auch den Schnittpunkt der Rotationshyperboloiden ermittelt.

Für das Verfahren Radar könnte mit anderen Antennentypen experimentiert werden, um eine bessere Winkelauflösung zu erhalten. Mit Hilfe einer besseren Empfangsschaltung könnten eventuell auch größere Entfernungen zwischen Empfänger und dem mobilen Gerät ermöglicht werden.

Prinzipiell existiert also mit dem Verfahren Radar bereits eine Möglichkeit, die MediaCup ohne großen Aufwand seitens der Infrastruktur auf einem groben Raster zu orten.

Anhang A

Koordinatensysteme

Ein Punkt im Raum kann durch die Angabe von drei Koordinaten eindeutig bestimmt werden. Es gibt grundsätzlich drei verschiedene Koordinatensysteme:

- Kartesisches Koordinatensystem: Im kartesischen Koordinatensystem wird ein Punkt durch die Angabe von drei Achsenabschnitten angegeben. Üblicherweise werden die zueinander senkrechtstehenden Achsen mit den Buchstaben X, Y, Z bezeichnet.

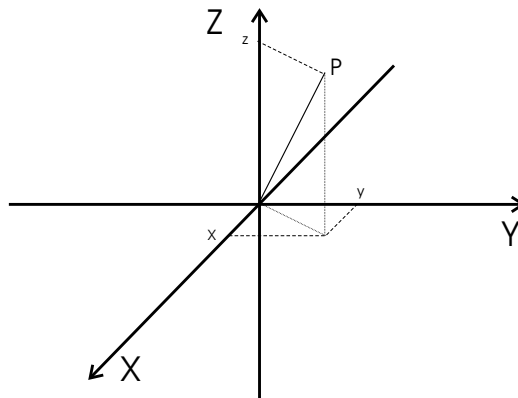


Abbildung A.1: Kartesische Koordinaten

- Zylinderkoordinatensystem: Im Zylinderkoordinatensystem wird ein Punkt durch die Angabe des Abstandes r zu einer ausgewählten Achse (in der Regel die Z-Achse) mit $r \geq 0$, den Winkel φ in der XY-Ebene zwischen der X-Achse und diesem Radius r , gezählt in mathematisch positiver Richtung, mit $0^\circ \leq \varphi < 360^\circ$ und durch die Höhe h über der XY-Ebene festgelegt. Zwischen den Koordinatensystemen bestehen folgende Umrechnungsvorschriften:

– Kartesisch \rightarrow Zylinder:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \varphi = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \quad h = z \quad (\text{A.1})$$

– Zylinder \rightarrow Kartesisch:

$$x = r \cos \varphi \quad y = r \sin \varphi \quad z = h \quad (\text{A.2})$$

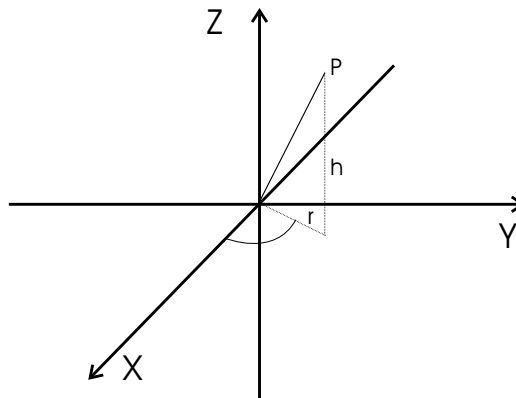


Abbildung A.2: Zylinderkoordinaten

- Kugelkoordinatensystem: Im Kugelkoordinatensystem wird ein Punkt durch die Angabe eines Radius r vom Ursprung und zweier Winkel θ und φ bestimmt. Der Winkel φ liegt wieder in der XY-Ebene zwischen der positiven X-Achse und der Projektion des Radius auf diese Ebene. θ ist der Winkel zwischen der positiven Z-Achse und dem Radius r mit $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$. Zwischen den Koordinatensystemen bestehen folgende Umrechnungsvorschriften:

– Kartesisch \rightarrow Kugel:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad \theta = \arctan \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z} \quad \varphi = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \quad (\text{A.3})$$

– Kugel \rightarrow Kartesisch:

$$x = r \sin \theta \cos \varphi \quad y = r \sin \theta \sin \varphi \quad z = r \cos \theta \quad (\text{A.4})$$

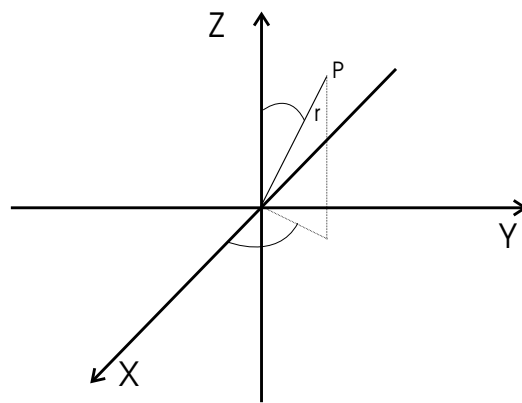


Abbildung A.3: Kugelkoordinaten

Anhang B

E-Dynamik Grundlagen

Maxwellgleichungen:

Differentialform:

$$\begin{aligned}\operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0 \\ \operatorname{div} \vec{D} &= \varrho\end{aligned}\tag{B.1}$$

Integralform:

$$\begin{aligned}\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} &= \int_A (\vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) \cdot d\vec{A} \\ \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} &= -\frac{\partial}{\partial t} \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \\ \oint \vec{B} \cdot d\vec{A} &= 0 \\ \oint \vec{D} \cdot d\vec{A} &= \int_V \varrho \cdot dV\end{aligned}\tag{B.2}$$

Herleitung für die Abstrahlcharakteristik der auf der Tasse eingesetzten Dipolantenne. Eine ausführlichere Herleitung findet sich in [\[Lehn96\]](#).

Am Ursprung befinde sich ein Dipol der in Z-Richtung zeitlich periodische Schwingungen ausführt. Für das Dipolmoment gilt also:

$$\vec{p} = \vec{e}_z p_0 \sin(\omega t)\tag{B.3}$$

Außerdem gilt für das Dipolmoment

$$p = lQ\tag{B.4}$$

bzw. für seine zeitliche Änderung

$$\frac{dp}{dt} = l \frac{dQ}{dt} = lI = \omega p_0 \cos(\omega t) \quad (\text{B.5})$$

Damit sich das Dipolmoment mit der Zeit ändert, müssen Ströme fließen, für die folgendes gilt:

$$I = \frac{\omega p_0}{l} \cos(\omega t) = I_0 \cos(\omega t) \quad (\text{B.6})$$

wobei

$$I_0 = \frac{\omega p_0}{l} \quad (\text{B.7})$$

ist.

Die Polarisation

$$\vec{P} = p_0 \sin(\omega t) \delta(\vec{r}) \vec{e}_z \quad (\text{B.8})$$

ist die räumliche Dichte des Dipolmoments und hat in diesem Fall nur eine Z-Komponente. Daraus erhält man für den Hertzschen Vektor:

$$\Pi_{ex} = 0 \quad (\text{B.9})$$

$$\Pi_{ey} = 0 \quad (\text{B.10})$$

$$\begin{aligned} \Pi_{ez} &= \frac{1}{4\pi\epsilon} \int \frac{P_z(\vec{r}', t - \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c})}{|\vec{r}-\vec{r}'|} d\tau' \\ &= \frac{1}{4\pi\epsilon} \int \frac{p_0 \sin\left[\omega\left(t - \frac{|\vec{r}-\vec{r}'|}{c}\right)\right] \delta(\vec{r}')}{|\vec{r}-\vec{r}'|} d\tau' \\ &= \frac{p_0 \sin\left[\omega\left(t - \frac{r}{c}\right)\right]}{4\pi\epsilon r} \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

In diesen Gleichungen steht r für den Abstand des Punktes vom Mittelpunkt des Dipols, in diesem Fall des Ursprungs. Da der Hertzsche Vektor nur vom Abstand abhängt, ist es vorteilhaft zu Kugelkoordinaten überzugehen. Hier schreibt sich $\vec{\Pi}$ folgendermaßen:

$$\begin{aligned} \Pi_{er} &= \Pi_{ez} \cos \theta = \frac{p_0 \cos \theta}{4\pi\epsilon r} \sin\left[\omega\left(t - \frac{r}{c}\right)\right] \\ \Pi_{e\theta} &= -\Pi_{ez} \sin \theta = -\frac{p_0 \sin \theta}{4\pi\epsilon r} \sin\left[\omega\left(t - \frac{r}{c}\right)\right] \\ \Pi_{e\varphi} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

Das zugehörige elektrische bzw. magnetische Feld, das sich um den Dipol einstellt, berechnet sich nach diesen Formeln:

$$\vec{H} = \varepsilon \operatorname{rot} \frac{\partial \vec{\Pi}_e}{\partial t} \quad (\text{B.13})$$

$$\vec{E} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{\Pi}_e - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{\Pi}_e}{\partial t^2} = \operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{\Pi}_e \quad (\text{B.14})$$

Nach einigen weiteren Umformungen, die hier nicht ausgeführt werden sollen, ergibt sich daraus für die jeweiligen Feldstärken:

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} E_r \\ E_\theta \\ E_\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2p_0 \cos \theta}{4\pi\varepsilon} \left\{ \frac{1}{r^3} \sin \left[\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) \right] + \frac{\omega}{cr^2} \cos \left[\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) \right] \right\} \\ \frac{p_0 \sin \theta}{4\pi\varepsilon} \left\{ \left(\frac{1}{r^3} - \frac{\omega^2}{rc^2} \right) \sin \left[\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) \right] + \frac{\omega}{cr^2} \cos \left[\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) \right] \right\} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

$$\vec{H} = \begin{bmatrix} H_r \\ H_\theta \\ H_\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\omega p_0 \sin \theta}{4\pi} \left\{ -\frac{\omega}{cr} \sin \left[\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) \right] + \frac{1}{r^2} \cos \left[\omega \left(t - \frac{r}{c} \right) \right] \right\} \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

Anhang C

Weitere Bilder

C.1 MediaCup



Abbildung C.1: Die MediaCup: “Clevere” Kaffeetasse mit abgenommener Elektronikmanschette

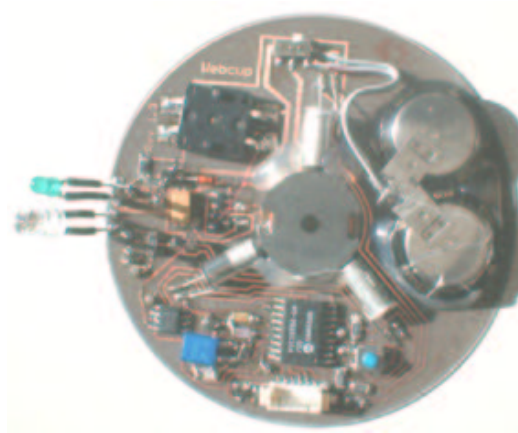


Abbildung C.2: Das “Innenleben” der MediaCup, die Platine mit Sensoren und Kommunikationselektronik

C.2 Infrarotempfänger

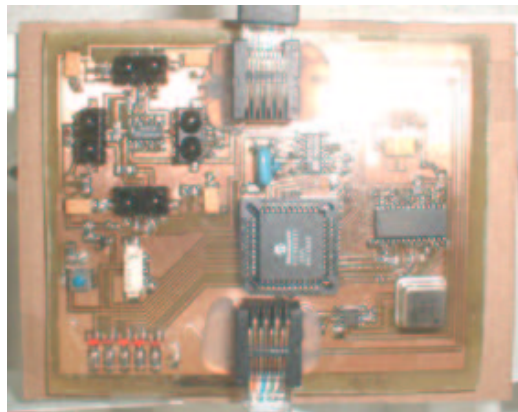


Abbildung C.3: Infrarotempfänger an der Decke. Bisher zur Ortung der MediaCup verwendet. (vier Infrarotsensoren oben links im Bild)

C.3 PIC-Evaluationsboard

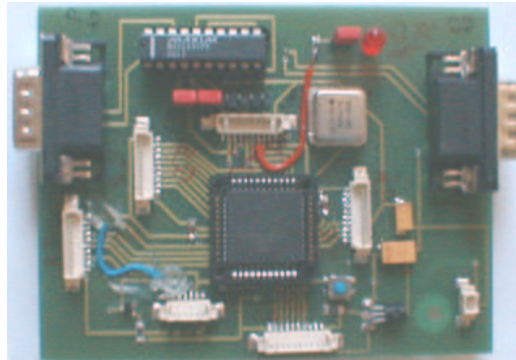


Abbildung C.4: Das Evaluationsboard des PIC-Mikrocontrollers zur Ansteuerung des Schrittmotors

C.4 Dipolempfänger

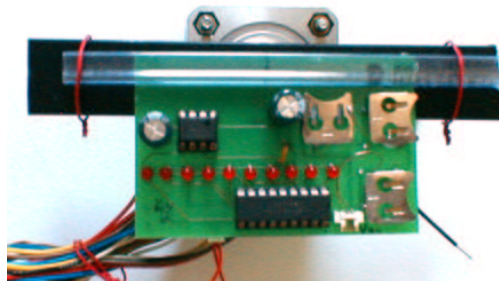


Abbildung C.5: Aufsicht auf den Schrittmotor mit montierter Empfangseinheit

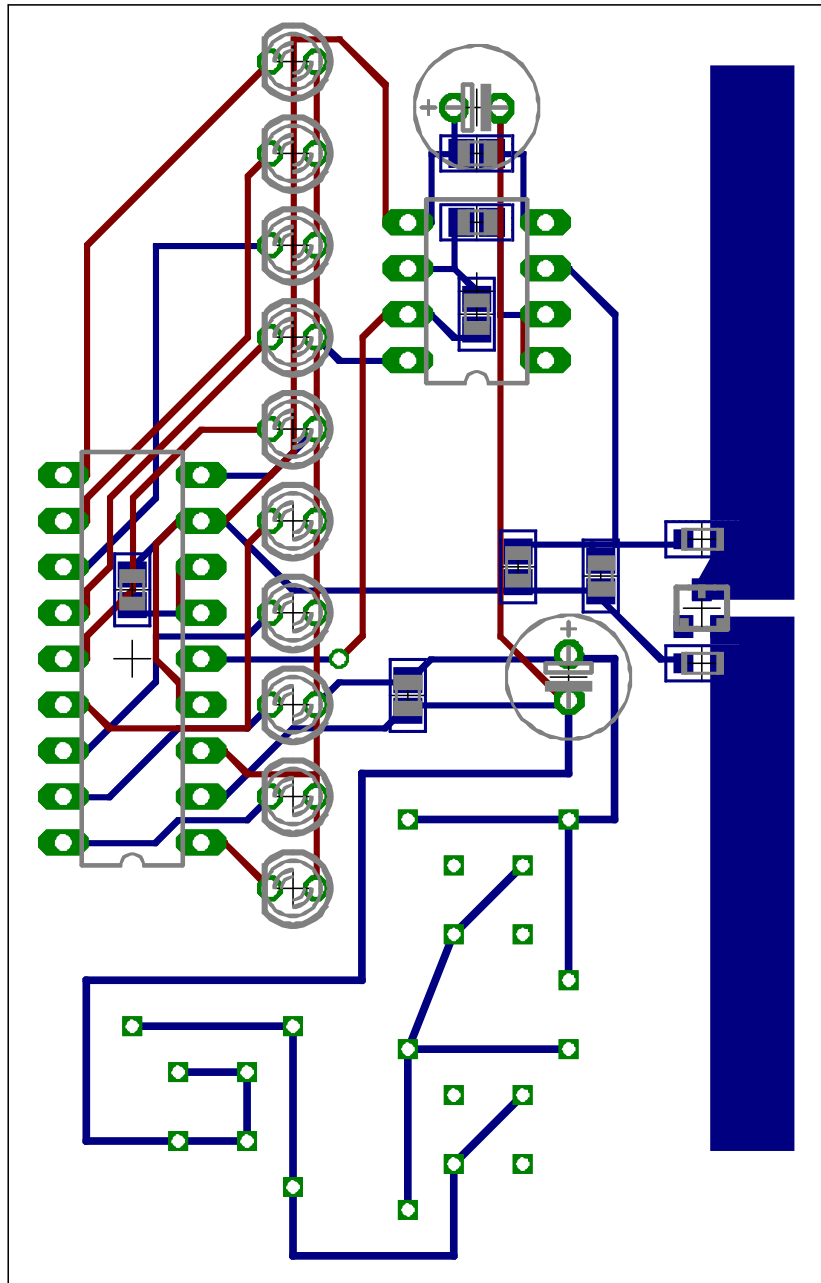


Abbildung C.6: Boardlayout für den Dipolempfänger

Anhang D

Programmdateien

```
/**
 *
 * For 16F877 Protoboard
 *
 * Ansteuerung fuer Schrittmotor. Erzeugt
 * Rechteckimpulse und laesst den Motor eine
 * festgelegte Schrittzahl vor und zurueck
 * laufen. Dabei wird an einem Eingabepin die
 * Spannung gemessen und auf der seriellen
 * Schnittstelle ausgegeben.
 *
 * Autor: Kristian Regenstein, TecO
 * Start: 25.04.2001
 **/

#include <16F877.H>

// Hardware Description
// it uses a quartz at 20 MHz
// the watch dog timer is not used
// low-programming is disabled:
// (so pin b3 can be used)
// no brown out:
// ( = no reset if voltage drops below 4 V )
#fuses hs,nowdt,noprotect,nobrownout,nolvp
#use delay(clock=2000000)

// LED
```

```

#define PIN_LED      PIN_C2

// Pinzuweisungen
#define PIN_ENABLE   PIN_C0
#define PIN_DIR      PIN_C1
#define PIN_CLK      PIN_C3

// Debug
#define PIN_SER1_TX  PIN_C4
#define PIN_SER1_RX  PIN_C5
#define PIN_SER2_TX  PIN_C6
#define PIN_SER2_RX  PIN_C7

// Port: Standard

// RS 232 IN/OUT over serial 2:
//      using the built-in UART
#define RS232 (baud = 19200, XMIT = PIN_SER2_TX, RCV
              = PIN_SER2_RX)

/**
 *
 *  Main Function
 *
 *  Execution starts here
 *
 */
void main()
{
    unsigned long i, j, k, steps, wert, max, position
                      , maxpos;

    int dauer;

    dauer = 50;           // Dauer fuer einen
                          // Schritt in ms
    steps = 100;          // Anzahl Schritte

```

```

// 192 Halbschritte / Umdrehung
// 3,75grad / Schritt

// Analogeingang konfigurieren
setup_port_a( ALL_ANALOG );
setup_adc( ADC_CLOCK_INTERNAL );
set_adc_channel( 0 );

// don't change!!
output_low( PIN_LED );

// "hello world!"
printf("\n\rRADAR gestartet...\n\r");

// your code goes here
for(j=1; j<=100; j++)
{
    output_high( PIN_ENABLE );

    output_high( PIN_DIR );
    output_high( PIN_LED );
    printf("Vor\n\r");
    max = 0;
    for(i=1; i <= steps; i++)
    {
        output_high( PIN_CLK );
        delay_ms( dauer );
        output_low( PIN_CLK );
        delay_ms( dauer );
        position = i;
        max = 0;
        for(k=1; k <= 100; k++)
        {
            wert = read_ADC();
            /*
            if ( wert >= max )
            {
                max = wert;
            }

```

```

        */
        max = (wert/100 + max);
    }
    printf( "\n\rPosition: %lu,
Wert: %lu \n\r", position, max);
}

delay_ms( 200 );

output_low( PIN_DIR );
output_low( PIN_LED );
printf("Rueck\n\r");
max = 0;
for(i=1; i <= steps; i++)
{
    output_high( PIN_CLK );
    delay_ms( dauer );
    output_low( PIN_CLK );
    delay_ms( dauer );
    position = steps +1 - i;
    max = 0;
    for(k=1; k<=1000; k++)
    {
        wert = read_ADC();
        if ( wert >= max )
        {
            max = wert;
        }
    }
    printf( "\n\rPosition: %lu,
Wert: %lu \n\r", position, max);
}

delay_ms( 200 );

}

output_low( PIN_ENABLE);
}

```

Literaturverzeichnis

- [AHNS99] R. Azuma, B. Hoff, H. Neely und R. Sarfarty. A Motion-Stabilized Outdoor Augmented Reality System. *Proceedings of IEEE Virtual Reality '99*, März 1999.
- [BaPa00] P. Bahl und V. N. Padmanabhan. RADAR: An In-Building RF-based User Location and Tracking System. *IEEE Infocom 2000*, 2000.
- [Baue97] M. Bauer. *Vermessung und Ortung mit Satelliten*. Wichmann. 1997.
- [BCST99] P. Bison, G. Chemello, C. Sossai und G. Trainito. Using a structured beacon for cooperative position estimation. *Robotics and Autonomous Systems* Band 29, 1999, S. 33–40. <http://www.elsevier.com/locate/robot> .
- [BeGS01] M. Beigl, H.-W. Gellersen und A. Schmidt. MediaCups: Experience with Design and Use of Computer-Augmented Everyday Objects. *Computer Networks, Special Issue on Pervasive Computing* 35(4), März 2001, S. 401–409. http://www.teco.edu/~michael/publication/mediacup_full.pdf .
- [Blas97] M. Blaschschak. Orientierungskorrektur für einen mobilen Roboter mit Hilfe von inertialen und bildgebenden Sensoren. Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, Institut für Prozeßrechentchnik und Robotik, 1997.
- [Blum98] S. Blume. *Theorie elektromagnetischer Felder*. Dr. Alfred Hüttig Verlag. 1998.
- [BrZi65] H. Brunswig und O. Zinke. *Hochfrequenztechnik 1*. Springer-Verlag. 1965.
- [BSMM95] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig. *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch. 1995.

- [CaSt98] J. Cafferey und G. L. Stüber. Overview of Radiolocation in CDMA Cellular Systems. *IEEE Communications Magazine*, April 1998.
- [CBSS95] M. J. Caruso, T. Bratland, D. C. H. Smith und R. Schneider. A New Perspective on Magnetic Field Sensing. http://www.ssec.honeywell.com/magnetic/datasheets/new_pers.pdf, Mai 1995.
- [DEKR94] A. Demers, S. Elrod, C. Kantarjiev und E. Richley. A Nano-Cellular Local Area Network Using Near-Field RF Coupling. *Xerox PARC Technical Report CSL94-8*, Oktober 1994.
- [DrKi91] K. Dransfeld und P. Kienle. *Physik II*. R. Oldenburg Verlag. 1991.
- [DrMS98] C. Drane, M. Macnaughtan und C. Scott. Positioning GSM Telephones. *IEEE Communications Magazine*, April 1998.
- [ELV01] ELV. 2.4 GHz Sendercheck. *ELVjournal* (1), März 2001, S. 6–9.
- [Flie79] N. Fliege. *Lineare Schaltungen mit Operationsverstärkern*. Springer-Verlag. 1979.
- [Froh94] H. Frohne. *Elektrische und magnetische Felder*. Teubner. 1994.
- [GeVo97] C. Gerthsen und H. Vogel. *Physik*. Springer-Verlag. 19. Auflage, 1997.
- [GrBä] A. Greiwe und M. Bäumker. Forschungsprojekt Hybrides Winkelmeßsystem. <http://www.fh-bochum.de/fb5/baeumker/homemb3.htm>.
- [HiBW00] J. Hightower, G. Boriello und R. Want. SpotON: An Indoor 3D Location Sensing Technology Based on RF Signal Strength. *UW CSE Technical Report No: 2000-02-02*, Februar 2000.
- [HWKL94] B. Hofmann-Wellenhof, G. Kienast und H. Lichtenegger. *GPS in der Praxis*. Springer-Verlag. 1994.
- [Kosh00] T. Koshizen. Improved Sensor Selection Technique by Integrating Sensor Fusion in Robot Position Estimation. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 2000, S. 79 – 92.
- [Lehn96] G. Lehner. *Elektromagnetische Feldtheorie für Ingenieure und Physiker*. Springer-Verlag. 1996.

- [Mais00] G. Maiser. Entwicklung eines Funk-/Ultraschall-Systems zur Ortsbestimmung in Räumen. Studienarbeit, Juli 2000.
- [MaPl01] O. Marti und A. Plettl. Vorlesungsskript Physikalische Elektronik und Messtechnik. Vorlesungsskript, Universität Ulm, Februar 2001.
- [MeWi93] G. Merziger und T. Wirth. *Repetitorium der höheren Mathematik*. Binomi Verlag. 1993.
- [MTAK99] R. May, S. Turner, K. Audleman und I. Kassabalides. Wide Area Tracking for Computer Supported Collaborative Work. <http://www.hitl.washington.edu/tfurness/ie543/reports/1doc/> , 1999.
- [PaKB98] K. Pahlavan, P. Krishnamurthy und J. Beneat. Wideband Radio Propagation Modeling for Indoor Geolocation Applications. *IEEE Communications Magazine*, April 1998.
- [Petr99] G. Petrahn. *Grundlagen der Vermessungstechnik*. Cornelsen. 1999.
- [PrCB00] N. B. Pryantha, A. Chakraborty und H. Balakrishnan. The Cricket Location-Support System. *ACM Mobicom 2000*, 2000.
- [Sag] The Sagnac Effect. <http://mathpages.com/rr/s2-07/2-07.htm> .
- [Schü97] T. Schüler. Untersuchungen zur GPS/INS-Integration für präzise Echtzeitanwendungen. Diplomarbeit, Universität Hannover, Institut für Erdmessung, 1997.
- [SeBe] C. Seidel und J. Bechtle. Navigation-Grade Fiber-Optic Gyroscope unter Verwendung einer Erbium-dotierten Faser-Lichtquelle. <http://wi70.rz.uni-karlsruhe.de/~jb02/ite/SEIDEL/arbeitsgebiet/seidel.html> .
- [Stas97] M. Stasch. Entwicklung und Aufbau eines magnetfeldbasierten Positionssensors. Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, Institut für Prozeßrechentechnik und Robotik, 1997.
- [Stor00] T. Stork. Electronic Compass Design using KMZ51 and KMZ52. Philips Semiconductors, Application Note AN00022, http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/applicationnotes/AN00022_COMPASS.pdf , März 2000.
- [TiSc99] U. Tietze und C. Schenk. *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer-Verlag. 11. Auflage, 1999.

- [Verp96] C. Verplaetse. Inertial proprioceptive devices: Self-motion-sensing toys and tools. *IBM Systems Journal* 35(3), 1996.
<http://www.research.ibm.com/journal/sj/mit/sectione/verplaetse.html>
.
- [Wall00] P. Wallich. Practical Magic. *Discover*, Dezember 2000.
- [Weck97] P. Weckesser. *Aktiver Einsatz eines Multisensorsystems zur Exploration der Umwelt mit einem mobilen Roboter*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 1997.
- [Weis91] M. Weiser. The Computer for the 21st Century.
<http://www.ubiq.com/hypertext/weiser/SciAmDraft3.html> , September 1991.
- [Weis93] M. Weiser. Some Computer Science Issues in Ubiquitous Computing. <http://www.ubiq.com/hypertext/weiser/UbiCACM.html> , März 1993.
- [WiHä00] P. Winton und E. Hämmerle. High resolution position estimation using partial pulses. *Electronic Letters Online No: 20000661*, März 2000.
- [ZaPa98] J. M. Zagami und S. A. Parl. Providing Universal Location Services Using a Wireless E911 Location Network. *IEEE Communications Magazine*, April 1998.