

Hochschule Magdeburg-Stendal
Fachbereich Ingenieurwissenschaften und Industriedesign (IWID)
Institut für Elektrotechnik

Bachelorarbeit

**zur Erlangung des Grades eines „Bachelor of Engineering“
im Studiengang Elektrotechnik**

**Thema: „Untersuchung der Auswirkung mechanischer Schwingungen
auf FMCW-Radarsignale“**

Eingereicht von: **Oliver Krüger**

Angefertigt für: IMST GmbH, Kamp-Lintfort

Matrikel: 2012

Ausgabetermin: 25. Januar 2016

Abgabetermin: 17. April 2016

Schulischer Betreuer: Herr Prof. Dr. Ing. Sebastian Hantscher

Betrieblicher Betreuer: Herr Dr. techn. Manfred Hägelen

.....
1. Prüfer

.....
2. Prüfer

Zusammenfassung

Die vorliegende Bachelorarbeit beschäftigt sich mit der Untersuchung des Einflusses von mechanische Schwingungen auf FMCW- Radarmessungen. Dabei stand der Vergleich zwischen den theoretisch erwarteten Effekten und den durch praktische Messungen erfassten Veränderungen im Mittelpunkt. Zunächst wurde dazu das Auslesen der Messwerte des Beschleunigungssensors und anschließend die Berechnung der Position realisiert. Die sich daraus ergebenden Ergebnisse wurden im Anschluss erfolgreich einer Validierung unterzogen. Weiterhin wurde ein geeignetes Messszenario entworfen und die dafür benötigte Versuchsanordnung aufgebaut. Innerhalb dieses Arbeitsschrittes fand ebenfalls die Kombination zwischen dem Radarmodul und dem verwendeten Beschleunigungsmesser durch den Entwurf und der Installation einer geeigneten Halterung statt. Die anschließend aufgenommenen Messreihen wurden, hinsichtlich der verschiedenen Schwingrichtung, analysiert und mit den vermuteten Ergebnissen verglichen. In dieser Arbeit wurden daher die Grundlagen zur Bestimmung von vibrationsbedingten Störeinflüssen in Abhängigkeit der mechanischen Schwingung gelegt, um diese später einmal kompensieren zu können.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	I
1 Einführung	1
2 Technologische Grundlagen	2
2.1 Radarsensor	2
2.1.1 Allgemeine Funktionsweise	2
2.1.2 FMCW-Radar	4
2.1.3 Auftretende Störeffekte	6
2.2 Beschleunigungssensor	11
2.2.1 Allgemeine Funktionsweise	11
2.2.2 Kapazitive Beschleunigungssensoren	12
2.2.3 Auswertung der Beschleunigungsdaten	15
3 Inbetriebnahme des Versuchsaufbaus	17
3.1 Das verwendete Radarmodul	17
3.2 Der verwendete Beschleunigungssensor	18
3.3 Versuchsaufbau	18
3.4 Definition der Schwingrichtungen	21
3.5 Messszenario	21
3.6 Erste Messungen mit dem Radarmodul	23
3.7 Erste Messungen mit dem Beschleunigungssensor	26
4 Driftkompensation	28
4.1 Gleitendes Mittelwertfilter	28
4.2 Exponentielle Glättung	30
4.3 Savitzky-Golay-Filter	32

5 Validierung der ermittelten Positionsveränderung	34
6 Auswertung der Messreihen	37
6.1 Erwartungen an die gestörten Messungen	37
6.1.1 Theoretische Auswirkung des Doppler-Effektes	37
6.1.2 Theoretische Auswirkungen der Phasenverschiebung	38
6.2 Schwingung in Richtung der x-Achse	42
6.3 Schwingung in Richtung der y-Achse	44
6.4 Schwingung in Richtung der z-Achse	46
7 Bewertung der Ergebnisse und Ausblick	51
Literatur	52
A Quellcode	54
B Messungen ohne Bewegung	55
C Messung mit Schwingung in x-Richtung	56
D Messung mit Schwingung in y-Richtung	60
E Messung mit Schwingung in z-Richtung	63
F Datenblatt Radarmodul	68
G Datenblatt Beschleunigungssensor	71

1 Einführung

Die Motivation der Arbeit fusst auf dem Problem, dass Radarsensoren, welche Erschütterungen ausgesetzt sind, fehlerhafte Messergebnisse liefern. Zur erfolgreichen Kompensation der Störeffekte ist es nötig, die auftretenden Vibrationen aufzuzeichnen und auszuwerten. Für das Erheben der Daten soll ein Beschleunigungssensor genutzt werden, welcher in drei Richtungen misst.

Im Mittelpunkt der Arbeit steht das Analysieren von Zusammenhängen zwischen räumlich verschieden-gerichtete Schwingungen und deren am Radarsensor festzustellenden Störeffekten.

Dabei kommt es gelegentlich zu Störungen, ausgelöst durch Erschütterungen. Für die fehlerfreie Funktion von Radarmodulen ist es von Vorteil, diese an möglichst schwingungsfreien Orten zu installieren. Leider ist dies in gewissen Fällen nur schwer bzw. gar nicht zu realisieren.

Beispielsweise wenn mit einem Radar ein Parkplatz oder ähnliches Überwacht werden soll und die einzig vorhandene Befestigungsmöglichkeit eine Laterne darstellt. Diese würde bei ausreichend starken Wind anfangen zu schwingen, wovon auch das Radar zwangsweise betroffen wäre.

Ein weiteres denkbare Szenario wäre die Installation des Radarsensors in der Nähe einer Produktionsstraße mit schweren Maschinen. Diese würden zwangsweise Bodenerschütterungen erzeugen, welche sich bei entsprechender Stärke auf die Messungen des FMCW-Radars auswirken.

Um den in den Beispielen genannten Störeinflüssen entgegen zu wirken, könnte man nun zum einem jedesmal eine möglichst schwingungsfreie Halterung konstruieren, was mit zusätzlichem Aufwand neben der eigentlichen Arbeit verbunden wäre. Sinnvoller wäre es, eine vom Einsatzort unabhängige Lösung zu finden.

Als Grundlage zur Kompensation müssen zunächst die auftretenden Schwingungen qualitativ erfasst und ausgewertet werden, um erfolgreich die Zusammenhänge zwischen Störeinfluss und Störung am Radar zu untersuchen.

2 Technologische Grundlagen

Im folgenden Kapitel werden die technischen Grundlagen der verwendeten Sensoren erläutert. Dabei stehen die für die Erhebung von Messwerten genutzten Formeln genauso im Mittelpunkt, wie die zugrundeliegenden physikalischen Gesetzmäßigkeiten. Besonders wird hierbei auf die Funktionsweise von Radarsystemen und im speziellen auf den verwendeten FMCW-Sensor eingegangen. Desweiteren werden zum Zwecke der Vollständigkeit die beiden am weitesten verbreiteten Messmethoden im Bereich der Beschleunigungssensorik vorgestellt.

2.1 Radarsensor

Der Begriff Radar (Radio Detection and Ranging) beschreibt ein Verfahren zum detektieren und lokalisieren von Objekten im Raum unter Zuhilfenahme elektromagnetischer Wellen. Weiterhin kann man durch eine Radarmessung grundlegende Eigenschaften von Objekten bestimmen, wozu die bereits zuvor genannte Lage im Raum zählt. Außerdem kann der Bewegungszustand eines Ziels und dessen Beschaffenheit bestimmt werden.

2.1.1 Allgemeine Funktionsweise

Das wesentliche Funktionsprinzip eines Radars basiert auf der Reflektion einer ausgesendeten elektromagnetischen Welle an einem Zielobjekt, wobei die zurückgestrahlte Leistung meist nur ein Bruchteil der Gesendeten beträgt. Generell können alle Objekte, die sich durch ihre elektromagnetischen Eigenschaften vom Rest ihrer Umgebung (häufig Luft) unterscheiden, detektiert werden. Die Grundlage der Radartechnik bildet die sogenannte Radargleichung (entnommen aus [10]), welche das Leistungsverhältnis zwischen der gesendeten Leistung P_S und der reflektierten Leistung P_E beschreibt. Die am Radar empfangene Leistung ist dabei abhängig von den Antennengewinn der Sendeantenne g_S und Empfangsantenne g_E sowie vom Radarquerschnitt σ . Dieser beschreibt wie „stark“ ein Objekt die ausgesendeten Funkwellen zurück zur Empfangsantenne reflektiert. Desweiteren wird die Entfernung R zum Ziel berücksichtigt, wobei deutlich zu erkennen ist, dass diese einen überproportionalen Einfluss auf die an der Sendeantenne ankommende Leistung

hat. Weiterhin fließt die Wellenlänge λ ebenfalls in die Gleichung ein.[10]

$$\frac{P_E}{P_S} = \frac{g_S \cdot g_E \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4} \cdot \sigma \quad (1)$$

Aufgrund des Vergleichs der Leistungen ist es möglich, je nachdem welche anderen Parametern bekannt sind, auf die Größe, Form oder Beschaffenheit (Material, Rauigkeit) eines Zielobjektes zu schließen.

Über die Messung der Laufzeit T_L , also die Zeit die zwischen dem Senden eines Impulses und Empfangen der reflektierten Leistung vergeht, kann man sofern man die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen im Übertragungsmedium kennt, die Distanz R des Radarsensors zum Ziel berechnen, wie in Gleichung (2) gezeigt (entnommen aus [10]). Bei Luft gilt eine Geschwindigkeit nahe der Lichtgeschwindigkeit c für das Signal.

$$R = c \cdot \frac{T_L}{2} \quad (2)$$

Zu den wesentlichen Merkmalen eines FMCW-Radars gehört die Auflösung, also der minimale Abstand zwischen zwei Zielen, damit diese noch unterschieden werden können. Die Auflösung ist lediglich abhängig von der Bandbreite B des verwendeten Sendechirps, wie in Formel (3) (entnommen aus [10]) zu erkennen ist.

$$\Delta R = \frac{c}{2 \cdot B} \quad (3)$$

Grundsätzlich unterscheidet man bei Radargeräten zwischen Puls- und sogenannten Dauerstrichradaren je nach Sendedauer und Signalform. So sendet das Pulsradar, wie der Name schon sagt, einen zeitlich begrenzten Impuls aus, welcher kürzer als die zu erwartende Laufzeit zum Ziel sein sollte. So erfolgt eine Entfernungsmessung über die Bestimmung der Laufzeit des empfangenen Signals. Demgegenüber sendet das Dauerstrich(CW)-Radar kontinuierlich sein Sendesignal.[10]

Wenn es sich bei dem Sendesignal um ein unmoduliertes Signal (also beispielsweise einem kontinuierlichen Sinus) handelt, kann aufgrund der fehlenden Laufzeitinformation beim Vergleich der beiden Signale keine Entfernung bestimmt werden, da die Bandbreite gleich Null ist. Bei Berücksichtigung der Gleichung (3) für die Auflösung würde das bedeuten, dass die Auflösung

gegen unendlich geht, was praktisch nicht sein kann. Aufgrund dieser Tatsache ist keine Entfernungsmessung möglich. Lediglich eine Veränderung des Signals ist weiterhin feststellbar.[3]

2.1.2 FMCW-Radar

Beim FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave)-Radar handelt es sich um eine spezielle Variante des Dauerstrichradars. Während der kontinuierlichen Ausstrahlung von elektromagnetischen Wellen erfährt das gesendete Signal eine Modulation im Frequenzbereich. Der Vorteil gegenüber dem Dauerstrichradar (CW-Radar) besteht darin, dass die sich ändernde Frequenz einen Zeitbezug zwischen dem Sende- und Empfangschirp ermöglicht, der über eine normale Phasenverschiebung hinaus geht.[3]

Das Signal entspricht im Zeitbereich einer Sinusfunktion, die über der Zeit ihre Frequenz ändert, wie in Abbildung 1 gezeigt. Analog dazu wird in Abbildung 2 die Frequenz über der Zeit dargestellt. Diese Signalform bezeichnet man auch als sogenannten Chirp, welcher sich wie folgt mathematisch beschreiben lässt (entnommen aus [3]).

$$f_1(t) = f_{start} + B_{chirp} \frac{t}{T_{chirp}} \quad (4)$$

Die Frequenz f_{start} steht dabei für die Startfrequenz des abgestrahlten Sendechirps, welcher die Zeit T_{chirp} benötigt um durchgestimmt zu werden. Die Größe B_{chirp} steht für die Bandbreite des Signals.

Durch Berücksichtigung der Laufzeit T_L ergibt sich für den Empfangschirp an der Empfangsantenne die Gleichung (5)[3].

$$f_2(t) = f_{start} + B_{chirp} \frac{t - T_L}{T_{chirp}} \quad (5)$$

Die Ermittlung des Abstandes zu einem Ziel erfolgt beim FMCW-Radar mit Hilfe einer laufzeitabhängigen Zwischenfrequenz, welche sich aus dem gemischten Sende- und Empfangssignal ergibt. Das Prinzip beruht auf dem Vergleich der Frequenz f_E des empfangenen Signals zum Zeitpunkt t mit der zum Zeitpunkt t ausgesendeten Frequenz f_S . Aufgrund der Differenz dieser Frequenzen und der Kenntnis über den zeitlichen Verlauf des vom Oszillator

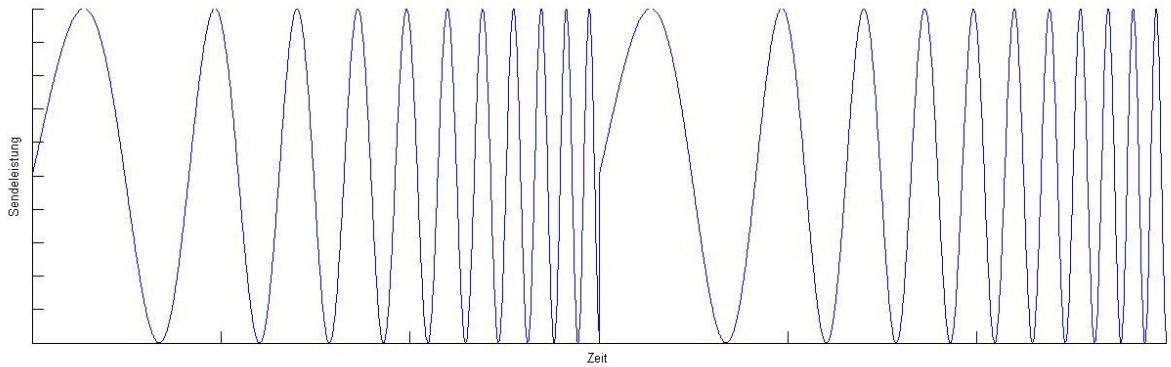


Abbildung 1: Darstellung zweier Sendechirps im Zeitbereich

erzeugten Signals ist es möglich die Entfernung zwischen Sensor und Ziel zu bestimmen.[3]

$$f_i = f_E(t) - f_S(t) \quad (6)$$

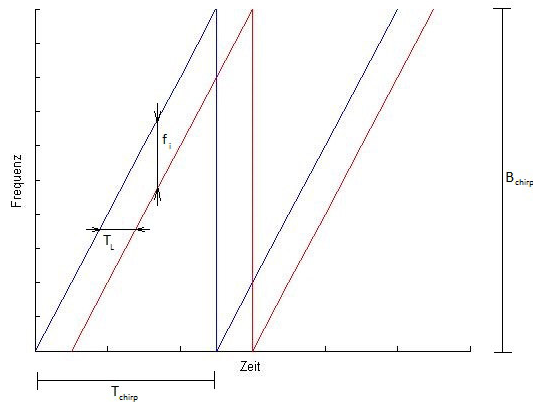


Abbildung 2: Darstellung des Sendechirps (blau) und des Empfangschirps (rot)

Mittels der bereits angesprochenen Subtraktion und dem einsetzen der beiden Formeln (4) und (5) ergibt sich durch umstellen die Gleichung (8)[3], wobei die Laufzeit T_L durch den folgenden Term (7)[3] ersetzt wurde.

$$T_L = \frac{2R}{c} \quad (7)$$

$$R = f_i \frac{c \cdot T_{chirp}}{2B_{chirp}} \quad (8)$$

In der Gleichung (8) ist deutlich der lineare Zusammenhang zwischen der Zwischenfrequenz f_i und der Entfernung R zu erkennen.

2.1.3 Auftretende Störeffekte

Phasenverschiebung Bei der Veränderung der Position eines Radarsensors während einer laufenden Messung tritt in der Regel eine Phasenverschiebung auf, die abhängig vom zurückgelegten Weg in Richtung Ziel ist.

Aufgrund dieses Effektes kann es zu einer Fehlinterpretation der Phase kommen. Dies hat zwangsläufig einen Fehler bei der Berechnung der Distanz zwischen Radar und Zielobjekt zur Folge, was sich bei der Auswertung der Radardaten in Form von Geisterzielen äußert.[14]

Zur Veranschaulichung wird im folgenden der Zusammenhang zwischen der Phase und der Distanz zum Ziel vorgestellt (Gleichung (9)-(15) entnommen aus [14])

Die Phase eines FMCW-Signals ergibt sich dabei aus der Integration der entsprechenden Chirps über der Zeit, wie in folgender Gleichung gezeigt.

$$\varphi = 2\pi \int_0^t \left(f_{start} + \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot t \right) dt \quad (9)$$

Daraus resultieren für die Phasen des Sende- und Empfangschirps die Gleichungen (10) und (11).

$$\varphi_S(t) = 2\pi \left(f_{start} \cdot t + \frac{B_{chirp}}{2 \cdot T_{chirp}} \cdot t^2 \right) \quad (10)$$

$$\varphi_E(t) = 2\pi \left(f_{start} \cdot (t - \tau) + \frac{B_{chirp}}{2 \cdot T_{chirp}} \cdot (t - \tau)^2 \right) \quad (11)$$

Am Ausgang des Mixers ergibt sich die Differenz $\varphi_D = \varphi_S - \varphi_E$ der Phase des Sendesignals und des Empfangssignals.

$$\varphi_D = 2\pi \left(f_{start} \cdot t + \frac{B_{chirp}}{2 \cdot T_{chirp}} \cdot t^2 - f_{start} \cdot (t - \tau) - \frac{B_{chirp}}{2 \cdot T_{chirp}} \cdot (t - \tau)^2 \right) \quad (12)$$

Durch vereinfachen der Gleichung ergibt sich folgende Formel.

$$\varphi_D = 2\pi \left(f_{start} \cdot \tau + \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot t\tau - \frac{B_{chirp}}{2 \cdot T_{chirp}} \cdot \tau^2 \right) \quad (13)$$

Der Term $\frac{B_{chirp}}{2 \cdot T_{chirp}} \cdot \tau^2$ beschreibt dabei die Veränderung der Zwischenfrequenz, welche Einfluss auf die Phase hat. Aufgrund der sehr kleinen Signallaufzeit τ kann dieser Teil der Gleichung vernachlässigt werden.

$$\varphi_D \approx 2\pi \left(f_{start} \cdot \tau + \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot t\tau \right) \quad (14)$$

Im nächsten Schritt ersetzen wir die Laufzeit τ durch den Zusammenhang $\tau = \frac{2r}{c}$, wobei mit der Variable r die Abhängigkeit der Phase zur Entfernung hergestellt wird.

$$\varphi_D \approx \frac{4\pi}{c} \left(f_{start} \cdot r + \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot t \cdot r \right) \quad (15)$$

Bei Berücksichtigung der Positionsänderung $r = r_0 + \Delta r$, wobei r_0 den ursprünglichen Abstand und Δr die Änderung beschreibt, ergibt sich folgende Gleichung.

$$\varphi_D \approx \frac{4\pi}{c} \left(f_{start} \cdot r_0 + f_{start} \cdot \Delta r + \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot r_0 \cdot t + \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot \Delta r \cdot t \right) \quad (16)$$

Die eigentliche Phasenverschiebung durch die Positionsänderung Δr wird durch den Term $\frac{4\pi}{c} \cdot f_{start} \cdot \Delta r$ beschrieben. Der andere von Δr abhängige Teil $\frac{4\pi}{c} \cdot \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot \Delta r \cdot t$ der Gleichung entspricht einer Änderung der Frequenz, wie zuvor beschrieben. Da die von der Zeit t abhängigen Teile der Gleichung

deutlich kleiner sind als die ohne diese Abhängigkeit, ergibt sich für die Phasenänderung $\Delta\varphi$ die Gleichung (16).

$$\Delta\varphi \approx \frac{4\pi}{c} f_{start} \cdot \Delta r \quad (17)$$

Damit ist festzustellen, dass die Phasenänderung $\Delta\varphi$ linear zur Positionsänderung Δr steigt.

Doppler-Effekt Das durch C.J. Doppler entdeckte und benannte Phänomen dient der Erklärung der Auswirkung von sich bewegenden Objekten auf die Ausbreitung von Wellen im Raum. Dabei werden in diesem Abschnitt lediglich, der Thematik entsprechend, elektromagnetische Wellen betrachtet.

Trifft eine elektromagnetische Welle, nach dem sie durch ein Radarmodul ausgesendet wurde, auf ein reflektierendes Objekt, welches sich entgegengesetzt der Ausbreitungsrichtung der Welle bewegt, kommt es zu einer „Stauchung“ dieser. Analog dazu ist eine „Streckung“ der Welle festzustellen, wenn sich das reflektierende Objekt in Richtung der Welle bewegt. Sowohl „Stauchung“ als auch „Streckung“ sind hierbei im Zeitbereich zu verstehen.[2]

Das bedeutet, dass eine Veränderung der Frequenz, abhängig von der Geschwindigkeit und der Bewegungsrichtung eines sich relativ zum Radar bewegenden Ziels, erfolgt.

Dies kann speziell beim FMCW-Radar, welches über die Differenzfrequenz zwischen Sender und Empfänger die Entfernung bestimmt, zu Messfehlern führen.

Im folgenden werden die theoretischen Auswirkungen einer durch den Doppler-Effekt gestörten FMCW-Radarmessung gezeigt.

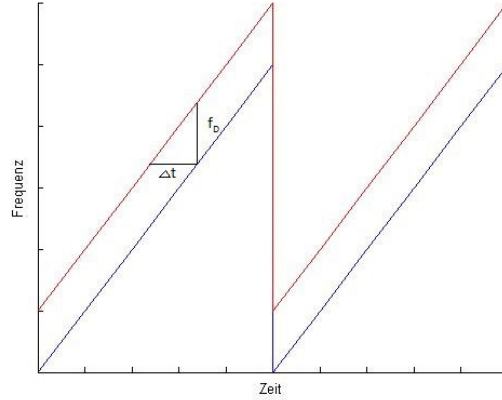


Abbildung 3: Darstellung eines unbeeinflussten (blau) und eines dopplerverschobenen (rot) Empfangschirps

Bei Betrachtung der Abbildung 3 zu erkennen, dass sich eine Frequenzverschiebung auf die vom Radar ermittelte Distanz auswirken muss, da sich die Doppler-Frequenz zusätzlich zur durch die Laufzeit auftretende Frequenzdifferenz auf den Empfangschirp auswirkt.

Die Auswirkungen des Doppler-Effektes sind ebenfalls bei der Berechnung der Phasendifferenz φ_D zu berücksichtigen. Durch Einsetzen der geschwindigkeitsabhängigen Entfernungsänderung $r = r_0 + v \cdot t$ in die aus dem letzten Abschnitt bekannte Gleichung (15) ergibt sich folgender Ausdruck.

$$\varphi_D \approx \frac{4\pi}{c} \left(f_{start} \cdot r_0 + f_{start} \cdot v \cdot t + \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot r_0 \cdot t + \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot v \cdot t^2 \right) \quad (18)$$

Die Geschwindigkeit v ist als relative Geschwindigkeit zwischen Radar und Ziel zu betrachten. Der Term $f_{start} \cdot v \cdot t$ beschreibt den in Abbildung 3 gezeigten Anstieg der Startfrequenz f_{start} des Chirps und stellt damit den Einfluss der Frequenzverschiebung dar. Setzt man nun Frequenzänderung beim Doppler-Effekt mit der Phasenverschiebung im vorherigen Abschnitt 2.1.3 in Gleichung 15 ($\frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot \Delta r \cdot t$) gleich, ergibt sich folgende Gleichung.

$$f_{start} \cdot v \cdot t = \frac{B_{chirp}}{T_{chirp}} \cdot \Delta r \cdot t \quad (19)$$

Stellt man diese nun nach Positionsänderung Δr um, kommt man auf Gleichung (20), welche die Verschiebung bei der Entfernungsmessung von Radarzielen aufgrund des Dopplereffektes beschreibt.

$$\Delta r = f_0 \cdot v \cdot \frac{T_{chirp}}{B_{chirp}} \quad (20)$$

Die Änderung der detektierten Entfernung Δr zum Ziel steigt also direkt proportional zur relativen Geschwindigkeit des Ziels zum Radar.

2.2 Beschleunigungssensor

Um bewegungsbedingte Störungen in jeglicher Form kompensieren zu können, ist es unabdingbar die Position des Radars genau zu verfolgen. Die Verwendung eines Beschleunigungssensors ist dabei die einfachste und kostengünstigste Lösung, welche man später einmal direkt in das Radarmodul integrieren kann. Im folgenden Kapitel wird nun das grundlegende Prinzip aller Beschleunigungssensoren vorgestellt und anschließend das spezielle Messverfahren des verwendeten Sensors erläutert.

2.2.1 Allgemeine Funktionsweise

Die physikalische Grundlage eines jeden Beschleunigungssensors ist das zweite Newton'sche Axiom, welches aussagt, dass die auf einem Körper wirkende Kraft proportional zur wirkenden Beschleunigung und zur Masse des Körpers ist. [15]

Das bedeutet, dass die Beschleunigung a indirekt über die auf eine Masse m wirkende Kraft F gemessen wird.

$$F = m \cdot a \tag{21}$$

Daher besitzen alle Beschleunigungssensoren, unabhängig vom Messverfahren, einen sogenannten Probekörper. Dieser Probekörper ist mittels eines Feder-Masse-Systems mit dem Rest des Sensors verbunden und besitzt in der Regel dadurch einen Translationsfreiheitsgrad. Eine Geschwindigkeitsänderung erzeugt nun eine Kraft, wodurch sich aufgrund der Trägheit die Masse relativ zum Bezugssystem bewegt. Diese Positionsveränderung kann nun durch unterschiedliche Messprinzipien bestimmt und in eine Beschleunigung umgerechnet werden. Um ein Schwingen des Probekörpers nach der durch eine Beschleunigung verursachte Auslenkung zu verhindern, werden verschiedene Dämpfungsmechanismen verwendet. Diese nehmen allerdings Einfluss auf das Ansprechverhalten, was unter anderem dazu führt, dass eine Geschwindigkeitsveränderung später detektiert wird.[11]

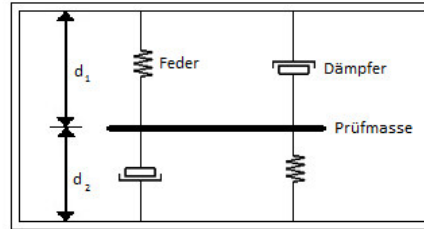


Abbildung 4: Mechanischer Aufbau eines Beschleunigungssensors

2.2.2 Kapazitive Beschleunigungssensoren

Das am weitesten verbreitete Messprinzip für Beschleunigungssensoren ist die kapazitive Messung. Dieses Verfahren zeichnet sich durch seine Stabilität, in dem Sinne das es einen sehr geringen Messfehler aufweist, aus. Außerdem handelt es sich um ein vergleichsweise günstiges Messprinzip.[4]

Die Grundlage des Verfahrens bildet die Abhängigkeit der Kapazität C eines Plattenkondensators vom Abstand d der Elektroden. Der Parameter A entspricht der Fläche der einzelnen Kondensatorplatten. Weiterhin ist Kapazität C abhängig von der Permittivität des zwischen den Elektroden befindlichen Dielektrikums.

$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{d} \quad (22)$$

Durch die Anordnung der einzelnen mechanischen Elemente wie in Abbildung 4 dargestellt, bilden der Probekörper und die beiden äußeren, fest mit dem Gehäuse verbundenen, Elektroden insgesamt zwei Kondensatoren mit den Kapazitäten C_1 und C_2 . Diese Bauform nennt man auch Differentialkondensator.[4]

Bei einer möglichen Auslenkung des Prüfkörpers würden sich nun die Abstände d_1 und d_2 zwischen den einzelnen Kondensatorplatten ändern, wobei die Verschiebung Δd wegen der Anordnung der Bauelemente auf den einen Abstand addiert und vom anderen subtrahiert wird.

Dadurch ergeben sich für die Kapazitätsänderungen der beiden Kondensato-

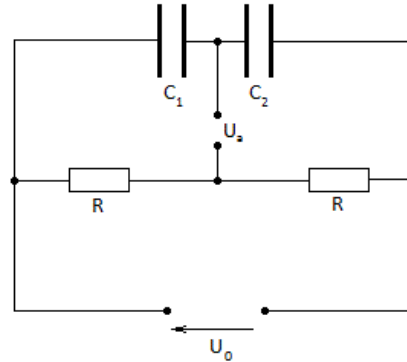


Abbildung 5: Brückenschaltung eines kapazitiven Beschleunigungssensors

ren folgende Gleichung (entnommen aus [5]).

$$C_1 = \varepsilon \cdot \frac{A}{d - \Delta d} \quad (23)$$

$$C_2 = \varepsilon \cdot \frac{A}{d + \Delta d} \quad (24)$$

Die Auswertung wird im Sensor durch eine, wie in Abbildung 5 dargestellte, Brückenschaltung übernommen. Die Ausgangsspannung errechnet sich dabei, wie in Gleichung (25) dargestellt, über einen Potenzialunterschied, welcher von den Kondensatoren hervorgerufen wird.[5]

U_R beschreibt dabei die Spannung, die über den jeweiligen Widerstand R abfällt und U_C die des entsprechenden Kondensators.

$$U_a = U_R - U_C \quad (25)$$

Legt man nun eine Wechselspannung U_0 an die Schaltung an, ergibt sich durch die konstanten Widerstände R ein nur von Spannung U_0 abhängiges Potenzial zwischen den Widerständen der Größenordnung $\frac{U_0}{2}$. Die Spannung die über einen Kondensator abfällt ist allerdings zusätzlich abhängig vom Abstand der Kondensatorplatten, welcher den komplexen Widerstand $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ beeinflusst. Dies führt zu einer Veränderung des Potentials zwischen den Kondensatoren, was auf den Spannungsteiler, dargestellt in Gleichung (26),

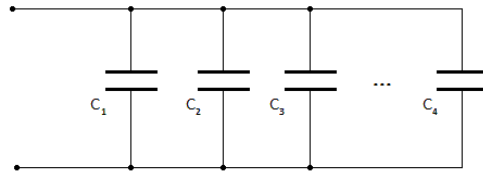


Abbildung 6: Parallelschaltung von Kondensatoren

zurückzuführen ist.[5]

$$U_C = U_0 \cdot \frac{Z_{C2}}{Z_{C1} + Z_{C2}} \quad (26)$$

Durch Einsetzen der jeweiligen mathematischen Zusammenhänge in die Gleichung 25 und anschließender Umformung ergibt sich für die Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit von der Abstandsänderung Δd der Kondensatorplatten folgende Gleichung (entnommen aus [5]).

$$U_a = \frac{U_0}{2} \cdot \frac{\Delta d}{d} \quad (27)$$

Da durch die geometrischen Abmessungen des Sensors und den damit verbundenen relativ kleinen Abstand der Kondensatorplatten nur geringe Kapazitätsänderungen auftreten, werden bei herkömmlichen Beschleunigungssensoren eine große Anzahl von Prüfmassen und Elektroden verbaut. Um die Gesamtkapazität zu erhöhen werden die einzelnen Differentialkondensatoren parallel geschaltet, wie in Abbildung 6 gezeigt.[5]

Durch diese Anordnung der Bauelemente addieren sich die Einzelkapazitäten, wie in der nachfolgenden Gleichung gezeigt, bevor sie durch die Brückenschaltung die entsprechende Ausgangsspannung erzeugen.

$$C_{ges} = C_1 + C_2 + \dots + C_n \quad (28)$$

Die bei einer Messung auftretende Spannung wird anschließend noch im Sensor verstärkt und tiefpassgefiltert.

Bei der Wahl eines für die Aufgabenstellung geeigneten Beschleunigungssensors stehen folgende Eigenschaften im Mittelpunkt[5]:

- Bandbreite
- Empfindlichkeit
- Spannungsrauschdichte
- Null-g-Spannung
- Frequenzgang
- Dynamikbereich

2.2.3 Auswertung der Beschleunigungsdaten

Zur Kompensation der auf den Radarsensor wirkenden vibrationsbedingten Störungen ist es nötig mehr als nur die wirkenden Beschleunigungskräfte entlang der Sensorachsen zu kennen. Für die Kompensation benötigt man die Positionsänderung zur Ausgangslage und die Momentangeschwindigkeit des Radarmoduls. Diese kann man aus den Messdaten des Beschleunigungssensors wie folgt berechnen. Als Vibration wird eine harmonische Schwingung, wie in Gleichung (29) zu sehen, angenommen. Die Größe A beschreibt dabei die maximale Auslenkung und mittels der Kreisfrequenz ω wird, über dem Zusammenhang $\omega = 2\pi f$, weiterhin der Einfluss der Schwingfrequenz berücksichtigt.

$$a = A \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (29)$$

$$v = \int_0^t (a) dt = \frac{A}{\omega} \cdot \cos(\omega \cdot t) + v_0 \quad (30)$$

$$s = \int_0^t (v) dt = \frac{A}{\omega^2} \cdot \sin(\omega \cdot t) + s_0 + v_0 \cdot t \quad (31)$$

Aufgrund dieser Zusammenhänge kann man mittels einer Integration über der Zeit t die Geschwindigkeit v berechnen. Durch eine weitere Integration kommt man auf den bisher zurückgelegten Weg. Dadurch ist es theoretisch

möglich, die Position des Sensors aufgrund der auf ihn wirkenden Beschleunigungskräfte zu bestimmen. [8]

3 Inbetriebnahme des Versuchsaufbaus

Zur Untersuchung des Einflusses von Vibrationen bzw. Schwingungen soll im nächsten Schritt ein geeigneter Versuchsaufbau beschrieben werden. Wichtige Punkte sind dabei die Kombination der einzelnen Sensoren (Radarmodul und Beschleunigungssensor) und die Wahl eines Gerätes zur Erzeugung von mechanischen Schwingungen. Weiterhin sollte sich der Umbaufwand bei Messungen in verschiedene Schwingrichtungen in Grenzen halten.

3.1 Das verwendete Radarmodul

Für die Radarmessung wird das hauseigene 24GHz Multi-Channel Radar Module SR-1200 von IMST (siehe Abbildung 9) verwendet, welcher sich durch zahlreiche Einstellungsmöglichkeiten auszeichnet. Zunächst soll in diesem Abschnitt allgemein auf die Einstellungsmöglichkeiten eingegangen werden bevor anschließend die Beschreibung der für die Messreihen gewählten Parameter folgt.

Das Radarmodul ist für das ISM-Band Typ B im Bereich von 24-24,25GHz konzipiert, wobei es sich um ein für die Industrie, Wissenschaft und Medizin freigegebenes Frequenzband handelt. Der Radarbeam besitzt einen Öffnungswinkel in Azimuth von 70° und in Elevation von 24° . Weiterhin kann man dank einer programmierbaren Erzeugung des Sendechirps zwischen einem CW- und FMCW-Modus wählen. Beim FMCW-Modus wiederum besteht nochmals die Wahl zwischen einer Sägezahn- und einer Dreiecksmodulation auf das Trägersignal. Für die in dieser Arbeit beschriebenen Messungen wurde dabei die sägezahnförmige Modulation gewählt. Zusätzlich bietet das Radarmodul die Möglichkeit die gewünschte abgestrahlte Leistung über ein Dämpfungsglied, welches vor den Sendeantennen geschaltet ist, einzustellen. Bei den im Radar verbauten Antennen handelt es sich um integrierte Patch-Antennen, welche sich durch ihre kompakte Bauweise auszeichnen. Dank der Verwendung mehrerer Empfangsantennen im Radarmodul besteht außerdem die Möglichkeit neben der Entfernung auch die Richtung eines Ziels (über Triangulation) zu bestimmen. Die Messungen an sich lassen sich wahlweise im Zeit- oder im Frequenzbereich durchführen und ausgeben. Weitere Details über das verwendete Radarmodul können in der Literatur im Anhang F eingesehen werden. [9]

Zum besseren nachprüfen der Ergebnisse wurden bei den Messreihen die Daten von zwei Empfangsantennen/Empfangskanälen für die Auswertung verwendet. Um eine ausreichende Entfernungsaufösung zu gewährleisten wurde für die Frequenzrampe eine Bandbreite B_{chirp} von 1000MHz gewählt, wodurch sich bei der Messung 0,15m große Entfernungszellen ergeben. Aufgrund der gewählten Bandbreite ergibt sich eine Startfrequenz f_{start} von 23,242GHz und folglich eine Stopfrequenz f_{stop} von 24,242GHz. Gerade die Startfrequenz liegt dabei weit außerhalb des üblichen vom Radar verwendeten ISM-Bandes. Die Dauer des Sendechirps wurde auf 4ms festgelegt und als Sendeleistung (EIRP) die maximalen 30dBm eingestellt.

3.2 Der verwendete Beschleunigungssensor

Beim verwendeten Beschleunigungssensor handelt es sich um den Murata SCA3100-D04, welcher die Beschleunigung in drei Richtungen misst. Die benötigte Versorgungsspannung beträgt 3,3V und der Messbereich liegt zwischen -2g und 2g, welcher sich in 900LSB/g aufteilt. LSB ist dabei die Abkürzung für „least significant bit“ und bezeichnet die kleinste mögliche Differenz zwischen zwei vom Sensor aufgenommenen und quantisierten Messwerten. Die Ausgabe der Messwerte (12-Bit) erfolgt über ein SPI digital interface (kein I2C). Dank der geringen Abmessungen (7.6 x 3.3 x 8.6 mm) eignet sich der verwendete Sensor für eine spätere Integration in das Radarmodul.[12]

3.3 Versuchsaufbau

Der in Abbildung 7 gezeigte Versuchsaufbau stellt den verwendeten Shaker dar, welcher in Betrieb eine harmonische Schwingung in eine Richtung realisiert.

Beim Shaker handelt es sich um eine Art Stabpendel, welches mit einem Elektromotor über ein Pleuelstange betrieben wird. Die Frequenz der Schwingung steuert daher über die Drehzahl des Motors. Zum Einstellen der Frequenz der gewünschten Drehzahl wird eine Reflexlichtschranke verwendet, welche an der Drehachse des Antriebs befestigt ist. Die Auswertung der Drehzahl und somit der Frequenz erfolgt mittels eines Oszilloskops.

Durch die Verwendung von zuvor konstruierten Halterungen, welche in Abbildung 8 dargestellt sind, für den Radarsensor kann man den Shaker für

Messungen in andere Richtungen (bezogen auf das Radarmodul) modifizieren, womit letztendlich alle Achsen des Beschleunigungssensors abgedeckt werden.

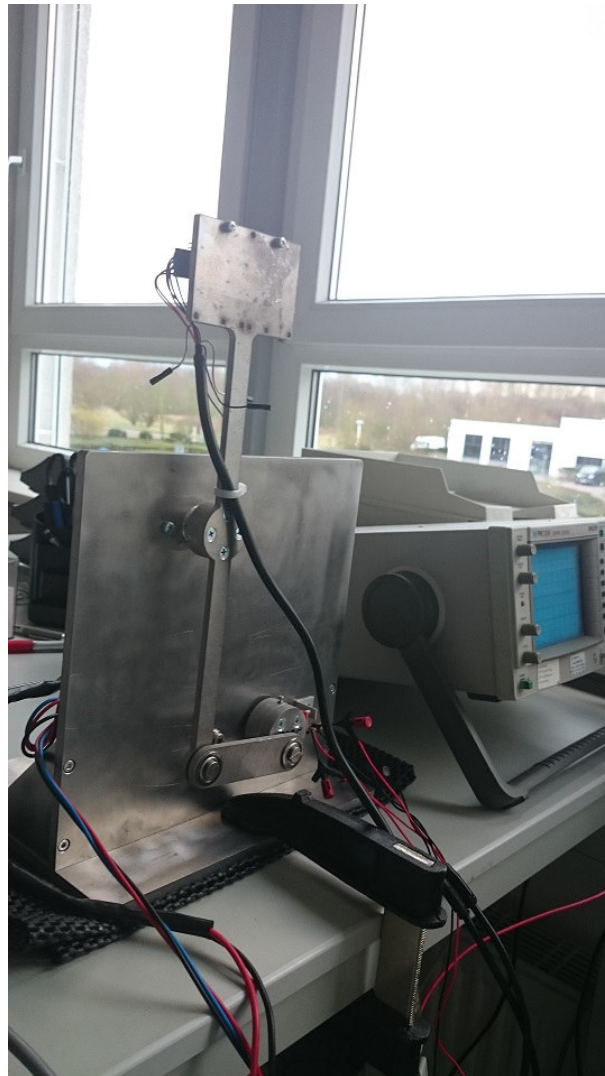


Abbildung 7: Bild des verwendeten Shakers

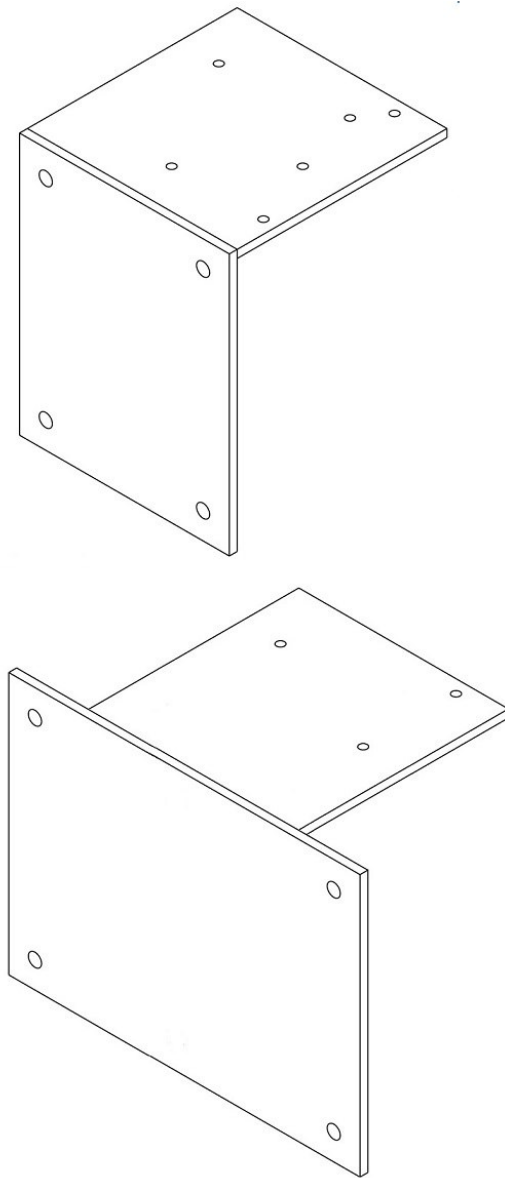


Abbildung 8: Zeigt die für die Messungen angefertigten Halterungen für das Radarmodul

3.4 Definition der Schwingrichtungen

Die Ausrichtung und Betitelung der Beschleunigungsachsen entspricht der in Abbildung 9 gezeigten Anordnung.



Abbildung 9: Definition der Schwingrichtungen anhand des Radarmoduls

Den Bezugspunkt bildet dabei jeweils die Blickrichtung des Radarsensors bzw. deren Ausrichtung zum Boden.

So entspricht die positive Beschleunigung parallel zur z-Achse der Blickrichtung des Radarmoduls. Die x-Achse wiederum ist orthogonal zum Radarmodul und horizontal zum Boden ausgerichtet.

Die letzte verbleibende Achse (y-Achse) ist orthogonal zu den zuvor genannten positioniert.

3.5 Messzenario

Der Messaufbau an sich besteht aus dem bereits genannten Shaker, an dem sowohl der Beschleunigungssensor als auch das Radarmodul befestigt sind und einem stationären Ziel, welches in einem Meter Distanz aufgestellt wird. Zur besseren Interpretation der Radardaten bei der Auswertung der Messreihe ist weiterhin die Distanz von ca. 1,50m zur Wand festzuhalten. Sämtliche

detektierten Radarziele, die bei der Auswertung hinter der Wand auftreten, sind auf Mehrfachreflexionen im Raum zurückzuführen. Daher werden bei der Auswertung lediglich Ziele ausgewertet, welche maximal 1,5m vom Sensor entfernt sind.

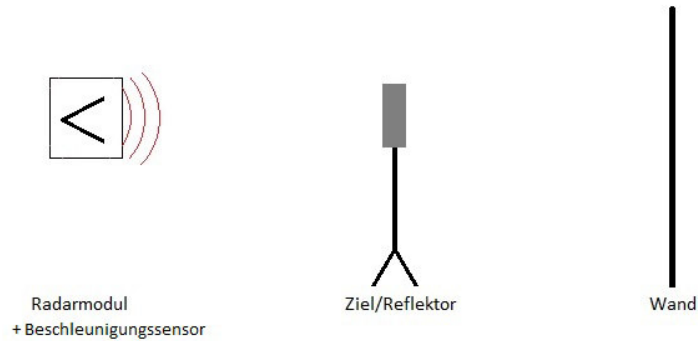


Abbildung 10: Versuchsanordnung für die aufgenommene Messreihe

Bei dem verwendeten Reflektor handelt es sich um einen sogenannten Winkelreflektor, wie dieser in Abbildung 11 dargestellt ist. Winkelreflektoren zeichnen sich durch ihren hohen Radarquerschnitt aus, wodurch sie als Ziele deutlich vom Radar detektiert werden. Dies ist möglich, da dadurch die geometrische Anordnung der Flächen elektromagnetische Wellen in die Richtung zurückgestrahlt werden aus der sie kommen. Die einzelnen Flächen des dreiflächigen Reflektors sind jeweils im 90° -Winkel zu den beiden anderen angeordnet.



Abbildung 11: Darstellung des verwendeten Reflektors

3.6 Erste Messungen mit dem Radarmodul

Nach der Beschreibung des Versuchsaufbaus und der einzelnen Komponenten folgt nun die Auswertung der ersten Messungen mit dem Radarmodul. Die erhobenen Daten wurden dabei ohne eine durch den Shaker hervorgerufene Schwingung aufgenommen.

Bei der Betrachtung der Entfernungsmessung in Abbildung 12 erkennt man deutlich den im vorherigen Abschnitt beschriebenen Reflektor, welcher in einem Meter Distanz aufgestellt wurde. Ebenso erkennt man bei der Messung der Antenne D2 die sich in 1,5m Distanz zum Radar befindliche Wand. Die Leistung, die diese reflektiert, wurde bei der Messung an der zweiten Antenne in diesem Fall auf drei Entfernungszellen aufgeteilt. Die Leistung, bei den in dieser Arbeit dargestellten Entfernungsmessungen, wird in relativen Werten angegeben, weshalb die entsprechenden Achsen einheitenlos sind.

Bei der Auswertung der Phase in Abbildung 13 ist klar zu erkennen, dass sich bei beiden Empfangsantennen die Phase des Ziels bei einem Meter Distanz über die Zeit nicht verändert, was ohne eine Bewegung des Radars oder Ziels auch zu erwarten war.

3 Inbetriebnahme des Versuchsaufbaus

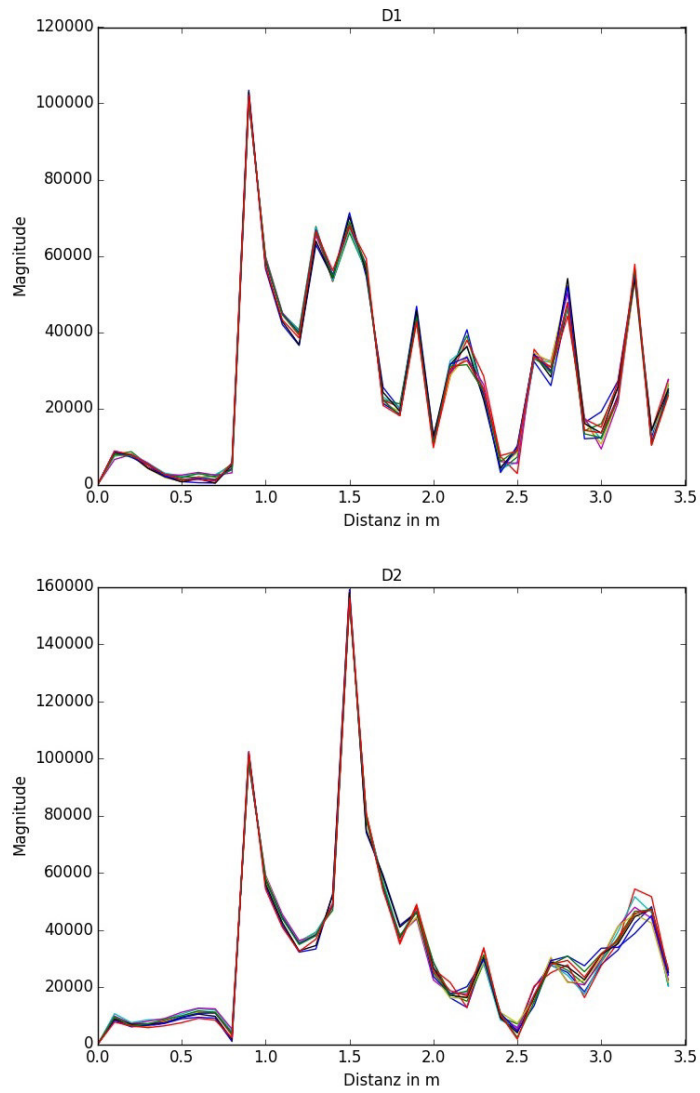


Abbildung 12: Mehrere Entfernungsmessungen des Radars mit den Antennen D1 & D2 ohne Bewegung

3 Inbetriebnahme des Versuchsaufbaus

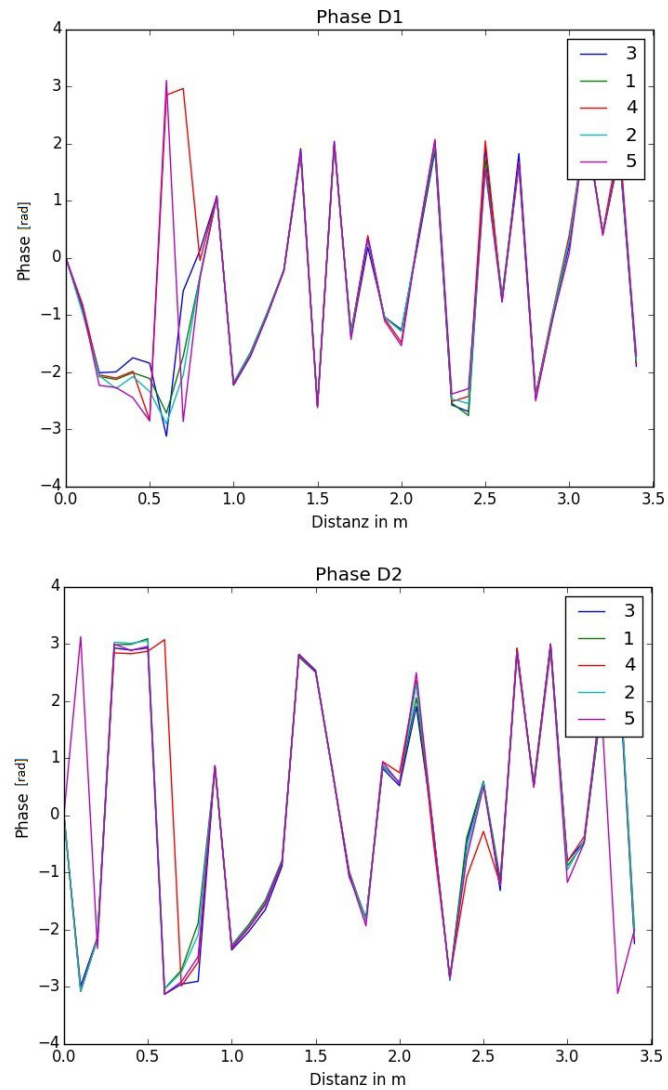


Abbildung 13: Mehrere Phasemessungen des Radars mit den Antennen D1 & D2 ohne eine Bewegung

3.7 Erste Messungen mit dem Beschleunigungssensor

Nach dem Aufbau des Versuchsaufbaus wurden zunächst einzelne Messungen mit dem Beschleunigungssensor durchgeführt. Dabei wurde eine Auslenkung von 4° (0.0125m) eingestellt.

Bereits nach der ersten Integration der aufgenommenen Beschleunigung erkennt man, wie in der Abbildung 15 dargestellt, eine Drift in Richtung x-Achse. Bei weiteren Messungen wurde festgestellt, dass das weggleiten der Positionswerte keiner vorgeschriebenen Richtung unterliegt. Daraus lässt sich schließen, dass es sich um keinen systematischen Messfehler handelt. Weiterhin ist durch diverse Probemessungen mit Laufzeiten im Bereich von 10 Minuten bis einer Stunde keine signifikante Abhängigkeit der Drifts von möglicherweise auftretenden Belastungseffekten des Sensors in Form von Temperatureffekten festzustellen gewesen. Nach der Berechnung der aktuellen Position in Abhängigkeit der Zeit, mittels einer weiteren Integration, erhält man eine der Abbildung 16 ähnliche Kurve. Dabei fällt auf, dass im Diagramm die Drift überlagert von der eigentlich zu ermittelnden Schwingung dargestellt ist. Um nun auf die tatsächliche Position der Sensoren zu kommen, müsste man die auftretenden Drifts bestimmen und kompensieren. Da sich das Signal der Schwingung, welches von Interesse ist, deutlich von der Drift unterscheidet, werden im folgendem Kapitel verschiedene Filtertechniken vorgestellt und erprobt. Der Grundgedanke dieser liegt auf der Bestimmung der Drifts und der anschließenden Reduktion. Signalfilter im klassischen Sinne (Tief-, Hoch-, Bandpass) können von vornherein ausgeschlossen werden, da aufgrund der verhältnismäßig kleinen Frequenzen die mechanische Schwingung nur sehr schwer von der spektralen Leistung der Drift unterschieden werden kann.

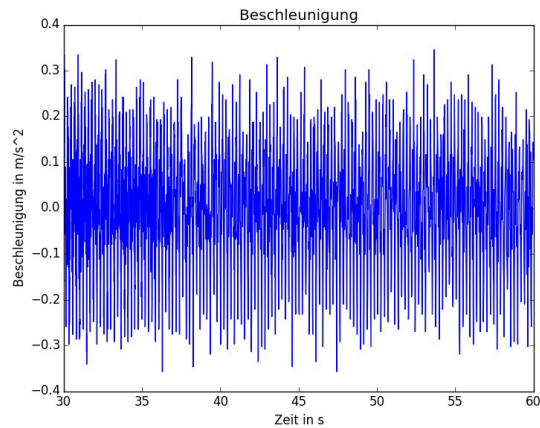


Abbildung 14: Darstellung der gemessenen Beschleunigung über der Zeit

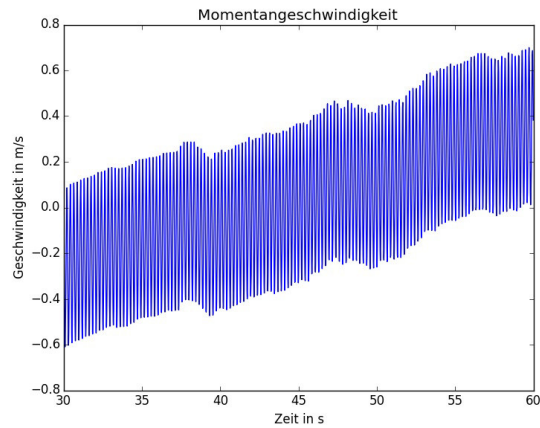


Abbildung 15: Darstellung der aus den Sensorwerten berechneten Geschwindigkeit über der Zeit

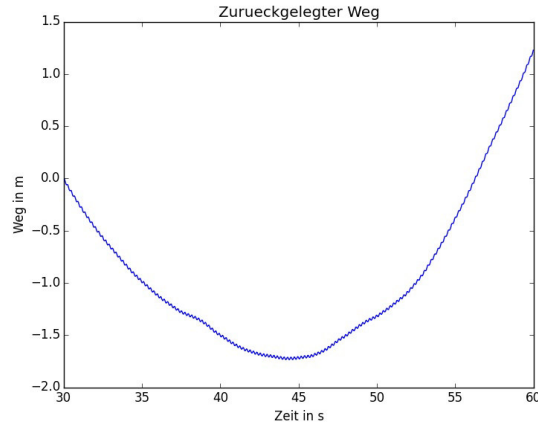


Abbildung 16: Darstellung der berechneten Position über der Zeit

4 Driftkompensation

Da die zu analysierende Schwingung deutlich in den ersten Messungen zu erkennen ist, werden im nun folgenden Kapitel verschiedene Verfahren zur Driftkompensation vorgestellt und auf die verschiedenen Probemessung angewandt. Grundidee der einzelnen Verfahren ist jedesmal die Extraktion der Drifts, durch eine Glättung der berechneten Positionswerte über der Zeit, um diese dann aus der gestörten Messungen hinauszurechnen. Die praktische Umsetzung der einzelnen Kompensationsverfahren erfolgte jeweils in Python 2.7 .

4.1 Gleitendes Mittelwertfilter

Eines der einfachsten Methoden zur Glättung von Messwerten im Zeitbereich stellt der gleitende Mittelwert dar.

Zu Beginn definiert man eine Fensterlänge N über die geglättet werden soll. Der dafür gewählte Wert sollte größer 2 und ungerade sein. Das Fenster mit der Länge N wandert nun Messwert um Messwert über die aufgenommenen Werte und bildet dabei vor jedem „weiterrücken“ den Mittelwert, der in ihm liegenden Elemente. Das Ergebnis dieser Mittelwertbildung ersetzt anschließend den Wert an der Fensterposition $(N + 1)/2$, also den Wert welcher in

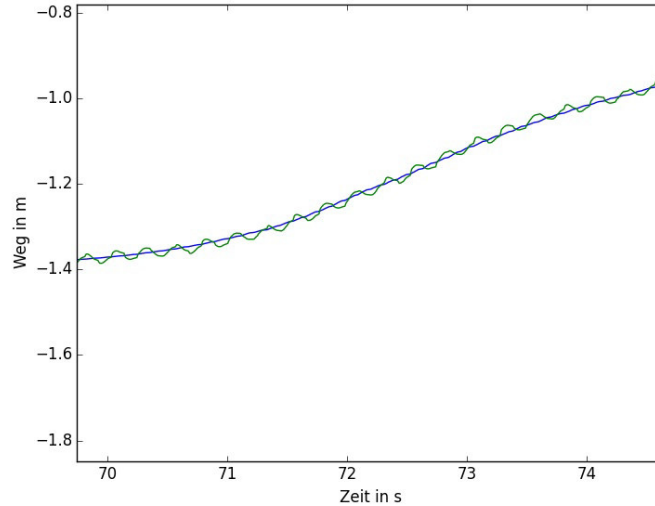


Abbildung 17: Darstellung der Positionsmessung (grün = ursprüngliche Messwerte, blau = geglättete Messwerte)

der Mitte des Fensters liegt. Wie „stark“ geglättet wird oder mit anderen Worten, der Grad der Glättung ist definiert über die Länge des Fensters.[7]

Der gerade genannte Ablauf der Glättung ist in Gleichung (32) (entnommen aus [7]) dargestellt.

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x\left(n - \frac{N+1}{2} + i\right) \quad (32)$$

Beim Vergleich der ungeglätteten und der geglätteten Werte in Abbildung 17 erkennt man, dass die durch den Shaker verursachte Schwingung durch den gleitenden Mittelwertfilter vollständig verschwunden ist. Nach der anschließenden Subtraktion der geglätteten Kurve von der ursprünglichen ergibt sich, der in Abbildung 18 dargestellte Positionsverlauf. Es fällt sofort auf, dass sich der Mittelwert der Schwingung über der Zeit ändert. Die mehrfachen Veränderungen der Fensterlänge i brachten keine zufriedenstellenden Ergebnisse hervor, da bei einer Reduzierung die geglättete Kurve der ursprünglichen zu ähnlich war und bei einer Erhöhung der Fensterlänge die geglätteten Werte sich langsam von der tatsächlichen Kurve entfernen.

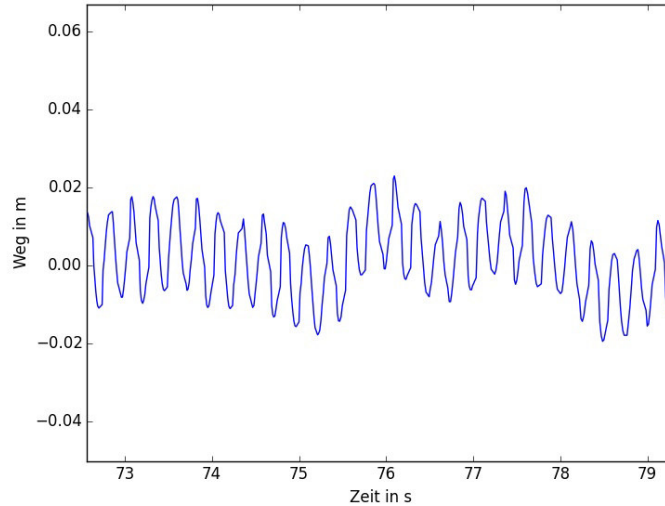


Abbildung 18: Berechnete Positionsänderung der Sensoren nach Anwendung des gleitenden Mittelwertfilters

4.2 Exponentielle Glättung

Die exponentielle Glättung ist, wie das zuvor bereits genannte gleitende Mittelwertverfahren, ebenfalls ein relativ einfaches Verfahren zur Eliminierung höherfrequenter Schwingungen. Dabei handelt es sich eigentlich um eine statistische Prognosemethode aus dem Bereich der Zeitreihenanalyse, welche ebenso zur einfachen Glättung einer „verrauschten“ Messreihe genutzt werden kann. Der Einfluss der umliegenden Werte, eines zur Glättung gewählten einzelnen Wertes, nimmt mit der Aktualität der Werte zu. Das heißt, dass Werte die sich in der Nähe des zu glättenden Punktes befinden höher gewichtet werden als Werte die weiter von diesem weg liegen. [6]

Die geglättete Messkurve 2.Ordnung berechnet sich dabei wie in folgender Gleichung (entnommen aus [6]) beschrieben. Der sogenannte Glättungsfaktor a gibt dabei an, wie stark der aktuelle Wert im Vergleich zum vergangenen gewichtet wird.

$$y[i] = a \cdot x[i] + (1 - a) \cdot x[i - 1] \quad (33)$$

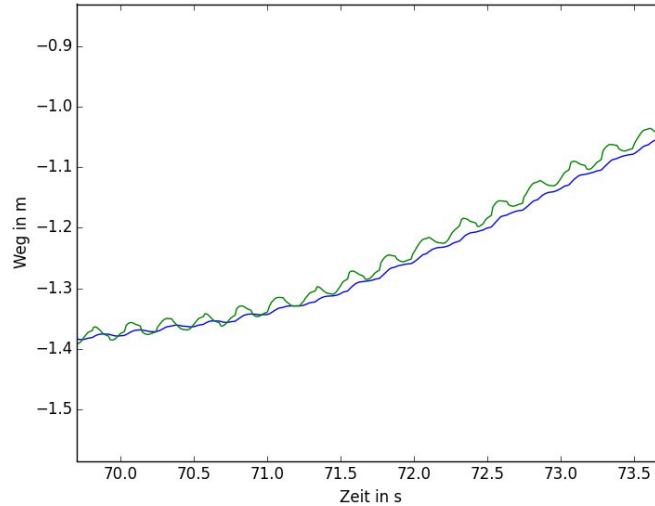


Abbildung 19: Darstellung der Positionsmessung (grün = ursprüngliche Messwerte, blau = geglättete Messwerte)

Da bei der exponentiellen Glättung 2.Ordnung der bereits zurückliegende Wert berücksichtigt werden muss, welcher bei der ersten Messung nicht bekannt ist, wird der erste Messwert lediglich mit dem Glättungsfaktor a multipliziert.

$$y[1] = a \cdot x[1] \quad (34)$$

Nach der Umsetzung in Python ergeben sich für verschiedene Beschleunigungsmessungen der Abbildung 19 ähnliche geglättete Positionsverläufe. Es fällt auf, dass bei dieser Form der Glättung sich die neu berechnete Kurve ab einer gewissen Menge von Datenpunkten vom Verlauf der originalen Kurve entfernt. Dem kann zwar durch ein Erhöhen des Glättungsfaktors a entgegen gewirkt werden, was allerdings zur Folge hat, dass nicht ausreichend stark geglättet wird.

Daher empfiehlt sich diese Art der Glättung bei längeren Messungen nicht zur Kompensation der Drifts.

4.3 Savitzky-Golay-Filter

Das Savitzky-Golay-Filter, erstmals 1964 von Abraham Savitzky und Marcel J. E. Golay beschrieben, ist ein symmetrisches Glättungsfilter, welcher dazu dient das Rauschen eines Signals zu reduzieren ohne dabei, wie bei einer herkömmlichen Tiefpassfilterung üblich, hochfrequenterer Signalanteile zu dämpfen. Das bedeutet, dass schmale Peaks innerhalb der Messreihe auch nach der Glättung abhängig von den gewählten Filtereigenschaften erhalten bleiben. Trotzdem wird weiterhin, wie bei den zuvor aufgeführten Verfahren, für jeden Punkt ein von den umliegenden abhängiger glätteter Wert berechnet.[13]

Die Glättung an sich erfolgt dabei durch eine polynomial Regression n -ten Grades über die zuvor festgelegte Fensterlänge N , welche sich aus der Menge der Datenpunkte rechts N_r und links N_l des aktuellen Wertes f_k zusammensetzt.[13]

Bei der Glättung wird ein funktionaler Zusammenhang zwischen den ausgewählten Daten innerhalb des Fensters mittels einer Anpassungsfunktion ermittelt, wobei sich die Koeffizienten c_n des Filters auf dieser nachempfundenen Kurve befinden. Der Grad der Anpassfunktion beschreibt dabei wie stark diese die reale Kurve nachempfendet.

$$g_k = \sum_{n=-N_l}^{N_r} c_n \cdot f_{k+n} \quad (35)$$

Die Koeffizienten c_n berechnen sich dabei als erste Zeile der Moore-Penrose-Inverse A^+ der in Abhängigkeit der Ordnung s und der Fensterlänge $N = N_l + N_r$ aufgestellten Matrix A .[1]

$$A = \begin{pmatrix} (-N_l)^0 & (-N_l)^1 & \dots & (-N_l)^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (-1)^0 & (-1)^1 & \dots & (-1)^s \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1^0 & 1^1 & \dots & 1^s \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (N_r)^0 & (N_r)^1 & \dots & (N_r)^s \end{pmatrix} \quad (36)$$

Durch eine Faltung der ersten Zeile der Moore-Penrose-Inverse A^+ mit den

Messwerten die innerhalb des für die Glättung gewählten Fensters liegen, ergeben sich die geglätteten Werte g_k , wie in Gleichung 35 gezeigt.[1]

Da die für die Glättung benötigten Koeffizienten bei konstanter Fensterlänge gleich bleiben, gehört das Savitzky-Golay-Filter zu den einfach anzuwendenden Glättungsverfahren. Außerdem kann er durch eine entsprechende Anpassung der Filterparameter ebenso zur Bildung des gleitenden Mittelwertes oder zur Berechnung einer geglätteten Ableitung genutzt werden.[13]

Nach verschiedenen diversen Glättungen ergab sich eine optimale Fensterlänge von $N = 120$. Das Ergebnis einer Glättung ist in Abbildung 20 zu sehen. Wie im Vergleich mit den vorherigen Verfahren zu erkennen ist, wird die Drift durch die Reduktion der Schwingung kaum verfälscht. Daher entspricht dieser Art der Glättung den gewünschten Anforderungen.

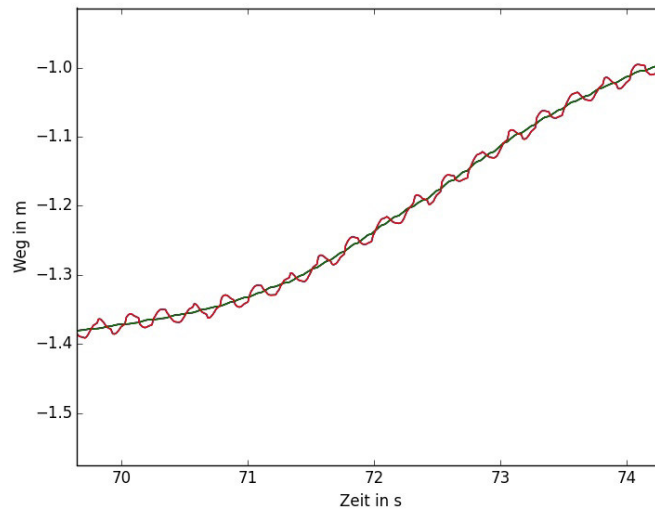


Abbildung 20: Darstellung der Positionsmessung (rot = ursprüngliche Messwerte, grün = geglättete Messwerte)

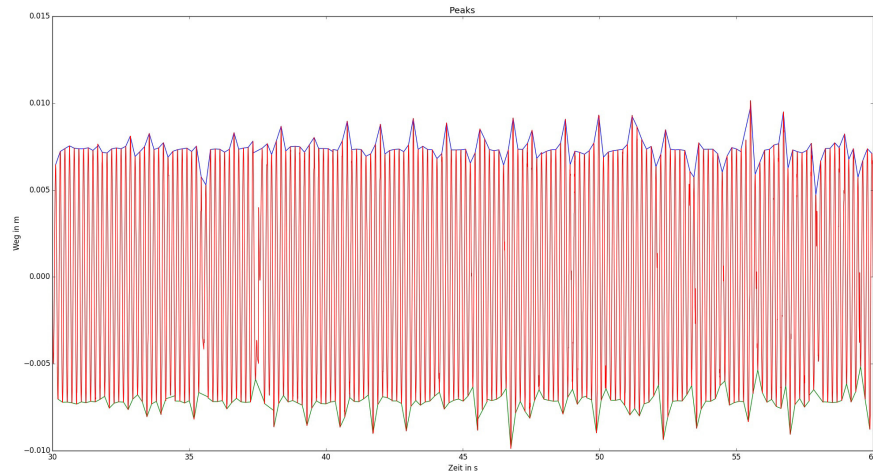


Abbildung 21: Darstellung der Position des Radarmoduls über der Zeit berechnet aus den Beschleunigungswerten bei einer Schwingfrequenz von 6Hz und einer Auslenkung um 2°

5 Validierung der ermittelten Positionsveränderung

Durch die Kompensation der Drifts mithilfe des Savitzky-Golay-Filters bleibt in der Abbildung 21 die Position des Radars über der Zeit bei einer Auslenkung in x-Richtung übrig.

Anhand der Anzahl der Schwingungsperioden in der Darstellung der Auslenkung der Sensoren kann man leicht die Schwingfrequenzen der auszuwertenden Daten mit den vorher mittels Oszilloskop eingestellten Frequenz von 6Hz abgleichen. Dabei zeigt sich, dass die erwartete Frequenz mit der durch den Sensor registrierten auch in allen weiteren Messungen übereinstimmt. Beim Vergleich der maximalen Auslenkung von im Schnitt 5,9mm mit den zuvor berechneten Werten (5,8mm) ist deutlich zu erkennen, dass diese nahezu übereinstimmen. Bei der Berechnung der Abweichung über die Formel 36 für die Messabweichung ergeben sich die im Kapitel aufgeführten Tabellen für eine Reihe von Probemessungen mit unterschiedlichen Frequenzen und Auslenkungen. Die Angabe der Messabweichung e erfolgt dabei in Pro-

5 Validierung der ermittelten Positionsveränderung

Schwingfrequenz	positive Auslenkung	negative Auslenkung	Messabweichung
3,5Hz	0.0110m	-0.0110m	12%
3,5Hz	0.0115m	-0.0117m	7.2%
4,0Hz	0.0130m	-0.0120m	4,0%
4,0Hz	0.0127m	-0.0120m	2.8%
4,5Hz	0.0129m	-0.0120m	3.6%
4,5Hz	0.0130m	-0.0120m	4,0%

Tabelle 1: Berechnete durchschnittliche Auslenkung bei 4° (0.0125m) tatsächliche Auslenkung

Schwingfrequenz	positive Auslenkung	negative Auslenkung	Messabweichung
4,0Hz	0.0059m	-0.0058m	1.7%
4,0Hz	0.0057m	-0.0058m	0.9%
5,7Hz	0.0060m	-0.0058m	2.6%
5,7Hz	0.0060m	-0.0058m	2.6%

Tabelle 2: Berechnete durchschnittliche Auslenkung bei 2° (0.0058m) tatsächliche Auslenkung

zent und berechnet sich aus dem Vergleich der über den Sensor ermittelten Durchschnittswerte w mit den theoretisch Berechneten w_{real} .

$$e[\%] = \frac{|w - w_{real}|}{w} \cdot 100 \quad (37)$$

Diese vernachlässigbaren Abweichungen sind weitestgehend auf sensorbedingten Störeinflüsse, wie dem Rauschen an den elektronischen Bauteilen und dem Quantisierungsrauschen zurückzuführen. Außerdem können, dadurch das der Versuchsaufbau an sich nicht unabhängig vom Boden gelagert ist, weiterhin andere nicht vorgesehene Erschütterungen Einfluss auf die Messung nehmen.

Bei Betrachtung der Messabweichungen in den Tabellen 1 & 2 ist festzustellen, dass die aus den Messreihen berechneten Werte, bis auf einige Ausnahmen, mit den tatsächlichen Werten für die maximale Auslenkung übereinstimmen. Stärkere Abweichungen entstehen, wenn die Drift ihre Richtung während der Messung ändert, wodurch das verwendete Savitzky-Golay-Filter eine gewisse Menge an Datenpunkten braucht um sich zu rekalisieren.

Weiterhin ist zu sagen, dass die Abweichungen vom realen Wert, bei der Auslenkung des Shakers von 2° , geringer sind als die bei einer Auslenkung von 4° , was sich auf die erhöhten Beschleunigungskräfte und einem damit veränderten Skalierungsfaktor des Sensors zurückzuführen ist.

6 Auswertung der Messreihen

Im folgenden Kapitel wird die Auswertung der im Anhang zu findenden Messreihen durchgeführt. Dabei wurde speziell auf die Entfernungsmessung und die Veränderungen der Phase eingegangen. Da gerade die Phase des Reflektors/Ziels eine wichtige Rolle spielt, wurde diese besonders berücksichtigt.

6.1 Erwartungen an die gestörten Messungen

In diesem Abschnitt soll darauf eingegangen werden, wie stark sich die unter Abschnitt 2.1.3 genannten Störeinflüsse theoretisch auf die Messungen auswirken.

6.1.1 Theoretische Auswirkung des Doppler-Effektes

Zur Berechnung der durch den Doppler-Effekt hervorgerufenen Verschiebung wird im folgenden mit der in den Messreihen maximal auftretenden Auslenkung von 4° (0,0125m) gerechnet. Weiterhin wurde bei einer Schwingfrequenz f von 3,5Hz eine Geschwindigkeit v von $\pm 0,25\text{m/s}$ durch die Auswertung der Daten des Beschleunigungssensors ermittelt. Durch Einsetzen dieser Geschwindigkeit in die Gleichung (20) aus Kapitel 2.1.3 wie folgend gezeigt, ergibt sich die in Abbildung 22 gezeigte Verschiebung des Ziels.

$$\Delta r = f_0 \cdot v \cdot \frac{T_{chirp}}{B_{chirp}} = 24\text{GHz} \cdot (\pm 0,35\text{m/s}) \cdot \frac{4 \cdot 10^{-3}\text{s}}{1\text{GHz}} = \pm 0,084\text{m} \quad (38)$$

Da sich das Ziel im Laufe einer Schwingung um insgesamt 17cm verschiebt und das Radar eine, wie bereits erwähnt, Auflösung von 15cm hat, kann es bei der realen Messung durchaus dazu kommen, dass sich ein nicht zu vernachlässigender Anteil der reflektierten Leistung von einer Auflösungszelle in die nächste verschiebt. Dies ist allerdings nur bei einer Schwingung des Radarmoduls in z-Richtung zu erwarten, da die für Berechnung genutzte Geschwindigkeit als relativ zum Ziel angenommen wurde. Dem gegenüber treten bei Schwingungen in x- und y-Richtung nur sehr kleine Relativgeschwindigkeiten auf, was keine messbaren Einflüsse des Doppler-Effektes auf diese Messungen zur Folge haben sollte.

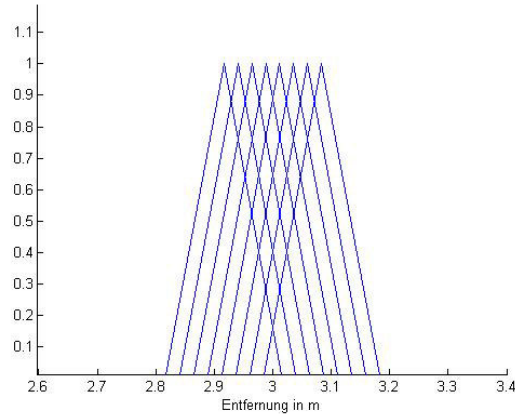


Abbildung 22: Darstellung der durch den Dopplereffekt hervorgerufenen theoretisch gemessenen Distanzveränderung bei Geschwindigkeiten von $\pm 0.35\text{m/s}$ bei einem Ziel in 3m Entfernung

6.1.2 Theoretische Auswirkungen der Phasenverschiebung

Bei der Vorbetrachtung der Auswirkungen der Phasenverschiebung muss zwischen den verschiedenen Richtung der Schwingung unterschieden werden. Während bei der Schwingung in Blickrichtung des Radars die Amplitude als direkt Veränderung der Entfernung zwischen Radar und Ziel eingesetzt wird, ergibt sich für die anderen beiden Achsen über eine Triangulation wie in Abbildung 23 gezeigt, eine deutlich kleinere Distanzveränderung.

Diese Entfernungsänderung Δr im Bereich von $1,6\text{mm}$ sollte dennoch in der Phase zu erkennen sein. Durch Einsetzen Δr und der anderen entsprechenden Werte in die aus Abschnitt 6.1.2 bekannten Gleichung berechnet sich wie folgt die maximale Schwankung der Phase während einer Schwingung.

$$\Delta\varphi \approx \frac{4\pi}{c} f_{start} \cdot \Delta r = \frac{4\pi}{c} \cdot 24 \cdot 10^9 \text{Hz} \cdot 0,00016\text{m} = 0,16\text{rad} \quad (39)$$

Über der Zeit ändert sich die Phase bei der Schwingung in x- und y-Richtung wie in Abbildung 24 gezeigt.

Bei der Betrachtung von Entfernungsänderung im Bereich von 3mm und mehr ist zu beachten, dass die Amplitude der Vibration größer der Wellen-

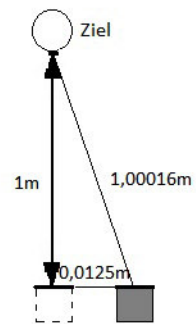


Abbildung 23: Distanzveränderung bei maximaler Auslenkung in x- und y-Richtung

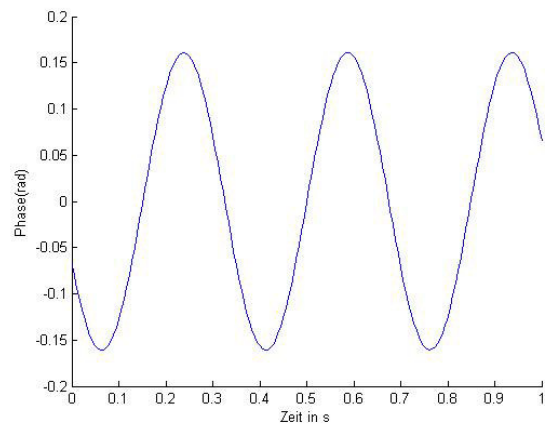


Abbildung 24: Darstellung der Phasenverschiebung bei einer Positionsveränderung von $\pm 0,16\text{mm}$

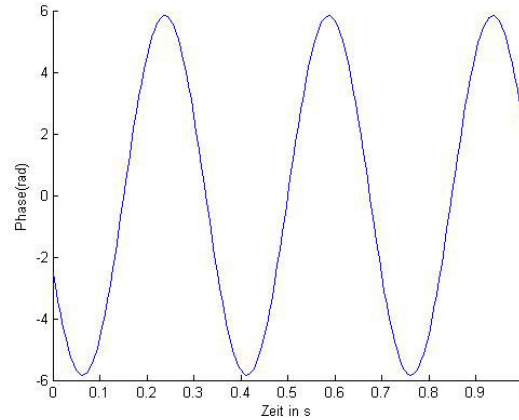


Abbildung 25: Darstellung der Phasenverschiebung bei einer Positionsveränderung von $\pm 3\text{mm}$

länge wird. Dies hat Phasenverschiebung über 180° (π) zur Folge. Bei Radarmessungen werden allerdings nur Phasenverschiebung im Bereich von $-\pi$ bis π gemessen, da nicht festgestellt werden kann ob sich das Signal innerhalb einer Signalperiode oder darüber hinaus verschoben hat. Geht man nun bei der Schwingung in Blickrichtung des Radars von einer Auslenkung von 2° ($0,0058\text{m}$) aus errechnet sich die Phasenverschiebung wie folgt.

$$\Delta\varphi \approx \frac{4\pi}{c} f_{start} \cdot \Delta r = \frac{4\pi}{c} \cdot 24 \cdot 10^9 \text{Hz} \cdot 0,0058\text{m} = 5,83\text{rad} \quad (40)$$

Die Phasenänderung über der Zeit ist dabei in Abbildung 25 dargestellt, was allerdings nicht dem Phasenverlauf des Radars entspricht. Um auf die vom Radar detektierten Daten zu kommen muss von jedem Phasenwert größer π der Phasenwinkel 2π subtrahiert und bei jedem Phasenwert kleiner $-\pi$ addiert werden.

Das Ergebnis und damit der vermutete Phasenverlauf bei einer Schwingung mit der Auslenkung von 2° und der Frequenz von $3,5\text{Hz}$ ist in Abbildung 26 zu sehen.

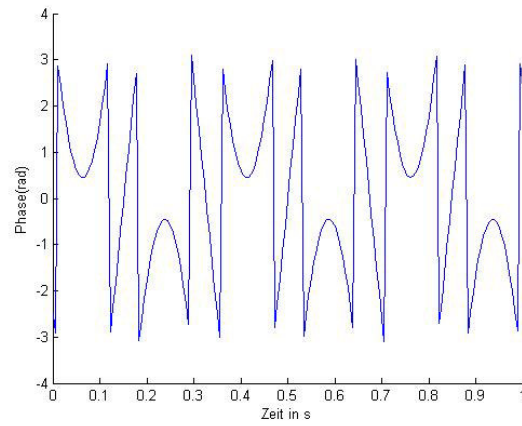


Abbildung 26: Darstellung der Phasenverschiebung wie sie vom Radar detektiert wird bei einer Positionsveränderung von $\pm 3\text{mm}$

6.2 Schwingung in Richtung der x-Achse

Bei der Betrachtung der Entfernungsmessung bei einer Schwingung in x-Achse, wie in Abbildung 27 gezeigt, erkennt man, wie erwartet eindeutig, das zu detektierende Ziel in einem Meter Distanz bei beiden Empfangskanälen. Weiterhin fällt auf, dass sich, wie ebenfalls erwartet, sehr geringe Teile der empfangenen Leistung während der Schwingung von einer Entfernungszelle in die Andere verschiebt. Diese Änderung ist aufgrund ihrer Größenordnung weitestgehend zu vernachlässigen.

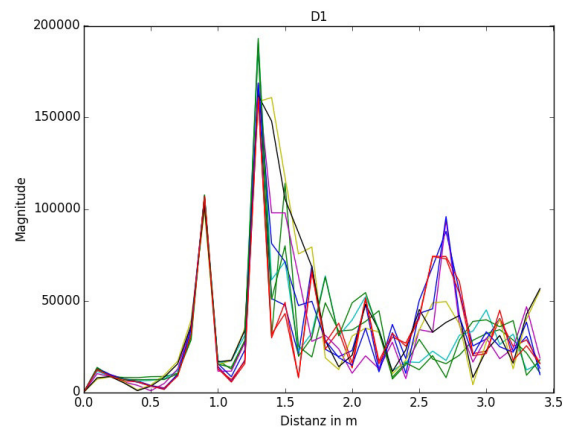


Abbildung 27: Entfernungsmessung bei einer Auslenkung von 4° (0,0125m) in x-Richtung und einer Frequenz von 3,5Hz

In Abbildung 28 ist die Änderung der Phase im Verlauf einer Schwingperiode dargestellt. Es ist dabei klar zu erkennen, dass sich die Phasenverschiebung in den vermuteten Dimensionen ändert. Noch deutlicher wird dies bei einer Darstellung der Phasenänderung $\Delta\varphi$ über der Zeit, wie in Abbildung 29 zu sehen, bei der mehrere Schwingperioden berücksichtigt wurden. Der Charakter, der durch den Shaker erzeugten Schwingung, ist dabei in der Phase zu erkennen.

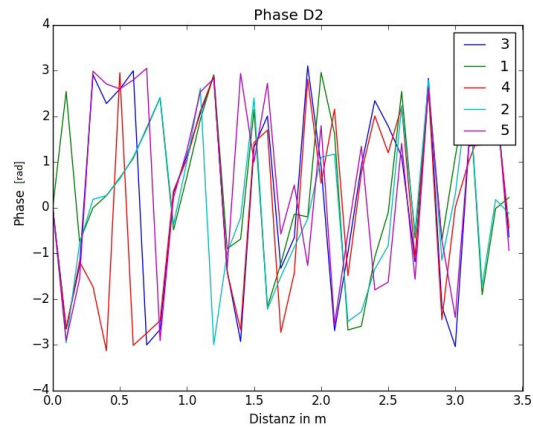


Abbildung 28: Phase während einer Schwingung mit der Auslenkung $4^\circ(0,0125\text{m})$ in y-Richtung und einer Frequenz von $3,5\text{Hz}$

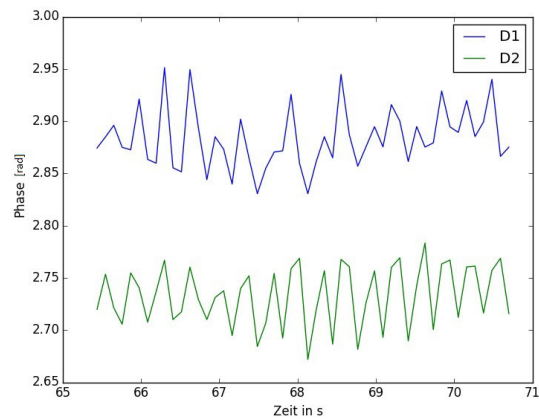


Abbildung 29: Darstellung der Phasenänderung des Ziels bei einer Schwingung in x-Richtung mit einer Auslenkung von 4° ($0,0125\text{m}$) und einer Frequenz von $3,5\text{Hz}$

6.3 Schwingung in Richtung der y-Achse

Bei der Auswertung der Messreihe in y-Richtung sind Störeffekte in der Größenordnung der bereits ausgewerteten Schwingung in x-Richtung zu erwarten, da die Positionsänderung, welche das Radar erfährt, in den gleichen Größenordnungen liegen. Weiterhin sollten die selben Relativgeschwindigkeiten zwischen Radar und Ziel auftreten, wie bei der zuletzt betrachteten Richtung der Schwingung.

Daher findet, wie erwartet, keine signifikante Änderung der Entfernungsmessung, wie in Abbildung 30 gezeigt, zwischen Radarsensor und Ziel statt. Somit ist festzuhalten, dass die Entfernungsmessung nicht sonderlich durch die mechanische Schwingung beeinflusst wird.

Die aufgenommenen Phasenverläufe weisen ebenfalls keine bemerkenswerte Veränderung im Bezug auf die erwarteten Ergebnisse auf. So bleibt die Phase für das zu detektierende Ziel während der Messung weitestgehend in den in Abschnitt 6.1.2 bestimmten Größenordnungen, wie in Abbildung 32 gezeigt wird.

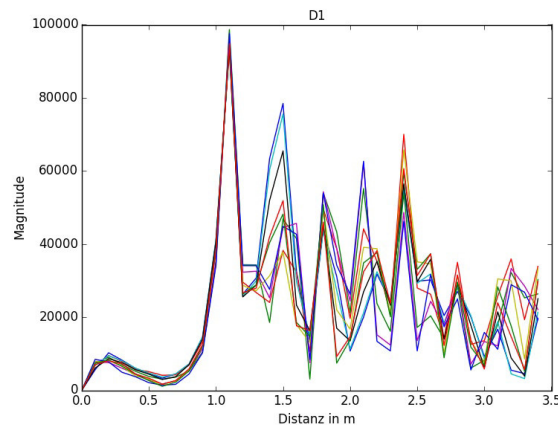


Abbildung 30: Entfernungsmessung bei einer Auslenkung von $4^\circ(0,0125\text{m})$ in y-Richtung und einer Frequenz von $3,25\text{Hz}$

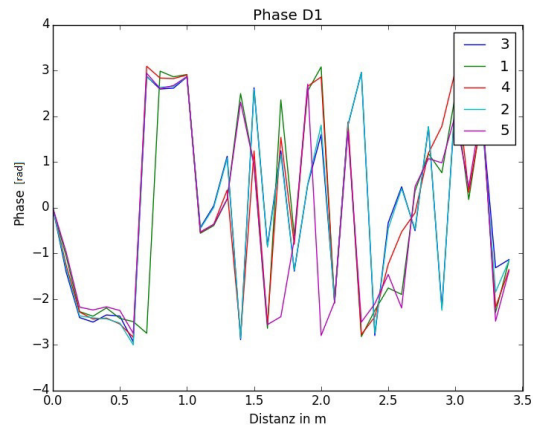


Abbildung 31: Phase während einer Schwingung mit der Auslenkung $4^\circ(0,0125\text{m})$ in y-Richtung und einer Frequenz von $3,25\text{Hz}$

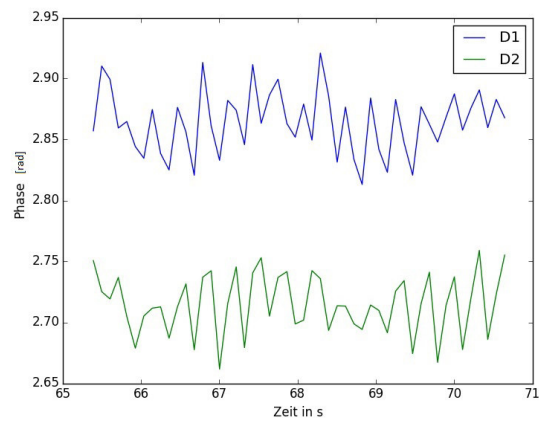


Abbildung 32: Phase während einer Schwingung mit der Auslenkung $4^\circ(0,0125\text{m})$ in y-Richtung und einer Frequenz von $3,25\text{Hz}$

6.4 Schwingung in Richtung der z-Achse

Die in diesem Abschnitt betrachtete mechanische Schwingung in z-Richtung (also Blickrichtung des Radarmoduls) ist für die Entfernungsmessung und der Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ von besonderen Interesse, da es zu signifikanten Änderungen der Distanz zwischen Radar und Ziel größer der Wellenlänge kommt. Weiterhin ist mit den Auswirkungen des Doppler-Effektes zu rechnen, da die Geschwindigkeit mit der sich die Sensoren bewegt in diesem Fall gleich der Relativgeschwindigkeit vom Radar zum Ziel ist.

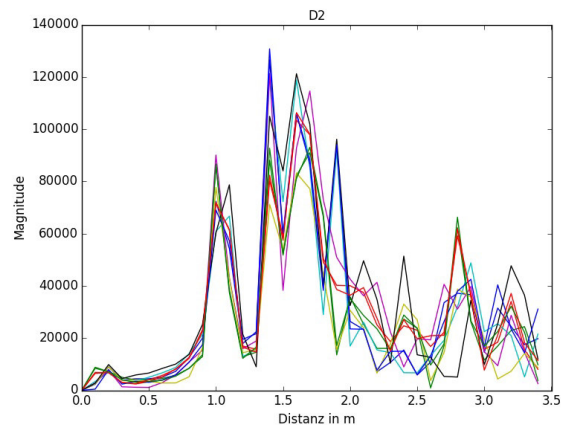


Abbildung 33: Entfernungsmessung bei einer Auslenkung von 4° (0,0125m) in z-Richtung und einer Frequenz von 3,5Hz

In der Abbildung 33 in der die Entfernungsmessung bei einer Auslenkung von 4° und einer Frequenz von 3,5 Hz dargestellt ist, erkennt man deutlich, dass sich die zurückgestrahlte Leistung des Reflektors, während der Schwingung, in die nächste Entfernungszelle verschiebt und somit die detektierte Distanz zum Ziel größer wird. Diese Feststellung entspricht der in Abschnitt 6.1.1 getätigten Annahme, dass es durchaus dazu kommen kann, dass ein Ziel aufgrund des Doppler-Effektes die Entfernungszelle wechselt. Da sich die detektierte Entfernung als auch die Phase analog zur mechanischen Schwingung ändert, ist damit der Zusammenhang zwischen beiden nachgewiesen. Bei Auswertung weiterer Messungen mit unterschiedlichen Amplituden der Schwingung und verschiedenen Frequenzen wurde festgestellt, dass die Auslenkung den größeren Einfluss auf die Entfernungsmessung hat. Dennoch än-

dert sich die verschobene Leistung zwischen den Entfernungszellen weiterhin direkt proportional zur Frequenz und zur Amplitude.

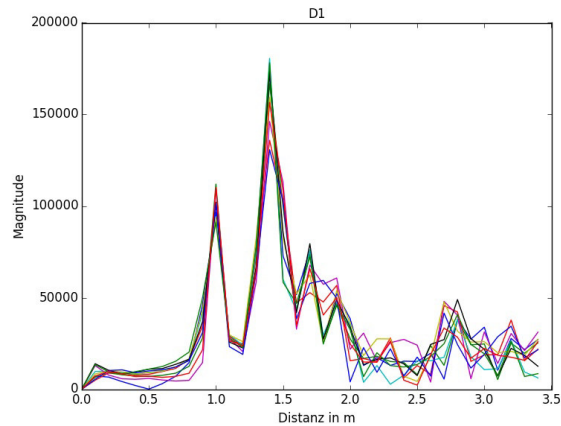


Abbildung 34: Entfernungsmessung bei einer Auslenkung von $2^\circ(0,0058\text{m})$ in z-Richtung und einer Frequenz von $3,5\text{Hz}$

Dies lässt durch die Gleichung 30 für die Geschwindigkeit v aus Abschnitt 2.2.3 belegen, da die Frequenz f innerhalb der Cosinusfunktion auftritt und somit geringeren Einfluss hat als die Amplitude A , welche als Faktor in die Rechnung einfließt. Durch die Messungen ist festzuhalten, dass eine signifikante Entfernungsverschiebung nur bei 4° -Auslenkung auftritt. Messungen bei 2° -Auslenkung sind als weitestgehend ungestört zu betrachten.

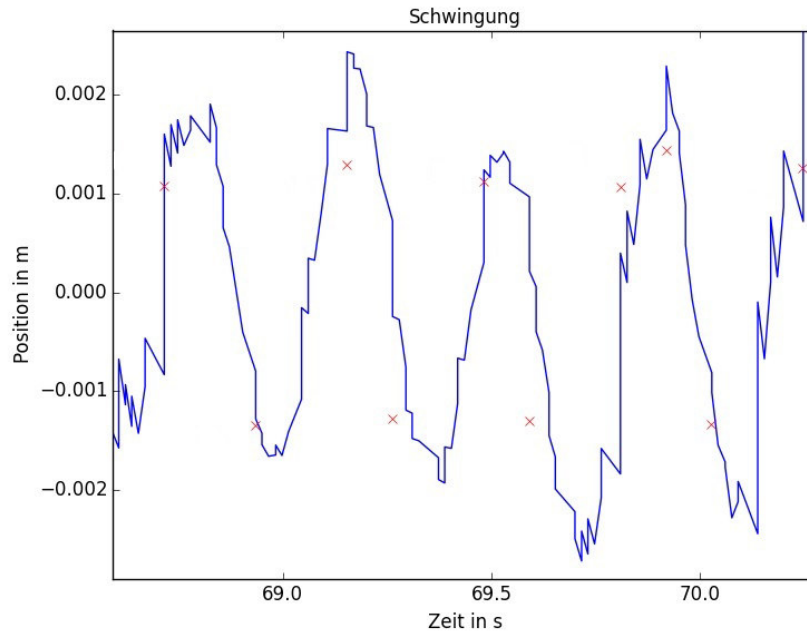


Abbildung 35: Darstellung der vom Beschleunigungssensor ermittelten Auslenkung (blau) und der über die Phase berechneten Auslenkung (rot) bei 1° tatsächlicher Auslenkung

Bei der Auswertung der Phase wurde eine mechanische Schwingung von $2,5\text{Hz}$ und eine Auslenkung von 1° ($0,0025\text{m}$) am Shaker eingestellt, da diese Amplitude die Grenze darstellt ab der es zu Sprüngen im Phasenverlauf aufgrund von Phasenverschiebungen größer π kommen kann. Dies erleichtert wiederum die Auswertung der Phase. Bei Betrachtung der Ergebnisse in Abbildung 35 ist deutlich die analogie zwischen der aus der Phase berechneten Auslenkung und der über den Beschleunigungssensor bestimmten mechanischer Schwingung zu erkennen. Geringfügige Abweichung resultieren aus den zufälligen Messfehlern des Beschleunigungssensors.

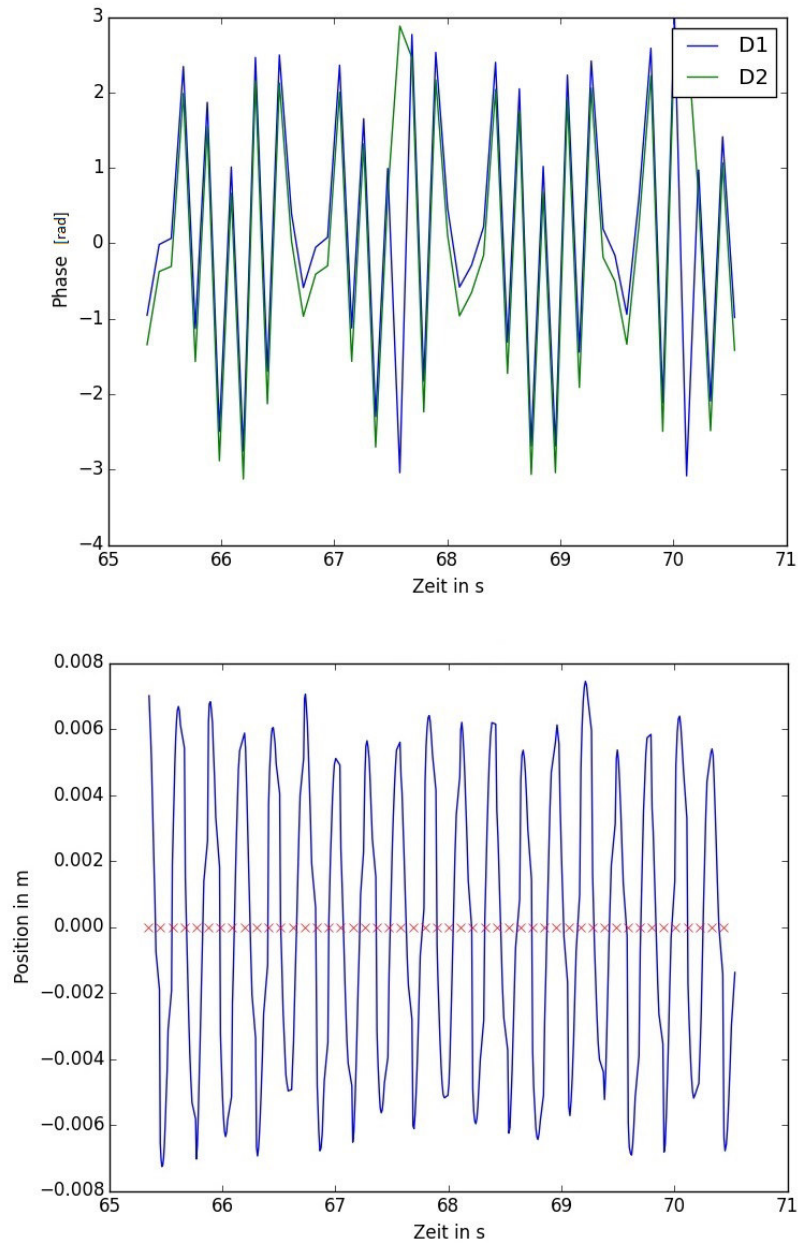


Abbildung 36: Darstellung der Phasenänderung des Ziels über der Zeit im Vergleich mit der mechanischen Schwingung bei 2° Auslenkung

Betrachtet man nun Messungen bei denen Schwingungen größer der halben Wellenlänge eingestellt wurde, wie in Abbildung 36 dargestellt, erkennt man einen Phasenverlauf der ähnlich der Abbildung 25 aus der Vorbetrachtung ist. Die Abweichungen zwischen den vermuteten und den tatsächlichen Phasenänderungen sind auf die verhältnismäßig geringe Abtastrate zurückzuführen. So wird pro Schwingung des Shaker nur ungefähr drei mal abgetastet.

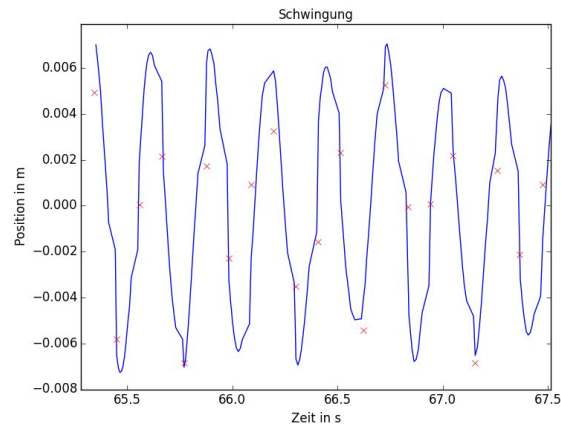


Abbildung 37: Darstellung der vom Beschleunigungssensor ermittelten Auslenkung (blau) und der über die Phase berechneten Auslenkung (rot) bei 2° tatsächlicher Auslenkung

Unter Verwendung der theoretischen Annahmen wurde im Anschluss die Phase „korrigiert“, also die tatsächliche Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ aus den Messwerten bestimmt. Diese wurden dann mittels der bekannten Wellenlänge λ (von 0,0125m) über den Zusammenhang $\Delta s = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \cdot \lambda$ in die Positionsänderung Δs umgerechnet werden. Das Ergebnis ist in Abbildung 37 dargestellt.

Man erkennt sofort, dass die über die Phase ermittelte Positionsänderung parallel zur vom Beschleunigungssensor ermittelten verläuft. Desweiteren kann man daraus schließen, dass die Größenordnungen der maximalen Phasenverschiebung mit den getätigten Annahmen aus Abschnitt 6.1.2 übereinstimmen.

7 Bewertung der Ergebnisse und Ausblick

Die Auswertung der einzelnen Messungen im Bezug auf die theoretischen Werte in Kapitel 6 zeigt, dass das aufgestellte Modell zur Berechnung der Phasen- und der Dopplerverschiebung aufgrund von vibrationsbedingten Störeinflüssen in Radarmessungen mit der Realität übereinstimmt. So wurden die Eigenschaften der mechanische Schwingung (Amplitude, Frequenz) des Shakers sowohl beim Beschleunigungssensor als auch in der Phase der Radarmessung nachgewiesen. Des weiteren wurde die unterschiedliche Gewichtung der jeweiligen Schwingrichtung bestätigt. So sind die beschriebenen Störeffekte bei einer Schwingung in Blickrichtung des Radars am stärksten ausgeprägt. Ebenfalls nachgewiesen wurde die Eignung des verwendeten Beschleunigungssensors zur Bestimmung der Positionsänderung, wobei auftretende Drifts mithilfe des Savitzky-Golay-Filters entfernt wurden. Allerdings muss bei der Verwendung des beschriebenen Verfahrens zunächst eine durch die Fensterlänge des Filters definierte Menge an Messdaten vom Beschleunigungssensor gesammelt werden, wodurch sich die Auswertung der Radardaten verzögert wird. Zur Nachbearbeitung der vom Radarmodul erstellten Messungen ist dabei neben der Position auch die Geschwindigkeit von Interesse, wie die Betrachtung der Entfernungsmessungen, auf welche der Einfluss des Doppler-Effektes zu erkennen ist, gezeigt haben. So kann es aufgrund von schnellen Positionsänderungen zur Verschiebung der reflektierten Leistung eines Ziels in eine benachbarte Auflösungszelle kommen.

Als nächstes soll auf die zukünftigen Schritte, welche im Rahmen dieser Arbeit nicht mehr bearbeitet werden konnten, eingegangen werden. Dazu gehört unter anderem das Bestimmen von Schwellwerten für die Frequenz und die Amplitude im Bezug auf die Schwingrichtung, da diese definieren wann eine Messung als gestört gilt. Weiterhin müssen zur Kompensation der Phasenverschiebung geeignete Verfahren gefunden werden, welche es ermöglichen die Phasenverschiebung automatisch zu bestimmen und aus der Radarmessung zu entfernen. Ebenso ist es erforderlich Algorithmen zu entwickeln, die den Einfluss des Doppler-Effektes auf die Leistungsverteilung bei der Entfernungsmessung auswerten und gegebenenfalls kompensieren um das Auftreten von Geisterzielen zu vermeiden. Der Grundstein dafür wurde mit der Berechnung der Positionsänderung aus den Daten des Beschleunigungssensors und mit der Überprüfung des theoretischen Modells der auf das Radar wirkenden Störeffekte in dieser Arbeit gelegt.

Literatur

- [1] Savitzky golay filtering, url: <http://scipy-cookbook.readthedocs.org/items/savitzkygolay.html>, 2016.
- [2] H. Czichos. *Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften*, page G98 f. Springer-Verlag, 31. edition, 2013.
- [3] J. Detlefsen. *Radartechnik: Grundlagen, Bauelemente, Verfahren, Anwendungen*. Springer-Verlag, 1. edition, 2013.
- [4] H.-J. Gevatter and U. Gruenhaupt. *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik in der Produktion*, page 100. Springer Science & Business Media, 1. edition, 2006.
- [5] M. Glueck. *MEMS in der Mikrosystemtechnik: Aufbau, Wirkprinzip, Herstellung und Praxiseinsatz mikroelektrischer Schaltungen und Sensorysysteme*. Springer-Verlag, 1. edition, 2005.
- [6] J. Heidepriem. *Prozessinformatik*. Oldenbourg Industrieverlag, 1. edition, 2001.
- [7] J. Hoffmann. *MATLAB und SIMULINK in Signalverarbeitung und Kommunikationstechnik*. Pearson Deutschland GmbH, 1. edition, 1999.
- [8] S. Hofmann. Numerische integration von beschleunigungssignalen. Technical report, IMW, 2013.
- [9] IMST.GmbH. 24ghz fmcw multi-channel radar module. *microwave journal*. pages 92–94, 2013.
- [10] A. K. Ludloff. *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*. Springer-Verlag, 2. edition, 2013.
- [11] W. Menz and O. Paul. *Mikrosystemtechnik fuer Ingenieure*. John Wiley & Sons, 1. edition, 2012.
- [12] M. E. Oy. *SCA3100-D04 3-Axis High Performance Accelerometer*, 2015.
- [13] A. Savitzky and M. Golay. Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures. *Analytical Chemistry*, 1964.

- [14] S. Schelkshorn. *Multisensorielle Positionsbestimmung aus Dopplersignalen*, page 107f. Logos Verlag Berlin GmbH, 1. edition, 2008.
- [15] H.-R. Traenkler and L. M. Reindl. *Sensortechnik: Handbuch fuer Praxis und Wissenschaft*, page 543ff. Springer-Verlag, 2. edition, 2015.

A Quellcode

Algorithmus 1 Umsetzung des Gleitenden-Mittelwertfilters in Python

```

window = 90
erg = np.convolve(int_data_y, np.ones(window)/window, mode='same')

```

Algorithmus 2 Umsetzung der exponentiellen Glättung in Python

```

def expo(y,a):
    #Glaettungsfaktor 0<a<1
    y1 = range(len(y))
    y2 = y1
    for i in range(len(y)):
        if i == 0:
            y1[i] = y[i]
            y2[i] = y1[i]
        else:
            y1[i] = a*y[i]+(1-a)*y1[i-1] #Glaettung erster Ordnung
            y2[i] = a*y1[i]+(1-a)*y2[i-1] #Glaettung zweiter Ordnung
    return y2

```

Algorithmus 3 Umsetzung des Savitzky-Golay-Filters in Python[1]

```

import numpy as np import math as mth
def savitzky_golay(y,window_size,order):
    deriv = 0 order_range = range(order+1)
    half_window = (window_size -1) // 2
    coeff = np.mat([[k**i for i in order_range] for k in range(-half_window,
    half_window+1)])
    m = np.linalg.pinv(coeff).A[deriv] * mth.factorial(deriv)
    firstvals = y[0] - np.abs( y[1:half_window+1][::-1] - y[0] )
    lastvals = y[-1] + np.abs(y[-half_window-1:-1][::-1] - y[-1])
    y = np.concatenate((firstvals, y, lastvals))
    return np.convolve( m[::-1], y, mode='valid')

```

B Messungen ohne Bewegung

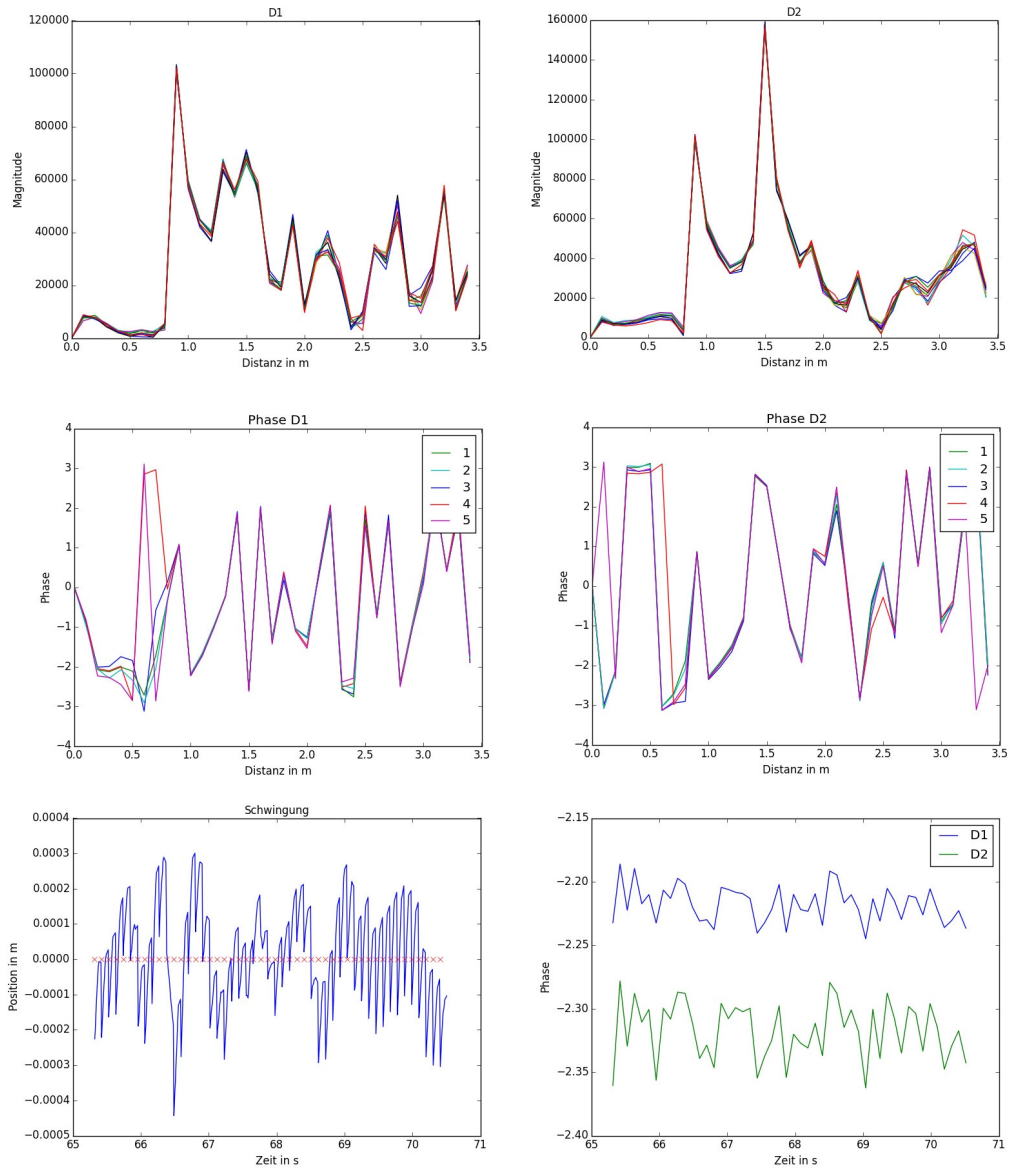


Abbildung 38: Erhobene Messdaten ohne Bewegung

C Messung mit Schwingung in x-Richtung

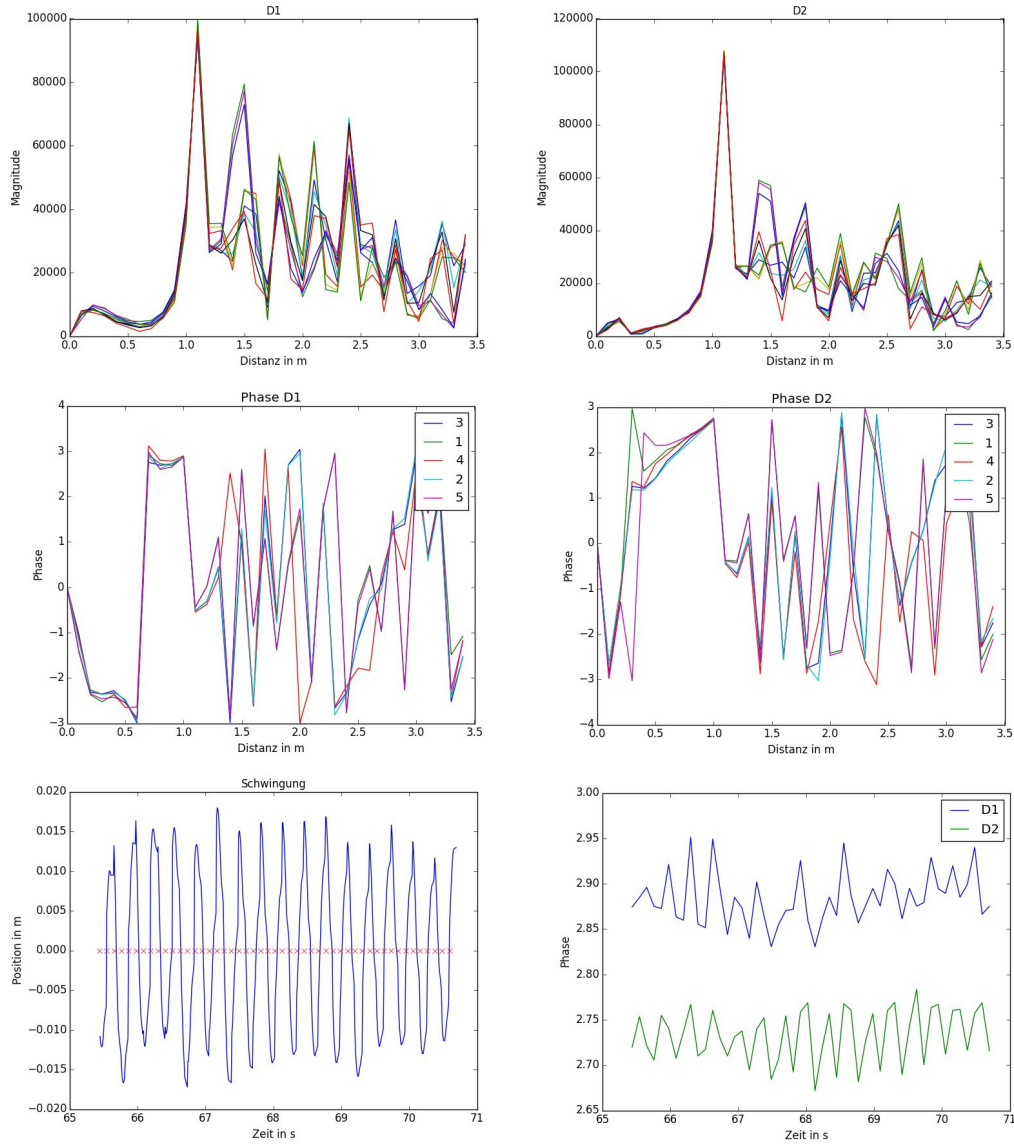


Abbildung 39: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von $3,5\text{Hz}$

C Messung mit Schwingung in x-Richtung

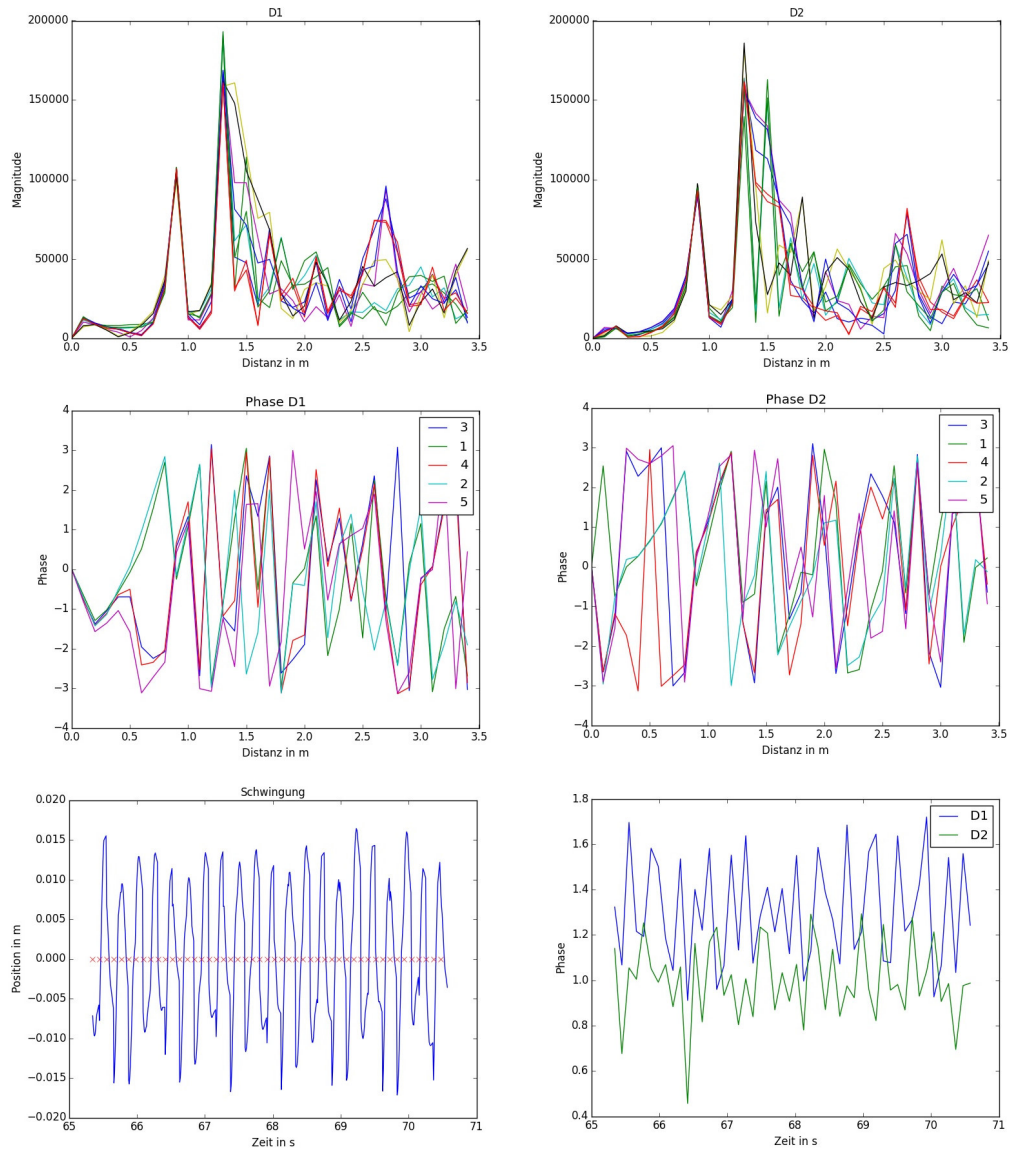


Abbildung 40: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von 4Hz

C Messung mit Schwingung in x-Richtung

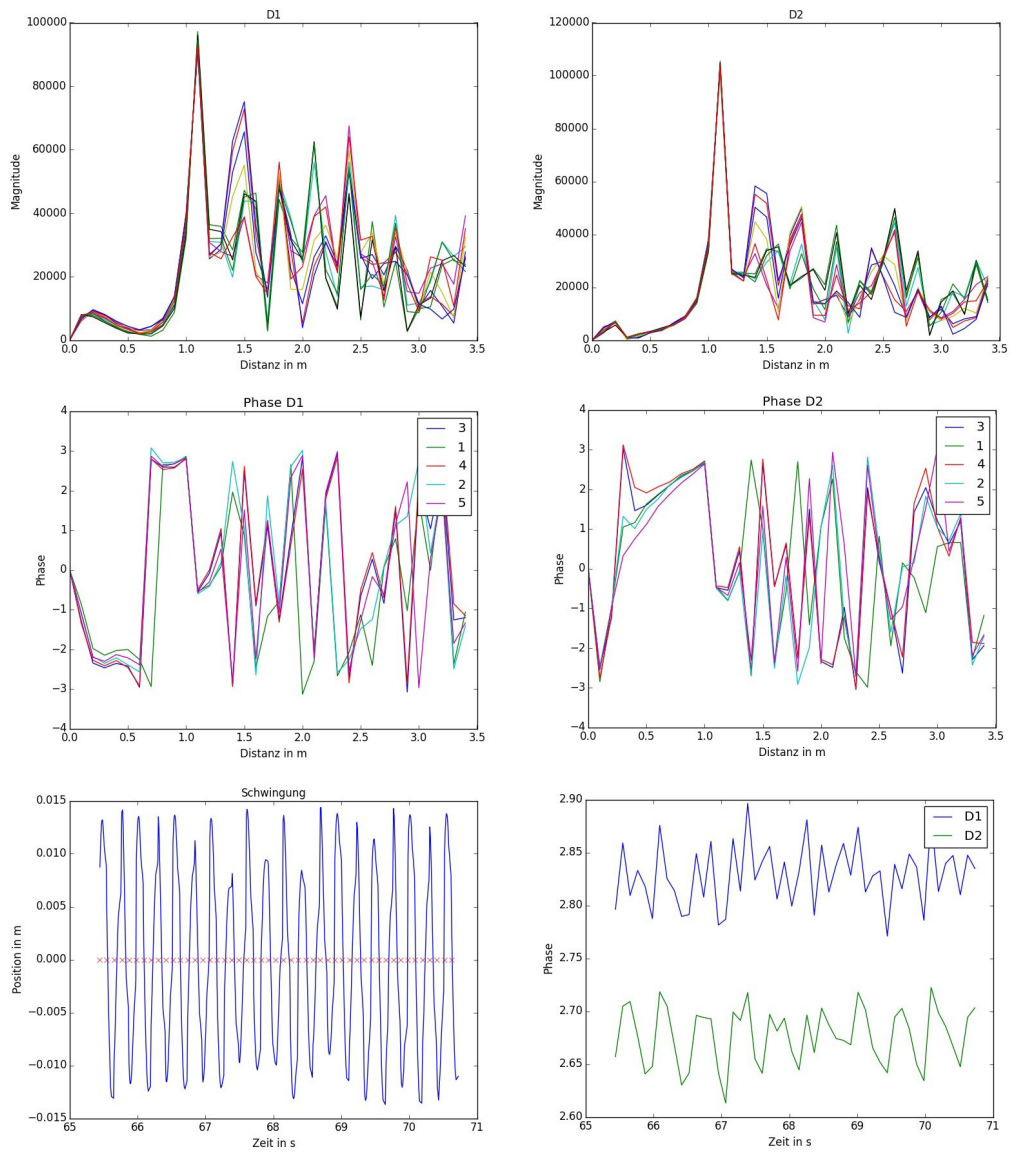


Abbildung 41: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von 5Hz

C Messung mit Schwingung in x-Richtung

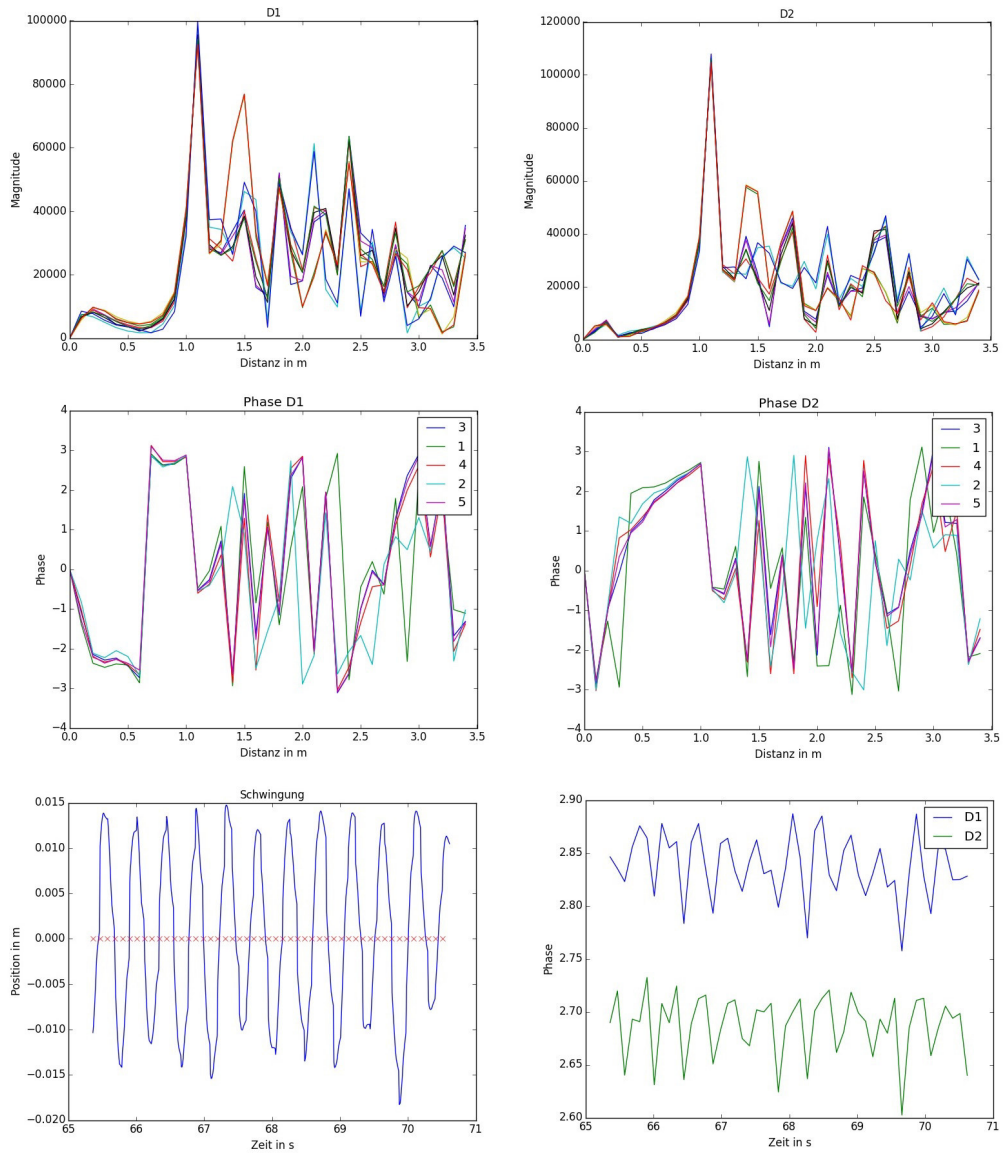


Abbildung 42: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von 2,5Hz

D Messung mit Schwingung in y-Richtung

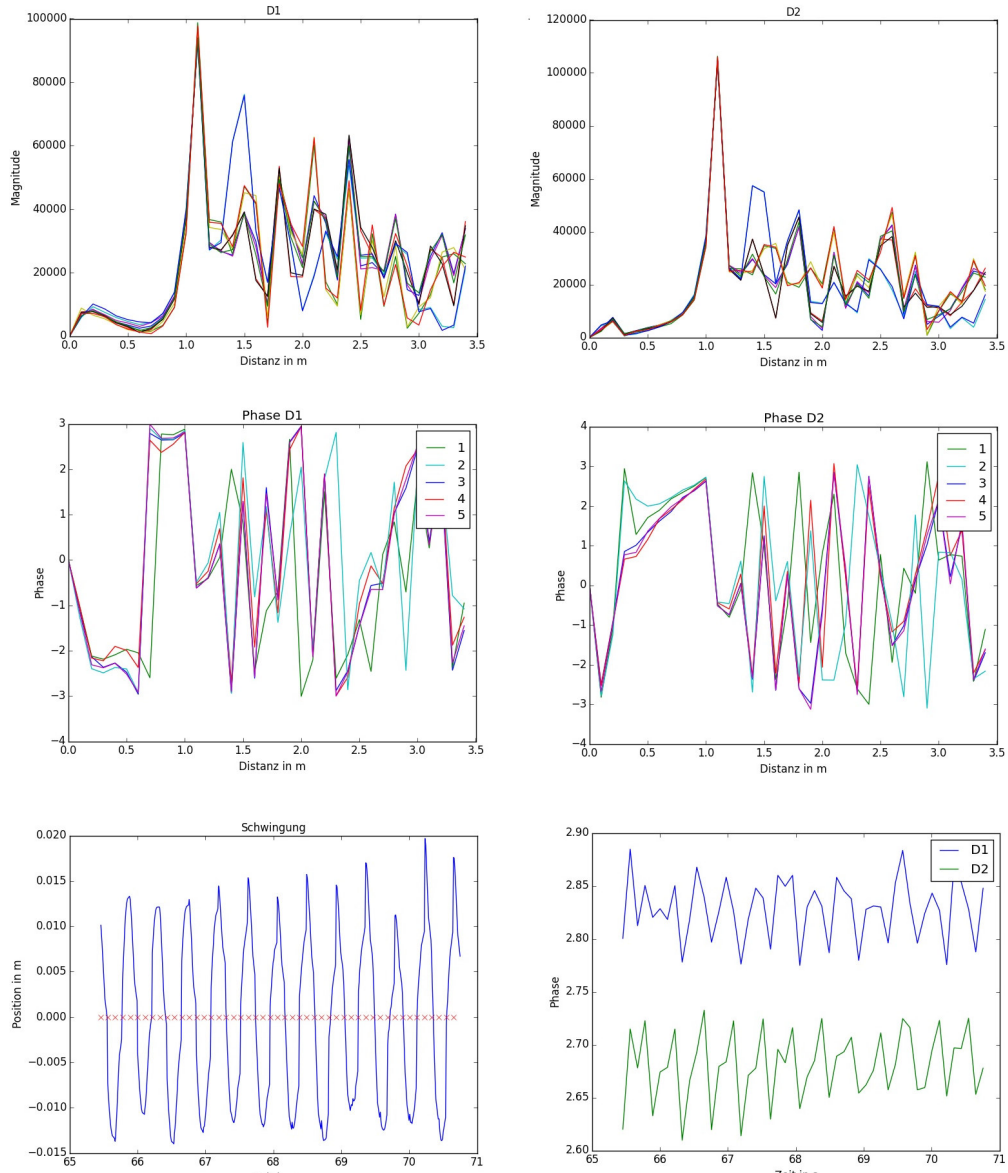


Abbildung 43: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von 2,5Hz

D Messung mit Schwingung in y-Richtung

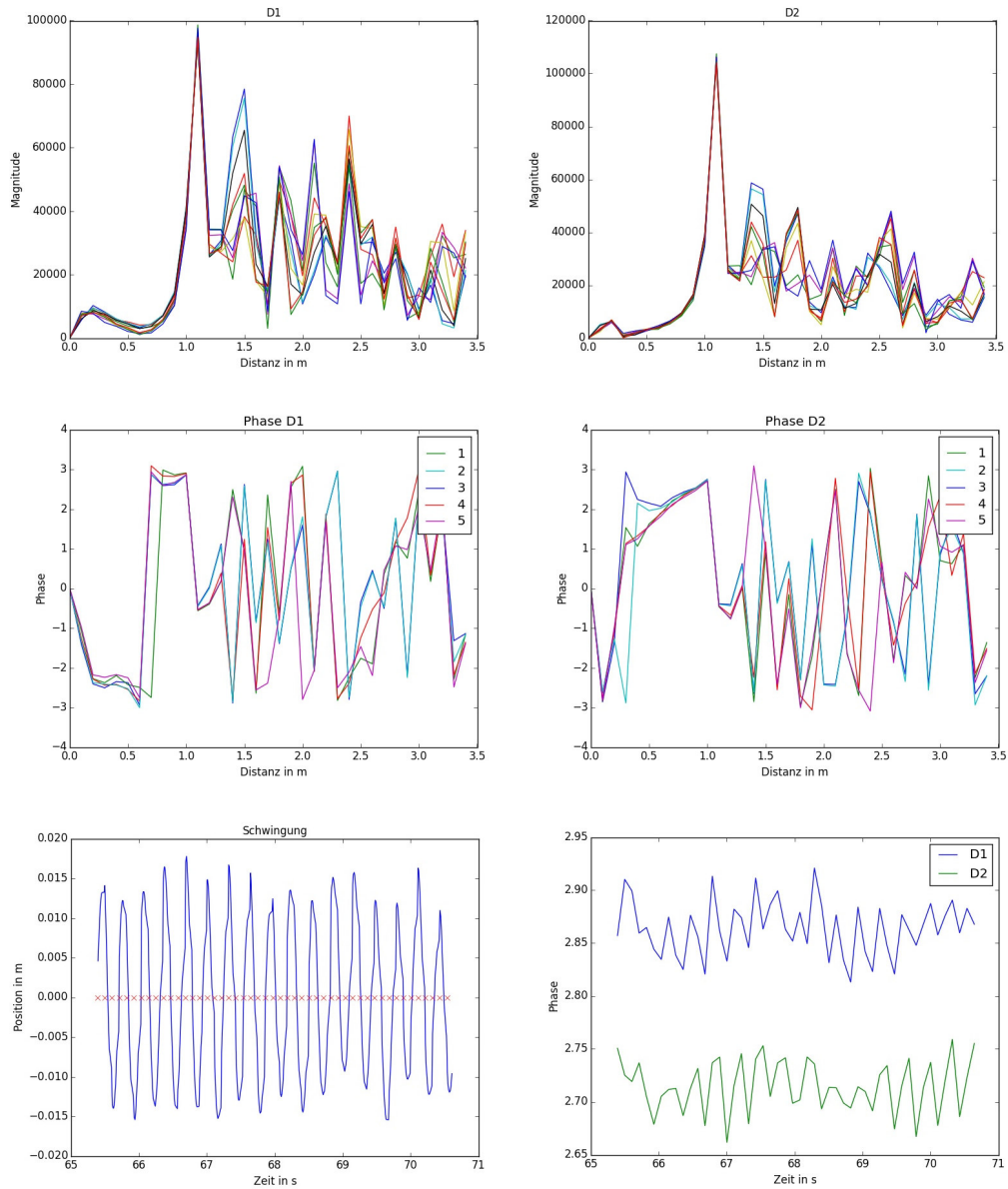


Abbildung 44: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von 3Hz

D Messung mit Schwingung in y-Richtung

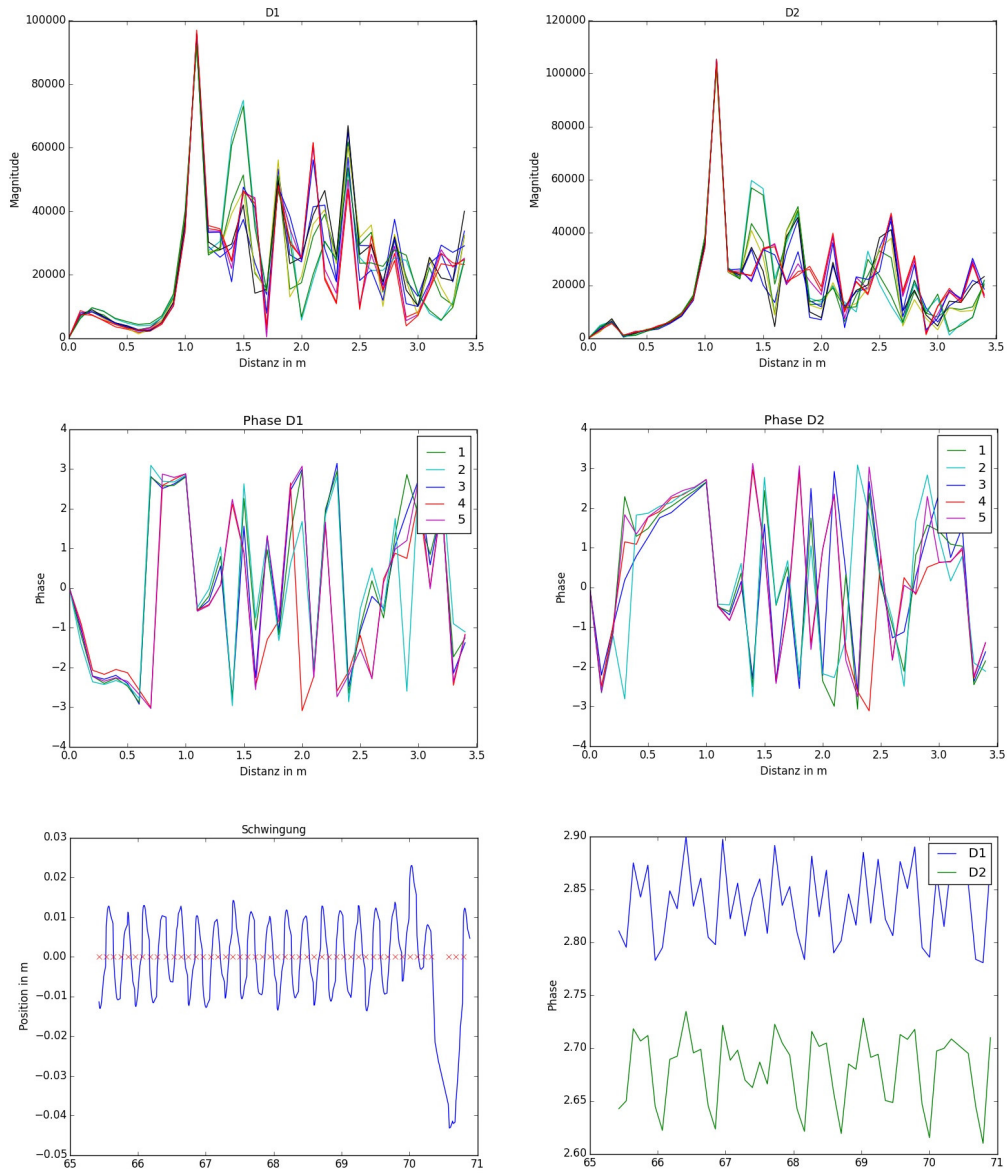


Abbildung 45: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von 5Hz

E Messung mit Schwingung in z-Richtung

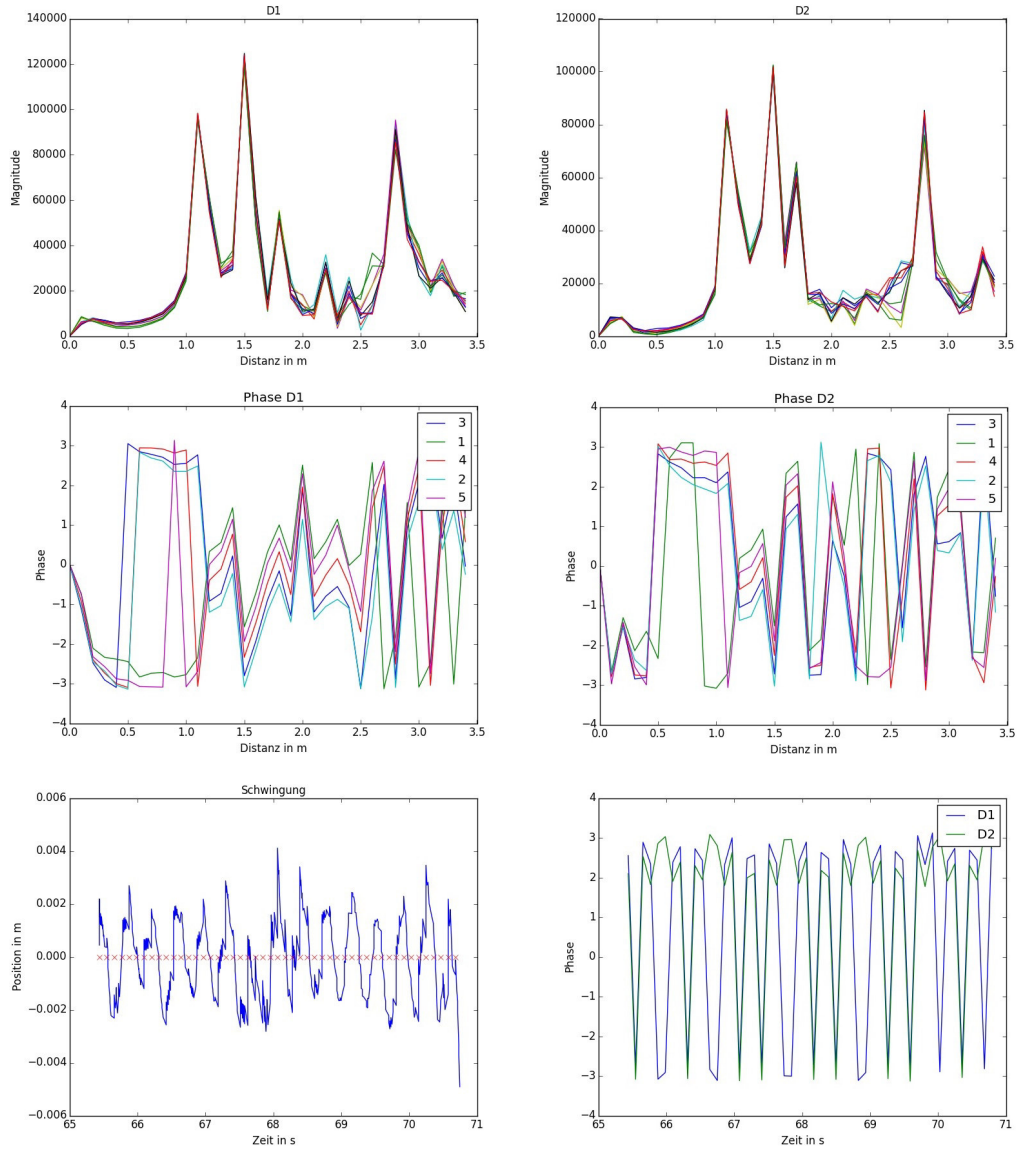


Abbildung 46: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 1° und einer Schwingfrequenz von 2,5Hz

E Messung mit Schwingung in z-Richtung

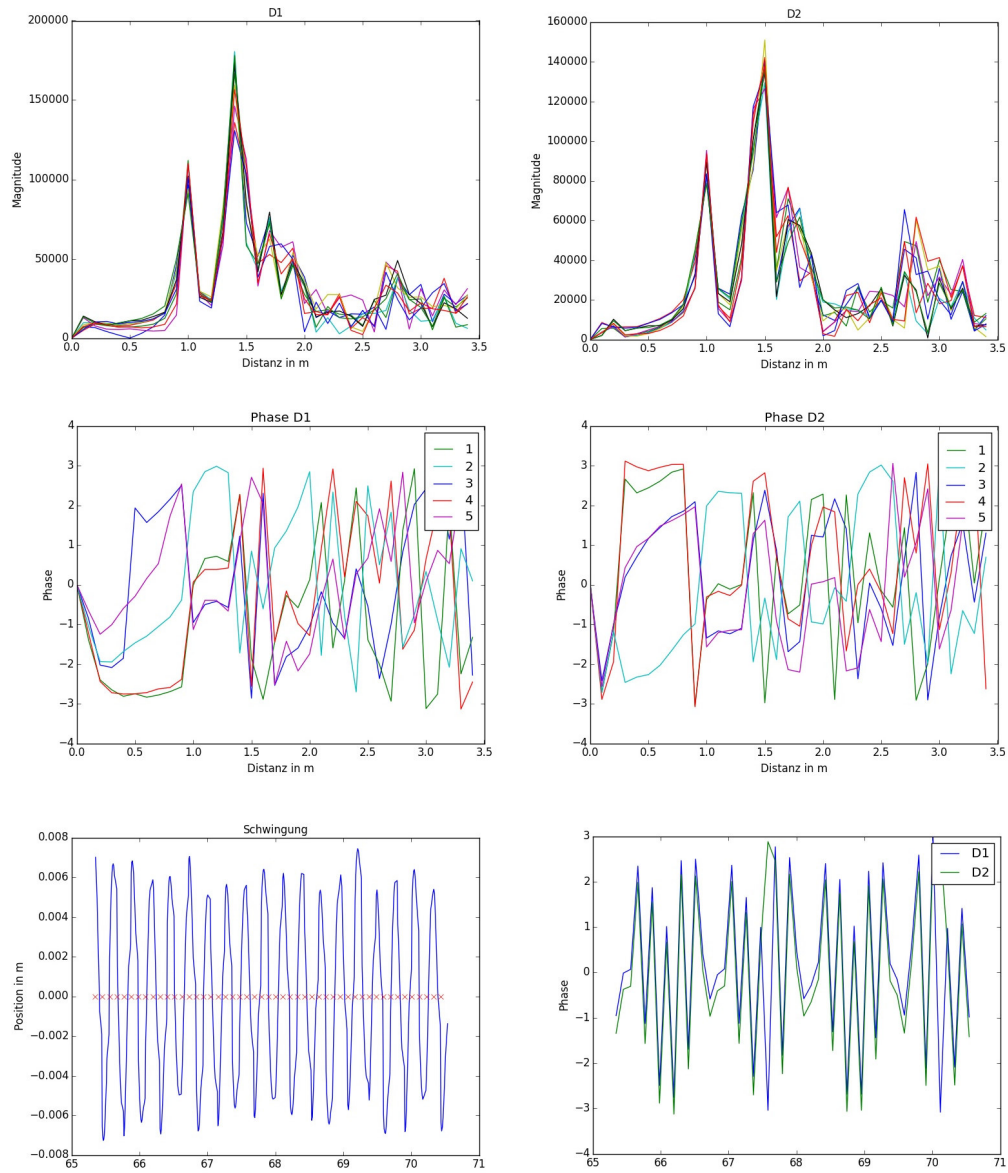


Abbildung 47: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 2° und einer Schwingfrequenz von $3,5\text{Hz}$

E Messung mit Schwingung in z-Richtung

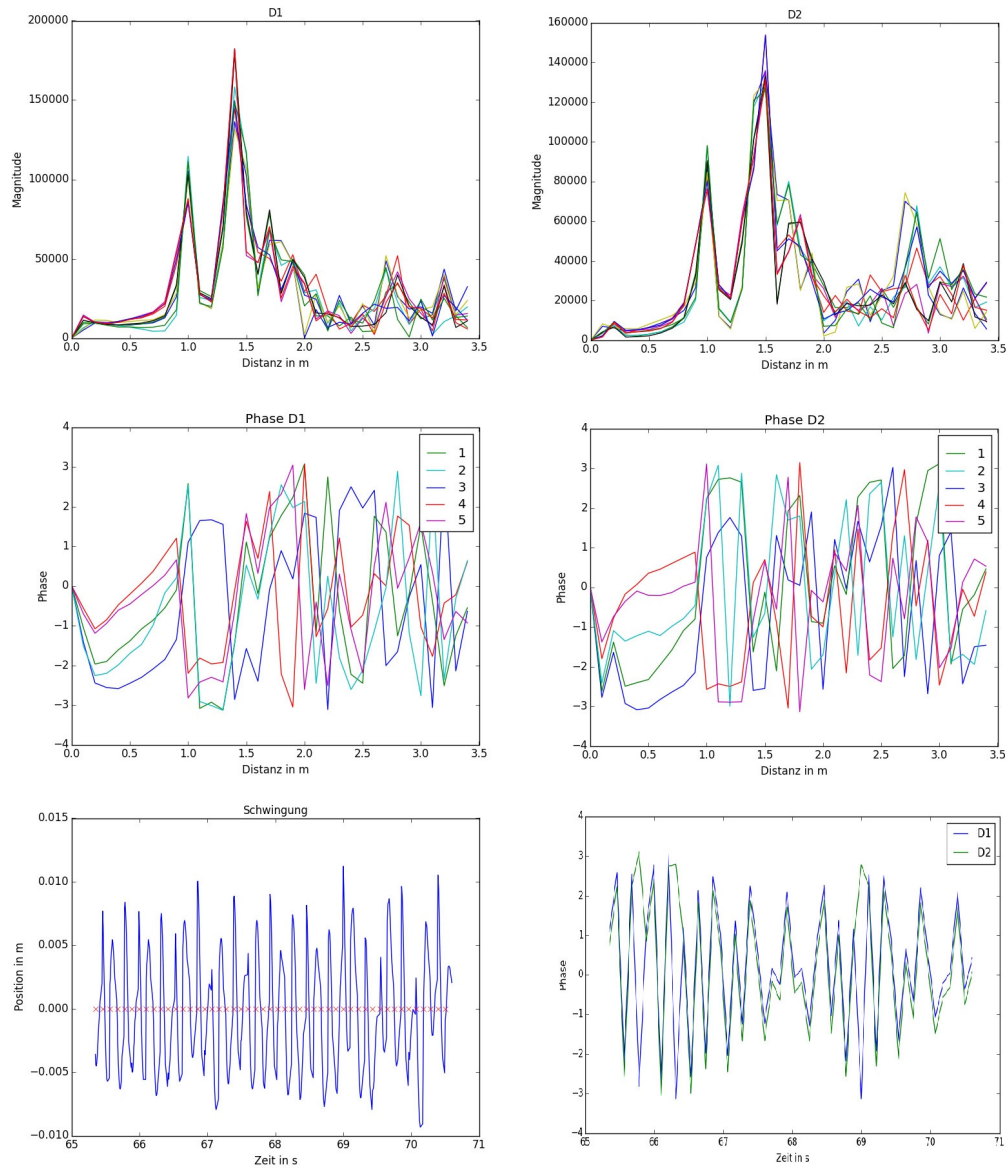


Abbildung 48: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 2° und einer Schwingfrequenz von 6Hz

E Messung mit Schwingung in z-Richtung

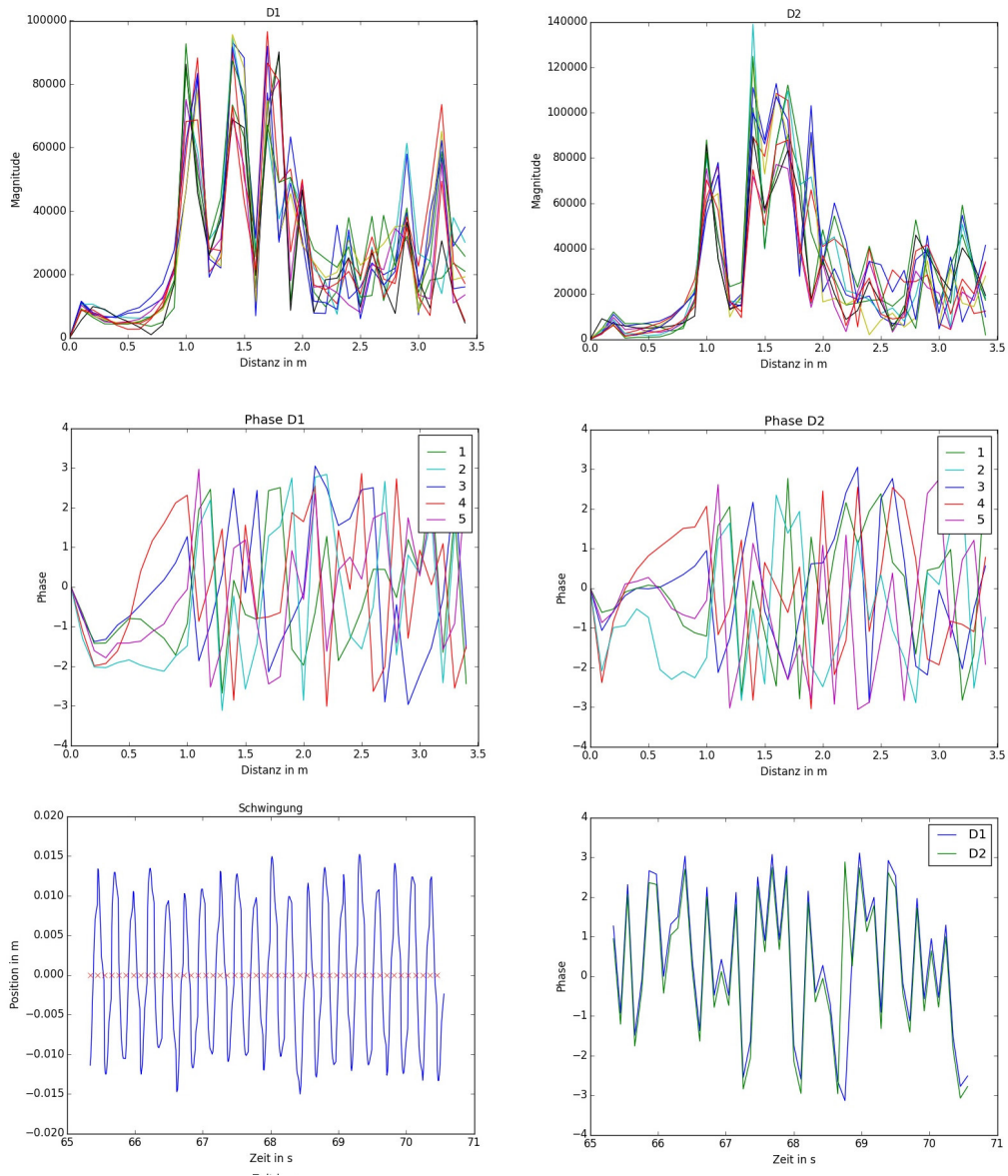


Abbildung 49: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von 3,5Hz

E Messung mit Schwingung in z-Richtung

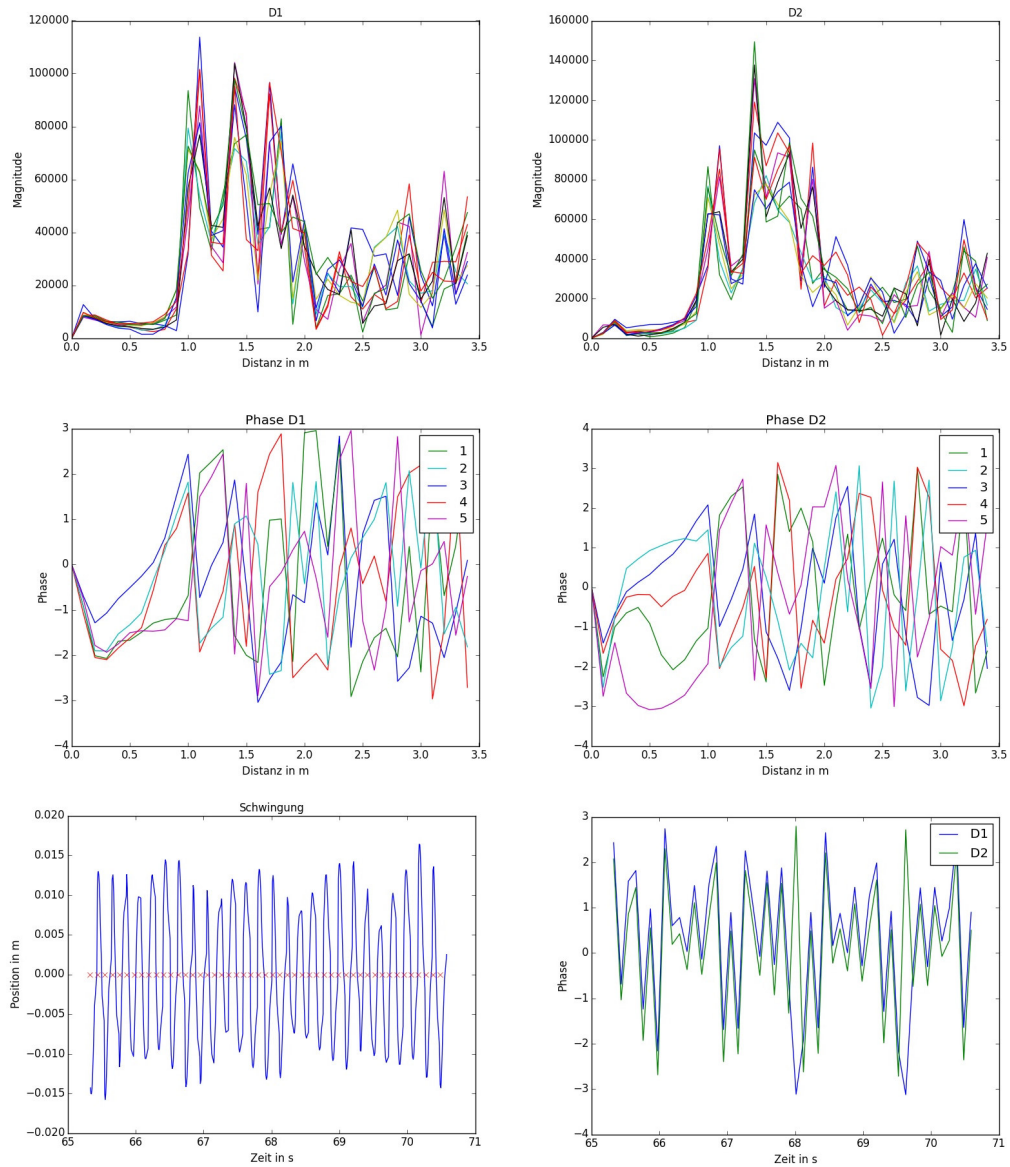


Abbildung 50: Erhobene Messdaten bei einer Auslenkung um 4° und einer Schwingfrequenz von $5,5\text{Hz}$

F Datenblatt Radarmodul

→ 24 GHz-FMCW-RADAR KIT

OVERVIEW

The **24 GHz 2-Channel FMCW-Radar** is a miniaturized, ultralight radar unit. This system comprises a manifold configurable RF fronted with digital signal processing and programmable interface. The controller allows flexible generation of radar signals and provides enough computation power to perform signal processing for target detection or even complex tracking algorithms.

The radar unit is equipped with an CAN Bus which allows the user to define all radar settings and to receive all measured data.

These data can be calculated properties from single targets (like distance, angle and speed) or complex time- or frequency domain curves for user-defined evaluations.

The **Developer Kit** comprises the Radar Sensor, a PC software with Graphical User Interface and a USB cable/adapter for user-friendly startup, testing and application specific integration of the radar unit. The software allows parameter settings and visualization of measured radar data. Typical parameters are detection range, resolution, frequency bandwidth, output power, radar signal shape and duration. The measurement results are shown in different types of graphs and can be exported to csv-files.

An **Expert Mode** allows the experienced user to test the radar sensor beyond the ISM band limitations by increasing the frequency bandwidth and the RF output power.

FEATURES:

- 24 GHz ISM-Band Radar-Module appl. FMCW
- 2 Receive Antennas with I/Q Channels each
- Distance and Velocity Measurements
- Target Detection with Angle Information
- Onboard Signal Generation with DDS
- Onboard Signal Processing with DSC
- CAN Bus or USB
- Weatherproofed Housing
- PC-Software with Graphical User Interface

APPLICATIONS:

- Human Tracking, Intruder Detection
- Obstacle Recognition
- Distance and Speed Monitoring
- Terrain Mapping, Awareness and Warning (TAWS)
- Dedicated for UAVs and Drones



IMST GmbH
Carl-Friedrich-Gauss-Str. 2-4
47475 Kamp-Lintfort
Germany

T +49-2842-981-0
F +49-2842-981-199
E radar@imst.com
I www.radar-sensor.com



→ TECHNICAL DATA

Radio

Operating Bands:	K-Band, 24 GHz ISM
Frequency Range:	24.00 GHz ... 24.25 GHz
Output Power:	20 dBm (100 mW) EIRP, max.
Radar Method:	FMCW with DDS Ramp Generation
Transmit-Channel (Tx):	1
Receive-Channels (Rx):	2 (I/Q Data for each Channel)
Antenna Beam Pattern:	70° (Rx) Azimuth and 24° (Rx) Elevation 58° (Tx) Azimuth and 24° (Tx) Elevation
Frequency Ramp Duration*1:	1 ms to 20 ms
Frequency Ramp Resolution*1:	10 Hz
Polarization:	Linear

Detection

Min. Range*2:	typ. 10 cm
Max. Range*2:	typ. 250 m (in Sky) or 30 m (Human Tracking)
Distance Accuracy:	cm-range
Distance Resolution:	dm-range (depending on Bandwidth)
Angular Resolution:	<50 cm @ 15 m Distance (Time of Arrival Principle)
Measurements Interval:	Ramp duration (1 ... 20 ms) + Processing (10 ... 25 ms) + Transfer to PC (5 ... 50 ms) + GUI (PC dependent)

Data Interface

Interface:	CAN Bus proprietary/USB
Data Rate:	1Mbit gross

General

Operating Voltage:	10.5 V ... 13 V
Standby Power:	1.2 W
CW Operation:	5 W max.
Dimension (L x W x H):	98.0 mm x 87.0 mm x 42.5 mm (Housing) 114.0 mm x 87.0 mm x 42.5 mm (Bushing)
Weight:	186 g
Mounting:	4 Mounting Holes (Ø 5 mm)
Cable Exit:	9 Wire Cable (Shielded)
Operation Temperature:	max. 60°C (Temperature Sensoric incl.)

Special Info

Controller:	Digital Signal Controller (DSC)
Firmware-Updates:	possible
Special Customer Firmware:	possible (contact IMST)
RF-Output-Power tunable:	Yes
Bandwidth tunable:	Yes
Internal Flash:	Yes

Certifications

Marking:	CE
Environmental Rating:	IP65

*1: These values are specified by software (DDS is used in radar-module)

*2: Depends on environment and application



G Datenblatt Beschleunigungssensor

Data Sheet



SCA3100-D04 3-AXIS HIGH PERFORMANCE ACCELEROMETER WITH DIGITAL SPI INTERFACE

Features

- 3.3V supply voltage
- ± 2 g measurement range
- 3-axis measurement XYZ directions
- ± 30 mg offset stability over temp range
- SPI digital interface
- Extensive self diagnostics features
- Size 7.6 x 3.3 x 8.6 mm (w x h x l)
- Qualified according to AEC-Q100 standard
- Package, pin-out and SPI protocol compatible with Murata digital accelerometer product family
- RoHS compliant Dual Flat Lead (DFL) plastic package suitable for lead free soldering process and SMD mounting
- Proven capacitive 3D-MEMS technology

Applications

- SCA3100-D04 is targeted to applications with high stability requirements. Typical applications include
- Hill Start Aid (HSA)
 - Electronic Parking Brake (EPB)
 - Roll Over detection
 - Suspension control
 - Inclinometers
 - Motion and position measurements

General Description

SCA3100-D04 is a high performance three axis accelerometer component based on Murata capacitive 3D-MEMS technology. The component integrates high accuracy micromechanical acceleration sensing together with a flexible SPI digital interface. Dual Flat Lead (DFL) housing guarantees reliable operation over product lifetime.

SCA3100-D04 is designed, manufactured and tested for high stability, reliability and quality requirements of automotive applications. The accelerometer has extremely stable output over wide range of temperature, humidity and vibration. The component is qualified against AEC-Q100 standard and has several advanced self diagnostics features. The DFL housing is suitable for SMD mounting and the component is compatible with RoHS and ELV directives.

SCA3100-D04 is a part of Murata digital accelerometer family and fully compatible with single axis accelerometers (SCA800 series) and other multi axis accelerometers (SCA2100 series and SCA3100 series).

Performance Characteristics

V_{dd}=3.3 V and ambient temperature unless otherwise specified.

Parameter	Condition				Units
		Min	Typ ^{A)}	Max	
Analog and digital V _{dd}		3.0		3.6	V
Current consumption	Active mode		3	5	mA
	Power down mode		0.12		mA
Measurement range	Measurement axes (XYZ)	-2		2	g
Operating temperature		-40		125	°C
Offset total error ^{B)}	Temperature range -40 ... +125 °C	-70		70	mg
Offset calibration error ^{C)}	@25 °C ±5°C	-40	±16	40	mg
Offset temperature drift	Temperature range -40 ... +125 °C	-30 ^{D)}	±18 ^{E)}	30 ^{D)}	mg
Sensitivity	12 bit output		900		Count/g
	Between ±3°		0.0637		°/Count
Total sensitivity error	Temperature range -40 ... +125 °C	-4		4	% FS
Sensitivity calibration error	@25 °C ±5°C		±0.5		% FS
Sensitivity temperature drift	Temperature range -40 ... +125 °C		±0.8		% FS
Linearity error	+1g ... -1g range	-20		20	mg
Cross-Axis sensitivity		-3.5	±2.5	+3.5	%
Zero acceleration output	2-complement		0		Counts
Amplitude response ^{F)}	-3dB frequency	30		55	Hz
Noise				5	mg RMS
Power on setup time				0.1	s
Output data rate			2000		Hz
Output load				50	pF
SPI clock rate				8	MHz
ESD protection	Human Body Model			2	kV
	Charge Device Model			1	kV
Moisture sensitivity level	IPC/JEDEC J-STD-020C, Level 3				
Mechanical shock				20 000	g
ID register value	Customer readable ID register (27hex)		C1		

- A) Typical ± values are ±3 sigma variation limits from validation test population.
 B) Includes offset deviation from 0g value including calibration error and drift over lifetime, temperature and supply voltage.
 C) Includes offset deviation from 0g value including calibration error and drift over lifetime.
 D) Offset drift due to temperature. Value is a relative value and has been centered to zero. Error defined as maximum change of offset in temperature range. Offset (max)-Offset (Min). 100% tested in production.
 E) Biggest change of output from RT value due temperature.
 F) See figure 4.

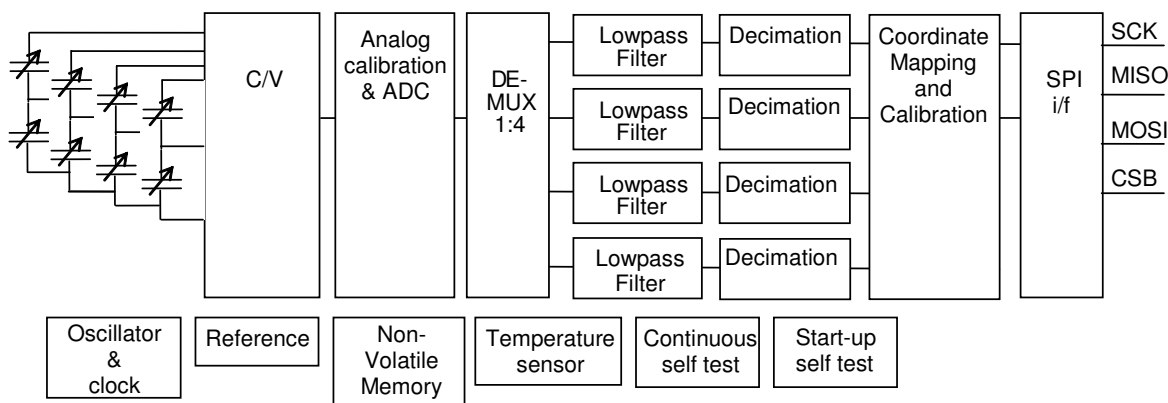
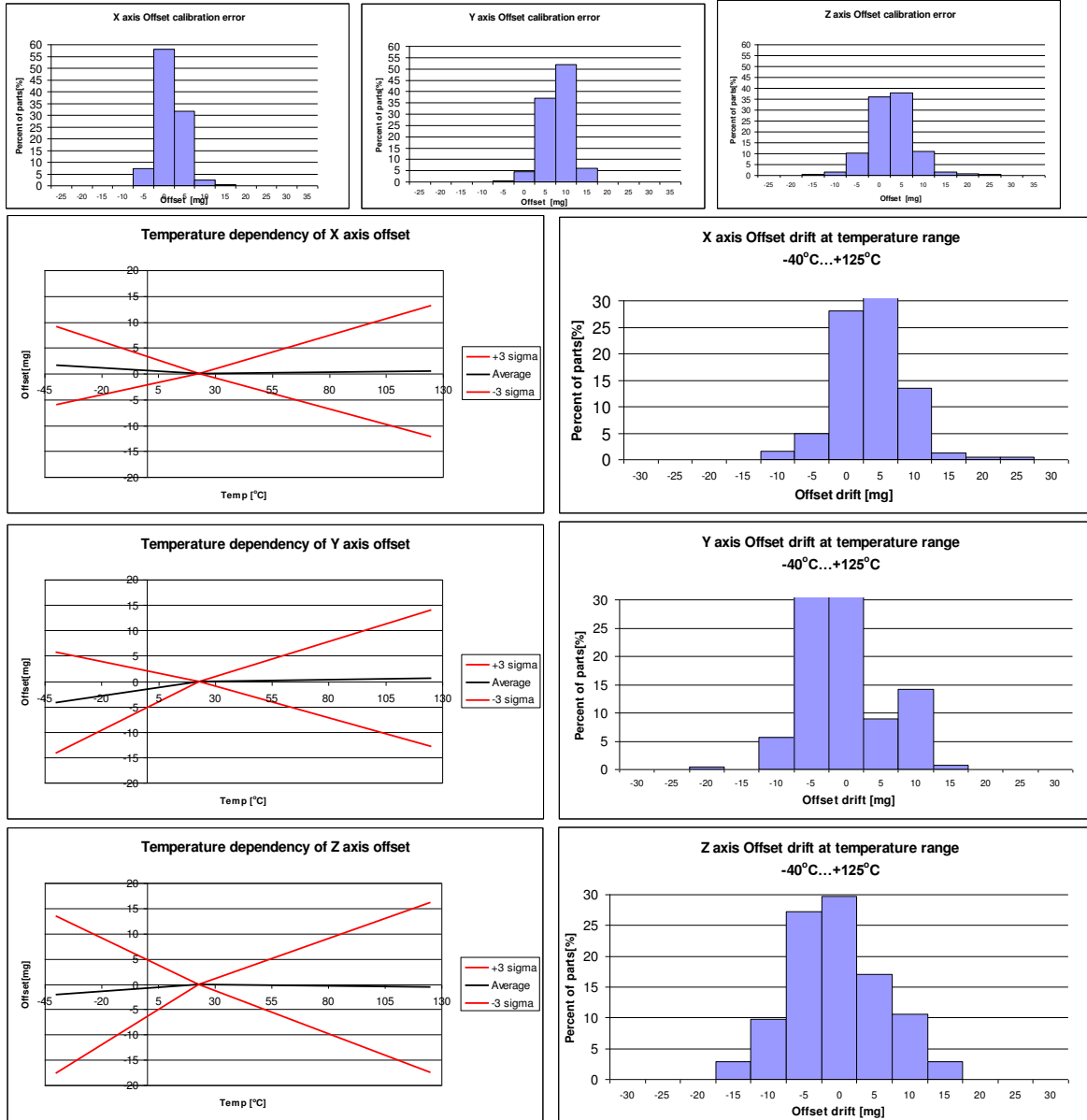
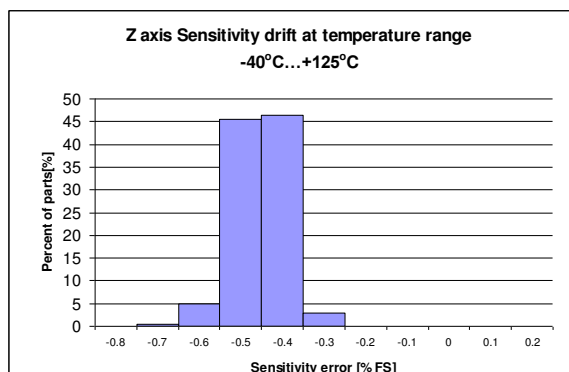
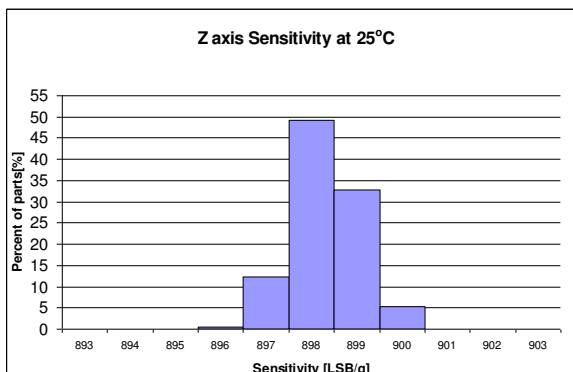
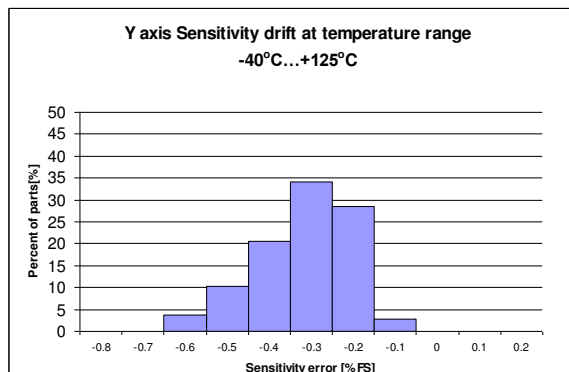
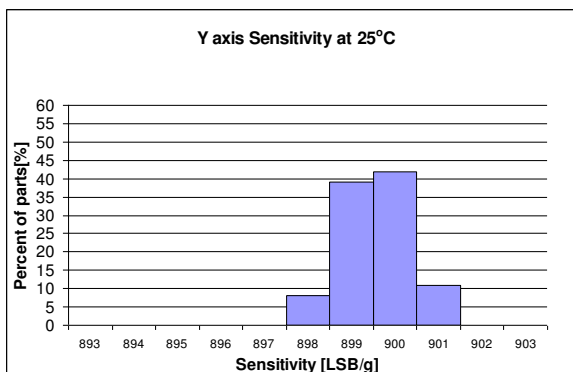
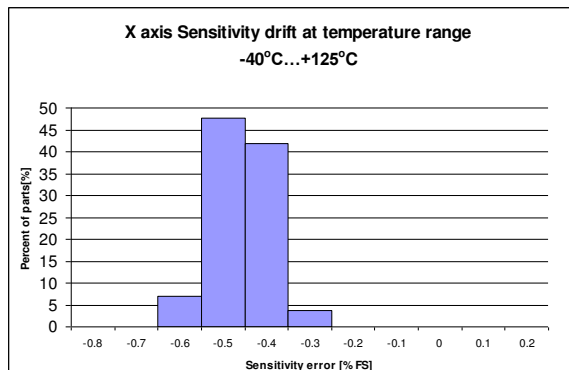
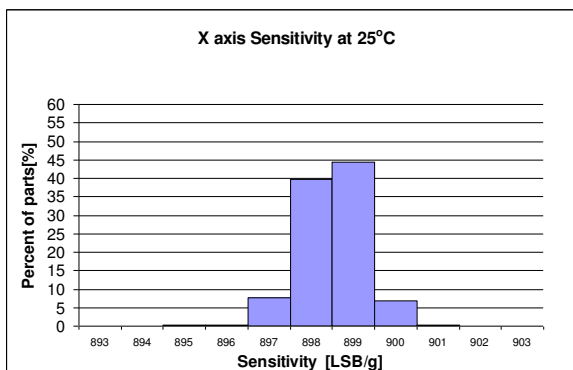


Figure 1. SCA3100-D04 Block diagram

Typical Performance characteristics





Measurement directions

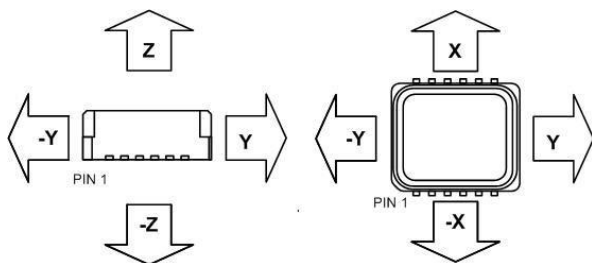


Figure 1. Accelerometer measuring directions

Housing dimensions

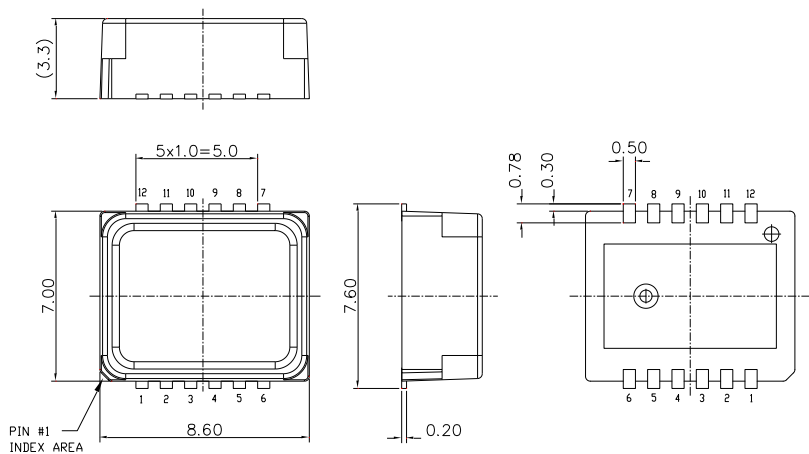


Figure 2. Housing dimensions

Frequency response

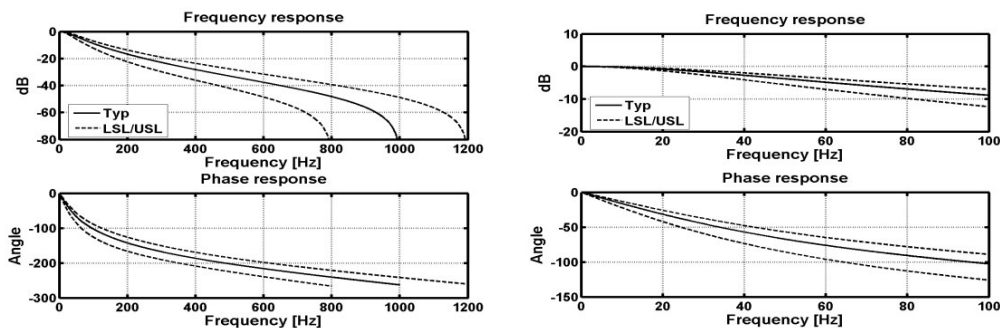


Figure 3. Frequency response curves

Erklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe, dass alle Stellen der Arbeit, die wörtlich oder sinngemäß aus anderen Quellen übernommen wurden, als solche kenntlich gemacht sind und dass die Arbeit in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegt wurde.

Kamp-Lintfort den 28. März 2016

Hierher die Unterschrift