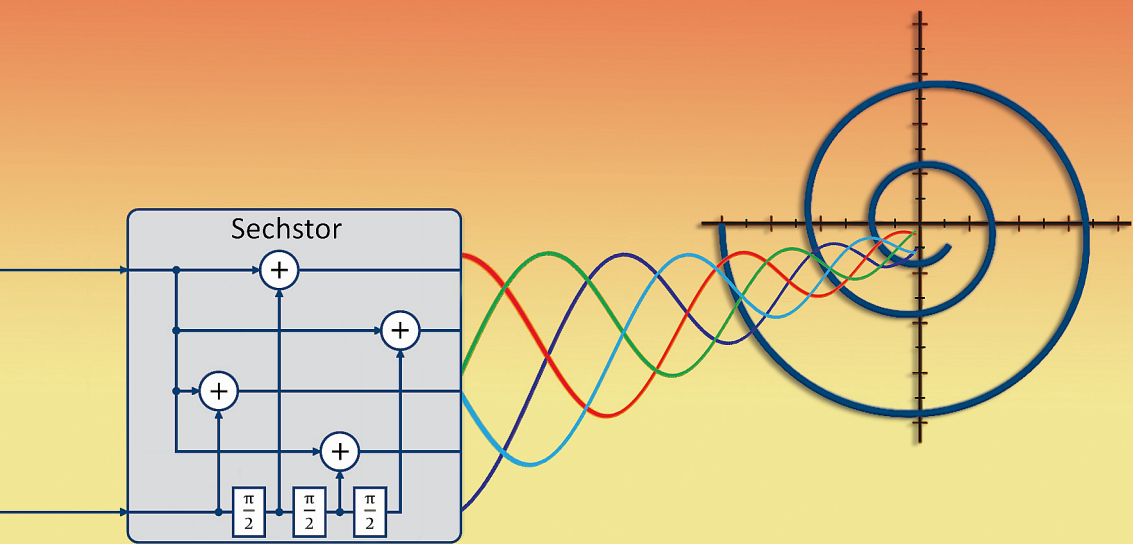




Stefan Lindner

Systemgrenzen und Fehlerkompensationsstrategien
der Sechstormesstechnik im industriellen Kontext

Stefan Lindner

Systemgrenzen und Fehlerkompensationsstrategien
der Sechsturnmesstechnik im industriellen Kontext

FAU Forschungen, Reihe B
Medizin, Naturwissenschaft, Technik
Band 17

Herausgeber der Reihe:
Wissenschaftlicher Beirat der FAU University Press

Stefan Lindner

**Systemgrenzen und Fehlerkompensationsstrategien
der Sechsturnmesstechnik im industriellen Kontext**

**Erlangen
FAU University Press
2017**

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek:
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der
Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind
im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Das Werk, einschließlich seiner Teile, ist urheberrechtlich geschützt.
Die Rechte an allen Inhalten liegen bei ihren jeweiligen Autoren.
Sie sind nutzbar unter der Creative Commons Lizenz BY-NC-ND.

Der vollständige Inhalt des Buchs ist als PDF über den OPUS Server
der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg abrufbar:
<https://opus4.kobv.de/opus4-fau/home>

Kontaktinformation des Autors: Stefan.Lindner@fau.de

Verlag und Auslieferung:

FAU University Press, Universitätsstraße 4, 91054 Erlangen

Druck: docupoint GmbH

ISBN: 978-3-96147-068-6 (Druckausgabe)

eISBN: 978-3-96147-069-3 (Online-Ausgabe)

ISSN: 2198-8102

Systemgrenzen und Fehlerkompensationsstrategien der Sechstormesstechnik im industriellen Kontext

Der Technischen Fakultät
der Friedrich-Alexander-Universität
Erlangen-Nürnberg
zur
Erlangung des Doktorgrades

Doktor-Ingenieur

vorgelegt von

Stefan Lindner

aus Kulmbach

Als Dissertation genehmigt
von der Technischen Fakultät
der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der mündlichen Prüfung: 25. September 2017

Vorsitzender des Promotionsorgans: Prof. Dr.-Ing. Reinhard Lerch

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin
Prof. Dr.-Ing. Nils Pohl

Kurzfassung

Die sechstorbasierte Empfängerarchitektur ist bereits seit den siebziger Jahren bekannt und erlangte in den vergangenen Jahren weltweit wieder vermehrt die Aufmerksamkeit verschiedener Forschungsgruppen. Dies liegt zum einen darin begründet, dass die Implementierung der Technologie in dem für neue Anwendungen oft verwendeten Frequenzbereich oberhalb von 10 GHz einfach möglich ist, und zum anderen daran, dass das hohe Phasenauflösungsvermögen dieser Architektur bereits vielfach gezeigt werden konnte. Durch diese Eigenschaften eignet sich die Sechstortechnik besonders für das sich in Entwicklung befindliche Feld der mikrowellenbasierten industriellen Sensorik, für das günstige Sensoren mit kleinen Bauformen benötigt werden, an die hohe Anforderungen bezüglich Genauigkeit und Latenz gestellt werden. Inwieweit das Sechstor dazu geeignet ist, soll der Untersuchungsgegenstand dieser Abhandlung sein.

Nach einer Einführung in die Funktionsweise der Architektur folgt zu diesem Zweck ein Vergleich, um die Vorteile des additiven Mischansatzes der Sechstortechnologie gegenüber einem ebenfalls passiven, jedoch multiplikativen Mischer zu zeigen. Anschließend werden für die industrielle Sensorik wichtige Messaufgaben, wie die Frequenzmessung, die hochgenaue Abstandsmessung sowie die Vibrationsanalyse und deren jeweilige Implementierungen mit der Sechstorarchitektur, eingeführt. Basierend auf diesen Anwendungen folgt im Anschluss ein umfangreiches Kapitel, in dem die Systemauslegung sowie die Systemgrenzen auf theoretischer Basis und anhand von Simulationen analysiert werden. Es wird gezeigt, dass viele der Störeinflüsse durch entsprechende Kompensationsstrategien unterdrückt werden können, um die Messunsicherheit zu verringern. Außerdem werden für die Abstands- und Frequenzmessung dedizierte Linearisierungsverfahren, die im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurden, dargestellt. Besonders für das ebenfalls vorgestellte Mehrtonverfahren, das die Erweiterung des eindeutigen Messbereichs ermöglicht, ist eine effektive Unterdrückung von Nichtidealitäten durch diese Linearisierungsverfahren nötig.

Um die Realisierbarkeit der dargestellten Anwendungen zu zeigen, werden ausgewählte Demonstratoren und deren Ergebnisse vorgestellt. Diese zeigen für die Abstandsmessung Genauigkeiten von wenigen Mikrometern und für die Frequenzmessung einen relativen Fehler weniger Millionstel (*parts per million*, ppm). Darüber hinaus wird auch ein erster Prototyp und dessen optimierter Entwicklungsprozess für einen industriellen Abstandssensor gezeigt, der auf der Sechstortechnik beruht und eine erste kommerzielle Realisierung dieser Technik für die Abstandsmessung darstellt.

Abstract

For forty years, the six-port structure has been known as a receiver architecture, but in recent years, it has once again gained the attention of various research groups around the world. This is due to the fact that the implementation of new applications often uses the frequency range above 10 GHz and at these frequencies, the implementation of the six-port network is simple and cost efficient. Furthermore, the high phase resolution capability of this architecture has already been demonstrated in several use cases. Due to these properties, the six-port technology is particularly suitable for the emerging field of microwave based industrial sensors, for which low-cost sensors with small footprints are required, achieving both high accuracy and low latency values. The extent to which the six-port is suitable for this application scenarios is the object of investigation of this thesis.

After introducing the six-port architecture, the six-port is compared with a likewise multiplicative mixer in order to show the advantages of the additive mixing approach of the six-port technology. Subsequently, important measuring tasks for industrial sensor technology, such as frequency measurement, highly accurate distance measurement and vibration analysis as well as their respective implementations which use the architecture are introduced.

Based on these applications, the system design as well as the system limits are analyzed theoretically and based on simulations. It is shown that in order to reduce the measurement uncertainty, many of the interfering influences can be suppressed by appropriate compensation strategies. In addition, dedicated linearization procedures, which were developed within the scope of this work, are presented for distance and frequency measurement. Particularly for the presented multi-tone method, which allows the expansion of the unambiguous measuring range, an effective suppression of nonidealities, which can be achieved by these linearization methods, is necessary.

To demonstrate the feasibility of the presented applications, selected demonstrators and their promising results are presented. For the distance measurement, these show accuracies of a few micrometers and for the frequency measurement a relative error less than a few parts per million (ppm) was achieved. In addition, a first prototype for an industrial distance sensor based on the six-port technology, which is the first commercial realization of this technique for distance measurements, and its optimized development process are presented.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	III
Abstract	V
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Stand der Technik	4
1.2.1 Sechstorbasierte Messtechnik	4
1.2.2 Verfahren zur Distanzmessung	5
1.2.3 Verfahren zur Frequenzmessung	8
1.3 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit	9
2 Grundlagen der Sechstorinterferometrie	11
2.1 Die Sechstorstruktur	11
2.1.1 Mathematische Beziehungen	12
2.1.2 Leistungsdetektion	18
2.1.3 Signalkonditionierung im Basisband	20
2.1.4 Implementierungsvarianten	22
2.2 Das Sechstor im Vergleich zum multiplikativen Mischer	27
2.2.1 Arbeitsbereich	28
2.2.2 Rauschverhalten	28
2.2.3 Harmonische Verzerrungen	31
2.2.4 Intermodulationseigenschaften	31
2.2.5 Fazit der Gegenüberstellung	34
2.3 Anwendungsspezifische Realisierungen des Sechstorsystems	35
2.3.1 Distanzmessung	35
2.3.2 Frequenzmessung	38
3 Systemgrenzen und Kompensationsmöglichkeiten	43
3.1 Auswahl des Frequenzbandes	43
3.2 Fehlereinflüsse der Komponenten	46
3.2.1 Stabilität der Signalquelle	46
3.2.2 Systeminhärente Störsignale	52
3.2.3 Antenneneigenschaften	58
3.2.4 Nichtidealitäten der Sechstorstruktur	62

3.3	Pfadeffekte	65
3.3.1	Dämpfung	65
3.3.2	Änderung der Ausbreitungseigenschaften	69
3.3.3	Mehrzieleffekte und Zieleigenschaften	71
3.4	Auswirkungen der Digitalisierung	77
3.4.1	Phasenfehler durch sequentielle Abtastung	77
3.4.2	Wahl der Abtastfrequenz	87
3.4.3	Diskretisierungsfehler durch Abtastung	89
3.5	Messbereichserweiterung	91
3.5.1	Kompensation durch Mehrtonverfahren	92
3.5.2	Systemkonzeptionierung für Zweittonverfahren	96
3.6	Fehlerkompensationsstrategien	100
3.6.1	Linearisierung durch Kreisabbildung	101
3.6.2	Komplexwertige Vektorlinearisierung	104
3.6.3	In-situ-Linearisierung mit variablem Referenznormal	108
4	Umsetzung der vorgestellten Konzepte	111
4.1	Abstandsmessung	111
4.1.1	Messaufbau zur Abstandsmessung	111
4.1.2	Ergebnisse der Freiraummessung	115
4.1.3	Ergebnisse der Messung im Wellenleiter	121
4.1.4	Miniaturisiertes Sensormodul iSys-5001	126
4.2	Frequenzmessung	129
4.2.1	Messaufbau zur Frequenzmessung	129
4.2.2	Ergebnisse der Frequenzmessung	130
4.3	Diskussion der Ergebnisse	133
4.3.1	Distanzmessung	133
4.3.2	Frequenzmessung	136
5	Zusammenfassung	139
	Literaturverzeichnis	143
	Tabellen und Abbildungen	153
	Danksagung	157
	Eigene Veröffentlichungen	159

KAPITEL 1

Einleitung

Die vorliegende Arbeit gibt einen umfassenden Einblick in die interferometrische Messtechnik basierend auf dem Hochfrequenz (HF)-Sechstorprinzip im Mikrowellenfrequenzbereich und thematisiert dabei im Besonderen die industrielle Messtechnik in den Anwendungsfeldern der Abstands- und Frequenzmessung. Im Allgemeinen sind in beiden Anwendungsbereichen bereits mehrere Verfahren etabliert. Im Vergleich zum Consumer- oder auch Automotive-Umfeld stellt der Markt der industriellen Messtechnik jedoch besondere Anforderungen, die neue Systemkonzepte wie die interferometrische Sechstormesstechnik nötig machen.

1.1 Motivation

Angetrieben durch die Forderung nach höheren Übertragungsraten für mobile Geräte hat die Halbleiterindustrie in den vergangenen Jahren deutliche Fortschritte erzielt, sodass die Nutzung von HF-Schaltungen mittlerweile zum Alltag gehört – findet sie sich doch nicht mehr nur in Mikrowellengeräten und Funktelefonen, sondern auch in Bewegungsmeldern, Funkschlüsseln, Beleuchtungssystemen sowie im gesamten Bereich der modernen drahtlosen Kommunikationsmittel wie Laptop, Tablet und Smartphone. Diese Entwicklung ist nicht nur auf die Fortschritte der Halbleitertechnologie zurückzuführen, sondern auch auf die der Platinenfertigung und Antennentechnologie. Die Fortschritte in diesen Bereichen führen zu einer starken Miniaturisierung und damit verbunden auch zu einem Preisverfall, der die Hochfrequenztechnik für den breiten Massenmarkt attraktiv macht und das Potential hat, in verschiedenen Anwendungsbereichen etablierte Technologien zu verdrängen oder zu ergänzen.

Dabei sind die Anwendungen im Hochfrequenzbereich keineswegs auf die Kommunikation beschränkt. Vielmehr kann die Wellenausbreitung wie im Ultraschall- oder im optischen Bereich zur Messung von Abständen und Bewegungen genutzt werden. Bei diesem Verfahren, das in der Regel als *Radio Detection and Ranging* (Radar) bezeichnet wird, vereinen sich Vorteile gegenüber beiden Bereichen. So ist die HF-Messtechnik durch die kürzeren Wellenlängen wesentlich genauer als die Ultraschallmessung und gleichzei-

tig unempfindlicher gegenüber Verschmutzung im Vergleich zu optischen Messverfahren. Diese Zwischenstellung in Verbindung mit niedrigen Fertigungskosten und der Möglichkeit, sehr energiesparende Systeme umzusetzen, führt zu vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten. Im Consumer-Bereich sind hier vor allem Bewegungsmelder zur Lichtsteuerung oder als Türöffner sowie die Abstandssensorik im Automobilmarkt zu nennen.

Durch die hohe Messgenauigkeit sind abseits von diesen Anwendungen jedoch auch mehrere Applikationen mit sehr genauer Abstandsdetektion denkbar. Im medizinischen Bereich konnte beispielsweise bereits gezeigt werden, dass durch die radarbasierte Entfernungsmessung genügend hohe Entfernungsaufösungen erreicht werden können, um Atmung und Herzschlag eines oder sogar mehrerer Patienten gleichzeitig überwachen zu können. Die Vorteile liegen hier besonders in der kontaktlosen Messung, wodurch die Patientenbelastung durch den Wegfall der Elektroden insbesondere bei der Überwachung von Neugeborenen oder Brandopfern stark vermindert wird. Eine Reihe weiterer Anwendungsfelder erfordert ebenfalls derart hohe Messgenauigkeiten im Bereich weniger Mikrometer, so werden zum Beispiel besonders in der industriellen Sensorik hochpräzise und zuverlässige Wegaufnehmer zur Distanzmessung benötigt. Dabei sind nicht nur die in der Fertigungsmesstechnik bekannten Anwendungsszenarien der Positionierung von Werkstücken und Werkzeugen gemeint, welche nötig sind, um die zulässigen Bearbeitungstoleranzen der spanenden Fertigungstechnik von wenigen Mikrometern einzuhalten, sondern gerade in modernen Industrieumgebungen zeigen sich neue Aspekte. Dabei handelt es sich im Wesentlichen um Bereiche, die von der radarbasierten berührungslosen Messtechnik profitieren, wie die Messung des Abstands zu heißen Oberflächen oder die Füllstandsdetektion korrosiver Flüssigkeiten. Außerdem schafft die Radartechnologie die Voraussetzung dafür, hochgenaue Abstandssensorik beispielsweise direkt an Robotern anzubringen, die dadurch den Abstand zu Werkstücken präzise bestimmen oder auch Messungen am Werkstück selbst vornehmen können. Ein anderer Einsatzbereich, der konzeptionell dem „Industrie 4.0“-Gedanken zuzuordnen ist, ist die Idee einer anpassungsfähigen automatisierten Fertigung, bei der Roboter direkt miteinander oder auch mit Menschen interagieren. In diesem Zusammenhang ist es zentral, dass die Position der einzelnen Roboter, deren bewegte Werkstücke oder Werkzeuge, sowie sich eventuell im Gefahrenbereich aufhaltender Menschen bekannt sind, um Kollisionen und damit einhergehende Verletzungen oder Beschädigungen zu vermeiden. Neben der Abstandsmessung bieten Radarsensoren auch in vielen anderen industriellen Bereichen Vorteile. Einerseits sind damit niedrige Latenzen möglich,

wodurch in Regelungen hohe Regelungsgüten durch geringe Schleppfehler erzielt werden können. Andererseits sind auch hohe Messraten erreichbar, wobei das Messsystem rückwirkungsfrei gegenüber der Messstrecke ist. Dadurch können auch schnelle mechanische Schwingungen sehr genau und berührungslos aufgenommen werden, was besonders bei der Überwachung von Rotorwellen und Lagern genutzt werden kann, um Fehler frühzeitig zu erkennen und Beschädigungen sowie Produktionsausfälle zu vermeiden.

Unter dem Gesichtspunkt der eingangs erwähnten Entwicklungen der HF-Technik in allen Lebensbereichen stellt auch die Frequenzmessung eine wichtige Anwendung im industriellen Umfeld dar. So müssen innerhalb der Testsysteme am Ende der Fertigung entsprechende Messverfahren vorhanden sein, um die Funktion der Produkte validieren zu können. Nicht zuletzt um sicherzustellen, dass alle regulatorischen Aspekte eingehalten und die Sensoren innerhalb ihrer Spezifikation ausgeliefert und betrieben werden. In einer Serienfertigung derartiger HF-Sensorik ist eine schnelle und genaue Messung ihrer Arbeitsfrequenz somit unabdingbar, was den Einsatz spezialisierter Frequenzmesssysteme erforderlich macht. Grundsätzlich können darüber hinaus viele andere in der Fertigung wichtige physikalische Größen gemessen werden, wenn sie auf eine Messgröße zurückgeführt werden können, die im HF-Bereich charakterisierbar ist, wie zum Beispiel bei der Abstandsmessung die Phase. Alternativ existiert auch eine Vielzahl an Sensoren, deren Resonanzfrequenz sich in Abhängigkeit einer physikalischen Größe ändert. Als Beispiel seien hier dielektrische Resonatoren genannt, die Materialeigenschaften bestimmen können, oder akustischen Oberflächenwellen (*surface acoustic wave*, SAW)-Strukturen, mit deren Hilfe es möglich ist, berührungslos Temperatur sowie die mechanischen Größen Druck, Dehnung und Drehmoment zu detektieren. Für all diese Verfahren sind spezialisierte Ausleseschaltungen nötig, um die Resonanzfrequenz des Sensors im HF-Bereich latenzarm und genau zu erfassen.

Insgesamt betrachtet zeigt sich, gerade in Deutschland als innovativer Industrienation mit der Forderung höchster Genauigkeit bei einem produktiven Betrieb, für die mikrowellenbasierte Messtechnik ein weites potentiell Anwendungsfeld im Bereich der Abstands- und Frequenzdetektion. Da besonders die Sechstorteknologie in diesem Umfeld als Messmittel mit hoher Auflösung einen vielversprechenden Ansatz darstellt, ist sie zentraler Gegenstand der vorliegenden Arbeit und wird durch eine nähere Untersuchung hinsichtlich ihrer Tauglichkeit in der industriellen Sensorik im Bereich der Abstands- und Frequenzmessung bewertet.

1.2 Stand der Technik

Im Folgenden werden verschiedene mögliche Verfahren für die Distanzmessung und die Frequenzbestimmung vorgestellt sowie ein Überblick über den aktuellen Stand der Forschung im Bereich der interferometrischen Sechstormesstechnik gegeben. Dabei wird insbesondere die Eignung der einzelnen Technologien für das jeweilige Messverfahren im industriellen Umfeld dargestellt und bewertet.

1.2.1 Sechstorbasierte Messtechnik

Bei der sechstorbasierten interferometrischen Messtechnik handelt es sich um ein Verfahren, das bereits seit den 1970er Jahren bekannt ist und neuerdings wieder stärker in den Fokus der Forschung gerückt ist, wie die Auswertung der Anzahl der wissenschaftlichen IEEE-Xplore® gelisteten Veröffentlichungen nach Jahren in Abbildung 1.1 zeigt. Diese Grafik spiegelt natürlich nicht vollumfänglich die Wirklichkeit wieder, da nicht alle älteren Publikationen und lediglich die IEEE-Publikationen gelistet sind. Dennoch genügt diese Darstellung um einen ersten Anhaltspunkt über die Verteilung der Publikationen zu bekommen, da die verwendete Datenbank die in diesem Fachbereich am meisten genutzte und verbreitete ist.

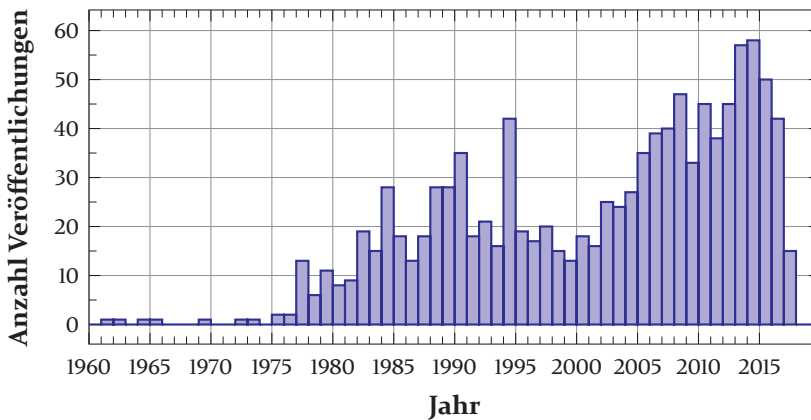


Abbildung 1.1: Anzahl der in IEEE-Xplore® gelisteten Veröffentlichung mit Sechstorbezug pro Jahr (Stand: Juni 2017).

Besonders seit der Jahrtausendwende zeigt sich ein steigendes Interesse an dieser Architektur, was hauptsächlich auf die eingangs erwähnte Entwicklung des Marktes der Hochfrequenztechnik im Bereich der Mikrowellen zurück-

zuführen ist. Vor allem in diesem Frequenzbereich zwischen 3 GHz und 100 GHz weist das Sechstor Vorteile auf und es wurden viele Applikationen vorgestellt, die auf diese Technologie zurückgreifen. Neben Anwendungen im medizinischen Bereich, wie zum Beispiel die auf vektorieller Netzwerkanalyse basierende Bestimmung von chemischen Konzentrationen [34] und die Messung von Vitalparametern mittels Bioradar [108], sind auch auf dem Gebiet der drahtlosen Kommunikation [44] neue Erkenntnisse erzielt worden. Darüber hinaus wurden im Bereich der industriellen Messtechnik bereits Messverfahren zur Einfallswinkelmessung [105, 107], die für die Kalibrierung von KFZ-Radarsystemen nötig sind, sowie Systeme zur Abstands- und Vibrationsmessung [6] vorgestellt.

In allen Systemen konnte gezeigt werden, dass die Sechstortechnologie ein sehr hohes Phasenauflösungsvermögen aufweist und dadurch die hochpräzise Messung von Größen ermöglicht wird, die auf eine Phasenmessung zurückgeführt werden können. Gerade die sechstorbasierte Abstandsmessung ist in den letzten Jahren international in mehreren Arbeitsgruppen erforscht worden und es zeigte sich dabei, dass sehr hohe Genauigkeiten erzielt werden können [6, 29], allerdings mit der systembedingten Einschränkung eines kurzen eindeutigen Messbereichs. Inwieweit sich trotzdem mit dieser Architektur interferometrische Anwendungen im industriellen Umfeld realisieren lassen, soll im Folgenden gezeigt werden. Detailliertere Informationen zum Stand der Technik, zu Implementierungsformen und der erreichbaren Messunsicherheit für sechstorbasierte Systeme folgen anwendungsspezifisch in den weiteren Kapiteln.

1.2.2 Verfahren zur Distanzmessung

Die industrielle Abstandsmesstechnik ist ein weites Feld mit zahllosen Sensortechniken beruhend auf den unterschiedlichsten physikalischen Effekten. Da die Analyse und der Vergleich aller Verfahren den Umfang dieser Arbeit überschreiten würde, werden lediglich die Sensoren vorgestellt, die eine berührungslose Messung ermöglichen und bezüglich der Messgenauigkeit Resultate im geforderten Bereich von wenigen Mikrometern liefern können. Insbesondere vernachlässigt werden kapazitive sowie induktive und magnetostriktive Verfahren, da diese nicht berührungslos oder lediglich im Nahbereich einsetzbar sind, sowie der Bereich der akustischen Sensoren, da diese eine hohe Temperaturabhängigkeit aufweisen und außerdem eine vergleichsweise niedrige Messrate und Genauigkeit bieten.

Die präzise optische Entfernungsmessung basiert auf der Aussendung von Lichtstrahlen, die aufgrund der notwendigen geringen Divergenz in der Regel

von Lasern generiert, an einem Ziel reflektiert und am Sensor wieder detektiert werden. Vom Systemkonzept her gleichen sich dabei optische und mikrowellenbasierte Sensoren stark, weshalb die optischen Systeme in Analogie zum Radar auch als „Light Detection and Ranging“ (Lidar) bezeichnet werden und die Unterscheidung der beiden Systeme nur auf dem verwendeten Frequenzbereich basiert. Für die Abstandsmessung bei Lidar, wie auch bei Radar, sind verschiedene Verfahren gebräuchlich: die Pulsmessung, die phasenbasierte Messung durch unmodulierte Dauerstrich (*continuous wave*, CW)-Signale, sowie frequenzmodulierte Dauerstrich (*frequency modulated continuous wave*, FMCW)-Modulationen. Neben diesen laufzeitbasierten (*Time-of-flight*, TOF) Verfahren existiert im optischen Bereich außerdem das Triangulationsverfahren, das aufgrund der nötigen Strahlfokussierung nur im Bereich optischer Frequenzen sinnvoll eingesetzt werden kann. Die pulsbasierten Messverfahren beruhen auf der reinen Laufzeitmessung eines ausgesandten Pulses. Dadurch werden sehr große Messabstände ermöglicht, die Genauigkeit ist jedoch begrenzt durch die Auflösung der Zeitmessung. Für eine Unterscheidung von zwei Zielen im Abstand von $10\text{ }\mu\text{m}$ ist bei normalen Ausbreitungseigenschaften eine zeitliche Auflösung der Zeitmessung und eine Pulsbreite in der Größenordnung von 50 fs erforderlich, was nur mit erheblichen Aufwand zu bewerkstelligen ist. Um dieses Problem zu umgehen kann ein FMCW-Verfahren verwendet werden, durch welches die Zeitmessung auf die Bestimmung der Schwebungsfrequenz zwischen Empfangs- und Sendesignal zurückgeführt werden kann. In diesem Fall hängt die erreichbare Zieltrennfähigkeit vor allem von der verfügbaren Bandbreite ab und liegt in der Praxis im Bereich weniger Zentimeter. Nachteil dieses Verfahrens gegenüber der Pulsauswertung ist die erhöhte Latenz, da die Datenauswertung im Frequenzbereich erfolgt und die Messwerte dafür erst digitalisiert und in den Frequenzbereich transformiert werden müssen. Ein weiteres Problem, das besonders im Mikrowellenfrequenzbereich auftritt, besteht in der Regulierung der Bandbreite, was die mögliche Zieltrennfähigkeit und somit die Abstandsauflösung in der Praxis begrenzt, wie später in Kapitel 3.1 ausführlich diskutiert wird.

Wesentlich genauere Messungen sind durch die Verwendung von Verfahren möglich, die auf der Triangulation oder der Phasenmessung beruhen. Die Triangulation beruht darauf, dass das Streulicht eines Lasers, der das Ziel beleuchtet, mit einer ortsauflösenden Kamera detektiert wird [8]. Daraus kann schließlich der Winkel des Lichteinfalls und damit der Abstand zum Objekt bestimmt werden. Die erzielbaren Genauigkeiten hängen hierbei stark von der Größe des Messbereichs ab. Während für Messbereiche

in der Größenordnung mehrere Meter nur Genauigkeiten im Millimeterbereich erzielt werden können [112], sind für kurze Messstrecken von wenigen Zentimetern Sensoren mit einer Auflösung und Linearität im einstelligen Mikrometerbereich verfügbar [113]. Noch höhere Genauigkeiten werden durch die Verwendung des phasenbasierten Verfahrens ermöglicht, bei dem die gesendete elektromagnetische Welle mit der zurückgestrahlten verglichen und die Phasenverschiebung zwischen beiden Wellen bestimmt wird. Damit sind Abstandsänderungen im sub-Wellenlängenbereich messbar. Das bedeutet bei der Verwendung von Lasern Auflösungen bis in den Bereich von unter einem Nanometer [96] und im Mikrowellenfrequenzbereich bis hin zu wenigen Mikrometern [6]. Allerdings ist der eindeutige Messbereich bei diesen interferometrischen Systemen ohne die Verwendung spezieller Verfahren auf eine Wellenlänge beschränkt – ein Aspekt, der in späteren Kapiteln genauer beschrieben wird.

Zusammenfassend zeigen alle dargestellten Verfahren Nachteile hinsichtlich des Messbereichs, der Genauigkeit oder der Latenz, welche ihre Verwendbarkeit in der industriellen Messtechnik limitieren. Eine weitere Einschränkung, die bei allen optischen Verfahren zusätzlich auftritt, ist die Empfindlichkeit der Optik gegenüber Staub, Dämpfen und Spritzwasser, was die möglichen Einsatzbereiche weiter eingrenzt. Im Bereich der mikrowellenbasierten Radarsysteme ist dieses Problem deutlich entschärft, da nur ein durchgehender Wasserfilm auf der Antenne die Funktion stark beeinträchtigen kann und Schmutzpartikel oder Dampf nur wenig Einfluss ausüben, wie später erläutert wird. Dennoch zeigen auch radarbasierte Systeme Nachteile im Vergleich mit den optischen Systemen. Diese sind vor allem darin zu sehen, dass Signale mit niedriger Frequenz wesentlich schlechter fokussierbar sind und somit keine Punktziele mehr erfassen können, sondern die Zielinformation immer über eine größere Fläche integral vorliegt. Daraus ergibt sich gleichzeitig das Problem der Mehrfachreflexionen, da durch die breite Antennenkeule viele Gegenstände in einem Raum beleuchtet werden, sodass Sekundärziele und Mehrfachreflexionen mit erfasst werden. Bei den phasenbasierten Messmethoden kommt hinzu, dass durch die längere Wellenlänge im Mikrowellenfrequenzbereich im Vergleich zur Optik zwar der Messbereich größer wird, gleichzeitig jedoch die Genauigkeit der Messung sinkt. Trotz dieses Nachteils soll im Rahmen der Arbeit ein interferometrisches Sechstorverfahren bei Mikrowellenfrequenzen evaluiert werden, das auf der Phasenauswertung basiert, weil nur dadurch die im industriellen Umfeld wichtigen Aspekte der hohen Auflösung und der Messmöglichkeit in stark verunreinigten Umgebungen gegeben sind. Außerdem wird durch

diesen Ansatz ein kostengünstiges System ermöglicht, das vielfältige Einsatzszenarien ermöglicht. Dieser Kostenaspekt ist einerseits durch die schnelle Weiterentwicklung der integrierten Komponenten im HF-Bereich begründet, andererseits durch den später noch dargestellten unkomplizierten Hardwareaufbau und die niedrige Komplexität der nötigen digitalen Signalverarbeitung.

1.2.3 Verfahren zur Frequenzmessung

Die Methoden zur Frequenzbestimmung eines Signals sind stark von der Frequenz und der Signalform abhängig. Bei niedrigen Frequenzen mit nur einer spektralen Komponente bieten sich hier Zähler an, die die Nulldurchgänge des Signals zählen und durch Vergleich mit einem hinreichend genauen Frequenznormal die Frequenz bestimmen. Besteht das Signal dagegen aus mehreren Spektralkomponenten, kann es digitalisiert und anschließend die Frequenzauswertung durch Bestimmung der schnellen Fourier-Transformation (*fast Fourier transform*, FFT) im Frequenzbereich durchgeführt werden. Für hohe Frequenzen sind dieselben Verfahren möglich, oftmals müssen jedoch zusätzlich eine oder mehrere frequenzumsetzende Stufen eingesetzt werden, da die Geschwindigkeit des Zählers und die Digitalisierung einen eingeschränkten Frequenzbereich aufweisen.

Alternativ kann die Frequenz monofrequenter Signale, auch im Fall sehr hochfrequenter oder gepulster Signale, mit Hilfe einer Verzögerungsleitung bekannter Länge durch die Messung der resultierenden Phasenverschiebung bei Durchlaufen dieser Verzögerung bestimmt werden. Dieses Verfahren, das als instantane Frequenzmessung (IFM) bezeichnet und bereits seit vielen Jahrzehnten genutzt wird [19], hat neben der kostengünstigen Implementierung, bei der auf schnelle Digitalschaltungen verzichtet werden kann, vor allem den Vorteil einer niedrigen Latenz. Diese kann erreicht werden, da keine Daten aufgenommen und anschließend aufwändig verarbeitet werden müssen und sie somit lediglich durch die verwendete Verzögerung begrenzt ist. Die Einschränkung des Systems besteht darin, dass nur monofrequente Signale fehlerfrei erfasst werden können, was jedoch bei vielen Anwendungen unproblematisch ist, wie beispielsweise bei der Bestimmung von Resonanzfrequenzen und der Charakterisierung sowie Stabilisierung von Oszillatoren. Als Architektur bietet sich auch in diesem Fall ein Sechstor an, mit dem der interferometrische IFM-Ansatz verfolgt werden kann und das eine Implementierung bis hin zu hohen Frequenzbereichen erlaubt, in denen keine aktiven mischerbasierten Systeme mehr verfügbar sind.

1.3 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

Die sechstorbasierte Abstandsmessung ist ein relativ neues Forschungsgebiet im Bereich der mikrowellenbasierten Messtechnik, da erst die Realisierbarkeit von Schaltungen höherer Frequenzen im zweistelligen Gigahertzbereich die Implementierung dieses interferometrischen Prinzips einfach und kostengünstig möglich gemacht hat. Durch die Verwendung der Sechstortechnologie konnten bereits hohe Genauigkeiten erzielt werden, allerdings stellt die Mehrdeutigkeitsproblematik immer noch ein großes Problem dar und durch die fehlende Mehrzielfähigkeit kann es zu signifikanten Fehlern in der Abstandsbestimmung kommen.

Ziel dieser Arbeit ist es, eine mögliche Lösung dieser Mehrdeutigkeitsproblematik durch die Verwendung von Mehrtonverfahren aufzuzeigen und die Systemstabilität durch optimierte Fehlerkompensationsverfahren zu erhöhen. Dazu wird das System konzeptionell analysiert und Ausbreitungseffekte im Kanal sowie Nichtidealitäten der einzelnen Systemkomponenten und deren Einfluss auf die Performanz des Gesamtsystems untersucht. Im Zuge dessen werden die Ursachen der jeweils resultierenden Messfehler ermittelt und soweit möglich Kompensationsstrategien entworfen, um die Fehler zu minimieren.

Ein weiteres Ziel stellt die Einführung der sechstorbasierten instantanen Frequenzmessung dar, die für den aufkommenden Zweig der HF-basierten Sensoren und Kommunikationssysteme im zweistelligen Gigahertzbereich eine alternative Messmethode zur Charakterisierung von HF-Schaltungen bietet und bei niedrigeren Frequenzen eine vorteilhafte Alternative zu gängigen Ausleseschaltungen von Sensoren, die auf SAW-Resonatoren basieren, darstellt. Im Rahmen dieser Arbeit wird sich die Untersuchung auf Systeme bei 24 GHz beschränken, die zugrundeliegenden Strategien sowie die vorgestellten Linearisierungs- und Kompensationsverfahren sind jedoch für alle Frequenzbereiche gleichermaßen anwendbar.

Im nächsten Kapitel folgt zunächst eine Einführung in die Grundlagen der Sechstortechnologie und ihre anwendungsspezifischen Implementierungen. Darüber hinaus werden durch eine Gegenüberstellung des Sechstors mit einem multiplikativen passiven Mischer die Vorteile der verwendeten Architektur dargestellt. Kapitel 3 beinhaltet anschließend den Hauptteil der Arbeit, der die verschiedenen Systemkomponenten hinsichtlich ihrer Fehlereinflüsse untersucht und neben gängigen auch je ein neuartiges Linearisierungsverfahren für die Abstands- und die Frequenzmessung vorstellt. Kapitel 4 zeigt verschiedene Demonstrationsaufbauten, um die Realisierbarkeit der vorgeschlagenen Ansätze durch eine messtechnische Charakterisierung zu belegen

und zu zeigen, dass eine Verwendung des Sechstorprinzips für industrielle Sensorik möglich ist. Die Diskussion der resultierenden Messergebnisse im Kontrast zum Stand der Technik vergleichbarer Systeme sowie eine überblicksartige Zusammenfassung der erzielten Ergebnisse runden die Arbeit ab.

KAPITEL 2

Grundlagen der Sechstorinterferometrie

Grundlage des interferometrischen Messprinzips ist die Überlagerung von zwei elektromagnetischen Wellen, wobei eine als Referenz dient und die zweite beispielsweise durch Ausbreitungseffekte in ihrer Amplitude und Phase verändert wird. Durch Auswertung der Überlagerung, die hier durch eine sogenannte Sechstorstruktur und Leistungsdetektoren realisiert wird, können die relative Phasenverschiebung und der Amplitudenunterschied zwischen beiden Signalen bestimmt werden. Da das Sechstor als Interferometer bereits seit Jahrzehnten für verschiedene Aufgaben in der elektrischen Hochfrequenztechnik eingesetzt wird, wird in diesem Kapitel kurz die historische Entwicklung umrissen und eine mathematische Beschreibung des Prinzips dargestellt. Dabei kann gezeigt werden, dass sich das Sechstor im verwendeten Aufbau ähnlich einem Mischer verhält. Um zu belegen, welche Vorteile die gewählte Sechstorarchitektur gegenüber einem konventionellen passiven Mischer mit sich bringt, folgt eine messtechnische Charakterisierung des linearen und nichtlinearen Betriebsverhaltens beider Varianten, ehe am Ende des Kapitels schließlich die beiden bereits angesprochenen Messverfahren der Distanz- und Frequenzmessung auf Grundlage der Sechstortechnik näher erläutert werden.

2.1 Die Sechstorstruktur

In der Literatur werden oftmals Hoer und Engen als Erfinder der Sechstorstruktur in den 1970er Jahren genannt, allerdings wurde das Verfahren bereits 1947 von Samuel [93] verwendet, um mit einem Oszilloskop komplexwertige Reflexionsparameter zu messen. Mit den Anwendungen der Phasen- und Frequenzmessung wurde es außerdem schon 1965 von Kincheloe et al. [42] zum Patent angemeldet. Engen und Hoer trugen dennoch in den siebziger Jahren mit umfassenden Abhandlungen über den Aufbau der Struktur, die Fehlerkorrektur sowie über realisierte Anwendungen stark zur Verbreitung der Technologie bei [20, 21, 33]. Zu Beginn lag der Anwendungsschwerpunkt bei der vektoriellen Leistungsmessung. Dieser wurde aber früh in Richtung der vektoriellen Netzwerkanalyse zur Reflexionsparametermessung und später auch zur Transmissionsparametermessung weiterentwickelt. Ein modernes

Standardwerk, das gerade diese Anwendungen der sechstorbasierten Netzwerkanalyse zusammenfasst und verschiedene Ansätze zur Fehlerkompensation zeigt, haben Ghannouchi et al. [24] 2009 verfasst.

Es sei angemerkt, dass oftmals auch Netzwerke mit fünf Toren nach dem Sechstorprinzip ausgewertet werden [30]. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die von Engen und Hoer beschriebene Algorithmik überbestimmt ist, falls die Leistung an einem Tor bekannt ist. Allerdings wird der Wegfall eines Tores durch den dann unsymmetrischen Aufbau mit einer hohen Anfälligkeit für Gleichspannungs (*direct current*, DC)-Offsets erkauft, wie näher in [24] erläutert ist. Es ist ebenfalls möglich, das Sechstor mit sieben Toren zu betreiben, um zusätzliche Funktionalitäten wie beispielsweise gleichzeitigen Datenempfang und Empfangsrichtungsschätzung durch die Verwendung von drei Eingangssignalen zu erhalten [43]. Auch in diesem Fall kann man das Netzwerk als Sechstor bezeichnen, weil für die eigentliche Auswertung von Datenempfang, beziehungsweise Empfangswinkel der Einfluss des Signals an jeweils einem Tor in der Datenverarbeitung mathematisch eliminiert wird. Derartig spezielle Sechstore werden im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht, da sie für die Anwendung der Phasenmessung keinen Vorteil bieten. Die vorliegende Abhandlung soll außerdem nicht die ursprüngliche Anwendung der Netzwerkanalyse adressieren, sondern die der interferometrischen Abstands- und Frequenzmessung für die industrielle Sensorik. Beide Verfahren beruhen darauf, mit dem Sechstor die Phasenlage zwischen einem Referenzsignal und einem Messsignal zu bestimmen. Dafür werden im Folgenden zunächst die mathematischen Beziehungen hergeleitet und mögliche Hardware-Implementierungen der Kernkomponenten dargestellt.

2.1.1 Mathematische Beziehungen

Bei der verwendeten Sechstorstruktur handelt es sich um den typischen Aufbau aus einem Wilkinson-Leistungsteiler und drei Quadraturhybrid-Kopplern, wie in Abbildung 2.1 dargestellt. Die beiden Eingangssignale seien als I_1 und I_2 bezeichnet und die vier Ausgangssignale des Sechstors mit $O_3, \dots, O_6$. Die eingezeichneten Dioden symbolisieren hier eine Leistungsdetektion, deren Hintergrund und Implementierungsmöglichkeiten später diskutiert werden. Die entsprechenden Spannungen an den Ausgängen der Leistungsdetektoren, auch Basisbandsignale genannt, tragen die Bezeichnungen $B_3, \dots, B_6$. Der in diesem Aufbau inhärent vorhandene siebte Port wird nicht verwendet und mit einem angepassten Abschluss versehen.

Bei dieser Struktur handelt es sich um den für die Phasenmessung am besten geeigneten Aufbau, da sich auch ohne komplexe Berechnungs- und

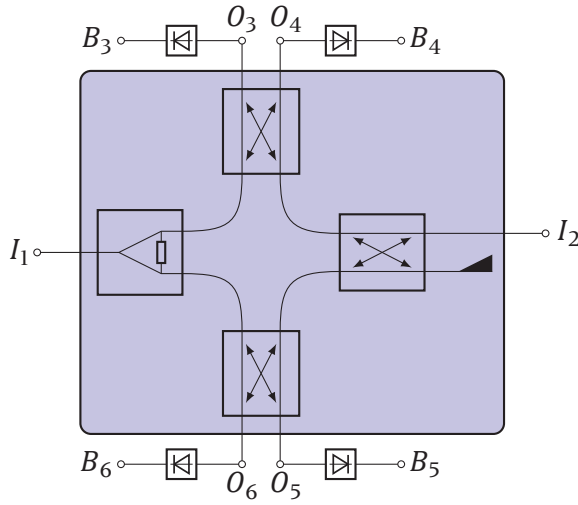


Abbildung 2.1: Verwendete Sechstorstuktur mit Bezeichnungen der Signale.

Fehlerkompensationsverfahren die Phasenbeziehung aus den Ausgangssignalen direkt bestimmen lässt. Darüber hinaus werden, insbesondere wenn an den beiden Eingängen in etwa gleiche Eingangspegel vorliegen, durch den symmetrischen Aufbau alle Detektoren ähnlich angesteuert und können so den Dynamikbereich ideal ausnutzen. Dadurch vereinfacht sich nicht nur die Linearisierung der Detektoren, sondern auch die Auslegung der analogen Basisbandsignalverarbeitung.

Wellenbeziehungen im Sechstor

Die Funktionsweise der Sechstorstuktur soll im Folgenden anhand der elektromagnetischen Wellenausbreitung innerhalb der Struktur analysiert werden. Diese Ausbreitungseigenschaften können über die sogenannte S-Parameter Matrix $[S]$ dargestellt werden, die für das in Abbildung 2.1 gezeigte und als ideal angenommene Sechstornetzwerk ohne Berücksichtigung der Leistungslängen zwischen den Bauteilen folgende Form aufweist:

$$[S] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & j & j & -1 \\ 0 & 0 & j & -1 & j & 1 \\ -1 & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Für die Herleitung der resultierenden Basisbandsignale werden zunächst zwei Eingangssignale I_1 und I_2 definiert, die jeweils eine Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$, eine Phasenlage φ und eine Leistung P aufweisen. Bei Annahme eines Wellenwiderstandes von Z_0 ergeben sich daraus die zeitlichen Signale $\hat{u}_1$ und $\hat{u}_2$ an den beiden Eingängen:

$$\hat{u}_1 = \sqrt{2P_1Z_0} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (2.2)$$

$$\hat{u}_2 = \sqrt{2P_2Z_0} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (2.3)$$

Umgeformt in ein analytisches Signal aus komplexen Effektivwertzeigern ergibt sich hieraus:

$$\underline{U}_1 = \sqrt{P_1Z_0} e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)} \quad (2.4)$$

$$\underline{U}_2 = \sqrt{P_2Z_0} e^{j(\omega_2 t + \varphi_2)} \quad (2.5)$$

Für die Bestimmung der Ausgangsgrößen werden die beiden Eingangssignale in einem weiteren Schritt gemäß Gleichung (2.6) in ihre entsprechenden Wellengrößen umgerechnet [50]. Da es sich hierbei um die in die jeweiligen Ports einlaufenden Wellen handelt, werden sie als $\underline{a}_1$ und $\underline{a}_2$ bezeichnet und berechnen sich folgendermaßen:

$$\underline{a}_v = \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_v}{\sqrt{Z_0}} + \underline{I}_v \sqrt{Z_0} \right) = \frac{\underline{U}_v}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.6)$$

$$\underline{a}_1 = \sqrt{P_1} e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)} \quad (2.7)$$

$$\underline{a}_2 = \sqrt{P_2} e^{j(\omega_2 t + \varphi_2)} \quad (2.8)$$

Gemäß Definition der S-Parameter können nun die Wellengrößen an den vier Ausgangstoren ermittelt werden. Die einzelnen auswärts gerichteten $\underline{b}$ -Wellen ergeben sich aus der Matrizenmultiplikation der S-Parameter Matrix mit den Eingangsgrößen:

$$\underline{b}_n = \underline{S}_{nm} \underline{a}_m \quad (2.9)$$

Für die ideale Annahme, dass nur an den beiden Eingangstoren Signale anliegen und die Detektoren ideal angepasst sind, ergibt sich für die Wellen

an den vier Ausgängen:

$$\underline{b}_3 = \underline{S}_{31}\underline{a}_1 + \underline{S}_{32}\underline{a}_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{P_1} e^{j(\omega_1 t + \varphi_1 + \pi)} + \sqrt{P_2} e^{j(\omega_2 t + \varphi_2 + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (2.10)$$

$$\underline{b}_4 = \underline{S}_{41}\underline{a}_1 + \underline{S}_{42}\underline{a}_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{P_1} e^{j(\omega_1 t + \varphi_1 + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{P_2} e^{j(\omega_2 t + \varphi_2 + \pi)} \right) \quad (2.11)$$

$$\underline{b}_5 = \underline{S}_{51}\underline{a}_1 + \underline{S}_{52}\underline{a}_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{P_1} e^{j(\omega_1 t + \varphi_1 + \frac{\pi}{2})} + \sqrt{P_2} e^{j(\omega_2 t + \varphi_2 + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (2.12)$$

$$\underline{b}_6 = \underline{S}_{61}\underline{a}_1 + \underline{S}_{62}\underline{a}_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{P_1} e^{j(\omega_1 t + \varphi_1 + \pi)} + \sqrt{P_2} e^{j(\omega_2 t + \varphi_2)} \right) \quad (2.13)$$

Wie bereits dargestellt, wird für die Weiterverarbeitung der Daten die Leistung der Wellen am Ausgang des Sechstors gemessen. Für diese analytischen Signale lässt sich die Signalleistung jeweils durch Multiplikation mit ihrer konjugiert komplexen Variante bestimmen. Für die Leistungen an Ein- und Ausgang der Sechstorstruktur gilt somit:

$$P_{v,\text{ein}} = \underline{a}_v \underline{a}_v^* = |\underline{a}_v|^2 \quad (2.14)$$

$$P_{v,\text{aus}} = \underline{b}_v \underline{b}_v^* = |\underline{b}_v|^2 \quad (2.15)$$

Die Multiplikation mit der konjugiert Komplexen lässt sich auf die Bildung des Betragsquadrats zurückführen und auf diese Weise ergibt sich beispielhaft für die Leistung P_3 am dritten Tor:

$$P_3 = |\underline{b}_3|^2 = \frac{1}{4} \left| \sqrt{P_1} [\cos(\omega_1 t + \varphi_1 + \pi) + j \sin(\omega_1 t + \varphi_1 + \pi)] + \sqrt{P_2} [\cos(\omega_2 t + \varphi_2 + \frac{\pi}{2}) + j \sin(\omega_2 t + \varphi_2 + \frac{\pi}{2})] \right|^2 \quad (2.16)$$

$$= \frac{1}{4} \left| \sqrt{P_1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1 + \pi) + \sqrt{P_2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2 + \frac{\pi}{2}) + j\sqrt{P_1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1 + \pi) + j\sqrt{P_2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2 + \frac{\pi}{2}) \right|^2 \quad (2.17)$$

$$= \frac{1}{4} \left[\left(-\sqrt{P_1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) - \sqrt{P_2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \right)^2 + \left(-\sqrt{P_1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sqrt{P_2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \right)^2 \right] \quad (2.18)$$

$$= \frac{1}{4} \left[P_1 \cos^2(\omega_1 t + \varphi_1) + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + P_2 \sin^2(\omega_2 t + \varphi_2) + P_1 \sin^2(\omega_1 t + \varphi_1) - 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + P_2 \cos^2(\omega_2 t + \varphi_2) \right] \quad (2.19)$$

$$= \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \sin((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2) \right] \quad (2.20)$$

$$= \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \sin((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1) \right] \quad (2.21)$$

Der Mischprozess für zwei Eingangssignale

Mit der Frequenzdifferenz zwischen den beiden Eingangssignalen $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ und der zusätzlichen Phasendifferenz $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ ergeben sich mit der gezeigten Herleitung die folgenden Ausgangsleistungen $P_3, \dots, P_6$, die den jeweiligen Basisbandsignalen $B_3, \dots, B_6$ entsprechen:

$$P_3 = B_3 = \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right] \quad (2.22)$$

$$P_4 = B_4 = \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right] \quad (2.23)$$

$$P_5 = B_5 = \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right] \quad (2.24)$$

$$P_6 = B_6 = \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right] \quad (2.25)$$

Stellt man dieses Ergebnis anschaulich graphisch dar, erhält man die in Abbildung 2.2 gezeigten Zusammenhänge. Die beiden Eingangssignale werden mit unterschiedlichen relativen Phasenlagen addiert und an den vier Ausgangstoren ausgegeben, wo ihre Leistung bestimmt wird. Die Summe dieser vier Signale ergibt die Gesamtleistung im System, die sich aus der Summe der

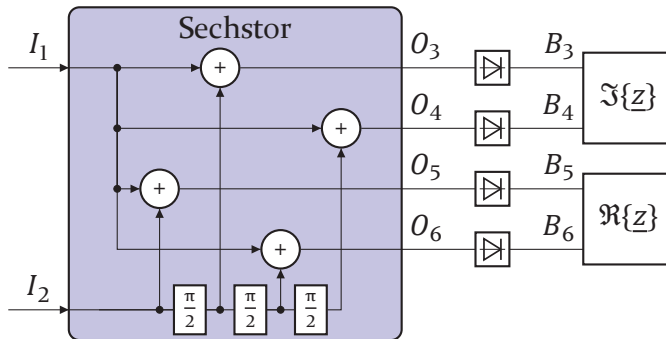


Abbildung 2.2: Graphische Darstellung der Phasenüberlagerung im Sechstor.

beiden Eingangsleistungen P_1 und P_2 zusammensetzt:

$$\sum_{i=3}^6 P_i = P_1 + P_2 = P_{\text{ges}} \quad (2.26)$$

Eine Analyse der Phasenbeziehungen zeigt, dass alle Phasen statisch jeweils $\frac{\pi}{2}$ gegeneinander verschoben sind. Dadurch ergibt die Kombination zweier Basisbandbeziehungen jeweils ein differentiellles Signal mit einer Differenzphase von π , wobei die beiden resultierenden differentiellen Signale gegeneinander um $\frac{\pi}{2}$ versetzt sind. Es lässt sich somit durch die paarweise Zusammenfassung der Signale $B_3, \dots, B_6$ ein komplexer Vektor $\underline{z}$ mit dem Betrag r und dem Argument Φ konstruieren. Im Ergebnis zeigt das Basisbandsignal einen komplexen homodynem Abwärtsmischprozess der komplexen Leistungszeiger I_1 und I_2 :

$$\underline{z} = r \left(\cos(\Phi) + j \sin(\Phi) \right) = (P_5 - P_6) + j(P_3 - P_4) \quad (2.27)$$

$$\underline{z} = \sqrt{P_1 P_2} \left(\cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) + j \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right) = I_1 I_2^* \quad (2.28)$$

$$|z| = r = \sqrt{P_1 P_2} \quad (2.29)$$

$$\arg\{z\} = \Phi = \Delta\omega t + \Delta\varphi \quad (2.30)$$

Das Betragsquadrat des Vektors entspricht dem Produkt der anliegenden Leistungen, wobei für eine Gesamteingangsleistung $P_{\text{ges}} = P_1 + P_2$ die Zeigerlänge bei gleich großen Eingangsleistungen maximal wird. Dieser Fall ist bei der Systemauslegung anzustreben, da bei maximalem Betrag r der Fehler der Phasenbestimmung Φ minimal wird.

Das Argument des Zeigers entspricht der Phase zwischen den beiden Eingangssignalen und lässt sich direkt aus den Basisbandspannungen mit Hilfe der atan2 -Funktion¹ bestimmen.

$$\arg\{z\} = \Phi = \text{atan2} \left(\frac{B_3 - B_4}{B_5 - B_6} \right) \quad (2.31)$$

Für die Annahme, dass die beiden Eingangssignale dieselbe Frequenz aufweisen, entspricht dieses Argument genau der Phasenverschiebung zwischen den beiden Eingangssignalen, was die Grundlage für die später vorgestellten Anwendungen darstellt.

¹Bei der atan2 -Funktion handelt es sich um eine Erweiterung der Arkustangens-Funktion, die den Wertebereich durch getrennte Auswertung der Vorzeichen von Zähler und Nenner auf $[-\pi; \pi]$ erweitert.

2.1.2 Leistungsdetektion

Der Mischprozess der Sechstorarchitektur beruht auf der Leistungsdetektion der HF-Signale an den Sechstorausgängen, weshalb sämtliche Systemparameter davon abhängen. Der Detektor beschränkt nicht nur maßgeblich die Dynamik des gesamten Systems, sondern er sorgt durch seine Frequenzumsetzung auch für Nichtlinearitäten, die im Vergleich zu linearen Fehlern im Sechstor nur sehr schwer zu kompensieren sind.

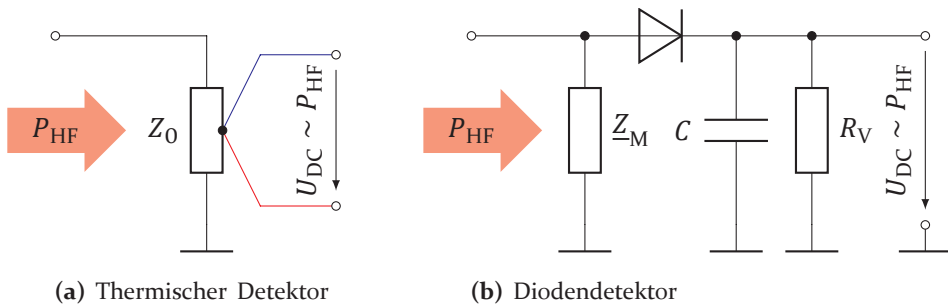


Abbildung 2.3: Verbreitete Prinzipien der Leistungsdetektion im Hochfrequenzbereich.

Die beiden für die Leistungsmessung am häufigsten zum Einsatz kommenden Detektortopologien, der thermische Leistungsdetektor sowie der halbleiterbasierte Diodendetektor, die in Abbildung 2.3 dargestellt sind, werden im Folgenden kurz mit ihrer zugrundeliegenden Funktionsweise und den damit einhergehenden Vor- und Nachteilen dargestellt.

Thermischer Detektor

Ein thermischer Leistungsdetektor beruht auf dem Funktionsprinzip, dass er die gesamte eingehende HF-Leistung als idealer Wellensumpf aufnimmt und sich dadurch erwärmt. Diese Erwärmung kann zum Beispiel mit einem Thermoelement gemessen werden, woraufhin nach einer Linearisierung mit einer kalibrierten Quelle die Eingangsleistung bestimmt werden kann. Dieses Messprinzip erzielt hohe Genauigkeiten und ist in vielen kommerziellen Produkten zur Leistungsmessung eingesetzt. Dabei verfügt es bedingt durch sein Messprinzip über eine sehr hohe Linearität und misst den Effektivwert eines Signals. Allerdings ist dieses Verfahren auch mit großen Nachteilen behaftet. Zum einen ist es träge, da die Zeit bis zum thermodynamischen Gleichgewicht eine hohe Verzögerung verursacht. Zum anderen ist es breitbandig, da eine resistive Anpassung nötig ist, um die Verlustleistung aufzunehmen und eine

Erwärmung herbeizuführen. Diese Breitbandigkeit, die in vielen Anwendungen vorteilhaft ist, führt hier zu dem Nachteil, dass auch das Rauschen sehr breitbandig gemessen wird, was eine Verschlechterung der Sensitivität des Detektors zur Folge hat. Im Vergleich zu den nachfolgend beschriebenen Diodendetektoren ist die Sensitivität deshalb um etwa 30 dB geringer [102, S.77].

Halbleiterbasierte Detektoren

Ein Diodendetektor basiert auf der Nichtlinearität einer Diode. Wird ein Hochfrequenzsignal darauf gegeben, kann über eine Taylorreihe, die nach dem ersten Glied abgebrochen wird, gezeigt werden, dass der Diodenstrom proportional zur einfallenden Leistung ist. Die Ausgangsspannung des Detektors, die durch diesen Strom am Videowiderstand R_V hervorgerufen wird, ist damit auch näherungsweise proportional zur einfallenden Leistung. Vorteil dieser Detektorarchitektur ist, dass sie über Z_M schmalbandig mit reaktiven Elementen angepasst werden kann, wodurch eine sehr hohe Sensitivität erreicht wird. Bei Verwendung von Gallium-Arsenid-basierten Schottkydioden können im 24-GHz-Frequenzbereich Signale bis etwa -50 dBm gemessen werden, wie in Abbildung 2.4 dargestellt ist.

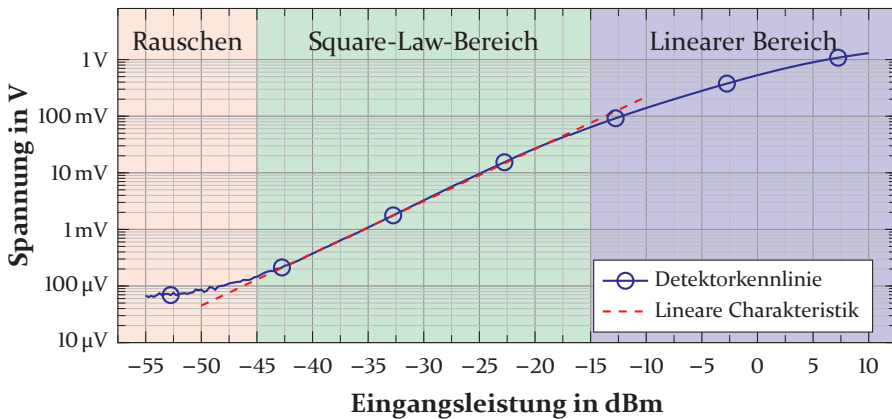


Abbildung 2.4: Kennlinie des verwendeten diodenbasierten Leistungsdetektors für 24 GHz.

Die dort gezeigte Kennlinie lässt sich in drei Bereiche einteilen. Der unterste Bereich ist durch Rauschen bestimmt, wodurch keine Detektion möglich ist. Direkt oberhalb der Rauschgrenze beginnt der sogenannte Square-Law-Bereich des Detektors, in dem ein linearer Bezug zwischen Eingangsleistung und Ausgangsspannung besteht. Dieser Bereich, der bei dem hier

verwendeten Detektor etwa 30 dB Dynamikbereich abdeckt, sollte eingehalten werden, um Nichtlinearitäten bei der Leistungsmessung zu vermeiden. Bei höheren Eingangsleistungen knickt die Kennlinie ab und es zeigt sich ein Kompressionsverhalten in der Leistungsumsetzung. Dieser Arbeitsbereich wird beim Detektor als linearer Bereich bezeichnet, da ein linearer Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung vorliegt.

Um die Dynamik-Anforderungen des Messsystems zu erreichen, die oft die 30 dB des Square-Law-Bereichs überschreiten, muss der Leistungsdetektor oftmals auch im nichtlinearen Übertragungsbereich betrieben werden. In diesem Fall sind Kompensationsverfahren nötig, um den Messfehler gering zu halten, und es bietet sich eine Linearisierung der einzelnen Detektoren an [66, 98], deren Ausgangsspannung dafür zwingend einzeln digitalisiert werden muss. Ist diese Art der Fehlerkorrektur nicht möglich, da die Leistung an den einzelnen Dioden nicht definiert ist, so können Nichtlinearitätsfehler auch im Zuge einer Systemlinearisierung kompensiert werden, welche später vorgestellt wird.

Nachteil dieser Art der Leistungsdetektion ist in erster Linie die Nichtlinearität, die durch die exponentielle Diodenkennlinie verursacht wird. Abhilfe schaffen hier Detektoren, die auf einem Feldeffekttransistor basieren, der inhärent eine quadratische Kennlinie zeigt. Durch eine strikt quadratische Kennlinie treten keine weiteren Oberwellen auf und der Detektor ist ideal linear. Leider sinkt bei hohen Frequenzen die Leistungsfähigkeit von Transistoren sehr stark und selbst HF-taugliche Transistoren erreichen weder die hohe Sensitivität noch den Dynamikbereich der Diodendetektoren [78]. Aus diesem Grund stellt der Diodendetektor im zweistelligen Gigahertzbereich für die Leistungsmessung in Sechstorsystemen den besten Kompromiss dar und wurde für die realisierten Demonstratoren dieser Arbeit verwendet.

2.1.3 Signalkonditionierung im Basisband

Der Bereich der analogen Signalkonditionierung im Basisband umfasst in erster Linie die Verstärkung der meist sehr niedrigen Ausgangsspannungen der Detektoren, um den Aussteuerbereich der Analog-Digital-Umsetzer (ADU) ideal auszunutzen. Die nötige Spannungsverstärkung beträgt etwa zwischen 10 dB und 30 dB je nach Detektor, ADU-Aussteuerbereich und verwendeter Sendeleistung. Um eine hohe Dynamik der Eingangssignale verarbeiten zu können, sollte daher die Verstärkung variabel einstellbar realisiert werden. Nach der Verstärkung sorgt eine Antialiasing-Filterung (AAF) für die Bandbreitenbegrenzung zur Rauschunterdrückung und zur Vermeidung von Aliasing-Effekten bei der AD-Umsetzung.

Analoge Differenzbildung

Die vier Ausgangssignale des Interferometers bilden paarweise differentielle Signale, die vor der Weiterverarbeitung zur Bildung einer symmetrischen Darstellung in der digitalen Signalverarbeitung voneinander subtrahiert werden müssen. Diese Subtraktion kann bereits im Analogen durch Instrumentenverstärker vorgenommen werden, wodurch sich einige Vorteile ergeben. So werden bei diesem Aufbau die Offsetspannungen, die bei ungleichen Leistungen an beiden Sechstoreingängen entstehen, stark unterdrückt. Außerdem kann der Hardware-Aufwand im Basisband stark reduziert werden, da nur zwei Signale gefiltert und digitalisiert werden müssen, wie in Abbildung 2.5 dargestellt ist.

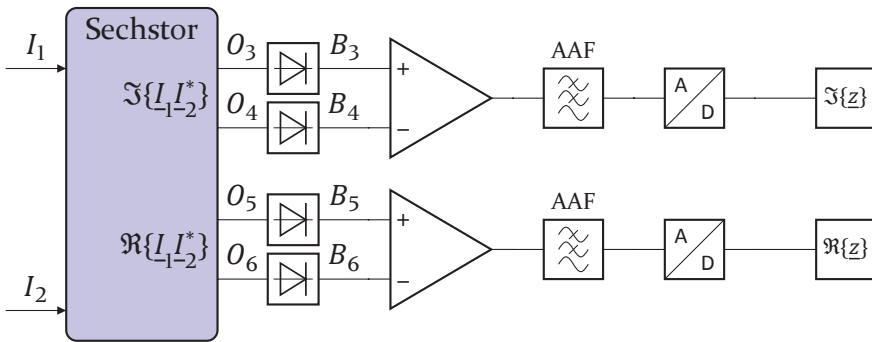


Abbildung 2.5: Basisbandsignalkonditionierung im Falle der analogen Differenzbildung.

Differentielle Signalführung

Einen großen Nachteil der analogen Differenzbildung stellt hingegen die Tatsache dar, dass die Information über den Arbeitspunkt der einzelnen Detektoren verloren geht und es somit nicht mehr einfach möglich ist, deren Kennlinie zu linearisieren. Um eine optimale Kompensation der nichtlinearen Eigenschaften der Detektoren zu erreichen, ist es deshalb nötig, alle vier Basisbandsignale einzeln zu verstärken, zu filtern und anschließend zu digitalisieren. Die Differenzbildung zur Berechnung der Komponenten des komplexen Basisbandsignals erfolgt nach Linearisierung der Detektorkennlinien, wie in Abbildung 2.6 skizziert. Die weitere digitale Signalverarbeitung kann schließlich, wie bei analoger Differenzbildung, auf dem in diesem Fall digital berechneten komplexen Basisbandsignal z erfolgen.

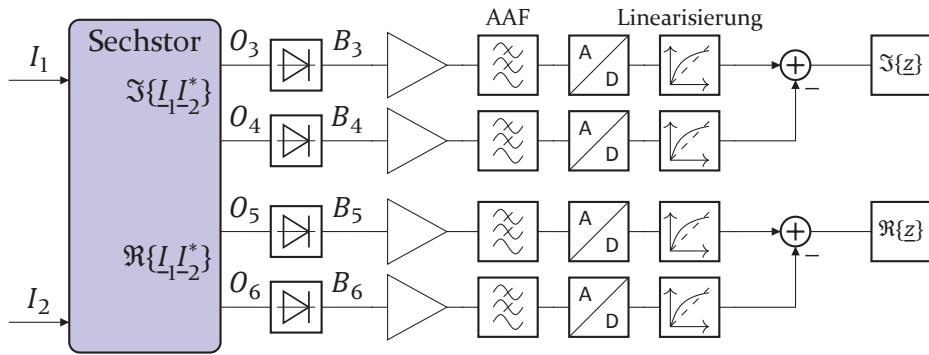


Abbildung 2.6: Basisbandsignalkonditionierung bei digitaler Differenzbildung.

2.1.4 Implementierungsvarianten

Theoretisch ist die Sechstorstruktur in jedem Frequenzbereich implementierbar. Es muss lediglich die Phasenverschiebung und Überlagerung der Eingangssignale realisiert werden und eine Leistungsdetektion möglich sein. Je nach Frequenzbereich sind verschiedene Aufbaustrategien denkbar, die anwendungsbezogen jeweils Vor- und Nachteile aufweisen und im Folgenden erläutert werden.

Verteilter Aufbau aus Modulen

Für Laboraufbauten und Sonderanwendungen kann das Sechstorinterferometer aus diskreten Modulen verteilt aufgebaut werden, die je nach Bandbreite und verwendetem Frequenzband mit Koaxialkabeln oder Wellenleitern verbunden sind. Die Vorteile liegen bei dieser Vorgehensweise darin, dass alle verwendeten Teilkomponenten einzeln vermessen werden können und dadurch ein annähernd ideales System aufgebaut werden kann. Außerdem ist diese Strategie für Sonderanwendungen denkbar, zum Beispiel für ein Sechstor sehr hoher Leistungen [9], das direkt auf Wellenleitern mit entsprechenden Kopplern basiert. Nachteil dieses Ansatzes ist der hohe Platzbedarf, die eingeschränkte Mobilität des Aufbaus sowie die hohen Kosten durch viele einzelne Module und die dadurch nötige Verbindungstechnologie.

Integrierte Schaltung

Vor allem bei hohen Frequenzen bietet sich die Möglichkeit, das Sechstorinterferometer als monolithische Mikrowellenschaltung (*monolithic microwave integrated circuit*, MMIC) zu integrieren, was besonders bei hohen Stückzah-

len niedrige Fertigungskosten und sehr kompakte Messsysteme ermöglicht. Neben MMICs, die lediglich die Sechstorstuktur enthalten [28], können zusätzlich auch weitere Systemkomponenten auf demselben Chip implementiert werden. Das daraus resultierende Ein-Chip-System (*system on a chip*, SoC) ist oft für einzelne Anwendungen optimiert und kann neben den Leistungsdetektoren und Verstärkern im Hochfrequenz- und Basisbandbereich auch Oszillatoren und Antennen enthalten, wodurch die gesamte HF-Architektur auf einem einzigen Chip realisiert ist. Bereits veröffentlichte Systeme auf Sechstorbasis sind zum Beispiel die Einfallswinkelbestimmung bei 77 GHz für die Kalibrierung von KFZ-Radarsystemen [52] und ein komplettes Empfängersystem bei 120 GHz [51].

Durch die SoC-Lösung ergeben sich weitere Vorteile, da die Platine hinsichtlich der Kosten optimiert werden kann, ohne Rücksicht auf die HF-Eigenschaften nehmen zu müssen. Außerdem stellt das Schaltungslayout durch den Wegfall der HF-Strukturen geringere Anforderungen an Platinenentwickler und Platinenfertigung. Nachteilig ist jedoch, dass sich die MMIC Variante erst ab sehr hohen Stückzahlen eignet, da die Fertigungskosten bei niedrigen Stückzahlen zu hoch sind, und die Implementierung des Sechstors als integrierte Schaltung nur in hohen Frequenzbereichen sinnvoll möglich ist.

Platinenbasierte Schaltung

Einen Mittelweg bezüglich der Integrationsdichte stellt eine Implementierung des Sechstors als planare Struktur auf oder als substratintegrierter Wellenleiter (SIW) innerhalb der Platine dar. Zur Realisierung von planaren Strukturen kann dabei die Mikrostreifenleitungstechnologie verwendet werden, mit der der resultierende Platzbedarf bedingt durch die Koppler-Geometrie etwa ein Quadrat mit der Wellenlänge als Seitenlänge beträgt. Somit zeigt dieser Wert eine große Abhängigkeit von der verwendeten Frequenz und es ist nur bei hohen Frequenzen möglich, kompakte Sensoren zu entwickeln. Um dieses Problem zu umgehen, können die Koppler aus diskreten Bauteilen aufgebaut [71] oder auf mehrere Lagen verteilt und gefaltet werden [49]. Nachteil der zweiten Methode ist neben einer schlechteren Performanz die Tatsache, dass mehrere Lagen mit teurem HF-tauglichen Substratmaterial benötigt werden.

Die Realisierung des Sechstors innerhalb des Substrats als SIW-Struktur zeigt besonders bei hohen Frequenzen sehr gute Eigenschaften bezüglich Breitbandigkeit und Verlusten innerhalb der Struktur, was eine hohe Unempfindlichkeit gegenüber Fertigungstoleranzen bedeutet [12, 75]. Bei dieser Implementierung müssen allerdings zusätzlich Übergänge vorgesehen

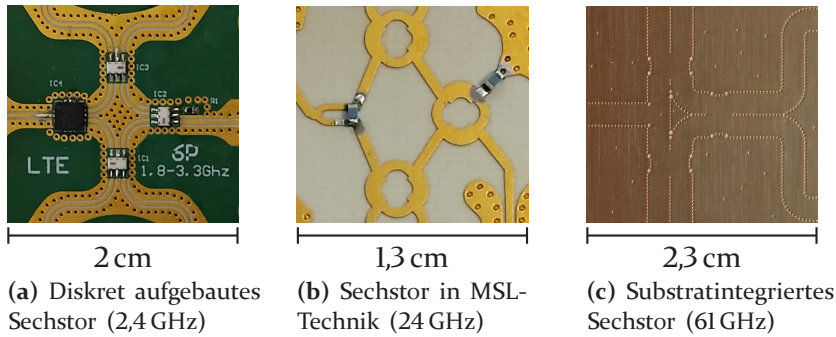


Abbildung 2.7: Platinenbasierte Sechstorschaltungen verschiedener Technologien und Frequenzbereiche. Es befinden sich jeweils links und rechts die Eingänge, oben und unten die Ausgänge.

werden, um die Eingangssignale zuzuführen und die Detektoren anzubinden. Außerdem ist durch die Begrenzung der SIW-Struktur durch Reihen von Durchkontaktierungen (*vertical interconnect access*, vias) ein kompaktes Sensorsystem mit beidseitiger Bestückung oft nur durch die Verwendung sogenannter blind-vias² möglich, was eine deutliche Kostenerhöhung der Platinenfertigung nach sich zieht. In Abbildung 2.7 sind beispielhaft einige implementierte Sechstorstrukturen verschiedener Frequenzbereiche und Technologien mit Bemaßung dargestellt, die am Lehrstuhl für Technische Elektronik entwickelt wurden. Es zeigt sich hier, dass in verschiedenen Frequenzbereichen kompakte Sechstorsysteme bei richtiger Wahl der Technologie implementiert werden können, gleichzeitig eine hohe Systemfrequenz jedoch nicht zwangsläufig mit geringen Abmessungen einhergeht.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Sechstor basierend auf der Mikrostreifenleitungstechnik verwendet, das bei 24 GHz einen guten Kompromiss zwischen Platzbedarf und den Parametern seiner wichtigsten Kenngrößen darstellt. Diese Kenngrößen beschreiben das Übertragungsverhalten der Wellen von den Ein- zu den Ausgängen und werden mit Hilfe von S-Parametern charakterisiert. Es müssen hierbei mehrere Parameter zugleich optimiert werden, um das gewünschte Verhalten zu erreichen. Zunächst muss die Anpassung an beiden Eingängen möglichst hoch sein, damit die Signale nicht reflektiert werden und es innerhalb der Sechstorstruktur zur Bildung der gewollten Interferenz kommt. Gleichzeitig sollte, besonders falls das Sechstor zum Datenempfang genutzt wird, die Isolation zwischen den beiden

²Bei blind-vias handelt es sich um nicht von der obersten bis zur untersten Platinenlage durchgehende vias.

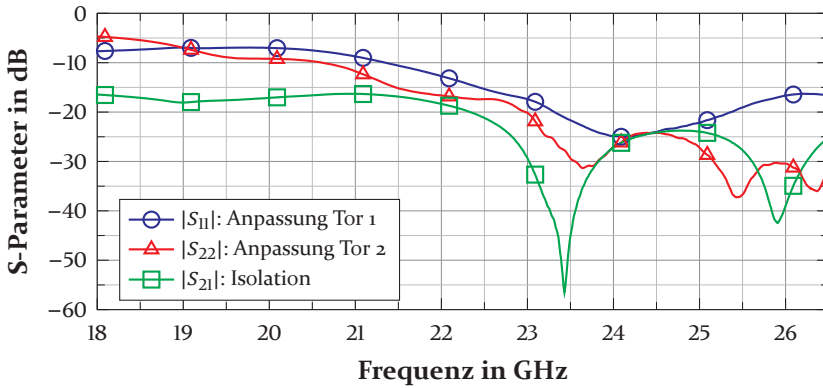


Abbildung 2.8: S-Parameter der Eingänge eines Sechstors bei 24 GHz basierend auf Mikrostreifenleitungstechnologie.

Eingängen möglichst hoch sein, damit der an einem Eingang eingespeiste Lokaloszillator nicht über die Antenne abgestrahlt wird. Diese Parameter, die das Verhalten an und zwischen den Eingängen beschreiben, sind in Abbildung 2.8 dargestellt und zeigen jeweils einen Wert von weniger als -20 dB über einer Bandbreite von 2 GHz im 24-GHz-Frequenzbereich. Neben dem Verhalten der Eingänge müssen auch das Übertragungsverhalten innerhalb der Struktur und die resultierenden Überlagerungen am Ausgang betrachtet werden. Hier sind besonders zwei Effekte zu beachten. Zum einen sollten die Phasenbeziehung an den Ausgängen den idealen Phasenlagen von 0 , $\frac{\pi}{2}$, π und $\frac{3}{2}\pi$ entsprechen, sodass die Fehlerkorrektur der Struktur einfach wird [47] und die relative Phasenlage der HF-Signale direkt aus den Spannungen gemäß Gleichung (2.31) bestimmt werden kann. Zum anderen ist es wichtig, dass die Leistungsverteilung innerhalb der Schaltung symmetrisch ist. Abbildung 2.9 zeigt die Phasenverläufe der verwendeten Struktur, wobei sich zeigt, dass über einen weiten Frequenzbereich eine gute Übereinstimmung mit den idealen Werten besteht. Da nur die relativen Phasen zwischen den Ausgängen von Belang sind, wurden in dieser Darstellung alle Werte auf Tor 5 normiert. Um die unerwünschten Eigenschaften der Leistungsdetektoren weitestgehend zu unterdrücken, ist es außerdem notwendig, dass diese sich alle im gleichen Arbeitspunkt befinden. Um dies zu gewährleisten, muss eine gleichmäßige Leistungsverteilung im System vorliegen und folglich die Dämpfung zwischen den beiden Eingängen und allen Ausgängen gleich hoch sein. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 2.10 dargestellt und zeigt, dass im ISM-Band bei 24 GHz eine Amplitudenvarianz von 1,5 dB besteht. Bei der Verwendung

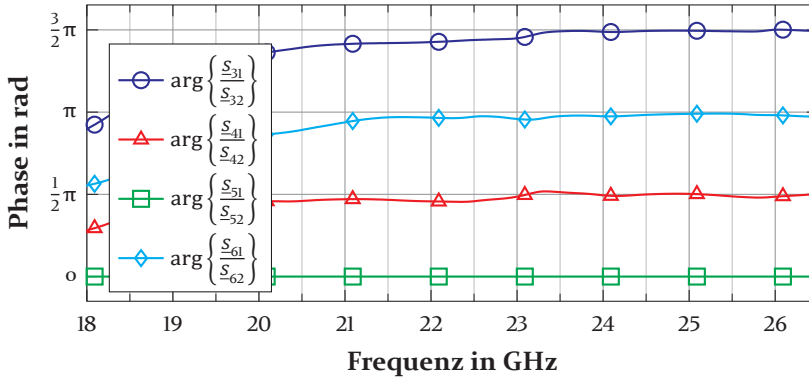


Abbildung 2.9: Phasenbeziehungen (normiert auf Tor 5) der Sechstorausgangssignale eines Sechstors bei 24 GHz basierend auf Mikrostreifenleitungstechnologie.

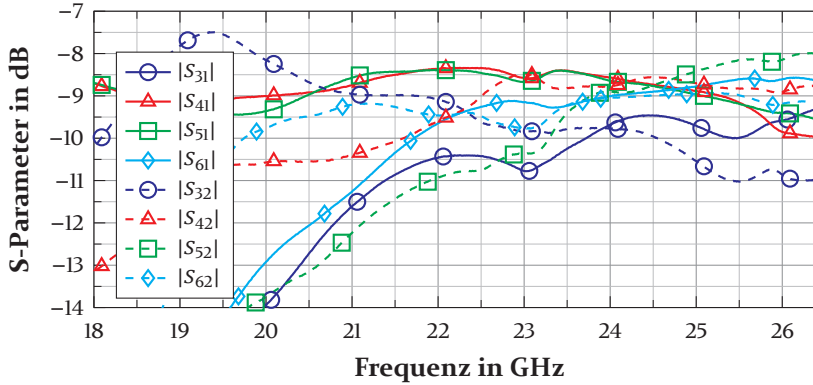


Abbildung 2.10: Leistungsverteilung an den Sechstorausgängen.

höherer Bandbreiten muss man davon ausgehen, dass die Detektoren in unterschiedlichen Arbeitspunkten betrieben werden, was zu Offsetspannungen im Basisband führt. Aus der Grafik können außerdem die Verluste innerhalb der Sechstorstruktur abgelesen werden, da die Abweichung der Dämpfungen vom idealen Fall, welcher bei -6 dB liegt, die zusätzlichen Verluste repräsentiert. Im vorliegenden Fall ergeben sich in jedem Pfad zusätzliche Verluste von etwa $-2,5$ dB bis -4 dB.

2.2 Das Sechstor im Vergleich zum multiplikativen Mischer

Betrachtet man den Zusammenhang zwischen den Sechstoreingängen und den Basisbandausgängen nach dem Detektor, der in Gleichung (2.28) dargestellt ist, so zeigt sich, dass sich das Sechstor auf Systemebene wie ein homodyner Inphase/Quadratur (IQ)-Mischer verhält. Dies lässt sich durch den Aufbau erklären, da an jedem Ausgang die Überlagerung aus zwei Hochfrequenzsignalen auf eine nichtlineare Übertragungsfunktion – die Leistungsmessung – trifft, was einer additiven Mischung entspricht [103]. Mit den folgenden Messungen soll deshalb dargestellt werden, welche Werte das Sechstor bezüglich gängiger Mischerparameter aufweist, und darüber hinaus gezeigt werden, an welchen Stellen es Vorteile gegenüber einem kommerziellen passiven multiplikativen Diodenmischer besitzt.

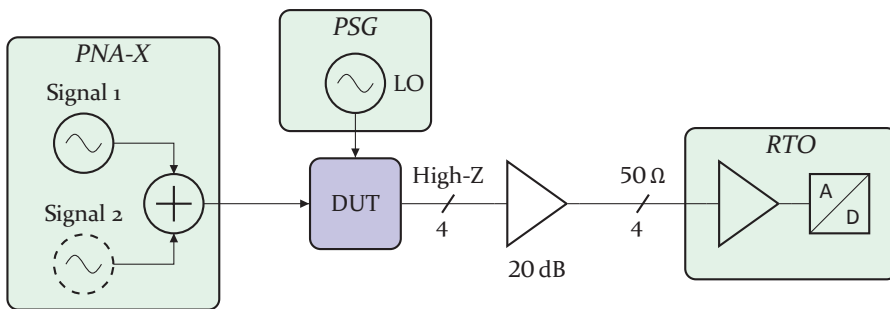


Abbildung 2.11: Messaufbau für die Charakterisierung des Sechstors im Vergleich zum Mischer.

Hierzu wurde der in Abbildung 2.11 skizzierte Messaufbau zusammengestellt, mit dem das Verhalten des Mixers bezüglich seiner Übertragungscharakteristik vom Hochfrequenzbereich in das Basisband untersucht und gleichzeitig seine nichtlinearen Eigenschaften charakterisiert werden konnten. Zur Signalerzeugung wurde ein *Agilent E8267D* PSG Signalgenerator verwendet, der ein variables Signal als Lokalszillator (LO) bereitstellt, und für das Hochfrequenzsignal ein *Keysight N5242A* PNA-X Vektornetzwerkanalysator genutzt. Vorteil bei diesem Gerät ist, dass es über zwei einzeln steuerbare Quellen und einen integrierten Combiner verfügt und somit sowohl das Hochfrequenzsignal für Einton- als auch für Zweitonszenarien, die für die Intermodulationsmessungen benötigt werden, bereitstellen kann. Für die Datenerfassung wurde ein *Rohde und Schwarz RTO1044* Oszilloskop verwendet, das durch eine Softwareoption, die eine Auflösung von 16 Bit

ermöglicht, einen besonders hohen Dynamikbereich aufweist. Um die niedrigen Signalpegel der passiven Mischer an den Eingangsbereich des Oszilloskops anzupassen, wurde außerdem ein selbst entwickelter 20-dB-Verstärker mit einer Bandbreite von 670 kHz aufgebaut, der über hochohmige Eingänge und einen 50- Ω -Ausgang verfügt. Als Interferometer kam ein Sechstor mit der in Abbildung 2.7b dargestellten Struktur zur Anwendung, das mit vier Detektoren verbunden ist, deren Kennlinie in Abbildung 2.4 dargestellt ist. Beim passiven multiplikativen Mischer handelt es sich um den kommerziell erhältlichen diodenbasierten Mischer *Hittite HMC1041LC4*, der wie die verwendeten Diodendetektoren auf Gallium-Arsenid-Halbleitertechnologie basiert und so eine gute Vergleichbarkeit gewährleistet.

2.2.1 Arbeitsbereich

Für die Analyse des nutzbaren Arbeitsbereichs wurde ein Eintontest durchgeführt, bei dem der Lokoszillator ein Signal von 24 GHz erzeugt und als Empfangssignal ein Signal bei 24 GHz mit einem Offset von 10 kHz eingespeist wurde. Durch die Variation der Leistungen der beiden Signale lässt sich der Voltage Conversion Gain für verschiedene Lokoszillatorleistungen aus der FFT des Basisbandsignals berechnen. Die Ergebnisse für die beiden Testobjekte sind in Abbildung 2.12 für das Sechstor beziehungsweise in Abbildung 2.13 für den Mischer dargestellt. Es zeigt sich, dass das Sechstor einen höheren Voltage Conversion Gain aufweist, was darauf zurückzuführen ist, dass der Detektor auf eine möglichst hohe Ausgangsspannung hin optimiert wurde. Außerdem ist erkennbar, dass sich das Sechstor über einen weiten Lokoszillatorbereich verwenden lässt, wohingegen der Conversion Gain des multiplikativen Mischers unterhalb seiner spezifizierten LO-Nennleistung von +15 dBm stark einbricht. Als Nachteil des Sechstors ist die deutliche Kompression zu nennen, die sich durch einen Einbruch der Ausgangsspannung für hohe Signalleistungen zeigt und durch das Verlassen des Square-Law-Bereichs der Detektoren begründet werden kann.

2.2.2 Rauschverhalten

Aus den bereits dargestellten Conversion Gain Messungen kann auch eine Abschätzung des Rauschverhaltens der beiden Mischprozesse abgeleitet werden. Hierfür wurde aus den Basisbandsignalen mit der in der Software *Matlab* integrierten Funktion *SNR* das SNR bestimmt. Da die Rauschbeiträge des Mischprozesses, der Signalgenerierung, der Verstärker und der Digitalisierung nicht getrennt werden können, kann daraus kein SNR beziehungsweise

2.2 Das Sechstorst im Vergleich zum multiplikativen Mischer

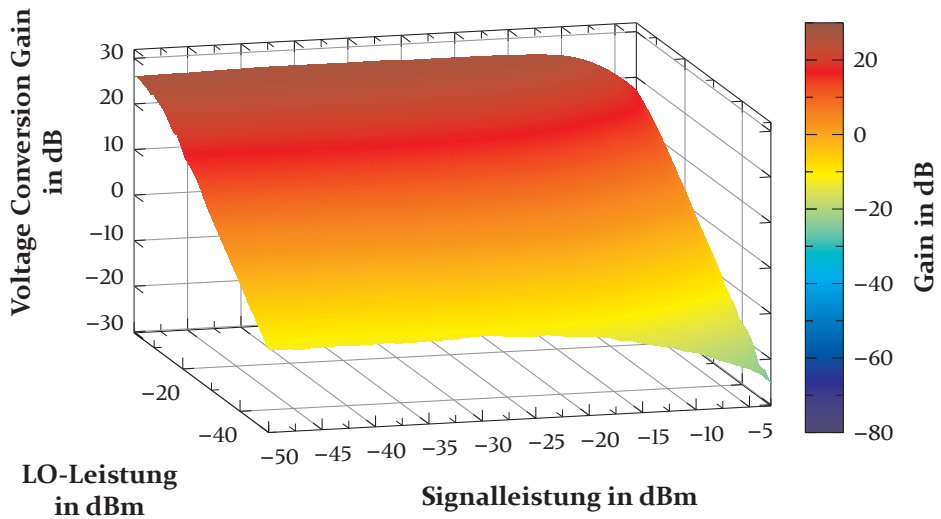


Abbildung 2.12: Voltage Conversion Gain des Sechstorst für verschiedene LO-Leistungen bei 24 GHz.

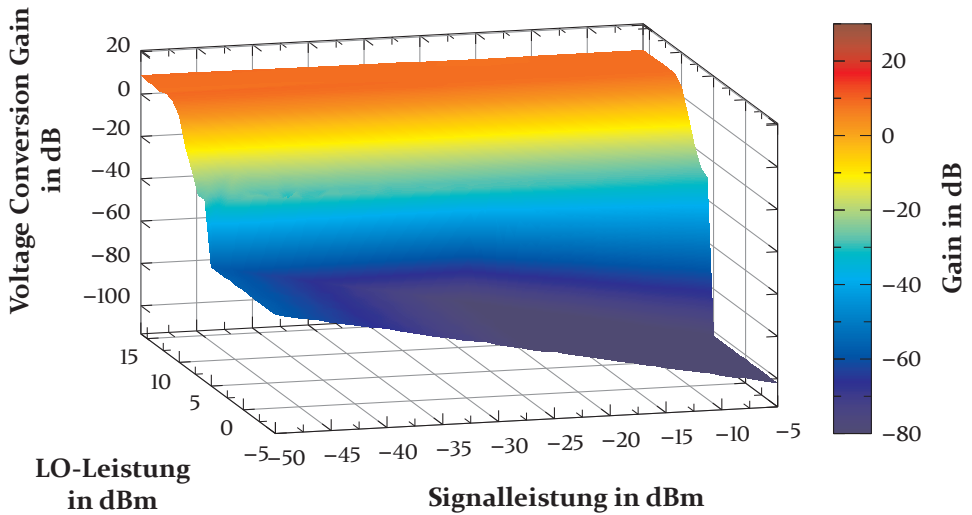


Abbildung 2.13: Voltage Conversion Gain des multiplikativen Mixers für verschiedene LO-Leistungen bei 24 GHz.

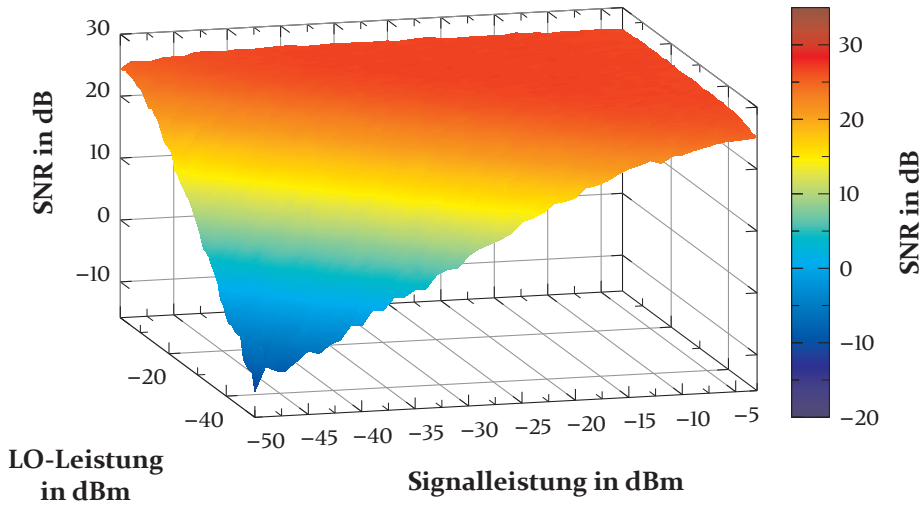


Abbildung 2.14: SNR des Sechstors für verschiedene LO-Leistungen bei 24 GHz.

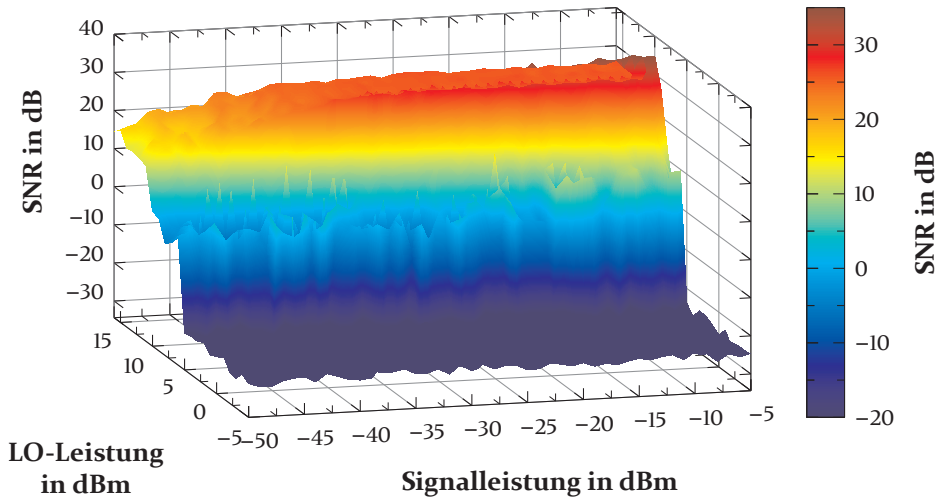


Abbildung 2.15: SNR des multiplikativen Mischers für verschiedene LO-Leistungen bei 24 GHz.

keine Rauschzahl abgeleitet werden. Da jedoch beide Testobjekte in derselben Testumgebung vermessen wurden, können die gewonnenen Werte zumindest für einen Vergleich der Testobjekte herangezogen werden.

Die Ergebnisse in Abbildung 2.14 und Abbildung 2.15 zeigen, dass das Rauschverhalten der beiden Systeme in ihren besten Arbeitspunkten in etwa gleich ist. Allerdings ergibt sich beim sechstorbasierten System ein wesentlich größerer Bereich, für den hohe SNR-Werte erreicht werden können. Beim mischerbasierten System ist der Arbeitsbereich mit niedrigem Rauschanteil auf eine Lokaloszillatorleistung von mehr als etwa 15 dBm beschränkt, was auf den Einbruch des Conversion Gains zurückzuführen ist.

2.2.3 Harmonische Verzerrungen

Neben den linearen Übertragungseigenschaften wurde auch die Nichtlinearität der Systeme verglichen, hierfür wurde das Verhältnis der Leistungen der Oberwellen zu den Leistungen der Grundwelle bestimmt, was der Definition der gesamten harmonischen Verzerrung (*total harmonic distortion*, THD) entspricht³. Abbildung 2.16 und Abbildung 2.17 zeigen die Ergebnisse dieser Auswertung. Der Mischer verfügt innerhalb seines Arbeitsbereichs über einen in etwa konstanten THD-Wert von bis zu -45 dB. Das Sechstor weist, ausgenommen sehr hohe und sehr niedrige Gesamtleistungen im System, in einem großen Bereich mit dem Mischer vergleichbare Werte auf.

2.2.4 Intermodulationseigenschaften

Neben den bereits gezeigten Eintontests wurde auch ein Zweitontest durchgeführt, um die Intermodulationseigenschaften der beiden Systeme zu vergleichen. Hierzu wurde als Empfangssignal neben dem Signal mit 10 kHz Offset noch ein weiteres Signal mit einem Offset von 11 kHz generiert und diese beiden Signale gleicher Leistung über den im PNA-X integrierten Combiner zusammengeführt und an den Empfangseingang der Testobjekte angelegt. Aus der FFT des gemessenen Basisbandsignals kann schließlich unter Verwendung der Leistung bei der Signalfrequenz P_S und dem Intermodulationsabstand 3. Ordnung (IMA_3) der ausgangsseitige Intercept-Punkt 3. Ordnung (*output intercept point*, OIP_3) gemäß der folgenden Formel [102, S.121] bestimmt werden:

$$\text{OIP}_{3,\text{dBV}} = P_{S,\text{dBV}} + \frac{1}{2} \text{IMA}_{3,\text{dB}} \quad (2.32)$$

³Anmerkung: Für kleine Nichtlinearitätsfehler entspricht der THD-Wert in guter Näherung dem Klirrfaktor k . Es gilt dann $\text{THD}_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(k)$.

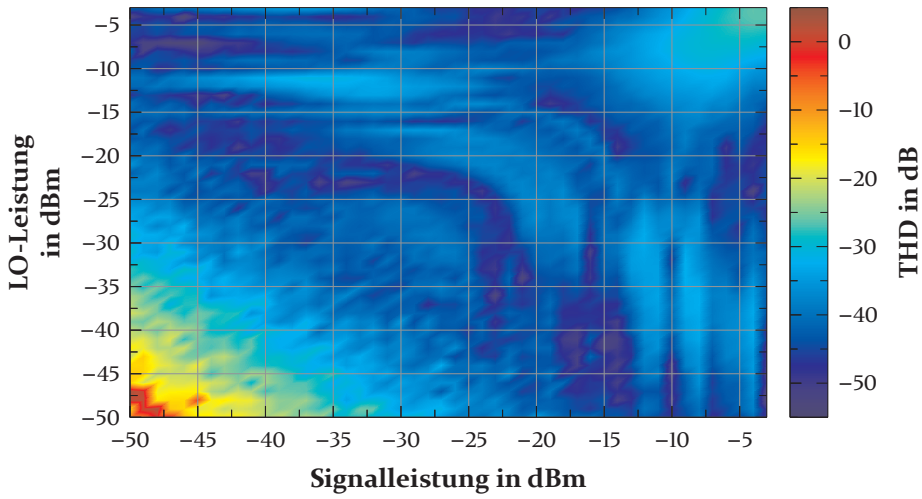


Abbildung 2.16: THD des Sechstors für verschiedene LO-Leistungen bei 24 GHz.

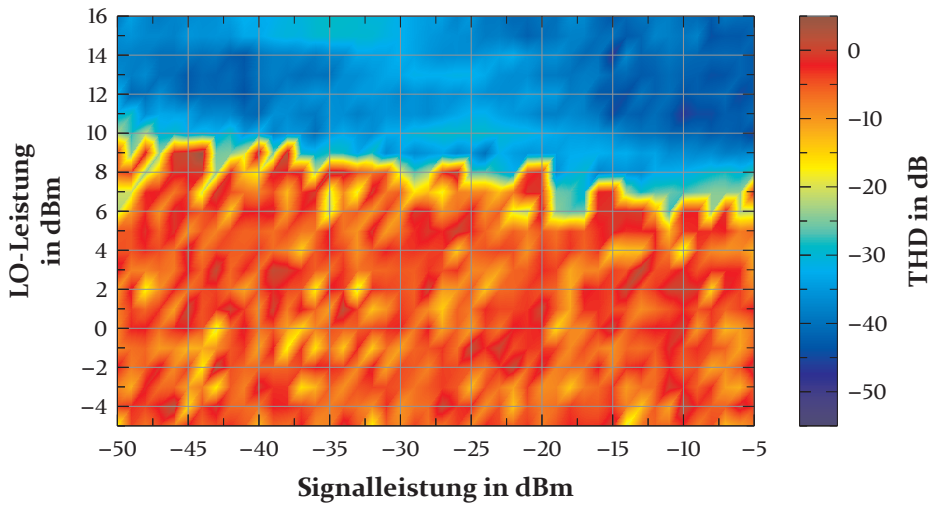


Abbildung 2.17: THD des multiplikativen Mischers für verschiedene LO-Leistungen bei 24 GHz.

2.2 Das Sechstor im Vergleich zum multiplikativen Mischer

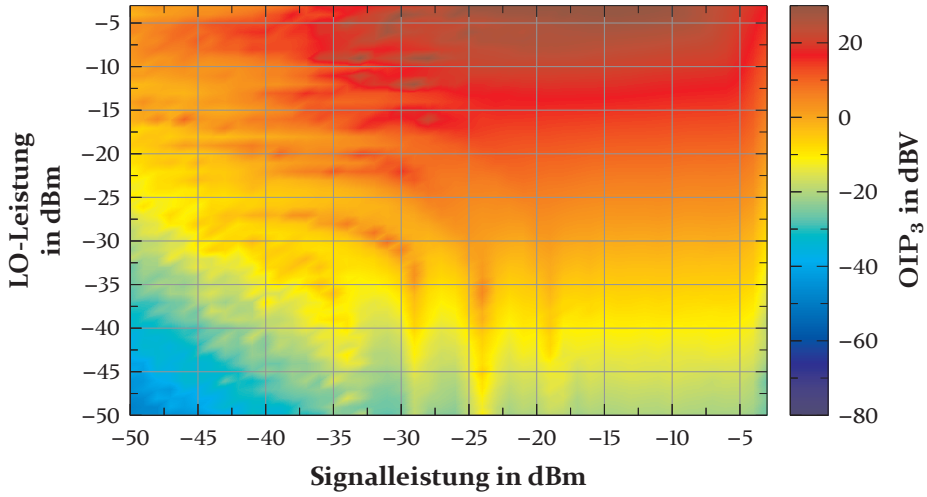


Abbildung 2.18: OIP_3 des Sechstors für verschiedene LO-Leistungen bei 24 GHz.

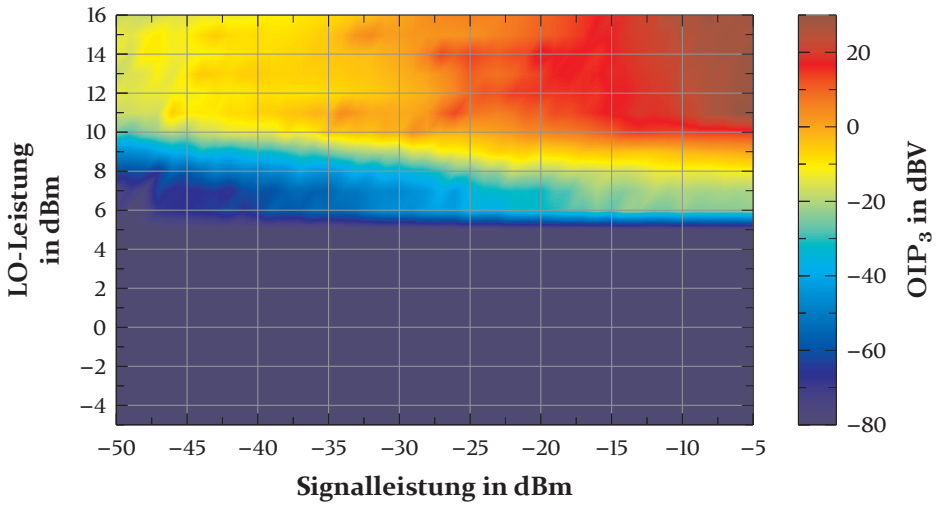


Abbildung 2.19: OIP_3 des multiplikativen Mixers für verschiedene LO-Leistungen bei 24 GHz.

Die ermittelten Ergebnisse, die in Abbildung 2.18 und Abbildung 2.19 dargestellt sind, zeigen ein ähnliches Bild wie die Ergebnisse der harmonischen Verzerrung. Der Maximalwert beider Systeme liegt hier jeweils bei etwa 30 dBV, wobei das Sechstor auch hier einen größeren Arbeitsbereich aufweist.

2.2.5 Fazit der Gegenüberstellung

Die Gesamtschau der Messungen ergibt, dass Sechstor und multiplikativer Mischer in vielen Parametern ähnliche Ergebnisse aufweisen. Der multiplikative Mischer zeigt besonders bei hohen Eingangsleistungen bessere Ergebnisse als das Sechstor, benötigt dafür allerdings auch eine wesentlich höhere Leistung als Lokaloszillatorsignal. Demgegenüber zeigt das Sechstor annähernd gleiche Performanz in allen Disziplinen mit einer wesentlich geringeren Abhängigkeit von der Leistung des Lokaloszillators.

Der starke Einbruch des Mixers bei niedrigen Pegeln stellt in vielen Anwendungen, wie zum Beispiel beim Datenempfang oder bei Radaranwendungen, kein Problem dar, wohl aber bei der später vorgestellten Frequenzmessung, da hier konzeptbedingt die Leistung an beiden Eingängen stark variiert, wodurch der Arbeitsbereich des multiplikativen Mixers verlassen wird. Das Sechstor stellt somit für die Frequenzmessung die sinnvollere Wahl als Phasendetektor dar und zeigt auch für den Einsatz als Radarfrontend keine Einschränkungen gegenüber dem Mischer. Neben den hier adressierten Anwendungen und dem betrachteten Frequenzbereich konnte auch bereits gezeigt werden, dass die Sechstorarchitektur mischerbasierten Konzepten beim Datenempfang in einigen Disziplinen überlegen ist [31]. Es sei außerdem angemerkt, dass die Sechstorarchitektur eine hohe Skalierbarkeit für hohe Frequenzen bis hin zu optischen Frequenzbändern [81] aufweist und besonders durch die niedrigen LO-Pegel Potential für Low-Power Anwendungen besteht, was in [73] gezeigt werden konnte.

Sollte der eingeschränkte Dynamikbereich eines passiven Sechstormixers nicht genügen, ist es auch möglich, Mischer und Sechstor in einem mehrstufigen System zu kombinieren, um die Vorteile aus beiden Architekturen zu nutzen. Eine beispielhafte Anwendung ist in [63] dargestellt, bei der in einer ersten Stufe mischerbasiert von 100 GHz auf etwa 17 GHz umgesetzt wird und anschließend eine hochgenaue sechstorbasierte Phasenauswertung folgt. Außerdem wird in [11] ein heterodynes System vorgestellt, bei dem Sechstore auf den Zwischenfrequenzebenen als balancierte und Einseitenbandmischer Verwendung finden. Vorteilhaft wäre auch ein Ansatz, bei dem die Ausgangssignale des Sechstors nicht durch eine Leistungsdetektion ausgewertet werden, sondern durch vier Mischer ins Basisband umgesetzt werden,

die als einzelner IC verfügbar sind⁴ und so die Schaltungskomplexität zusätzlich verringern. Obwohl hier ein zusätzliches LO-Signal notwendig ist, ist ein hoher Dynamikbereich erreichbar und eine heterodyne Low-IF Umsetzung wird möglich.

2.3 Anwendungsspezifische Realisierungen des Sechstorsystems

Wie bereits angesprochen, wird das Sechstor für vielfältige Messverfahren verwendet und das oft in Frequenzbereichen, die mit mischerbasierten Verfahren der jeweils aktuellen Technologien schwer erreicht werden können [101]. Grundsätzlich ist das Verfahren bei allen Anwendungen einsetzbar, die auf der Messung der Phase zwischen zwei HF-Trägersignalen, einem komplexen Leistungsverhältnis oder einer homodynen Mischung ins Basisband beruhen.

Dabei kann die Phasenbestimmung zwischen zwei Signalen zur Einfallswinkelbestimmung [106] genutzt werden und die Leistungsmessung für die vektorielle Netzwerkanalyse – die ursprüngliche Anwendung der Sechstortechnologie –, die gerade für spezialisierte Anwendungen in der Medizintechnik in den letzten Jahren wieder neue Forschungsinteressen hervorbringt [34]. Als Beispiel für die homodyne Mischung sei hier die Nutzung als Empfänger zum Empfang IQ-modulierter Datensignale genannt, ein Ansatz, der auch im optischen Bereich dank der breitbandigen Technologie anwendbar ist [80] und der durch die Nutzung des im Normalfall abgesumpften siebten Eingangstores des Sechstors auch Datenempfang bei gleichzeitiger Einfallswinkelschätzung ermöglicht [44, 48]. Ein Anwendungsfeld für derartige Systeme findet sich beispielsweise in der Car-2-Car-Kommunikation oder der Funkaufklärung.

Im Rahmen dieser Arbeit sollen aber vor allem zwei Anwendungen näher untersucht werden, die ein vielversprechendes Potential im Bereich der industriellen Messtechnik haben. Dabei handelt es sich um die phasenbasierten Verfahren der kontaktlosen Distanz- und Frequenzmessung, die im Folgenden näher erläutert werden.

2.3.1 Distanzmessung

Um mit dem Sechstor Abstände zu messen, wird ein Signal bekannter Frequenz benötigt, das im Frontend erzeugt und abgestrahlt, von einem Ziel

⁴Ein Beispiel wäre hier der MMIC *ADF4905* von *Analog Devices* mit vier integrierten Mischern.

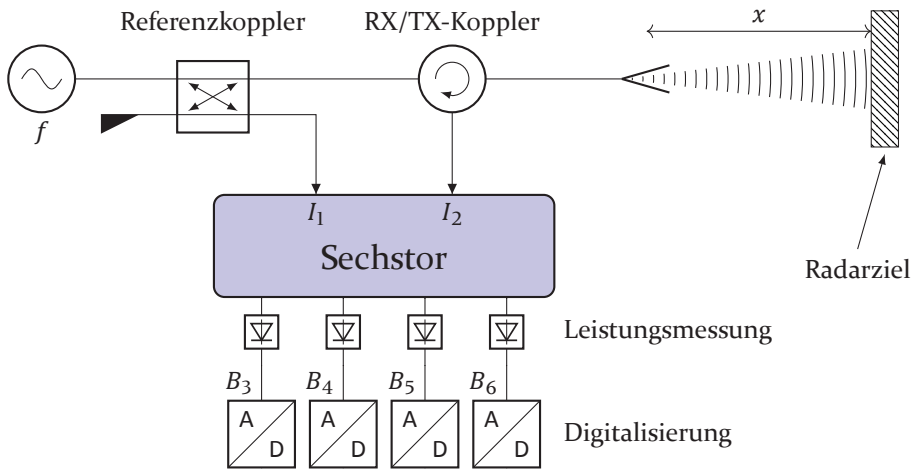


Abbildung 2.20: Monostatisches sechstorbasiertes Radarsystem zur Abstandsmessung.

reflektiert und schließlich wieder vom Frontend empfangen wird, wie in Abbildung 2.20 dargestellt ist.

Von dem erzeugten Sendesignal wird dabei ein Teil mit Hilfe eines Kopplers, der im Folgenden als Referenzkoppler bezeichnet wird, ausgekoppelt und an einen Eingang des Sechstors geführt. Die verbleibende Leistung wird über eine Antenne abgestrahlt, an einem für die verwendete Frequenz reflektierenden Ziel reflektiert und wieder vom Frontend empfangen. Das empfangene Signal wird über einen weiteren Koppler nach der Antenne vom Sendesignal getrennt, der aus diesem Grund Sende/Empfangs (*receive/transmit*, RX/TX)-Koppler genannt wird, und an den zweiten Eingang des Sechstors geführt. Innerhalb der Sechstorstruktur überlagern sich das empfangene Signal und das Referenzsignal und es kann gemäß der bereits dargestellten Zusammenhänge aus den vier Basisbandausgangssignalen ein komplexer Vektor $\underline{z}$ gebildet werden. Für ein idealisiertes Einzielszenario sind die resultierenden Basisbandsignale und der daraus abgeleitete Vektor $\underline{z}$ mit Betrag und Phase in Abbildung 2.21 dargestellt.

Es zeigen sich dabei zwei Effekte, die bei der Abstandsmessung auftreten und die zur Bestimmung des Abstandes eingesetzt werden können. Zum einen besteht ein linearer Zusammenhang zwischen Abstand und Phase, der sich auf die Ausbreitung der Welle mit Lichtgeschwindigkeit und die dadurch entstehende zeitliche Verschiebung zwischen Referenzsignal und Empfangssignal zurückführen lässt. Zum anderen ist auch der Betrag des Vektors $|\underline{z}|$ nichtlinear von der Distanzänderung zum Ziel abhängig. Diese Abhängigkeit

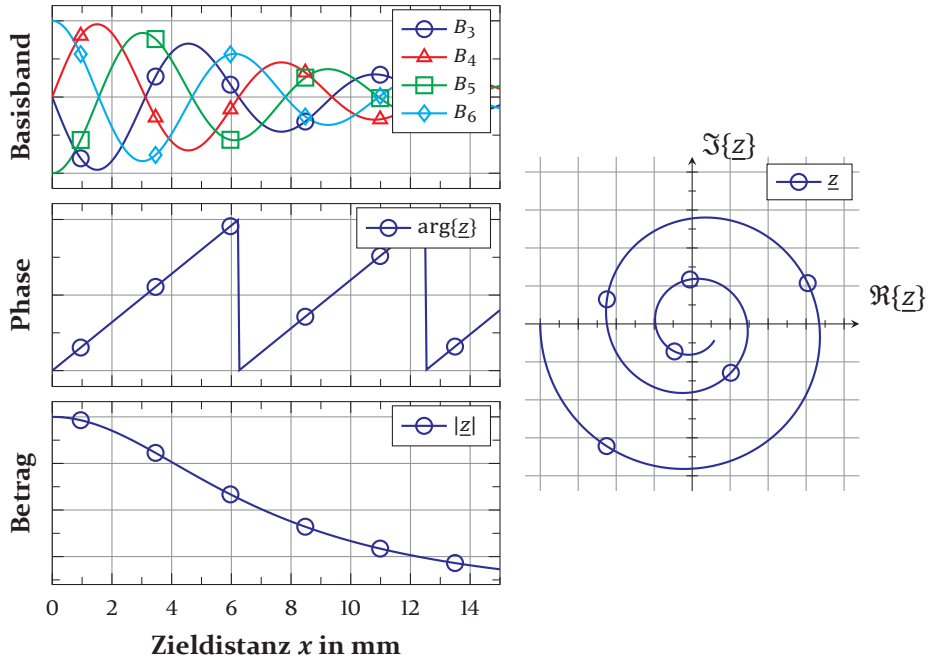


Abbildung 2.21: Signalverläufe einer idealisierten Abstandsmessung bei 24 GHz.

zeigt das nichtlineare Verhalten der Empfangsleistung über der Distanz, da $|z|$ laut Gleichung (2.29) von beiden Eingangsleistungen abhängt, wobei die Referenzleistung P_1 konstant bleibt. Die Änderung der reflektierten Leistung in Abhängigkeit vom Zielabstand, die später noch genauer gezeigt wird, kann somit auch genutzt werden, um den Zielabstand zu bestimmen. Obwohl diese feldstärkebasierte Ortung im Rahmen der Arbeit aufgrund ihrer prinzipbedingten Fehleranfälligkeit nicht direkt zur Abstandsmessung verwendet wird, ist sie Grundlage eines später vorgestellten Linearisierungsverfahrens.

Die eigentliche Abstandsmessung beruht jedoch immer auf der Auswertung der Phasenlage Φ des Vektors $\underline{z}$ und es kann bei bekannter Wellenlänge λ innerhalb der Messstrecke der gemessene Abstand $\tilde{x}$ zwischen Ziel und Radar mit der folgenden Gleichung bestimmt werden [46]:

$$\tilde{x} = \Phi \frac{\lambda}{4\pi} \quad (2.33)$$

Obwohl diese Gleichung ein sehr einfaches Systemverhalten suggeriert, beinhaltet das dargestellte Verfahren mehrere Probleme, wie zum Beispiel das Verhalten bei Auftreten von mehreren Zielen, die Mehrdeutigkeit der Phasenbeziehung, die sich in der Phasendarstellung von Abbildung 2.21 durch

Phasensprünge äußert, sowie nicht zuletzt die Annahme eines idealen Systemverhaltens und idealer Ausbreitungseigenschaften. Eine detaillierte Analyse dieser Fehlerquellen folgt deshalb in Kapitel 3. Trotz dieser Nachteile bietet das dargestellte System auch viele Vorteile gegenüber den eingangs erwähnten alternativen Verfahren der Abstandsmessung. Neben dem hohen Auflösungsvermögen im Sub-Wellenlängenbereich ist hier vor allem die einfache Berechnung der Abstandswerte entscheidend, die ohne komplexe Berechnungsroutinen auskommt und somit ein sehr latenzarmes System ermöglicht. Besonders im Vergleich zu FMCW-basierten Verfahren zeigen sich hier deutliche Vorteile bezüglich der möglichen Datenrate und Latenz des Messsystems.

2.3.2 Frequenzmessung

Die sechstorbasierte Frequenzmessung beruht auf der Überlagerung eines monofrequenten Signals mit sich selbst, um aus der resultierenden stehenden Welle die Frequenz zu bestimmen. Hierzu wird ein Eingangssignal I_E beliebiger Phasenlage φ_0 mit einer einzelnen Frequenzkomponente an einen Eingang des Sechstors direkt (I_1) und an den zweiten Eingang um τ verzögert (I_2) angelegt, wodurch sich die folgenden Signale ergeben:

$$I_E = A \cos(2\pi f t + \varphi_0) \quad (2.34)$$

$$I_1 = A_1 \cos(2\pi f t + \varphi_0) \quad (2.35)$$

$$I_2 = A_2 \cos(2\pi f(t + \tau) + \varphi_0) \quad \text{mit} \quad \tau = \frac{d}{c} \quad (2.36)$$

Der resultierende Aufbau zur Frequenzbestimmung ist in Abbildung 2.22 dargestellt, wobei die Verzögerungsleitung, welche die Verzögerungszeit τ verursacht und auch Delayline genannt wird, auf verschiedene Arten realisiert werden kann. Neben der für diese Arbeit verwendeten Koaxialleitung, durch die niedrige Verluste und Systemkosten erreicht werden, sind auch platinenbasierte Varianten auf Basis mäanderter Mikrostreifen- oder Koplanarleitungsstrukturen denkbar. Diese können für eine weitere Platzreduktion auch mehrlagig gefertigt werden. Alternativ können für sehr kleine Bauformen und hohe Verzögerungen auch SAW-basierte Verzögerungsleitungen verwendet werden, die jedoch für den Frequenzbereich und die benötigte Verzögerung entsprechend ausgewählt werden müssen und nur für wenige Frequenzbereiche im niedrigen GHz-Bereich kommerziell zur Verfügung stehen.

Der durch die Verzögerung entstehende Phasenversatz zwischen den beiden Signalen I_1 und I_2 ist von der Frequenz abhängig, wie aus Gleichung (2.36)

2.3 Anwendungsspezifische Realisierungen des Sechstorsystems

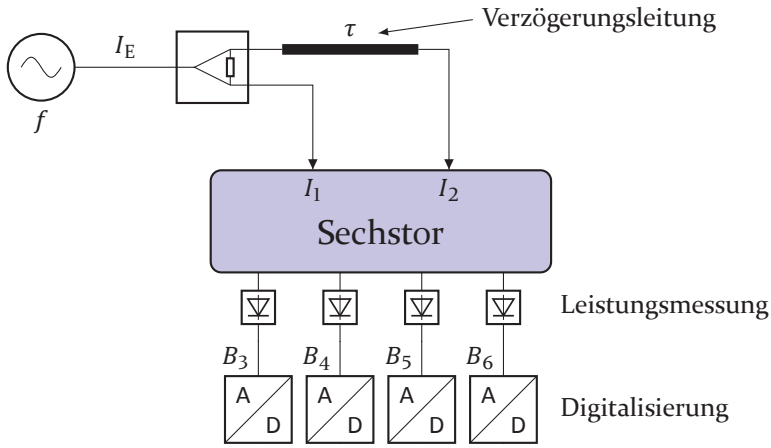


Abbildung 2.22: Sechstorbasierter Aufbau zur Frequenzmessung.

ersichtlich ist. Nach Überlagerung der Signale innerhalb des Sechstorinterferometers kann deshalb aus der Phase Φ des komplexen Zeigers bei bekannter Länge der Verzögerungsleitung d die gemessene Frequenz $\tilde{f}$ des Signals I_E am Eingang bestimmt werden:

$$\tilde{f} = \Phi \frac{c}{2\pi d} \quad (2.37)$$

Diese Berechnung ist allerdings nur eindeutig gültig, solange die Wellenlänge der höchsten zu messenden Frequenz größer ist als die Länge der Verzögerungsleitung. Durch die Addition eines entsprechenden Offsets können jedoch auch höhere Frequenzen bestimmt werden. In jedem Fall muss sich aber auf einen Eindeutigkeitsbereich $f_{\max}$ beschränkt werden, der in Abhängigkeit der Verzögerung τ bestimmt werden kann zu:

$$f_{\max} = \frac{c}{d} = \frac{1}{\tau} \quad (2.38)$$

Abbildung 2.23 zeigt das Verhalten des Systems für eine um 500 MHz variierende Eingangsfrequenz um die Mittenfrequenz von 24 GHz mit einer Ausbreitungsgeschwindigkeit c , die der Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 entspricht. Es ist deutlich zu erkennen, dass bei größeren Verzögerungslängen bei gleicher Eingangsbandbreite ein größerer Phasenbereich abgedeckt wird, sodass die Sensitivität der Messung erhöht wird. Die maximale Länge für ein eindeutiges Ergebnis, und somit die ideale Verzögerung, läge hier bei einer Delayline-Länge $d_{\max}$ von:

$$d_{\max} = \frac{c}{f} = \frac{c}{500 \text{ MHz}} \approx 0,6 \text{ m} \quad (2.39)$$

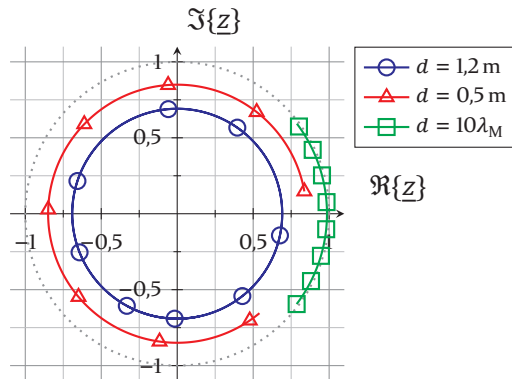


Abbildung 2.23: Simulation der Konstellationsdiagramme für eine Frequenzänderung von 500 MHz um eine Mittenfrequenz von 24 GHz für verschiedene Delayline-Längen bei $c = c_0$.

Bei diesem Wert erreicht die Phasendrehung, die in der Delayline entsteht, den Wert von 2π und es treten Mehrdeutigkeiten auf. Für die Verzögerung von $d = 1,2$ m, die über diesem Wert $d_{\max}$ liegt, zeigt sich deshalb eine Phasenmehrdeutigkeit, wie sie bereits von der Abstandsmessung bekannt ist. Es wird außerdem deutlich, dass die Phasenantwort symmetrisch um die Mittenfrequenz liegt, falls die Delayline-Länge genau ein Vielfaches der Mittenfrequenz darstellt, wie in der Grafik am Beispiel der zehnfachen Länge der Wellenlänge der Mittenfrequenz $d = 10\lambda_M$ gezeigt wird. Dies ist allerdings praktisch nicht zu realisieren, weshalb stets ein Offset bei der Berechnung berücksichtigt werden muss, der zum Beispiel mit Hilfe eines bekannten Referenzsignals ermittelt werden kann.

In Abbildung 2.24 sind die zum in Abbildung 2.23 gezeigten Konstellationsdiagramm gehörenden Verläufe von Phase und berechneter Frequenz dargestellt. Im Phasenverlauf ist deutlich die höhere Steigung bei längeren Verzögerungsleitungen und die damit einhergehende höhere Sensitivität und geringere Anfälligkeit für Rauschprozesse zu erkennen. Außerdem sind die Mehrdeutigkeiten sichtbar, die an dieser Stelle auch genutzt werden können um in situ bei bekannten Eingangssignalen die Verzögerungszeit zu bestimmen. Dieser Schritt ist nötig, da sich abhängig von der Implementierungsform der Delayline die wirksame Verzögerung d von der geometrischen Länge d_g durch die geometrie- und materialabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit unterscheidet. Hierzu wird ein Frequenz-Sweep durchgeführt und durch den Abstand der Sprungstellen $f_{\max}$ in der Phase die Länge gemäß Gleichung (2.39) bestimmt. Für die im Plot dargestellte Simulation ergibt sich entsprechend eine wirksame Verzögerung von $d = \frac{c}{236 \text{ MHz}} \approx 1,2$ m.

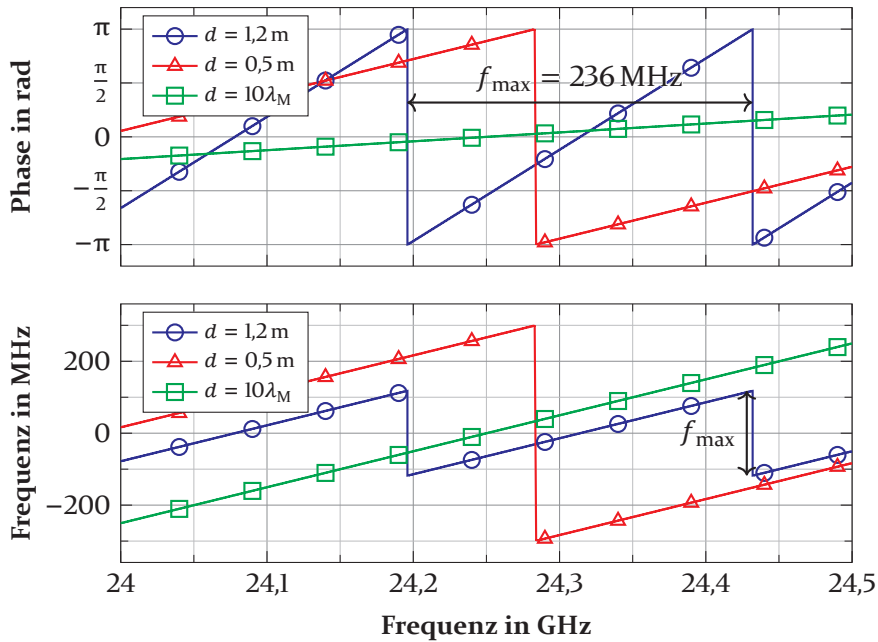


Abbildung 2.24: Phasenverlauf und berechnete Frequenz einer idealisierten Frequenzmessung bei 24 GHz für verschiedene Delayline-Längen d bei $c = c_0$.

Betrachtet man Gleichung (2.37) wird deutlich, dass die Genauigkeit der Frequenzbestimmung durch das Phasenauflösungsvermögen des Messsystems und die Länge der Verzögerungsleitung bestimmt ist. Eine längere Delayline sorgt demnach für eine genauere Frequenzbestimmung, bringt allerdings auch Nachteile mit sich. Einerseits führt sie zu einer Erhöhung der Latenz und der Einschränkung der Bandbreite, die oft dadurch kompensiert werden kann, dass die ungefähre Frequenz des Signals bekannt ist oder dass verschiedene lange Verzögerungen verwendet werden, die beispielsweise umschaltbar an einem Frontend oder parallel durch mehrere Frontends ausgeführt werden. Andererseits tritt bei der Messung von kurzen gepulsten Signalen das Problem der Messzeiteinschränkung auf, da die Signale erst nach Durchlaufen der Verzögerungsleitung interferieren und somit die Pulsbreite länger als die Verzögerungszeit τ sein muss. Ein zusätzliches Problem tritt auf, wenn es sich um gepulste Signale mit einem starken Amplitudenabfall handelt, da in diesem Fall bei längerer Verzögerungszeit das unverzögerte Signal bereits stark gedämpft und somit die Gesamtleistung stark verringert ist. Diese Problematik wird am Beispiel der gepulsten Messung an SAW-Sensoren ausführlich in [72] dargestellt.

Bei der Wahl von sehr langen Verzögerungen sollte außerdem bedacht werden, dass die Korrelation des Phasenrauschens zwischen den beiden Signalen verloren geht und sich dadurch das wirksame Rauschen stark erhöht. Dieser scheinbare Nachteil kann jedoch genutzt werden, um Phasenrauschmessungen durchzuführen. Ein Aspekt, der bei der näheren Beschreibung des Phasenrauschens in Kapitel 3.2.1 detailliert erläutert wird.

KAPITEL 3

Systemgrenzen und Kompensationsmöglichkeiten

Obwohl die vorgestellten Anwendungen auf Sechstorbasis Vorteile gegenüber vergleichbaren Architekturen aufweisen, gibt es einige Einflussfaktoren, welche die Performanz der Systeme begrenzen. In diesem Kapitel sollen einige dieser Faktoren, die sowohl Umwelteinflüsse, als auch systeminhärente Fehlerquellen umfassen, untersucht und ihre Auswirkung auf das Messsystem dargestellt werden. Soweit möglich werden dabei jeweils Kompensationsmöglichkeiten für die entstehenden Fehler aufgezeigt.

Die einzelnen Einflüsse werden dabei hauptsächlich anhand des Beispiels der Abstandsmessung dargestellt, da diese im Fokus der Arbeit steht und Umwelteinflüsse sowie deren Wechselwirkung mit der Messstrecke hier besonders deutlich sichtbar werden. Auf die entsprechende Analogie bei der Frequenzbestimmung wird jedoch jeweils kurz verwiesen. Zudem können die meisten Aussagen ebenso auf weitere Anwendungen, die auf der Sechstorinterferometrie oder vergleichbaren Verfahren basieren, angewendet werden.

3.1 Auswahl des Frequenzbandes

Die Wahl des Frequenzbereichs stellt ein erstes Optimierungskriterium für die Entwicklung eines Radarsensors dar, da die Systemfrequenz neben der Performanz auch die möglichen Technologien einschränkt. Es handelt sich dabei nicht um eine harte Systemgrenze und die Wahlmöglichkeiten sind angesichts der aktuellen Weiterentwicklungen in der Halbleiterfertigung und der Verbindungstechnik hochdynamisch. Dennoch ist ein detaillierter Blick auf die verschiedenen Frequenzbereiche nötig, um die optimale Arbeitsfrequenz zu bestimmen. Neben dem Einfluss auf die erreichbare Genauigkeit und den entstehenden Kosten, müssen hier vor allem regulatorische Aspekte betrachtet werden, da nur spezifische Frequenzen für die Nutzung freigegeben sind und die nutzbare Bandbreite teilweise stark eingeschränkt ist, was besonders für die später dargestellten Mehrtronsysteme problematisch ist.

In Tabelle 3.1 sind dazu die möglichen Frequenzbänder für industrielle Radarsensorik im für das Sechstornetzwerk sinnvollen Bereich von 2 GHz bis 300 GHz aufgelistet, die einer Allgemeinzuteilung unterliegen, also keiner

Lizenzierung bedürfen. Grundsätzlich gelten für industrielle Sensoren die sogenannten Industrial, Scientific, Medical (ISM)-Bänder, allerdings können, je nach Endanwendung, auch spezifischere Regulierungen gelten. Die Tabelle ist deshalb nur als Orientierung zu sehen und die jeweilige Nutzungserlaubnis in der vierten Spalte muss berücksichtigt werden. Um die Übersichtlichkeit zu gewährleisten, wurden hier keine Frequenzen berücksichtigt, die ausschließlich zur radarbasierten Ortung von Land-, Luft-, und Wasserfahrzeugen freigegeben sind, ebenso wenig wie Radarsysteme zur Boden- und Landschaftsanalyse.

Es wird deutlich, dass eine breite Vielfalt an zulassungsfreien Frequenzen über das gesamte Spektrum verfügbar ist und die Entscheidung über das Frequenzband somit anhand einer Kosten-Nutzen-Analyse erfolgen muss. Für die niedrigen Frequenzen, besonders bei 2,4 GHz, sind die Bauteile und der Platinaufbau günstig, dafür ist die nutzbare Bandbreite stark beschränkt und die Messgenauigkeit durch die große Wellenlänge limitiert. Auf der anderen Seite stehen die hohen Frequenzbereiche bis hin zu 245 GHz. Diese sind jedoch für die vorliegende Anwendung kaum nutzbar, da das Chipdesign, wie Razavi [87] 2008 dargelegt hat, bereits bei 61 GHz noch vor vielen Problemen steht, die dazu führen, dass selbst aktuell für das 61-GHz-Band nur wenige frei erhältliche Bauteile verfügbar sind. Neben den integrierten Schaltkreisen wird bei hohen Frequenzen auch die Platinenfertigung sehr kompliziert, da die Strukturgrößen sehr klein werden und somit die Anforderungen an die Toleranzen sehr hoch sind. Ein weiteres Problem stellt in den hohen Frequenzbereichen die Verbindungstechnik und Messtechnik dar, da die benötigten Steckverbinder sehr teuer in der Anschaffung sind und hohen Verschleiß zeigen. Es konnten zwar schon erfolgreich Sechstorradarsysteme bei 61 GHz und höheren Frequenzen vorgestellt werden [29, 77, 79], allerdings ist hier eine kostengünstige Serienfertigung, wie es in der industriellen Sensorik benötigt wird, noch nicht in Aussicht.

Somit stellt eine Lösung bei 24 GHz einen guten Kompromiss dar, da genügend Komponenten verfügbar sind, die Platinenfertigung und Messtechnik noch beherrscht werden können und gleichzeitig die Wellenlänge klein genug ist, dass ein hoher Miniaturisierungsgrad bei gleichzeitig hoher Messgenauigkeit erreicht werden kann. Weitere Vorteile in diesem Frequenzbereich sind die Nutzungserlaubnis für viele Anwendungen und die nahezu weltweite Verfügbarkeit dieses Frequenzbereichs als ISM-Band.

Tabelle 3.1: Auswahl der nutzbaren Frequenzbereiche für die industrielle Radarsensorik.

Mittenfrequenz	Bandbreite	max. Leistung (EIRP)	Erlaubte Anwendungen	Quelle
2,44175 GHz	83,5 MHz ^a	25 mW SRD ^c : 10 mW	Bewegungsmelder, Tankradar, GBSAR ^b , ISM, SRD ^c	[16–18]
5,8 GHz	150 MHz	25 mW	ISM, SRD ^c	[17, 18]
5,75 GHz	2,5 GHz	75 nW/ MHz	Nur Tankradar	[16]
9,35 GHz	300 MHz	25 mW	Bewegungsmelder, Tankradar, GBSAR ^b	[16]
9,55 GHz	2,1 GHz	75 nW/ MHz	Nur Tankradar	[16]
13,7 GHz	600 MHz	25 mW	Bewegungsmelder, Tankradar, GBSAR ^b	[16]
24,125 GHz	250 MHz	100 mW	Bewegungsmelder, Tankradar, GBSAR ^b , ISM, SRD ^c	[16–18]
25,525 GHz	2,95 GHz	75 nW/ MHz	Tankradar	[16]
60,5 GHz	7 GHz	75 nW/ MHz SRD: 100 mW	Tankradar, SRD ^c	[16, 18]
61,25 GHz	500 MHz	100 mW	Bewegungsmelder, Tankradar, GBSAR ^b , ISM, SRD ^c	[16–18]
80 GHz	10 GHz	75 nW/ MHz	Nur Tankradar	[16]
122,5 GHz	1 GHz	100 mW	Bewegungsmelder, Tankradar, GBSAR ^b , ISM, SRD ^c	[16–18]
245 GHz	2 GHz	100 mW	Bewegungsmelder, Tankradar, GBSAR ^b , ISM, SRD ^c	[16–18]

^aBei ISM-Nutzung ist eine Bandbreite von bis zu 100 MHz im Bereich von 2,4 GHz bis 2,5 GHz erlaubt.

^bGround based synthetic aperture radar: Zur Überwachung von Landschaften, z. B. bei Hangrutschung.

^cShort range device: Funkanwendung geringer Reichweite; Funktion nicht näher spezifiziert.

3.2 Fehlereinflüsse der Komponenten

Die Genauigkeit des Messsystems ist maßgeblich beeinflusst durch die Nicht-idealitäten der einzelnen Komponenten. In diesem Abschnitt sollen daher die gesamte Signalkette vom Oszillator über den Radarkoppler und die Antenne bis hin zum Ziel sowie die eigentliche Sechstorstruktur und die Basisbandverarbeitung hinsichtlich ihres Einflusses auf den Messfehler untersucht sowie Lösungsansätze für die Minimierung der Fehler aufgezeigt werden.

3.2.1 Stabilität der Signalquelle

Beim vorgestellten Messsystem wird interferometrisch die Phase ausgewertet und darüber die Distanz zum Ziel bestimmt. Dadurch ist die Genauigkeit in direkter Weise abhängig von der Wellenlänge und somit von der Frequenz des Hochfrequenzsignals, das der Synthesizer erzeugt. Bei der Untersuchung dessen Fehlereinflusses sind zwei verschiedene Aspekte von Bedeutung, einerseits die Genauigkeit der Frequenz und deren Schwankung über Zeit und Temperatur, andererseits die Kurzzeitstabilität, die durch das Phasenrauschen charakterisiert wird.

Frequenzgenauigkeit

Die verwendete Frequenz ist für das Messsystem unerheblich, solange sie in der Bandbreite des Frontends liegt und hinreichend genau bekannt ist. Ist sie unbekannt oder schwankend, führt dies direkt zu Messfehlern, die über dem gemessenen Abstand ansteigen, da sich die Fehler über die Einzelperioden summieren. Weicht die Systemfrequenz von der gewünschten Frequenz ab, hier ausgedrückt durch den relativen Frequenzfehler δ_f , so ergibt sich ein abweichender Phasenwert $\tilde{\Phi}$, der schließlich zu einem falschen Wert bei der Distanzbestimmung führt. Der resultierende Fehler der Abstandsmessung Δx_f ist unabhängig vom verwendeten Frequenzband und berechnet sich mit der relativen Frequenzgenauigkeit δ_f bei einem Zielabstand x folgendermaßen:

$$\Delta x_f = \tilde{x} - x = \underbrace{4\pi x \frac{(1 \pm \delta_f)f}{c}}_{\tilde{\Phi}} \cdot \frac{\lambda}{4\pi} - x = \pm x \cdot \delta_f \quad (3.1)$$

Eine Auswertung dieser Gleichung ist in Abbildung 3.1 dargestellt und ergibt, dass für einen Messabstand von bis zu 1 m und einem tolerierbaren Fehler von $\pm 10 \mu\text{m}$ der Oszillator eine Stabilität von mindestens 10 ppm aufweisen muss. Freilaufende Oszillatoren erreichen diese Werte nicht, des-

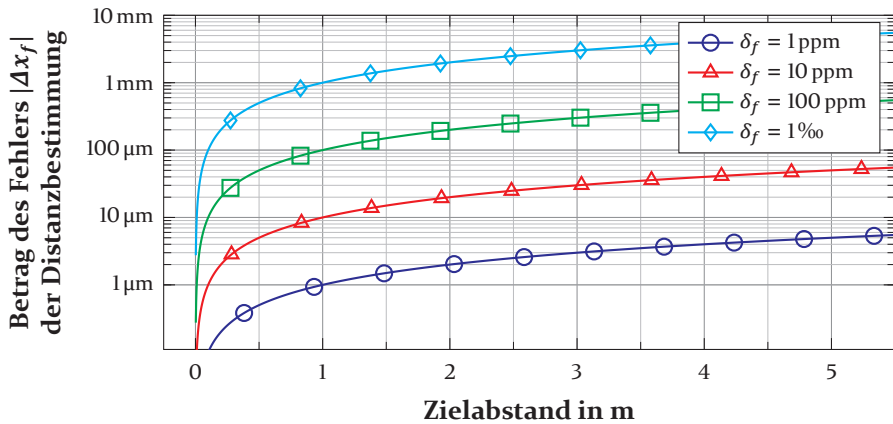


Abbildung 3.1: Resultierende Messfehler durch Schwankungen in der Sendefrequenz.

halb muss in jedem Fall auf einen Phasenregelschleifen (*phase locked loops*, PLL)-stabilisierten Synthesizer mit entsprechend genauer Referenz zurückgegriffen werden. Als Referenzquelle können hier für kurze Messbereiche noch gute Quartz-Oszillatoren in Frage kommen. Besser sind jedoch temperaturstabilisierte Oszillatoren (TCXOs) geeignet, die auch über den weiten industriellen Temperaturbereich von -40°C bis $+85^\circ\text{C}$ sowie für weite Messentfernungen die nötige Stabilität aufweisen.

Da auch gute Frequenznormale fertigungsbedingten Schwankungen unterliegen und somit ihre Resonanzfrequenz streut, ist es für korrekte Messungen nötig, diese Frequenz zumindest initial zu bestimmen, eventuell auch über die Temperatur zu charakterisieren. Um dies zu realisieren, bieten sich verschiedene Ansätze an. Neben der Möglichkeit, die Frequenz mit externen Geräten zu messen, kann die Ermittlung eines Korrekturwerts auch direkt im System erfolgen. So ist es einerseits möglich, mit dem Sechstor gleichzeitig eine Frequenzmessung neben einer Abstandsbestimmung durchzuführen. Dazu ist lediglich ein zusätzlicher Koppler und eine Delayline mit bekannter Verzögerung auf der Platine erforderlich, was in [45] näher vorgestellt wird. Andererseits kann die Frequenz berechnet werden, wenn der Abstand bekannt ist. Dies ist entweder durch das Anfahren einer Referenzposition des Ziels, wie zum Beispiel ein mechanischer Anschlag, möglich oder es ist direkt im Frontend ein derart definiertes Ziel vorhanden. Dafür kann zum Beispiel ein Schalter verwendet werden, der an einer definierten Stelle vor der Antenne das Sendesignal kurzschließt und somit zu einer definierten Phasenantwort führt. Theoretisch betrachtet unterscheidet sich dieses Vorgehen nicht von

der eingebauten Delayline, jedoch kann auf die Delayline und den Koppler zugunsten eines möglichst idealen Schalters verzichtet werden. Nebenbei bemerkt ergibt sich für die Frequenzmessung ein ganz ähnliches Problem – in diesem Fall muss die elektrische Länge der Verzögerungsleitung hinreichend genau bekannt sein. Diese Thematik soll hier nicht weiter vertieft werden, es wird jedoch in Kapitel 3.6.3 ein Linearisierungsverfahren vorgestellt, um aus der variierenden Länge resultierende Messfehler bei der Frequenzmessung zu vermeiden.

Phasenrauschen

Da die Sechstorinterferometrie auf der Phasenmessung basiert, hat auch die Kurzzeitstabilität, die oft als Phasenrauschen bezeichnet wird, einen Einfluss auf die Messunsicherheit des Systems. Das Phasenrauschen $\mathcal{L}(f)$ wird in der Einheit $\frac{\text{dBc}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ angegeben und beschreibt historisch das Verhältnis zwischen der Rauschleistung, gemessen in einer Bandbreite von 1 Hz in einem Abstand f zum Träger, und der Leistung des Trägers. Diese Sichtweise ist allerdings nur für kleine Phasenrauschleistungen in ausreichend Abstand zum Träger gültig, weshalb aktuell empfohlen wird, die eindeutige Definition über das einseitige Phasenrauschspektrum $S_\phi(f)$ zu verwenden [35]:

$$\mathcal{L}(f) = \frac{S_\phi(f)}{2} \quad (3.2)$$

Diese Neudefinition ändert nichts an der eigentlichen Messung, man darf das Ergebnis nur nicht als Abstand zum Träger verstehen. In dieser Definition bedeutet 0 dBc nicht, dass eine spektrale Komponente vorliegt, die höher als der Träger ist, sondern lediglich, dass der Effektivwert des demodulierten Phasenrauschens 1 rad übersteigt.

Mit dem Parseval'schen Theorem kann nun hergeleitet werden, dass die Standardabweichung des Phasenmessfehlers σ_ϕ aus dem Phasenrauschspektrum $\mathcal{L}(f)$ durch Integration des Phasenrauschens innerhalb der verwendeten Bandbreite bestimmt werden kann [35]. Die Bandbreite des Systems ist hier in der Regel begrenzt durch die Digitalisierung beziehungsweise die Bandbreite der Antialiasing-Filter f_{BB} .

$$\sigma_\phi = \sqrt{\int_0^{f_{\text{BB}}} S_\phi(f) \, df} \quad \text{mit} \quad S_\phi(f) = 2\mathcal{L}(f) \quad (3.3)$$

Der so bestimmte Phasenfehler σ_ϕ geht allerdings von der Annahme aus, dass das Phasenrauschspektrum mit einem zusätzlichen idealen Oszillator

direkt ins Basisband gemischt wurde. Das heißt, der rauschende Oszillator und der heruntermischende Lokaloszillator sind in der Frequenz gleich, jedoch völlig unkorreliert. Im Gegensatz dazu wird in der Anwendung das mit dem Phasenrauschen überlagerte Empfangssignal mit dem selben Oszillator heruntergemischt, der das Signal auch erzeugt hat. Dadurch sind Lokaloszillatorsignal und Empfangssignal miteinander korreliert und der Einfluss des Phasenrauschens wird merklich unterdrückt. Dieses Verhalten ist unter dem Namen *Range correlation* bekannt [15] und vermindert gerade für kurze Messabstände, das heißt für eine kurze zeitliche Korrelation, stark den Einfluss des Phasenrauschens, wie im Folgenden gezeigt wird.

Der durch den Oszillator resultierende Phasenfehler im Basisband $\Delta\phi(t_x)$ ist hier gegeben durch die Phasendifferenz des Oszillatorphasenrauschens zum Zeitpunkt der Aussendung des Signals ϕ_{TX} und zum Zeitpunkt des Empfangs ϕ_{TX} . Der Fehler hängt dabei von der Korrelationszeit t_x ab und es gilt im Basisband in Abhängigkeit des Abstandes zum Ziel x :

$$\Delta\phi(t_x) = \phi_{RX} - \phi_{TX} = \phi(t + t_x) - \phi(t) \quad \text{mit} \quad t_x = \frac{2x}{c} \quad (3.4)$$

Der durch diesen Rauschprozess entstehende Fehler kann berechnet werden, indem das Leistungsdichtespektrum von $\Delta\phi$ auf das Phasenrauschen bezogen wird. Hierzu wird zuerst die Autokorrelationsfunktion (AKF) $R_{\Delta\phi}(\tau)$ bestimmt und diese durch die AKF $R_\phi(\tau)$ ausgedrückt. Bei den folgenden Gleichungen stellt der Operator $E\{x\}$ den Erwartungswert von x dar und es wird angenommen, dass es sich bei dem vorliegenden Phasenrauschprozess um einen stationären Prozess handelt, somit ist die AKF nicht mehr von der absoluten Zeit abhängig, sondern nur noch von der Zeitverschiebung τ .

$$R_\phi(\tau) = \text{AKF}\left\{\phi(\tau)\right\} = E\left\{\phi(t + \tau)\phi(t)\right\} \quad (3.5)$$

$$R_{\Delta\phi}(\tau) = \text{AKF}\left\{\Delta\phi(\tau)\right\} = E\left\{[\phi(t + t_x + \tau) - \phi(t + \tau)][\phi(t + t_x) - \phi(t)]\right\} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} &= E\left\{\underbrace{\phi(t + t_x + \tau)\phi(t + t_x)}_{=\phi(t+\tau)\phi(t)} - \underbrace{\phi(t + t_x + \tau)\phi(t)}_{=\phi(t+\tau+t_x)\phi(t)} \right. \\ &\quad \left. - \underbrace{\phi(t + \tau)\phi(t + t_x)}_{=\phi(t+\tau-t_x)\phi(t)} + \underbrace{\phi(t + \tau)\phi(t)}_{=\phi(t+\tau)\phi(t)}\right\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\rightarrow R_{\Delta\phi}(\tau) = R_\phi(\tau) - R_\phi(\tau + t_x) - R_\phi(\tau - t_x) + R_\phi(\tau) \quad (3.8)$$

Gemäß dem Wiener-Khintchine-Theorem kann nun durch die Fouriertransformation $\mathcal{F}$ von $R_{\Delta\phi}$ das Leistungsdichtespektrum des Störsignals in Abhängigkeit des Phasenrauschspektrums im Basisband bestimmt werden [111]:

$$S_{\Delta\phi} = \mathcal{F}\{R_{\Delta\phi}\} = \mathcal{F}\{2R_{\phi}(\tau) - R_{\phi}(\tau + t_x) - R_{\phi}(\tau - t_x)\} \quad (3.9)$$

$$= 2S_{\phi}(f) \left(1 - \frac{e^{j2\pi f t_x} + e^{-j2\pi f t_x}}{2}\right) = 2S_{\phi}(f) (1 - \cos(2\pi f t_x)) \quad (3.10)$$

$$S_{\Delta\phi} = 2S_{\phi}(f) (1 - \cos^2(\pi f t_x) + \sin^2(\pi f t_x)) = S_{\phi}(f) 4 \sin^2(\pi f t_x) \quad (3.11)$$

Es zeigt sich, dass der quadratische Sinusterm zu einer Unterdrückung des Phasenrauschens $S_{\phi}(f)$ für gut korrelierte Signale ($t_x \rightarrow 0$), das heißt für naheliegende Ziele, führt.

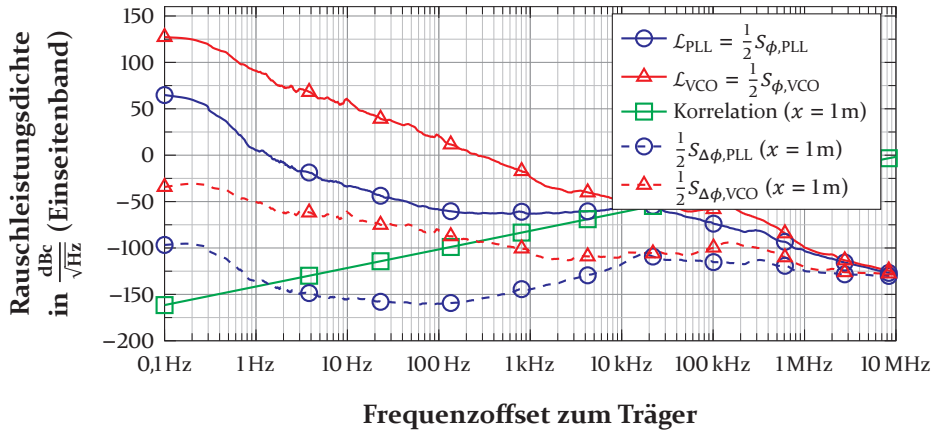


Abbildung 3.2: Phasenrauschmessung und Korrelationsgewinn eines Oszillators bei 24 GHz (ungeregelt und PLL-stabilisiert).

In Abbildung 3.2 ist beispielhaft die Messung des Phasenrauschens eines Oszillators bei 24 GHz, das mit einem FSUP26 von Rohde und Schwarz gemessen wurde, dargestellt. Es handelt sich beim Testobjekt um den integrierten Oszillator VCO_o24_00 von Silicon Radar, der laut Datenblatt ein Phasenrauschen von $-110 \frac{\text{dBc}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ bei einer Offset-Frequenz von 1 MHz aufweist und jeweils ohne und mit PLL-Stabilisierung vermessen wurde. In der Grafik ist neben den Messwerten auch der sich durch die zeitliche Korrelation ergebende Gewinn und die daraus resultierenden Rauschdichten im Basisband für einen Zielabstand von 1 m dargestellt.

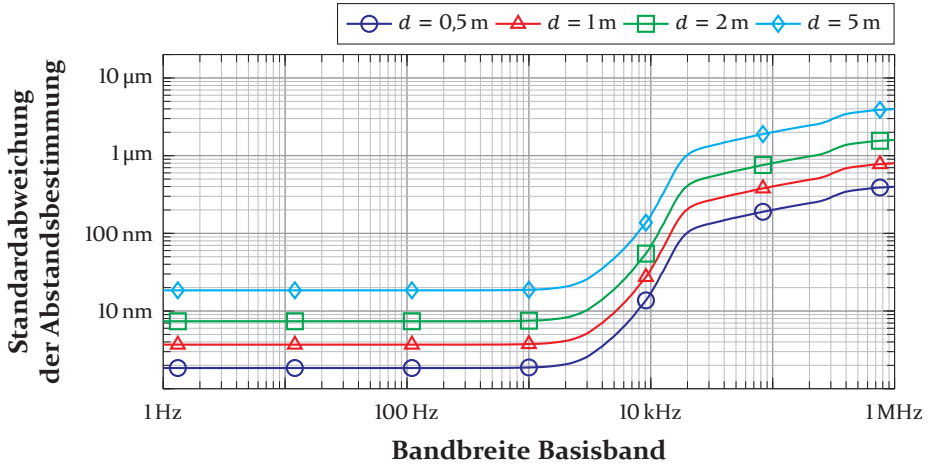


Abbildung 3.3: Resultierende Standardabweichung durch Korrelationsgewinn für verschiedene Basisbandbreiten bei Verwendung eines PLL-stabilisierten Oszillators.

Unter Berücksichtigung dieser Korrelation kann die Standardabweichung des resultierenden Phasenfehlers $\sigma_{\Phi,RC}$ in Abhängigkeit von Phasenrauschspektrum, Abstand zum Ziel ($t_x = \frac{2x}{c}$) sowie der verwendeten Basisbandbreite f_{BB} berechnet werden:

$$\sigma_{\Phi,RC} = \sqrt{\int_0^{f_{BB}} \underbrace{2\mathcal{L}(f)}_{\text{Phasenrauschen } S_{\phi}} \cdot \underbrace{4 \sin^2\left(\frac{2\pi x f}{c}\right)}_{\text{Range correlation}} df} \quad (3.12)$$

Dieser Wert stellt, bedingt durch das Phasenrauschen des Oszillators, für ein gegebenes Messsystem die theoretische untere Grenze für die Messgenauigkeit dar. Da es sich hierbei um einen Rauscheffekt handelt, kann dieser durch die Reduzierung der Basisbandbreite oder eine Dezimation in der digitalen Signalverarbeitung verkleinert werden, solange das beobachtete Ziel seine Position beibehält.

Abbildung 3.3 zeigt die durch den Synthesizer verursachte Standardabweichung bei einer Abstandsmessung, wie in Gleichung (3.12) dargestellt. Die Grafik zeigt die Evaluation der Gleichung für verschiedene Abstände x über verschiedene Basisbandbreiten f_{BB} . Als zugrundeliegendes Phasenrauschdichtespektrum findet der bereits in Abbildung 3.2 vorgestellte Oszillator in der PLL-stabilisierten Variante Verwendung. Die Ergebnisse zeigen, dass bei Verwendung einer Basisbandbreite von kleiner 10 kHz im Nahbereich der Einfluss des Phasenrauschens des Oszillators vernachlässigbar ist. Dennoch

ist es nötig, dass die Frequenz des Oszillators genau bekannt ist, da sie, wie im vorherigen Abschnitt dargestellt, direkt in den Messfehler eingeht. Somit ist in jedem Fall ein PLL-stabilisierter Oszillator mit einer möglichst genauen Referenz zu verwenden.

Die vorgestellten Zusammenhänge können ebenso im Frequenzmesssystem herangezogen werden, wobei in diesem Fall die Verzögerung t_x der Verzögerung durch die Delayline entspricht. Bei der Verwendung einer entsprechend langen Verzögerungsleitung lässt sich dieses Verhalten deshalb auch nutzen, um das Phasenaussspektrum von Oszillatoren zu bestimmen [25]. Die FFT über den gemessenen Phasenverlauf liefert in diesem Fall das Phasenaussspektrum $\mathcal{L}$ des Oszillators mit der Einschränkung, dass der maximale Trägerabstand, für den $\mathcal{L}$ bestimmt werden kann, auf die Eindeutigkeitsbandbreite¹ der Frequenzmessung begrenzt ist.

3.2.2 Systeminhärente Störsignale

Störsignale, die im Frontend entstehen, können maßgeblich die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems beeinflussen, da sie nur schwer vom eigentlichen Messsignal getrennt werden können. Einen großen Einfluss hat hier die Kopplerstruktur, die die Verbindung zwischen den Komponenten Synthesizer, Antenne und Sechstor herstellt. Dabei übernimmt sie sowohl die Funktion der Auskopplung des Referenzsignals in den ersten Sechstoreingang, als auch die Trennung von Sende- und Empfangssignal. Je nach Implementierung kann es sich bei dieser Struktur um mehrere oder nur einen Koppler handeln, falls das System schwach gedämpft ist. Der Einsatz getrennter Koppler hat den Vorteil, dass sie jeweils auf ihre Aufgabe hin optimiert werden können, und somit der Referenzkoppler nur einen kleinen Teil der Leistung auskoppelt, um die mögliche Sendeleistung zu maximieren, während der RX/TX Koppler bezüglich hoher Isolation optimiert ist. Diese Isolation ist sehr wichtig, denn wie in jedem radarbasierten System entsteht durch eine schlechte Isolation zwischen Sende- und Empfangspfad ein Störsignal im Empfangssignal, das die korrekte Positionserkennung erschwert.

Ein ähnlicher Effekt tritt durch die Reflexionen am oft relativ schlecht angepassten Fußpunkt der Antenne auf, deren sonstige Einflüsse in einem späteren Kapitel noch näher betrachtet werden. Die Hauptpfade des Signalfusses im Frontend sind in Abbildung 3.4 dargestellt. Neben den gewünschten Signalen, dem Referenzsignal P_{Ref} und dem vom Ziel reflektierten Signal P_{RX} , treten durch die Isolation des Kopplers und die Fehlanpassung an der Antenne

¹siehe Gleichung (2.38).

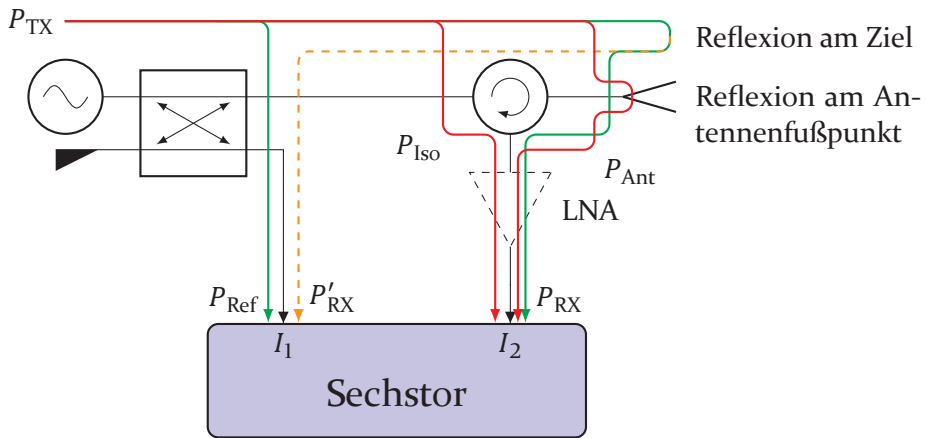


Abbildung 3.4: Hauptsignalfade und Kopplungen im Frontend.

auch die Störsignale P_{Iso} und P_{Ant} auf. Falls sich im Pfad ein optionaler LNA befindet, so wird dieses Problem noch verschärft, da die Störsignale zu Übersteuerungseffekten führen können. Das zweite parasitäre Signal des Ziels P'_{RX} kann im Vergleich dazu ignoriert werden, da es durch die Rückwärtsisolation des RX/TX Kopplers und des Referenzkopplers bereits stark gedämpft ist und somit gegenüber dem Referenzsignal nur eine geringe Amplitude besitzt. Um die Übersichtlichkeit der Darstellung zu gewährleisten, wurden Mehrzeleffekte und die Mehrwegeausbreitung vernachlässigt. Ihr statischer Anteil, der unabhängig von der Zielposition ist, kann jedoch vektoriell zur Antennenfußpunktreflexion addiert und so berücksichtigt werden. Eine genauere Analyse, speziell der dynamischen Anteile, folgt in einem späteren Abschnitt.

Auswirkungen der Störsignale

Im Grundlagenkapitel wurde bereits ausführlich dargestellt, wie die Basisbandsignale aus den beiden Sechstor-Eingangssignalen bestimmt werden können. Im Folgenden wird dieses Modell nun dahingehend erweitert, dass am zweiten Eingang neben dem eigentlichen Empfangssignal noch ein weiteres Signal I'_2 mit der Leistung P'_2 , der Frequenz ω'_2 und der Phase φ'_2 eingespeist wird. Dieses modelliert die vektorielle Summe der Störungen durch Isolationsdefizite, Antennenfußpunkt und statische Reflexionen aus der Umgebung. Es ergibt sich zusammen mit dem Signal der eigentlichen Zielreflexion I_2

somit für die einlaufende Welle $\underline{a}'_2$ am zweiten Eingangstor:

$$\underline{a}'_2 = \sqrt{P_2} e^{j(\omega_2 t + \varphi_2)} + \sqrt{P'_2} e^{j(\omega'_2 t + \varphi'_2)} \quad (3.13)$$

Für die Leistungen nach idealer Leistungsdetektion an den vier Ausgängen der Sechstorstruktur ergibt sich durch Einsetzen des modifizierten $\underline{a}'_2$ in die in Kapitel 2.1.1 hergeleiteten Gleichungen:

$$P'_3 = \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 + P'_2 + 2\sqrt{P_1 P'_2} \sin((\omega'_2 - \omega_1)t + \varphi'_2 - \varphi_1) \right. \\ \left. + 2\sqrt{P_1 P_2} \sin((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1) + 2\sqrt{P_2 P'_2} \cos((\omega_2 - \omega'_2)t + \varphi_2 - \varphi'_2) \right] \quad (3.14)$$

$$P'_4 = \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 + P'_2 - 2\sqrt{P_1 P'_2} \sin((\omega'_2 - \omega_1)t + \varphi'_2 - \varphi_1) \right. \\ \left. - 2\sqrt{P_1 P_2} \sin((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1) + 2\sqrt{P_2 P'_2} \cos((\omega_2 - \omega'_2)t + \varphi_2 - \varphi'_2) \right] \quad (3.15)$$

$$P'_5 = \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 + P'_2 + 2\sqrt{P_1 P'_2} \cos((\omega'_2 - \omega_1)t + \varphi'_2 - \varphi_1) \right. \\ \left. + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1) + 2\sqrt{P_2 P'_2} \cos((\omega_2 - \omega'_2)t + \varphi_2 - \varphi'_2) \right] \quad (3.16)$$

$$P'_6 = \frac{1}{4} \left[P_1 + P_2 + P'_2 - 2\sqrt{P_1 P'_2} \cos((\omega'_2 - \omega_1)t + \varphi'_2 - \varphi_1) \right. \\ \left. - 2\sqrt{P_1 P_2} \cos((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1) + 2\sqrt{P_2 P'_2} \cos((\omega_2 - \omega'_2)t + \varphi_2 - \varphi'_2) \right] \quad (3.17)$$

Unter Einbeziehung des Störsignals ergibt sich für die Summe aus den vier Ausgangssignalen nicht mehr eine konstante Gesamtleistung, wie im idealen Fall, sondern eine sinusförmige Oszillation um die Summe der Eingangsleistungen $P_1 + P_2 + P'_2$, die von der Phase des Zieles abhängt. Somit kann ohne entsprechende Kompensation allein mit der gemessenen Gesamtleistung P'_{ges} keine Aussage mehr über den Zielabstand getroffen werden.

$$P'_{\text{ges}} = \sum_{i=3}^6 P'_i = P_1 + P_2 + P'_2 + 2\sqrt{P_2 P'_2} \cos((\omega_2 - \omega'_2)t + \varphi_2 - \varphi'_2) \quad (3.18)$$

Bestimmt man auch hier den komplexen Phasor $\underline{z}'$ aus den Ausgangssignalen, so lässt sich zeigen, dass sich dieser Vektor aus zwei Teilvektoren zusammensetzt, wobei einer die eigentliche Zielinformation enthält und der zweite einen statischen vektoriellen Offset, bedingt durch die Störsignale, darstellt:

$$\underline{z}' = (P_5' - P_6') + j(P_3' - P_4') \quad (3.19)$$

$$\Re\{\underline{z}'\} = \sqrt{P_1 P_2'} \cos((\omega_2' - \omega_1)t + \varphi_2' - \varphi_1) + \sqrt{P_1 P_2} \cos((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1) \quad (3.20)$$

$$\Im\{\underline{z}'\} = \underbrace{\sqrt{P_1 P_2'} \sin((\omega_2' - \omega_1)t + \varphi_2' - \varphi_1)}_{\text{Offset}} + \underbrace{\sqrt{P_1 P_2} \sin((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1)}_{\text{Ziel}} \quad (3.21)$$

$$\underline{z}' = \underline{z}_O + \underline{z} \quad (3.22)$$

$$\underline{z}_O = \sqrt{P_1 P_2'} e^{j((\omega_2' - \omega_1)t + \varphi_2' - \varphi_1)} \quad (3.23)$$

$$\arg\{\underline{z}_O\} = \Theta = (\omega_2' - \omega_1)t + \varphi_2' - \varphi_1 \quad (3.24)$$

Dieser Offsetvektor $\underline{z}_O$ ist unabhängig von der Zielentfernung und lässt sich somit durch Subtraktion eines komplexen Korrekturvektors korrigieren. Diese einfache Kompensation sollte nicht darüber hinwegtäuschen, dass sich die Detektoren durch die ungleiche Leistungsverteilung in verschiedenen Arbeitspunkten befinden und dadurch auch der nutzbare Dynamikbereich der Analog-Digital-Umsetzung stark eingeschränkt wird. Dieses Verhalten ist in Abbildung 3.5 dargestellt. In der IQ-Darstellung zeigt sich bei einem linear mit der Geschwindigkeit v bewegten Ziel ein Kreis, der lediglich um den Offsetvektor $\underline{z}_O$ gegenüber dem Einheitskreis verschoben ist. In den dazugehörigen Basisbandsignalen, die auf der rechten Seite dargestellt sind, sind dagegen die hohen Mittelwerte im Vergleich zu den Amplituden erkennbar, die eine ideale Aussteuerung der Analog-Digital-Umsetzer verhindern. Um die Probleme der ADU-Aussteuerung zu vermindern, lassen sich mit einer analogen Subtraktionsstufe die Offsets entfernen, um anschließend die Signale durch eine Verstärkung auf den Aussteuerbereich anzupassen. Allerdings löst man damit noch nicht das Problem der stark unterschiedlichen Detektorarbeitspunkte sowie der damit eingeschränkten Dynamik und höheren Verzerrungen durch das Verlassen des Square-Law-Bereichs. Mit den beiden im Folgenden dargestellten Ansätzen kann diese Problematik umgangen werden, da die Ursachen bereits im Hochfrequenzbereich unterdrückt werden.

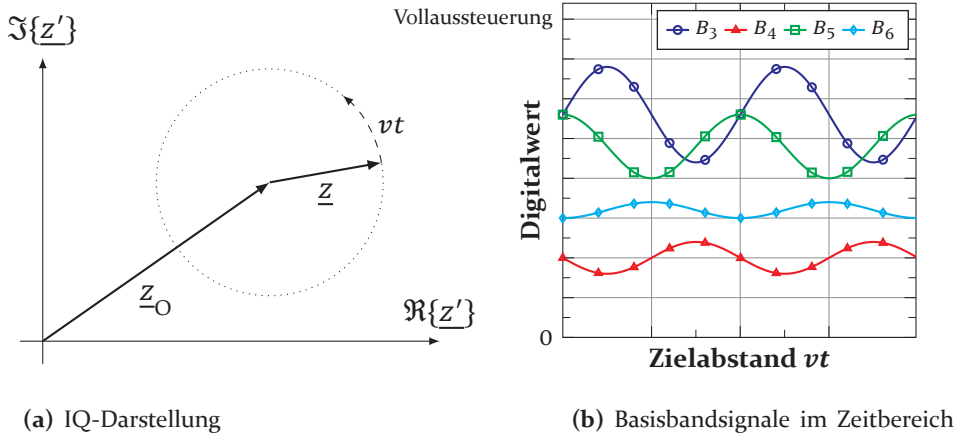


Abbildung 3.5: Resultierende Empfangssignale durch Isolationsdefizite über der Zeit t bei sich mit der Geschwindigkeit v bewegendem Ziel.

Störunterdrückung durch ganzheitliche Systemoptimierung

Neben einer Optimierung der einzelnen Komponenten – das betrifft vor allem die Antenne bezüglich ihrer Anpassung und den Radarkoppler hinsichtlich der Isolation – sollte man, sofern es sich um ein integriertes System mit bekannten Antennenparametern handelt, eine ganzheitliche Systemoptimierung erwägen.

Aus den dargestellten Gleichungen (3.14) bis (3.17) lässt sich eine Folgerung für eine Designoptimierung im HF-Pfad ableiten. So wird für gleiche Kreisfrequenzen $\omega_1 = \omega_2 = \omega'_2$, was im Regelfall angenommen werden kann, für $\Theta = n\frac{\pi}{2}$ mit $n \in \mathbb{N}_0$ eines der Basisbandsignale konstant und unabhängig von der Zielphase φ_1 für den Fall $P'_2 = P_1$. Deshalb lässt sich durch die Wahl von φ'_2 beeinflussen, auf welche der Ausgänge sich das Störsignal auswirkt. Durch die optimale Auslegung von φ'_2 kann somit eine ungleiche Leistungsverteilung in der Sechstorstruktur, die unweigerlich durch den unsymmetrischen Aufbau entsteht, relativiert werden. Die oftmals an zwei Ausgängen zu niedrige LO-Leistung kann also durch das Störsignal ausgeglichen werden, das in diesem Fall als parasitärer LO wirkt. Für ein optimales Frontenddesign sollten, unter Berücksichtigung der Antennenreflexion, der Referenzkoppler und die Länge zwischen RX/TX-Koppler und zweitem Sechstöreingang so optimiert werden, dass an allen vier Sechstorausgängen ohne Zieleinwirkung dieselbe Leistung anliegt.

Ist eine derartige Optimierung nicht möglich, so sollte zumindest vermieden werden, dass die Phasendifferenz genau die erwähnten Sonderfälle von

Θ trifft, da ansonsten ein Leistungsdetektor kein Signal mehr liefert. Besser ist es, die Phasendifferenz genau zwischen die Sonderfälle zu legen, um die Wirkung der Störung auf zwei Ausgänge zu verteilen.

Kompensation durch analoge Störgrößenaufschaltung

Die bereits dargestellte Designoptimierung kann nur angewendet werden, falls die Antenne genau bekannt ist, und prinzipbedingt keine Störungen unterdrücken, die durch die variierende Umgebung entstehen. Um jedoch

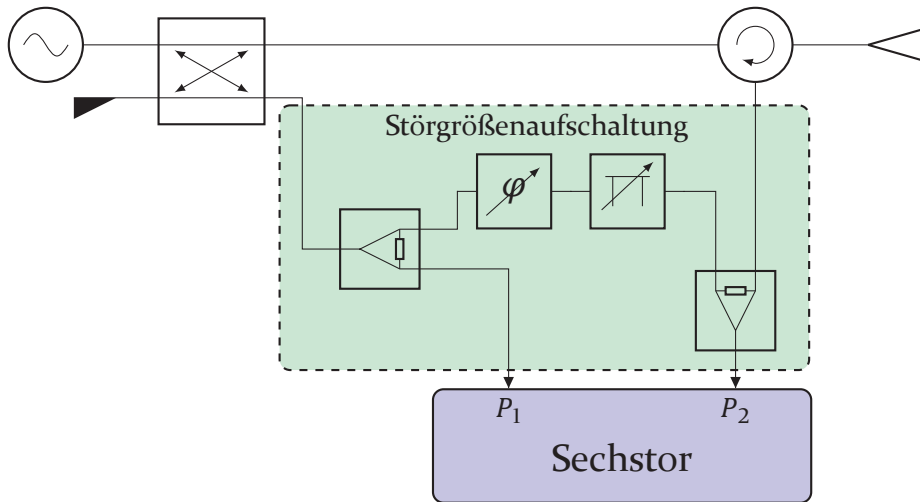


Abbildung 3.6: Unterdrückung der statischen Reflexion durch aktive, regelbare Störgrößenaufschaltung im HF-Pfad.

auch derartige Störungen erfolgreich zu unterdrücken, kann im HF-Zweig eine aktive Störgrößenaufschaltung implementiert werden [10, 54]. Die dafür notwendige Schaltung ist in Abbildung 3.6 dargestellt und besteht aus zwei zusätzlichen Leistungsteilern sowie einem Phasenschieber und einem einstellbaren Dämpfungsglied. Dieser Aufbau ermöglicht es, einen in Betrag und Phase definierten Teil des Referenzsignals auf den zweiten Eingang des Sechstors zu geben, um damit die Störung durch parasitäre Signale zu unterdrücken. Monofrequente, statische und langsam veränderliche Störungen können mit diesem Ansatz wirkungsvoll unterdrückt werden.

Die Implementierung und Regelung eines solchen Systems ist allerdings sehr komplex, da sich durch Änderungen im Kompensationspfad die Arbeitspunkte der Detektoren verändern und sich direkt auf die Phase der Zielinformation auswirken können. Vor allem der variable Phasenschieber und

dessen Ansteuerung muss nahezu rauschfrei sein. Zudem ist für die genaue Regelung von Phase und Betrag des Kompensationspfades eine komplexe Algorithmik nötig, wie sich in einem Labordemonstrator gezeigt hat [115]. Es konnten dabei Verbesserungen erzielt werden, die allerdings durch einen hohen Hardwareaufwand und eine komplexe Ansteuerungsalgorithmik erkauft wurden, weshalb sich dieses Verfahren nur in Sonderfällen lohnt und der Ansatz nicht weiter verfolgt wurde. Um diese Probleme zu umgehen, kann jedoch auch eine vereinfachte, passive Form verwendet werden, die nicht einstellbar ist und somit vor allem bei integrierten Antennen hilfreich ist. Diese meist als optimierter Radarkoppler oder *Self-Interference-Cancellation* bezeichnete Architektur ist beispielsweise in [116] oder [41] dargestellt.

3.2.3 Antenneneigenschaften

Falls die Signalübertragung vom Frontend zum Messobjekt im Freiraum stattfinden soll, stellt die Antenne, wie in jedem funkbasierten System, auch für die interferometrische Messung eine wichtige Komponente bei der Systemauslegung dar. Aus diesem Grund sollen im Folgenden wichtige Systemaspekte bezüglich der Wahl und Positionierung der Antenne dargestellt werden.

Unterschiede zwischen Mono- und Bistatischem Aufbau

Beim Systemdesign ist die Frage, ob ein monostatischer, das heißt die Verwendung einer gemeinsamen Antenne, oder ein bistatischer Aufbau mit getrennten Antennen für Sende- und Empfangszweig gewählt wird, entscheidend. Im Fall eines bistatischen Aufbaus wird die bereits aufgezeigte Problematik der Antennenfußpunktreflexion stark verringert. An ihre Stelle tritt das Übersprechen zwischen den beiden verwendeten Antennen, das sich jedoch einfacher reduzieren lässt und deutlich weniger Störungen verursacht.

Allerdings zeigt der bistatische Aufbau auch Nachteile in Bezug auf Kosten und Messfehler. So ist neben der offensichtlichen Kostenerhöhung, die mit einer zweiten Antenne einhergeht, vor allem die Tatsache relevant, dass es zu Messfehlern kommen kann, wenn sich das Messobjekt nicht in optimaler Lage zu den Antennen befindet. Die beiden Antennen müssen derart ausgerichtet sein, dass ihre Phasenzentren in einer gemeinsamen Ebene liegen, die senkrecht auf ihren Hauptausbreitungsrichtungen steht. Das Ziel muss sich dabei jederzeit senkrecht zu dieser Ebene auf einer Linie zwischen den beiden Phasenzentren bewegen, ansonsten kommt es bei der Abstandsmessung, insbesondere im Nahbereich um die Antenne, zu Fehlern durch die Geometrie der Ausbreitungswege. Ähnliche Auswirkungen hat das Schielen

der Antennen, das heißt nicht parallel verlaufende Hauptstrahlrichtungen, die beispielsweise auch durch Kopplungen zwischen den Antennen entstehen können und die zu einer nichtlinearen Beziehung zwischen Abstand und gemessener Phasenverschiebung führen. Eine weitere Einschränkung ergibt sich, falls das Messsystem als geführtes System implementiert werden soll, wie das später dargestellte Beispiel der Messung innerhalb eines geschlossenen Wellenleiters. In diesem Fall ist kein bistatischer Aufbau mehr möglich, da eine gemeinsame Einkopplung in das geführte System benötigt wird. Aus diesem Grund und um die geometrischen Fehler im Nahbereich zu umgehen, wurde im Rahmen der Arbeit ein monostatischer Aufbau verwendet.

Als weitere Optimierung sind auch Phased-Array- und MIMO-Aufbauten möglich, die mehrere Sende- und Empfangsantennen beinhalten, womit es theoretisch möglich wird, die Hauptkeule auf verteilte Ziele mit bekannter Position zu richten und deren Position jeweils zu messen. Diese Thematik wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht weiter vertieft, jedoch widmet sich ein kürzlich am Lehrstuhl für Technische Elektronik gestartetes Forschungsprojekt diesem Aspekt.

Fokussierung

Die nötige Fokussierung der Antenne, die durch ihre Richtwirkung bestimmt ist, hängt von der Messaufgabe ab. Ist es erforderlich, ein Punktziel genau zu detektieren, zum Beispiel bei der Positionsbestimmung auf einem Maschinenbett, so ist eine hohe Fokussierung vorteilhaft, um Störziele und Mehrwegepfade zu unterdrücken. Soll dagegen eine großflächige Überwachung stattfinden, wie es bei Füllstandsradaren oder bei der Schwingungsüberwachung von mechanischen Wellen und Maschinen der Fall ist, so kann durch eine weniger starke Fokussierung der Überwachungsbereich vergrößert werden. Durch die dabei entstehende Mittelwertbildung über dem Zielbereich kann beispielsweise eine genauere Mengenbestimmung des Füllstands bei unebenen Oberflächen erreicht werden als dies bei Messung eines einzelnen Punktes möglich wäre.

In jedem Fall muss beachtet werden, dass durch die zugrundeliegende Messtechnik keine Zieltrennung möglich ist, da unabhängig von der Anzahl der Radarziele lediglich ein Phasenwert als Messergebnis bestimmt und ausgewertet werden kann. Im Falle einer schwachen Fokussierung wird somit immer die vektorielle Summe über alle an der Antenne empfangenen Reflexionen gemessen.

Antennenformen

Für die adressierten Frequenzbereiche im ein- bis zweistelligen Gigahertzbereich sind besonders Patchantennen, daraus aufgebaute Arrays sowie Hornantennen gebräuchlich und im oberen Bereich dieser Frequenzen kommt zusätzlich die Kombination aus Patchantenne und dielektrischer Linse in Betracht. Alle Antennenformen haben hierbei Stärken und Schwächen. So verfügen gerade große Hornantennen über eine hohe Richtwirkung und dadurch über eine schmale Abstrahlcharakteristik, wodurch der Einfluss von Sekundärzielen stark unterdrückt werden kann und selbst bei großen Messabständen das Empfangssignal nicht zu stark gedämpft wird. Patchantennen erreichen nur einen geringen Antennengewinn, der durch die Verbindung mehrerer Einzelantennen zu einem Array oder durch die Verwendung einer dielektrischen Linse jedoch erhöht werden kann. Der Hauptvorteil dieses Antennentyps besteht darin, dass er direkt als Leiterstruktur auf der Platine realisiert und dadurch gerade bei hohen Stückzahlen sehr günstig gefertigt werden kann. Durch die planare Struktur wird auch nur sehr wenig Bauraum benötigt, wodurch kompakte Sensorbauformen verwirklicht werden können.

In jedem Fall muss bei einem Einsatz im industriellen Umfeld eine Abdeckung zum Schutz vor Umweltbedingungen vorgesehen werden, wobei in der Regel ein Schutz mit dem Industriestandard *IP68* anzustreben ist. Dieser versichert Dichtheit gegenüber Staub und Wasser selbst bei andauerndem Untertauchen. In Spezialfällen ist auch zusätzlicher Schutz, zum Beispiel Explosionssicherheit, Schutz gegenüber hohen Umgebungstemperaturen oder auch gegen korrosive Medien nötig. Die dafür notwendige Versiegelung kann im Falle von Patchantennen durch eine dielektrische Abdeckung leicht erreicht werden. Bei entsprechender Formgebung kann die Abdeckung auch gleichzeitig als Linse eingesetzt werden, was den wichtigen Stellenwert eines optimierten Entwurfsprozesses zwischen Sensormechnik und HF-Design unterstreicht. Im Falle der Verwendung von Hornantennen müssen diese entweder ein Fenster aufweisen, alternativ dielektrisch gefüllt [82] oder zumindest am Fußpunkt abgedichtet werden. Weitere Optimierungsansätze zur Kapselung des Sensors folgen im Kapitel 3.3.3.

Eine zusätzliche Problematik, die bei der Antennen- und Gehäusekonstruktion beachtet werden sollte, sind Reflexionen an der Antenne und ihrer Halterung. Besonders bei der Messung mit gut reflektierenden Radarzielen im Nahbereich der Antenne kann es hier zu Mehrfachreflexionen und der Ausbildung einer stehenden Welle zwischen Radarziel und Antenne kommen, die zu einem gestörten Phasenverlauf führen, wie in [62] dargestellt. Um dies zu verhindern, kann ein anderes Radarziel verwendet, eine absorbierende

Schicht auf und um die Antenne angebracht, oder der Fehler nachträglich durch eine Systemlinearisierung kompensiert werden. Ähnliche Effekte können auch in geführten Systemen durch eine Mehrfachreflexion zwischen Ziel und Einkopplung auftreten, wobei Abhilfe hier durch eine optimierte Einkopplung oder ein stärker absorbierendes Ziel geschaffen werden kann.

Arbeitsbereich

Der Arbeitsbereich einer Antenne lässt sich gemäß folgender Formeln in drei Bereiche einteilen: Einen Nahfeldbereich, einen Fernfeldbereich und einen dazwischenliegenden Übergangsbereich. Die Grenzen zwischen den einzelnen Bereichen verlaufen fließend, weshalb sich verschiedene Definitionen für die Grenzen in der Literatur finden lassen. Für die verwendeten Hornantennen und Patcharray-Antennen können die folgenden Formeln als grobe Abschätzung verwendet werden. Hier sind die Grenzen in Abhängigkeit des Abstands R zur Antenne jeweils über die verwendete Wellenlänge λ und die größte Antennenabmessung D definiert und ergeben sich für die Annahme einer im Vergleich zur Wellenlänge großen Antenne zu [4, S. 34]:

$$\text{Fernfeld (Fraunhofer):} \quad R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{für } D > \lambda \quad (3.25)$$

$$\text{Reaktives Nahfeld:} \quad R < 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad \text{für } D > \lambda \quad (3.26)$$

Obwohl, wie in [62] gezeigt, eine Phasenmessung auch im Nahbereich der Antenne möglich ist, sollte, um eine einfache Signalauswertung zu erreichen, die Nutzung des Systems im Fernfeld der Antenne angestrebt werden. In diesem, in Analogie zur optischen Wellenausbreitung, Fraunhoferzone genannten Bereich sind $\vec{E}$ -Feld und $\vec{H}$ -Feld orthogonal und in Phase, sodass sich in guter Näherung ebene Wellenfronten ausbilden und ein linearer Zusammenhang zwischen Phase und Abstand gegeben ist. Im Gegensatz dazu sind im Nahfeld der Antenne die Felder nicht in Phase, was dazu führt, dass die Phasenlage stark vom Ort abhängig ist und sich somit die Phase stark nichtlinear über dem Abstand verhält. Insbesondere ist auch die Phasengeschwindigkeit nahe der Antenne höher als die Lichtgeschwindigkeit, sodass sich die Wellenlänge ändert und dadurch Messfehler entstehen. Im Fernfeld, bei großem Abstand zur Antenne, wird die Phasengeschwindigkeit gleich der Gruppengeschwindigkeit und entspricht der Lichtgeschwindigkeit [4]. In diesem Fall kann die Freiraumwellenlänge bei der Berechnung des Abstands Verwendung finden.

Ein weiterer Nachteil im Nahbereich ist das Fehlen einer Richtwirkung. Ferner existiert eine starke Rückwirkung auf die Antenne selbst, wodurch

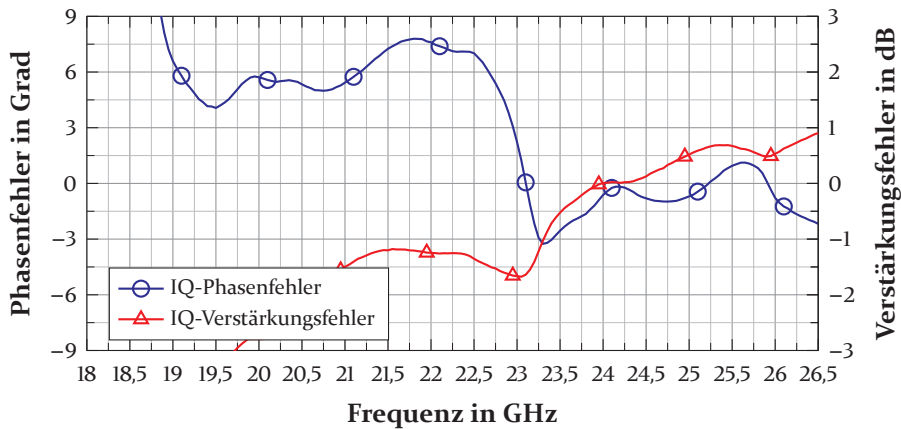


Abbildung 3.7: IQ-Fehler verursacht durch die passive Sechstorstruktur.

sich ihre Anpassung stark ändern kann und damit auch das Messergebnis verfremdet wird. Außerdem ist der Abfall der Leistungsdichte im Nahbereich wesentlich stärker als im Fernfeld, wodurch sich das Problem einer hohen Dynamikanforderung an das Frontend ergibt, falls in diesem Bereich gemessen werden soll. Gerade für längere Messstrecken sollte demnach ein geometrischer Offset eingeplant werden, um Messungen in diesen Nahbereich der Antenne, beziehungsweise der Einkopplung in geführten Systemen, zu vermeiden.

3.2.4 Nichtidealitäten der Sechstorstruktur

Nach Empfang des am Ziel reflektierten Signals wird dieses mit dem Referenzsignal im Sechstorinterferometer überlagert und ins Basisband umgesetzt. Dabei treten weitere unerwünschte Effekte auf, die Fehler bei der Messung verursachen und deshalb im Folgenden analysiert werden.

Passive Sechstorstruktur

Gerade bei der Verwendung hoher Frequenzen ergeben sich durch Fertigungstoleranzen Nichtidealitäten, die das Verhalten des Sechstornetzwerks negativ beeinflussen. Neben Verlusten, die durch Substratverluste und Abstrahlung entstehen, sind besonders die Phasenbeziehungen und die Leistungsverteilung an den Ausgängen relevant. Der resultierende Fehler lässt sich durch den IQ-Fehler ausdrücken, der die Abweichung vom Idealfall von Phase und Amplitude eines komplexen Zeigers darstellt und aus den S-Parametern be-

rechnet werden kann. Die Auswertung der differentiellen Ausgangssignale aus den S-Parametern, die bereits in Kapitel 2.1.4 diskutiert wurden, führt zu den in Abbildung 3.7 exemplarisch dargestellten Verstärkungs- und Phasenfehlern. Im ISM-Band bei 24 GHz liegt der Fehler in diesem Fall bei einem Phasenfehler von unter einem Grad und der Amplitudenfehler beträgt weniger als 0,1 dB.

Eine Kompensation dieses Fehlers ist möglich, da es sich um einen statischen Fehler handelt, der nur von der Geometrie der Sechstorstuktur abhängt. Er kann entweder einmalig aus den gemessenen S-Parametern bestimmt und entsprechend den Gleichungen der später dargestellten Linearisierung durch Kreisabbildung² entfernt, oder zusammen mit allen anderen Effekten bei der Systemlinearisierung kompensiert werden.

Das hier vorliegende, annähernd ideale Verhalten im gewünschten Frequenzbereich zeigt allerdings ausschließlich den IQ-Fehler, der durch die passive Leiterstruktur des Sechstors verursacht wird, und kann nur bei idealer linearer Leistungsmessung und analoger Signalverarbeitung erreicht werden. Betrachtet man das Gesamtsystem, verschlechtert sich dieser Wert somit noch durch verschiedene Offsetfehler, Verstärkungsfehler und Nichtlinearitäten, die durch Unterschiede in den einzelnen Leistungsdetektoren oder der Basisbandverstärkung sowie durch die Digitalisierung entstehen.

Leistungsmessung

Eine korrekte Bestimmung der Leistungen an den Ausgängen des Sechstors stellt ein großes Optimierungspotential dar, da durch die Detektoren nicht nur der Dynamikbereich begrenzt wird, sondern die Nichtlinearität des Detektors die Linearität des Gesamtsystems ausschlaggebend beeinflusst. Es muss deshalb darauf geachtet werden, dass die Detektoren innerhalb ihres quadratischen Bereichs verwendet werden, wo eine lineare Beziehung zwischen Eingangsleistung und Ausgangsspannung vorliegt. Gleichzeitig muss auch die Leistungsverteilung innerhalb der Sechstorstuktur (siehe Abbildung 2.10) mit einbezogen werden. Optimiert werden sollte hierbei die Leistungsverteilung an den beiden Eingängen des Sechstors, da diese die Aussteuerung der Detektoren direkt beeinflusst. Für eine optimale Ausnutzung des Arbeitsbereichs sollten die Signalamplituden bei einem idealen Sechstornetzwerk in der verwendeten Struktur an den beiden Eingängen annähernd gleich sein, jedoch einen Leistungsunterschied aufweisen, der der Rauschgrenze entspricht. Dadurch wird für jede Phasenantwort eine komplette Auslöschung des Signals am Detektor verhindert, und es kann jederzeit

²siehe Kapitel 3.6.1 ab Seite 101.

ein Signal oberhalb der Rauschgrenze detektiert werden. Um die Leistungen einstellen zu können, sollte dafür an mindestens einem Eingang der Sechstorstruktur ein Dämpfungsglied vorgesehen werden. Die Einstellung erfolgt bei einer initialen Fehlerkorrektur beispielsweise mit dem Algorithmus, der in [65] beschrieben ist.

Sollte der Square-Law-Bereich für die Dynamikanforderungen des Systems nicht genügen, kann mit Hilfe einer entsprechenden Kompensation der Kennlinie auch der durch Kompressionseffekte beeinflusste lineare Bereich des Detektors verwendet werden [5]. In jeden Fall sollte der im Betrieb notwendige Dynamikbereich, vor allem im Fall der Abstandsmessung, direkt vom Detektor abgedeckt werden. Durch eine Regelung der Empfangsleistung könnte man zwar die Leistung an den Detektoren in einem weiten Bereich anpassen, dies führt jedoch zu schwer kompensierbaren Fehlern, da reale Dämpfungsglieder sowie einstellbare Verstärker eine starke Phasenänderung über der Durchgangsverstärkungsänderung aufweisen. Im Fall der Frequenzmessung ist dieser Weg dagegen möglich. Hier fällt diese Problematik bei Positionierung der Verstärkung vor dem Signalteiler weniger ins Gewicht, da sich die Phasenverschiebung der Verstärker gleichermaßen auf beide Sechstor-Eingangssignale auswirkt und dadurch eliminiert wird.

Analoge Signalkonditionierung

Verschiedene Verstärkungsfaktoren und Offsets der einzelnen Signalpfade der Basisbandsignale $B_3, \dots, B_6$ führen, wie bereits erläutert, zu einem zusätzlichen IQ-Fehler. Diese sind durch Toleranzen der Bauteile unvermeidlich, können aber durch die Wahl von eng tolerierten passiven Bauteilen und die Verwendung von entsprechenden Offset-armen Verstärkungstechnologien wie *Chopper*- oder *Auto-Zero*-basierten Operationsverstärkern stark unterdrückt werden. Teilweise werden im Basisband auch einstellbare Verstärker sowie Subtrahiererschaltungen zur Offsetkompensation eingesetzt, um Offsets und Verstärkungsfehler auszugleichen. Da die für die Offsetkorrektur nötige Korrekturspannung sehr stabil sein muss, um eine ungewollte Beeinflussung des eigentlichen Messsignals zu vermeiden, wird dieser Ansatz aber nicht verfolgt und die nötige Offsetkorrektur erst nach der AD-Umsetzung im Digitalbereich vorgenommen. Der dadurch eingeschränkte Dynamikbereich kann durch ADUs mit einer erhöhten Auflösung oder die Verwendung von Überabtastung ausgeglichen werden.

Bei der Wahl der Bandbreite der Verstärker sollte beachtet werden, dass vor allem die Gleichspannungskomponente der Signale von Belang ist. Deshalb sollte die Bandbreite in Abhängigkeit der erwarteten Änderungsgeschwin-

digkeit der Phase so niedrig wie möglich gehalten werden, um das Rauschen zu minimieren. Zusätzliche Vorteile ergeben sich auch hier durch die Verwendung von *Chopper*- oder *Auto-Zero* Verstärkern, da das Flickerrauschen bei diesen Verstärkerarchitekturen stark unterdrückt werden kann [22]. Im dynamischen Fall bei hohen Basisbandbreiten, die vor allem bei der Frequenzmessung auftreten, können zusätzlich unterschiedliche Gruppenlaufzeiten und Überspringen der Antialiasing-Filter zu Fehlern in der Phasenbestimmung führen, da die Signale in diesem Fall nicht mehr gleichzeitig erfasst werden. Eine genaue Analyse der resultierenden Fehler durch die Abtastung teilweise verzögerter Signale folgt im Abschnitt 3.4.

3.3 Pfadeffekte

Neben Störungen innerhalb des Systems haben auch die Umgebung und das Ziel selbst einen hohen Einfluss auf die resultierende Signalqualität. In diesem Abschnitt sollen deshalb Pfadeffekte, vor allem Ausbreitungseigenschaften, sowie eine optimale Zielgestaltung und die Auswirkung mehrerer Ziele untersucht werden.

3.3.1 Dämpfung

Während der Signalübertragung treten verschiedene Effekte auf, die eine Dämpfung verursachen und somit das SNR verschlechtern. Im Folgenden werden die wichtigsten Einflussfaktoren untersucht und hinsichtlich ihrer Auswirkungen bewertet. Hauptsächlich setzen sich die entstehenden Verluste aus der geometrisch definierten Dämpfung durch die Divergenz L_D und der atmosphärischen Dämpfung L_A , die die molekulare Wechselwirkung beschreibt, zusammen. Für die empfangene Leistung P_E am Radar gilt dann in Abhängigkeit der Sendeleistung P_S in logarithmischer Form:

$$P_{E, \text{dBm}} = P_{S, \text{dBm}} + L_{D, \text{dB}} + L_{A, \text{dB}} \quad (3.27)$$

Dämpfung durch Divergenz

Die Pfaddämpfung beschreibt die Strahlungsdivergenz der Antenne, die in größerem Abstand als Punktquelle angenommen werden kann. Die in der Literatur oft angegebene Freiraumdämpfung macht durch ihre Definition nur bei unidirektionaler Übertragung Sinn, nicht bei der hier vorhandenen Reflexion am Ziel. Deshalb wird die Dämpfung im Folgenden bewusst Pfaddämpfung genannt, was im Grunde der Freiraumdämpfung unter Berücksichtigung einer Zielreflexion entspricht (vergleiche Gleichung (3.28) und

Gleichung (3.29)). Durch die kugelförmige Ausbreitung der Welle um einen Punktstrahler (Sender) sinkt die Strahlungsdichte, die eine Antenne in einem Abstand x detektieren kann, quadratisch. Verringert wird dieser Effekt durch die Verwendung einer Antenne mit Richtwirkung, wobei hier die in der Regel gültige Annahme getroffen wird, dass sich das Ziel in der Hauptkeule der Sendeantenne befindet.

$$L_D = \underbrace{G_S}_{\text{Sendeantenne}} \cdot \underbrace{G_E}_{\text{Empfangsantenne}} \cdot \underbrace{\frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 x^4}}_{\text{Pfaddämpfung}} \cdot \underbrace{\sigma}_{\text{Zielreflexion}} \quad (3.28)$$

$$L_D = \underbrace{G_S}_{\text{Sendeantenne}} \cdot \underbrace{G_E}_{\text{Empfangsantenne}} \cdot \underbrace{\left(\frac{\lambda}{4\pi x}\right)^2}_{\text{Freiraumdämpfung}} \cdot \underbrace{\frac{\sigma}{4\pi x^2}}_{\text{Zielreflexion}} \quad (3.29)$$

Durch die Radaranwendung tritt diese Dämpfung doppelt in Erscheinung, da das vom Ziel aufgenommene Signal reflektiert wird und sich von dort wieder kugelförmig ausbreitet. Aus diesem Grund geht der entsprechende Term quadratisch in Gleichung (3.28) ein, was zu einem biquadratischen Abfall der Dämpfung über dem Abstand führt. Die Reflexion am Ziel wird durch den sogenannten Radarrückstreuquerschnitt σ modelliert und später bei der Diskussion der Zieleigenschaften näher analysiert. Für den monostatischen Fall und den bistatischen Fall nahe benachbarter und gleicher Antennen sind die beiden Antennengewinne der Sendeantenne G_S und der Empfangsantenne G_E gleich und der Gewinn geht quadratisch als G^2 in die Gleichung ein.

Eine Auswertung der Pfaddämpfung ohne Berücksichtigung von Ziel und Antenneneigenschaften ist in Abbildung 3.8 dargestellt. Aus dieser geht hervor, dass bei der genutzten Frequenz von 24 GHz im Nahbereich zwischen 1 m und 5 m eine Dämpfung von mindestens 70 dB vorliegt. Diese kann durch die Verwendung einer gängigen 20-dBi-Antenne und eines Ziels mit entsprechend hohem Rückstreuquerschnitt³ jedoch größtenteils kompensiert werden, wohingegen der Dynamikunterschied von 30 dB zwischen dem niedrigsten und dem größten Abstand vom System beherrscht werden muss.

Atmosphärische Dämpfung

Neben den Ausbreitungseigenschaften spielen gerade bei hohen Frequenzen die Wechselwirkungen mit den Luftmolekülen und dem Wassergehalt in der Atmosphäre eine Rolle bei der Dämpfungsbestimmung. Besonders

³Siehe Kapitel 3.3.3.

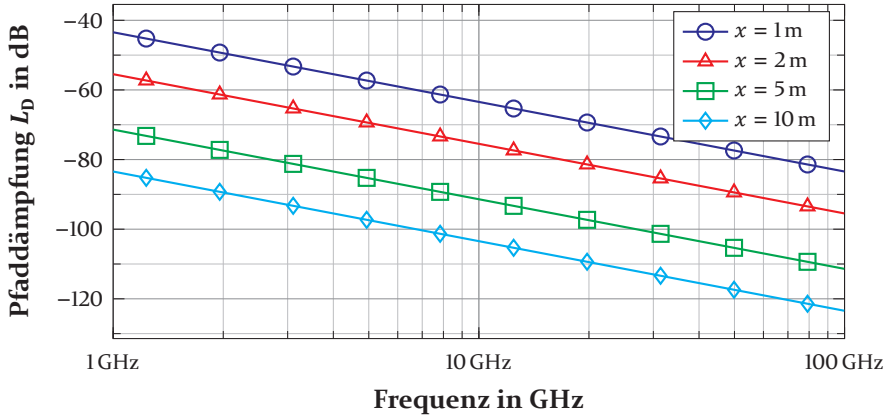


Abbildung 3.8: Pfaddämpfung ohne Berücksichtigung des Antennengewinns ($G_E = G_S = 1$) für ein Ziel mit $\sigma = 1 \text{ m}^2$.

die Molekülresonanzen von Wasser und Sauerstoff führen zu einer hohen Dämpfung im Frequenzbereich zwischen 10 GHz und 300 GHz. Die resultierenden Dämpfungen können mit Näherungsformeln nach [37] bestimmt werden und sind in Abbildung 3.9 für verschiedene relative Wassergehalte der Luft dargestellt, wobei die Sauerstoffresonanz bei 60 GHz und 118 GHz [92] deutlich zu erkennen ist. Bei feuchter Luft zeigt sich insgesamt eine höhere Dämpfung und es entstehen zusätzliche Resonanzen der Wassermoleküle bei 22 GHz, 183 GHz sowie bei noch höheren Frequenzen [85].

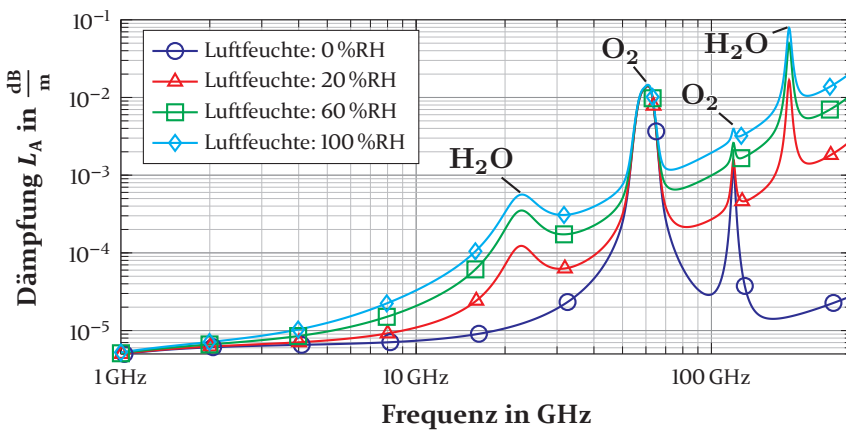


Abbildung 3.9: Dämpfung durch Wechselwirkung mit der Atmosphäre bei unterschiedlich feuchter Luft (Luftdruck: 1013 hPa, Temperatur: 25 °C) nach [37].

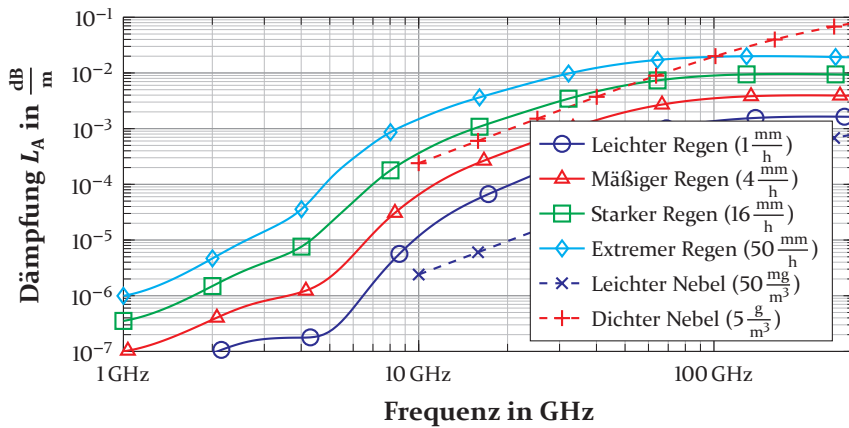


Abbildung 3.10: Dämpfung durch Wechselwirkung von Hochfrequenzsignalen mit kondensiertem Wassers in der Luft nach [36] und [38].

Der Einfluss der Wasserresonanz zeigt sich bei 24 GHz stark, allerdings liegt die resultierende Dämpfung selbst für gesättigte Luft noch unter 1 dB pro Kilometer. Somit können resonanzbedingte Dämpfungseffekte für Wasserdampf-Luft-Gemische bei 24 GHz vernachlässigt werden. Bei 60 GHz führt die Sauerstoffresonanz zu einer erheblich höheren Dämpfung von etwa 15 dB pro Kilometer, allerdings ist auch diese im Nahbereich von wenigen Metern vernachlässigbar.

Da es gerade im industriellen Umfeld neben sehr hohen Luftfeuchtigkeiten auch zu Nebel sowie Spritzwasser kommt, soll auch die Wirkung kondensierten Wassers in der Luft, in Form von Regen und Nebel, abgeschätzt werden. Hierfür wurde durch die Näherungsgleichung aus [36] der Einfluss von Regen und mit den Daten aus [38] der Einfluss von Nebel untersucht, wobei im Fall von Nebel die Gültigkeit der Näherungslösungen auf den Bereich zwischen 10 GHz und 1 THz beschränkt ist. Die Auswertung für den Regenfall ist abhängig von der Antennenpolarisation und der Antennenelevation, wobei hier das Worst-Case-Szenario betrachtet wird. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.10 dargestellt und es zeigt sich, dass selbst bei sehr hohen Regenmengen nur eine geringe Dämpfung auftritt. Es sollte dennoch verhindert werden, dass sich auf der Antenne oder auf dem Ziel Kondensat oder ein Flüssigkeitsfilm bildet, da dies unabhängig von den Ausbreitungsdämpfungen zu Messfehlern führt. Dies liegt in der hohen Permittivität von Wasser begründet, durch die sich die Antennenanpassung ändern kann und die zu anderen Ausbreitungseigenschaften führt, wie in den folgenden Kapiteln näher erläutert wird.

3.3.2 Änderung der Ausbreitungseigenschaften

Da es sich beim vorgestellten System um ein interferometrisches Konzept handelt, ist es entscheidend, die genaue Wellenlänge der Hochfrequenzschwingung zu kennen. Im Vakuum ist diese festgelegt durch die Lichtgeschwindigkeit c_0 und die Frequenz f . In anderen Materialien ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit c niedriger und definiert sich über die relative Permeabilität und Permittivität des Materials. Dabei wird die Permeabilität μ_r oft vernachlässigt, da sie für die bei den Ausbreitungseffekten zu berücksichtigenden Materialien in der Regel einen Wert von eins annimmt. Es gelten die Zusammenhänge:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.30)$$

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \approx \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad \text{mit} \quad c_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \quad (3.31)$$

Ändern sich die Ausbreitungsbedingungen und somit die Materialeigenschaften des Mediums, sind auch die Wellenlängen unterschiedlich und führen somit zu Messfehlern in der Abstandsbestimmung. Das hat besonders für große Messabstände signifikante Auswirkungen, da sich dieser Fehler wie eine falsch angenommene Frequenz über alle Perioden aufsummiert.

Für präzise Messanwendungen ist in jedem Fall eine Fehlerkompensation nötig, da sich die Ausbreitungseigenschaften im System und auf der Messstrecke mehrmals ändern können und somit eine initiale Berechnung nur schwer möglich ist. Probleme treten hier an mehreren Stellen auf; so ist auf der Platine die Ausbreitungsgeschwindigkeit hauptsächlich durch das Platinenmaterial (meist $\varepsilon_r = 3-4$) und die Leitungstechnologie definiert. Bei Verwendung einer Hornantenne folgt als Übergang zur Messstrecke ein Hohlleiterübergang mit dispersiven Eigenschaften und schließlich der Freiraum. In allen diesen Bereichen stellt sich eine unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeit ein, die sich anteilig auf den gemessenen Abstand auswirkt. Für eine detaillierte Betrachtung wird nun zunächst das Platinenmaterial näher charakterisiert.

In Tabelle 3.2 sind die für die Ausbreitungseigenschaften wichtigsten Materialparameter für verschiedene gängige Substratmaterialien der Firma *Rogers Corporation* dargestellt. Es zeigt sich, dass die Permittivität sehr eng spezifiziert ist, jedoch nicht ausreichend genau, um eine Messung im Mikrometerbereich zu realisieren, deshalb ist in jedem Fall eine initiale Fehlerkompensation nötig. Nach dieser Bestimmung kann die Permittivität zusätzlich stark durch Temperaturveränderungen beeinflusst werden. Besonders das

Bezeichnung	RO4003C	RO4350B	RO3003	RT5880
Material	Keramik	Keramik	Keramik-PTFE	PTFE
ε_r^a	$3,38 \pm 0,05$	$3,48 \pm 0,05$	$3,00 \pm 0,04$	$2,20 \pm 0,02$
$\tan \delta^a$	0,0027	0,0037	0,0010	0,0009
$\Delta\varepsilon_r$ pro °C	+40 ppm	+50 ppm	−3 ppm	−125 ppm
$\max(\Delta x, \Delta y)$ pro °C	+14 ppm	+12 ppm	+17 ppm	+48 ppm

^aAngegeben bei 10 GHz, 23 °C.

Tabelle 3.2: Ausgewählte Materialparameter für gängige HF-taugliche Substratmaterialen des Herstellers *Rogers Corporation* (Quelle: [89–91]).

auf Polytetrafluorethylen (PTFE), auch bekannt unter dem Handelsnamen Teflon, basierende Hochfrequenzsubstrat RT5880 zeigt zwar nur minimale Verluste, aber durch den hohen PTFE-Anteil eine sehr starke Temperaturabhängigkeit. Dieser Effekt ist besonders gravierend bei Raumtemperatur, da der Permittivitätsverlauf von PTFE hier einen hohen Gradienten aufweist [88]. Neben den temperaturbedingten Änderungen der Permittivität muss auch die geometrische Längenänderung berücksichtigt werden, die in vielen Bereichen des Frontends direkt als Abstandsänderung mitgemessen wird. Insgesamt betrachtet sollte möglichst ein Material mit geringer temperaturbedingter Änderung der Permittivität und Längendehnung verwendet werden, oder es muss, falls das Messsystem über einen weiten Temperaturbereich zum Einsatz kommen soll, die Temperatur gemessen und ein entsprechender Korrekturparameter verwendet werden. Dies wird vor allem dann nötig, wenn eine abgesetzte Antenne Verwendung findet, die mit einem Koaxialkabel mit PTFE-Isolation verbunden ist, da hier selbst bei Raumtemperatur die Eigenschaften stark temperaturabhängig sind. Im Falle der Frequenzmessung müssen, besonders im Umfeld der Verzögerungsleitung, derartige Ausbreitungseffekte Berücksichtigung finden, weil sich dadurch die Dauer der Verzögerung ändert, was zu falschen Messergebnissen führt. Besonders die erwähnten Änderungen über der Temperatur müssen kompensiert werden, wie in [71] dargestellt ist.

Da die Effekte der Antenne bereits beschrieben wurden und die Dispersion im Hohlleiter später bei der Darstellung des Zweittonverfahrens thematisiert wird, folgt nun die Diskussion der Signalübertragung im Freiraum. Grundsätzlich treten hier nur sehr geringe Änderungen der Ausbreitungseigenschaften auf, sodass die Wellenlänge nur geringfügig beeinflusst wird. Dennoch zeigt die Permittivität von Luft eine leichte Abhängigkeit von Temperatur und

Druck. Daher sollten diese Änderungen der Ausbreitungseigenschaften vor allem dann Beachtung finden, wenn der Füllstand in einem unter Druck stehenden Behälter gemessen werden soll oder die Umgebungstemperatur der Messstrecke sehr hoch ist. In erster Näherung kann diese Änderung nach [13, 14] wie folgt modelliert und bei bekannten Parametern korrigiert werden:

$$\varepsilon_r = 1 + (\varepsilon_{r,N} - 1) \frac{T_N}{T} \frac{p}{p_N} \quad (3.32)$$

Die Permittivität ε_r hängt somit von der Permittivität unter Normalbedingungen $\varepsilon_{r,N}$ bei der Temperatur T_N und dem Druck p_N sowie dem vorherrschenden Druck p und der Temperatur T ab.

3.3.3 Mehrzieleffekte und Zieleigenschaften

Nach Betrachtung des Frontends, der Antenne und des Übertragungskanals werden nun die Eigenschaften des Radarziels diskutiert und es wird dargestellt, wie diese für Abstandsmessungen optimiert werden können. Ferner wird der Einfluss von Mehrwegeszenarien und Mehrzieleffekten betrachtet, die bedingt durch das verwendete Radarverfahren nicht zu trennen sind und zu Messfehlern führen.

Radarrückstreuquerschnitt

Die Empfangsleistung hängt stark davon ab, wieviel Leistung vom Ziel reflektiert wird. Metallische Oberflächen eignen sich daher gut als Radarziel, da sie im Radarfrequenzbereich die gesamte Leistung reflektieren. Es können aber auch dielektrische Ziele verwendet werden, zum Beispiel bei Anwendungen der Füllstandsmessung. In diesem Fall kommt es zu schwächeren rückgestreuten Signalen, da nur noch ein Teil der Leistung reflektiert wird. Dieser reflektierte Anteil kann als Reflektivität R , die dem Leistungsreflexionsfaktor entspricht, mit der Fresnel'schen Formel für den Sonderfall eines senkrechten Einfalls aus den Feldwellenwiderständen Z der beiden Materialien bestimmt werden [40]. Unter der Annahme einer verschwindenden relativen Permeabilität μ_r lässt sich die Reflektivität über den Unterschied der relativen Permittivität ε_r der beiden Bereiche ausdrücken und ergibt sich zu:

$$R = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 \quad \text{mit} \quad Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}} \rightarrow R = \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{r,1}} - \sqrt{\varepsilon_{r,2}}}{\sqrt{\varepsilon_{r,1}} + \sqrt{\varepsilon_{r,2}}} \right)^2 \quad (3.33)$$

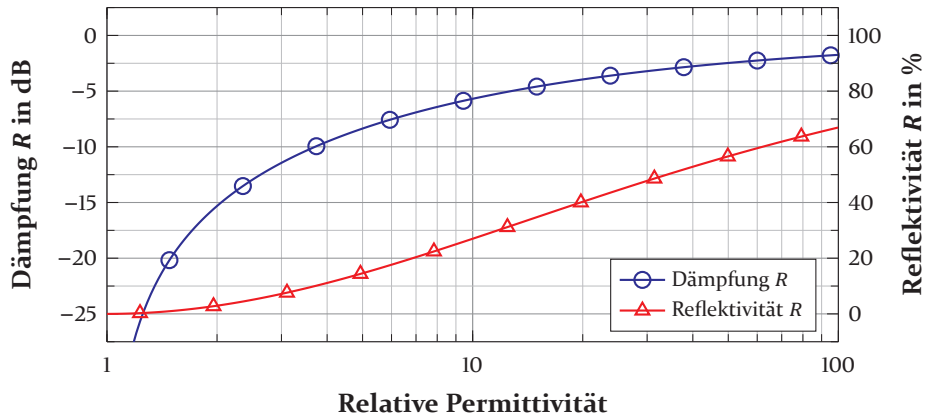


Abbildung 3.11: Reflektivität und korrespondierende Dämpfung durch Sprung der relativen Permittivität $\epsilon_{r,2}$ für $\epsilon_{r,1} = 1$.

In Abbildung 3.11 ist die Auswertung dieser Formel für verschiedene Radarziele der Permittivität $\epsilon_{r,2}$ für $\epsilon_{r,1} = 1$ dargestellt. Dabei wird angenommen, dass es sich um ein Ziel mit homogener Permittivität handelt und die transmittierte Welle vollständig im Material absorbiert wird. Kann diese Näherung nicht getroffen werden, da Reflexionen an einer zweiten Grenzschicht auftreten, so kann eine Optimierung komplementär zu Gleichung (3.34) durchgeführt werden. Durch das Forcieren einer konstruktiven Interferenz der Reflexionen an beiden Grenzschichten kann dadurch die Reflektivität verbessert werden.

Im Allgemeinen wird das Radarziel, wie bereits in Gleichung (3.28) gezeigt, durch seinen seinem Radarrückstreuquerschnitt σ charakterisiert. Diese Größe stellt eine Fläche dar, die die korrespondierende projizierte Fläche eines kugelförmigen isotropen Strahlers beschreibt, der dieselbe reflektierte Leistung aufweist. Für eine elektrisch leitfähige Kugel, deren Radius r sehr viel größer als die Wellenlänge ist, ergibt sich somit ihre Kreisfläche als Radarrückstreuquerschnitt $\sigma = \pi r^2$. Aus dieser Definition folgt, dass auch Objekte mit kleinen Abmessungen einen wesentlich größeren Rückstreuquerschnitt aufweisen können als ihre geometrische Fläche darstellt. Für eine ebene quadratische Platte mit einer Kantenlänge von 15 cm, die auch bei den im Zuge dieser Arbeit durchgeführten Messungen verwendet wurde, ergibt sich bei senkrechter Bestrahlung ein Rückstreuquerschnitt von 44 m² bei 24 GHz. Die entsprechende Formel sowie weitere optimierte Geometrien sind in Abbildung 3.12 dargestellt.

Die dargestellten Reflektoren sind dabei nicht nur auf optimale Reflektivität optimiert, sondern besonders die beiden rechts dargestellten Varianten

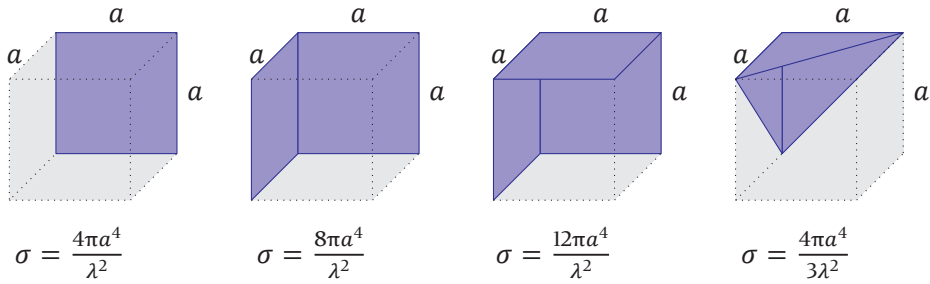


Abbildung 3.12: Geometrien für optimierten Radarrückstreuquerschnitt nach [97, Table 14.1]. Die Formeln gelten jeweils für den optimalen Einfallswinkel.

erlauben auch große Winkel unter denen das Ziel betrachtet werden kann, ohne dass sich die Reflexion nennenswert ändert. Besonders wenn sich das Radarziel im Raum bewegen kann, da es beispielsweise auf einem Roboterarm angebracht ist, dessen Position ermittelt werden soll, ist ein derart geformter Reflektor sinnvoll.

In jedem Fall sollte die Form des Radarziels anwendungsspezifisch ausgewählt werden, was nicht nur für Anwendungen im Freiraum, sondern auch für Ziele in geführten Systemen gilt. Zum Beispiel bietet der Entwurf eines Ziels für die Anwendung in einem Hohlleiter viel Optimierungspotential. Vor allem bei der Verwendung von gut gleitenden, dafür jedoch schlecht reflektierenden kunststoffbasierten Radarzielen sollte eine Optimierung erfolgen. Möglich ist hier die Verwendung von geometrisch optimierten Strukturen, mit leitfähigem Material hochgefüllten Kunststoffen, oder die Kombination aus beidem. Das bedeutet die Verwendung eines metallischen, in seiner Geometrie optimierten Kerns, wie beispielsweise in [3] evaluiert, den zur Verbesserung der Gleiteigenschaften eine Umspritzung aus Kunststoff umgibt.

Antennenabdeckung

Bei der Konstruktion einer eventuellen Antennenabdeckung, auch Radom genannt, muss bedacht werden, dass diese ebenfalls einen Sprung in der Permittivität verursacht, somit eine Reflexion hervorruft und ein Radarziel darstellt. Da sich das Radom normalerweise im Nahfeld der Antenne befindet, sollte es bereits bei der Antennenentwicklung mit einbezogen werden und entsprechende Reflexionen, die wie statische Ziele wirken, beispielsweise im Rahmen der ganzheitlichen Systemoptimierung⁴ berücksichtigt werden.

Es können jedoch auch Fälle auftreten, in denen sich das Radom in einigem

⁴Siehe Kapitel 3.2.2 auf Seite 56.

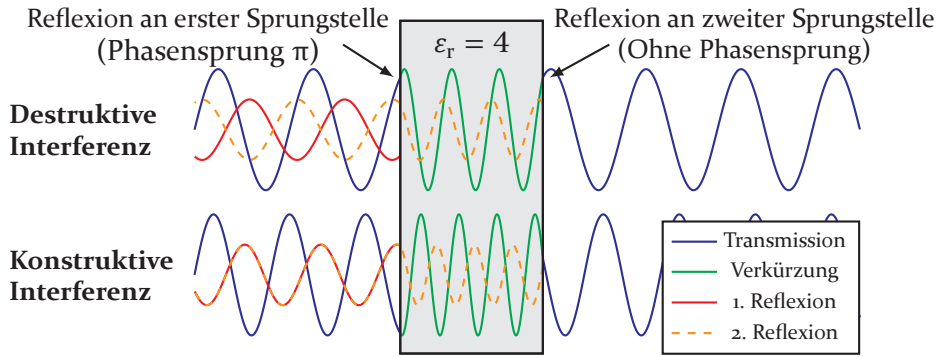


Abbildung 3.13: Wellenausbreitung durch ein dielektrisches Material bei der Umgebungsperrmittivität $\epsilon_r = 1$. Oben ist der ideale Fall mit Auslöschung der Reflexion dargestellt, unten der Worst-Case mit additiver Überlagerung der Reflexionen an den beiden Grenzflächen.

Abstand zur Antenne befindet oder anderweitige dielektrische Hindernisse zwischen Ziel und Antenne stehen. Dies kann beispielsweise bei der Füllstandsüberwachung auftreten, wenn der Füllstand durch ein dielektrisches Fenster überwacht wird, oder wenn die Vibration einer rotierenden Welle durch eine Abdeckung hindurch detektiert werden soll. In diesem Fall kann ausgenutzt werden, dass die elektromagnetische Welle auf zwei Sprungstellen der Permittivität trifft und somit an zwei Stellen reflektiert wird. Wählt man einen optimalen Wert d_{opt} für die Materialdicke, so kann erreicht werden, dass sich die Wellen zumindest teilweise auslöschen und so der Einfluss dieser Störstelle wesentlich reduziert wird.

$$d_{\text{opt}} = \frac{k\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{mit} \quad k \in \mathbb{N}_0 \quad (3.34)$$

Durch diese Definition von d_{opt} ist festgelegt, dass sich innerhalb des Materials immer ganze Wellenzüge befinden und die Reflexion der zweiten Sprungstelle destruktiv mit der Reflexion an der ersten Grenzfläche interferiert, was in Abbildung 3.13 dargestellt ist.

In realen Umgebungen kann die Reflexion an der ersten Sprungstelle nie ganz unterdrückt werden, da es im Material zu Verlusten kommt. Daher sollte das Radom oder dielektrische Fenster unter Berücksichtigung von Gleichung (3.34) und mechanischen Randbedingungen so dünn wie möglich gewählt werden, um eine möglichst hohe Unterdrückung zu erreichen.

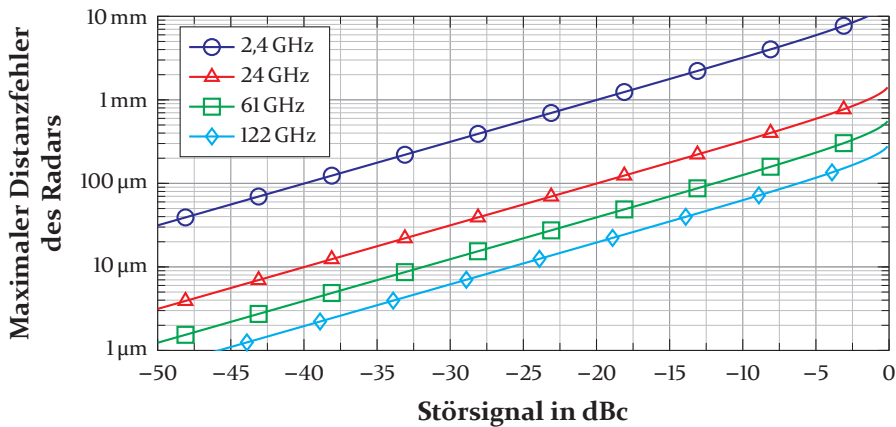


Abbildung 3.14: Maximaler Fehler durch ein zusätzliches statisches Radarziel in Abhängigkeit seiner Leistung bezogen auf die Leistung der Zielreflexion.

Mehrzielunterdrückung

Die bis jetzt angesprochenen Punkte ermöglichen alle eine Verbesserung der Zielreflexion, was besonders in realen Szenarien wichtig ist, da hier verschiedene Reflexionen gleichzeitig auftreten. Durch die verwendete Radararchitektur ist es jedoch nicht möglich, diese zu trennen. Das heißt, die einzige Möglichkeit aussagekräftige Messungen zu erlangen besteht darin, die Nebenziele zu unterdrücken und statische Ziele algorithmisch zu kompensieren. Sofern es sich um unveränderliche Störsignale handelt, die unabhängig von der Zielposition und bekannt sind, können sie wie die RX/TX-Isolationsfehler behandelt werden. Sie verursachen nur einen konstanten Offset und können einfach korrigiert werden.

Anders verhält sich die Problematik bei einem unbekannten Störer, der zusätzlich im überwachten Szenario auftaucht. In diesem Fall ist der resultierende Fehler zwar von der jeweiligen Zielposition abhängig, der jeweilige maximale Fehler lässt sich jedoch durch eine Systemsimulation bestimmen, deren Ergebnis in Abbildung 3.14 dargestellt ist. Um Messfehler von weniger als $\pm 10 \mu\text{m}$ zu garantieren, müssen bei 24 GHz alle unbekannten Mehrwegeeffekte und Sekundärziele um mindestens 40 dB gegenüber der Reflexion des Hauptziels gedämpft sein.

Sollte sich die Phase oder die Amplitude des Störers zusammen mit der Zielbewegung ändern, beispielsweise durch die Reflexion an einer mechanischen Führung des Ziels, zeigt sich eine Abhängigkeit des Fehlers vom Abstand zum eigentlichen Ziel. In Abbildung 3.15 ist dieser Fall dargestellt. Hier werden

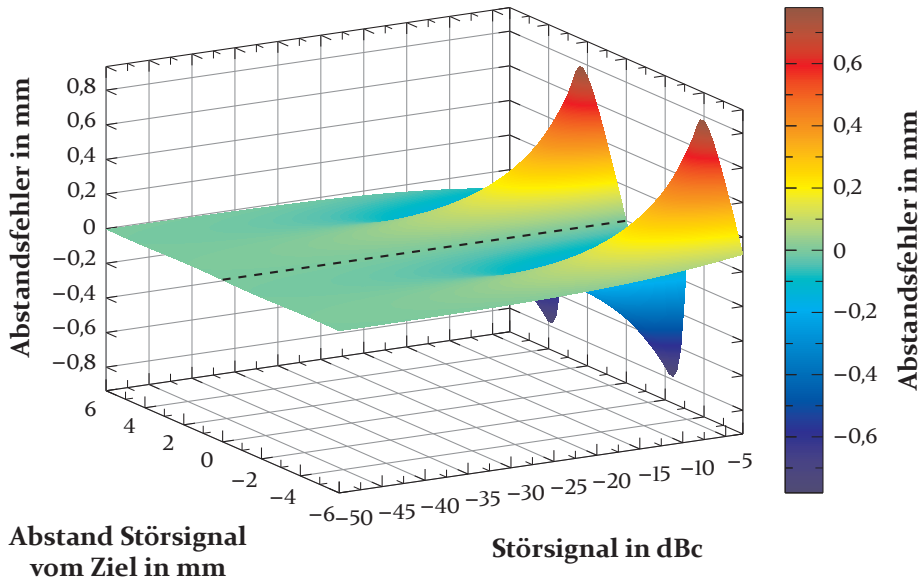


Abbildung 3.15: Maximaler Fehler bei sich mit dem Ziel mitbewegendem Störsignal in verschiedenen Abständen zum Hauptziel bei einer Systemfrequenz von 24 GHz.

Bereiche sichtbar, die auch bei hohen reflektierten Leistungen nur einen geringen Fehler verursachen. Diese befinden sich in exakter Zielentfernung sowie bei Vielfachen der halben Wellenlänge. Entsprechend der Positionen dieser Minima sollte die Halterung für das Ziel gestaltet werden, um zusätzliche Fehler zu vermeiden. Für beide Szenarien zeigen sich hohe Fehler bereits bei geringen Änderungen der Ausbreitungseigenschaften, beziehungsweise niedrigen Amplituden der Störpegel. Insbesondere bei vorhandenen Mehrwegereflexionen ergibt sich eine stark nichtlineare Systemantwort und eine genaue Messung ist nur noch durch Linearisierung der gesamten Messstrecke in bekannter Umgebung möglich. Ein darauf angepasstes Linearisierungsverfahren, das im Rahmen dieser Arbeit entwickelt und auch bei den später dargestellten Messungen verwendet wurde, wird in Kapitel 3.6.2 vorgestellt.

Unberücksichtigt bleiben hier Einstreueffekte durch andere Geräte, die besonders im 2,4-GHz-ISM-Band weit verbreitet sind. Diese Störungen können nicht von einer Zielbewegung getrennt werden und die Messung daher massiv beeinflussen. Sofern es sich nur um kurzzeitig auftretende Störungen handelt, können diese durch Software unterdrückt werden, bei ständigen Datenübertragungen ist allerdings eine zuverlässige Abschirmung derartiger Störungen unabdingbar.

Für die Frequenzmessung existiert eine ähnliche Problematik, mit dem

Unterschied, dass hier vor allem zusätzliche Frequenzkomponenten als Störer wirken. Die entsprechenden Zusammenhänge sowie Lösungsmöglichkeiten zur Koexistenz mit bestehenden Funksystemen sind in [70] dargestellt.

3.4 Auswirkungen der Digitalisierung

Als Nachteil der Sechstortechnologie wird oft der erhöhte Aufwand für die Basisbandverarbeitung genannt, da vier Signale digitalisiert und verarbeitet werden müssen. Demzufolge müssen im Idealfall auch vier parallel arbeitende ADUs verwendet werden, die die Kosten für das Gesamtsystem stark beeinflussen, da sie oft eine der teuersten Komponenten darstellen. Auch die Systemintegration durch die Verwendung von hochintegrierten Mikrocontrollern wird dadurch erschwert, da die Forderung nach vier parallel arbeitenden ADUs die Auswahl stark einschränkt. Ein weiterer Kostenaspekt ist die benötigte Mindestauflösung der ADUs, da mit der Auflösung neben den ADU-Kosten auch der Aufwand der Verdrahtung und der anschließenden Signalverarbeitung sowie der Energieverbrauch steigen.

Aus diesen Gründen wird im Folgenden für ein Sechstorsystem zur Abstandsmessung diskutiert, welche Auswirkung eine verringerte ADU-Anzahl und damit einhergehend die sequentielle Abtastung der vier Basisbandsignale auf den Abstandsfehler des Gesamtsystems hat. Außerdem wird erläutert, welche Mindestanforderungen an die Auflösung gestellt werden müssen, um eine vorgegebene Auflösung der Entfernungsmessung zu erreichen. Die folgenden Zusammenhänge stellen eine ausführlichere und erweiterte Darstellung der bereits publizierten Untersuchungen in [55] dar.

3.4.1 Phasenfehler durch sequentielle Abtastung

Wie im Grundlagenkapitel hergeleitet, kann aus den vier Ausgangssignalen $B_3, \dots, B_6$ des Sechstors die Phase Φ zwischen den beiden Sechstoreingängen gemäß Gleichung (3.35) bestimmt werden.

$$\Phi = \text{atan2} \left(\frac{B_3 - B_4}{B_5 - B_6} \right) \quad (3.35)$$

Werden die vier Signale nicht synchron abgetastet, sondern sequentiell, führt dies zu einem Phasenfehler sobald das Ziel sich während der Digitalisierung bewegt. Das liegt daran, dass sich die Phase des Hochfrequenzsignals zwischen zwei Abtastungen verändert. Für die Herleitung dieser Fehler $\Delta\Phi$ wird im Folgenden jeweils eine lineare Bewegung des Ziels mit konstanter

Geschwindigkeit angenommen und die dadurch entstehende Verzögerung zwischen zwei Abtastzeitpunkten als δ bezeichnet. Die Verzögerung δ stellt bei der Abstandsmessung die Phasendifferenz dar, die das Ziel zwischen zwei Abtastzeitpunkten zurückgelegt hat. Diese Wegänderung lässt sich bei einer geradlinigen Bewegung in Messrichtung durch die Bewegungsgeschwindigkeit v und die Zeit zwischen zwei Abtastzeitpunkten t_s , die über die Abtastfrequenz f_s zu $t_s = \frac{1}{f_s}$ festgelegt ist, abschätzen. Es folgt damit für die Verzögerung δ :

$$\delta = \frac{4\pi}{\lambda} vt_s \quad (3.36)$$

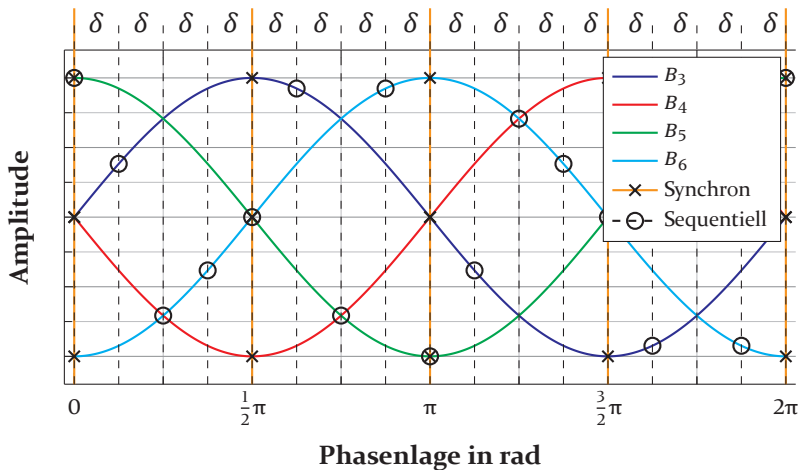


Abbildung 3.16: Synchroner und sequentieller Vergleich bei vierfacher Abtastfrequenz bei konstanter Phasenänderungsgeschwindigkeit (zum Beispiel Ziel mit konstanter Bewegungsgeschwindigkeit in Antennenrichtung) im Vergleich.

Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 3.16 verdeutlicht, in der die Abtastung durch vier synchrone ADUs im Vergleich mit einem einzelnen ADC mit vierfacher Abtastfrequenz dargestellt ist. Die Abtastrate ist sehr niedrig gewählt, um das Problem besser zu illustrieren. In realen Anwendungen muss sie dagegen wesentlich höher gewählt werden, um sinnvolle Messergebnisse zu berechnen, insbesondere im Falle der sequentiellen Abtastung.

Durch die allgemeine Annahme einer Phasenverzögerung δ sind die Ergebnisse dieses Abschnittes nicht nur für die Abstandsmessung, sondern durch entsprechende Skalierung der resultierenden Fehler für jegliche sechstörba-

sierte Phasenmessung verwendbar, wie zum Beispiel auch für die Frequenzmessung. Die Illustrationen der Fehler durch die verschiedenen Abtastfrequenzen sind dennoch für eine Abstandsmessung dargestellt, um die Anschaulichkeit zu gewährleisten. Die von der Verzögerung abhängigen Phasenfehler $\Delta\Phi$, die im Folgenden für die unterschiedlichen ADU-Konfigurationen hergeleitet werden, lassen sich in Abhängigkeit der verwendeten Wellenlänge λ hierfür in den Abstandsfehler Δx_δ umrechnen:

$$\Delta x_\delta = \Delta\Phi \frac{\lambda}{4\pi} \quad (3.37)$$

Diese Formel ist Grundlage für die graphische Darstellung der folgenden Plots, dabei werden jeweils die für die unterschiedlichen Konfigurationen hergeleiteten Phasenfehler $\Delta\Phi$ verwendet.

Vier synchrone ADUs

Bei der Verwendung von vier synchron arbeitenden ADUs tritt keine Phasenverschiebung auf, wodurch eine derartige Implementierung den Idealfall der Abtastung darstellt. Für die Basisbandsignale gilt in diesem Fall⁵:

$$B_3 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.38)$$

$$B_4 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.39)$$

$$B_5 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\varphi) \right) \quad (3.40)$$

$$B_6 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\varphi) \right) \quad (3.41)$$

Für die Phase berechnet sich durch Einsetzen in Gleichung (3.35) die detektierte Phase⁶ Φ_4 und daraus der verschwindende Phasenfehler $\Delta\Phi_4$:

$$\Phi_4 = \arctan \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} \right) = \varphi \quad (3.42)$$

$$\Delta\Phi_4 = \Phi_4 - \varphi = 0 \quad (3.43)$$

Drei synchrone ADUs

Durch drei synchrone ADUs, wie sie beispielsweise in vielen Mikrocontrollern von *ST Microelectronics* zu finden sind, können jeweils drei Signale gleichzeitig und eines verzögert abgetastet werden. In Abbildung 3.17 sind die dabei

⁵Herleitung siehe Kapitel 2.1.1 ab Seite 12.

⁶Die arabische Zahl im Index stellt jeweils die Anzahl der synchronen ADUs dar.

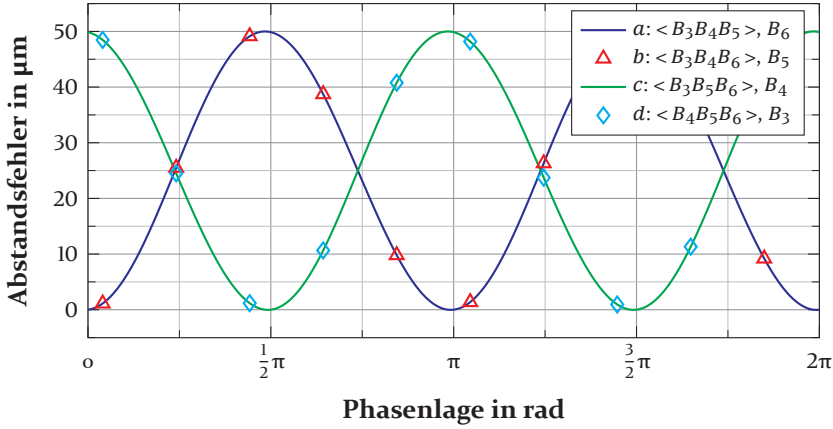


Abbildung 3.17: Fehlerkurven bei Verwendung von drei synchron abtastenden ADUs bei einer Abtastrate von $10 \frac{\text{kS}}{\text{s}}$ und einer Geschwindigkeit des Ziels von $1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$.

entstehenden Fehler für die vier möglichen Abtastsequenzen dargestellt. In dieser Abbildung und den darauf Folgenden werden jeweils Kleinbuchstaben verwendet um die unterschiedlichen Konfigurationen zu benennen. Gleichzeitig abgetastete Signale werden dabei in spitzen Klammern ($\langle \rangle$) zusammengefasst. Es zeigen sich hier zwei Aspekte, die auch auf die folgenden ADU-Konfigurationen angewendet werden können. Zum einen ist es durch die Symmetrie der Winkelfunktionen unerheblich, welches der differentiellen Signale verzögert wird und zum anderen führt die Verzögerung des Imaginärteils zu derselben Fehlerkurve wie die Verzögerung des Realteils, die Fehlerkurve wird lediglich in der Phase verschoben. Die vier Abtastsequenzen führen zum gleichen Fehlerbild, weshalb nur Fall a ($\langle B_3B_4B_5 \rangle, B_6$) für die Auswertung betrachtet wird. In den resultierenden Basisbandsignalen lässt sich die Verzögerung für einen Kanal durch δ ausdrücken und es ergibt sich für die Signale im Basisband:

$$B_3 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.44)$$

$$B_4 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.45)$$

$$B_5 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \cos(\varphi) \right) \quad (3.46)$$

$$B_6 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \cos(\varphi + \delta) \right) \quad (3.47)$$

Leitet man daraus die Phase ab erhält man Φ_3 :

$$\Phi_3 = \arctan\left(\frac{2 \sin(\varphi)}{\cos(\varphi) + \cos(\varphi + \delta)}\right) \stackrel{|\delta| \ll 1}{\approx} \arctan\left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{\delta}{2} \sin(\varphi)}\right) \quad (3.48)$$

$$\Delta\Phi_3 = \Phi_3 - \varphi \quad (3.49)$$

Der resultierende Fehler ist periodisch und nur für kleine Verzögerungen δ sinusförmig. Für eine Bewertung lässt sich numerisch eine obere Schranke ϵ für den Fehler und der mittlere Fehler über einer Periode bestimmen:

$$\epsilon_3 = \max\{\Delta\Phi_3\} = \frac{\delta}{2} \quad (3.50)$$

$$\overline{\Delta\Phi_3} = \frac{\delta}{4} \quad (3.51)$$

$$(3.52)$$

Obwohl Abbildung 3.17 suggeriert, dass der entstehende Fehler immer positiv ist, hängt das Vorzeichen lediglich von der Bewegungsrichtung des Ziels ab. Diese Aussage gilt ebenso für alle folgenden Darstellungen zu dieser Thematik mit anderen ADU-Konfigurationen.

Zwei synchrone ADUs

Bei zwei genutzten ADUs können jeweils zwei Signale zeitgleich abgetastet werden und die beiden anderen zeitlich versetzt danach. Unter Berücksichtigung der Symmetrien der Winkelfunktionen ergeben sich in dieser Konfiguration drei Abtastsequenzen mit unterschiedlichen Fehlerbildern, die in Abbildung 3.18 zusammengefasst sind. Aus der Grafik ist erkennbar, dass die zwei Fehlerbilder *a* und *c* bis auf eine Phasenverschiebung von 180° identisch sind, weshalb nur Sequenz *a* und Sequenz *b* betrachtet werden.

Abtastsequenz *a* In diesem Fall werden zuerst die beiden Quadratur-Komponenten B_3 und B_4 zeitgleich abgetastet, anschließend die In-Phase-Komponenten. Durch die entsprechenden Verzögerungen δ ergeben sich die

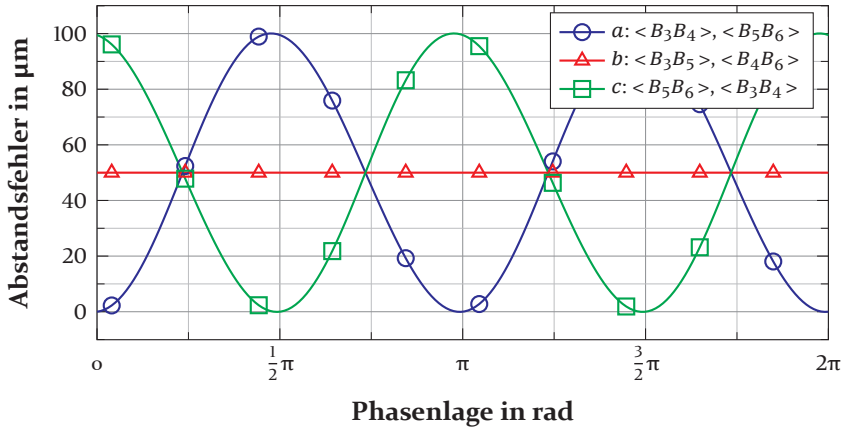


Abbildung 3.18: Fehlerkurven bei Verwendung von zwei synchron abtastenden ADUs bei einer Abtastrate von $10 \frac{\text{KS}}{\text{s}}$ und einer Geschwindigkeit des Ziels von $1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$.

Basisbandsignale:

$$B_3 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.53)$$

$$B_4 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.54)$$

$$B_5 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\varphi + \delta) \right) \quad (3.55)$$

$$B_6 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\varphi + \delta) \right) \quad (3.56)$$

Daraus folgt für die gemessene Phase und den Fehler:

$$\Phi_{2a} = \arctan \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi + \delta)} \right) \stackrel{|\delta| \ll 1}{\approx} \arctan \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) + \delta \sin(\varphi)} \right) \quad (3.57)$$

$$\Delta\Phi_{2a} = \Phi_{2a} - \varphi = \arctan \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi + \delta)} \right) - \varphi \quad (3.58)$$

Numerisch lässt sich für den Fehler bei kleinen Phasenfehlern δ folgender Maximalwert und Mittelwert abschätzen:

$$\epsilon_{2a} = \max\{\Delta\Phi_{2a}\} = \delta \quad (3.59)$$

$$\overline{\Delta\Phi_{2a}} = \frac{\delta}{2} \quad (3.60)$$

Abtastsequenz b Für den zweiten Fall, bei dem erst die beiden positiven Komponenten der differentiellen IQ-Signale abgetastet werden und danach ihre Komplementärsignale, ergibt sich die folgende Konstellation:

$$B_3 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.61)$$

$$B_4 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \sin(\varphi + \delta) \right) \quad (3.62)$$

$$B_5 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\varphi) \right) \quad (3.63)$$

$$B_6 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(\varphi + \delta) \right) \quad (3.64)$$

Die resultierende Phase lässt sich vereinfachen und es ergibt sich ein konstanter Fehler unabhängig von φ :

$$\Phi_{2b} = \arctan \left(\frac{\sin(\varphi) + \sin(\varphi + \delta)}{\cos(\varphi) + \cos(\varphi + \delta)} \right) = \arctan \left(\tan \left(\frac{\delta}{2} + \varphi \right) \right) = \frac{\delta}{2} + \varphi \quad (3.65)$$

$$\Delta\Phi_{2b} = \Phi_{2b} - \varphi = \frac{\delta}{2} = \epsilon_{2b} = \overline{\Delta\Phi}_{2b} \quad (3.66)$$

Der in diesem Fall konstante Fehler, der unabhängig von der Zielposition ist, führt nur zu einem Offset im gemessenen Entfernungswert. Theoretisch wäre es somit möglich, den Fehler zu kompensieren, indem gemäß Gleichung (3.36) ein Korrekturwert bestimmt wird und dieser in Abhängigkeit der Bewegungsrichtung vorzeichenrichtig abgezogen wird. Praktisch ist jedoch die Bewegungsgeschwindigkeit des Zieles meist unbekannt, weshalb eine derartige Kompensation selten möglich ist.

Einzel-ADU

Für sehr preiswerte Systeme, an die keine hohen Genauigkeitsanforderungen bei hochdynamischen Messaufgaben gestellt werden, ist es auch möglich nur einen einzelnen ADU zu verwenden. Für diese Konfiguration ergeben sich insgesamt 24 Möglichkeiten für die Wahl der Abtastsequenz, von denen viele durch Symmetrien zu identischen Fehlerkurven führen, sodass schließlich sechs unterschiedliche Möglichkeiten übrig bleiben, die in Abbildung 3.19 dargestellt sind. Auch hier wird sichtbar, dass die richtige Wahl der Abtastfrequenz den resultierenden Fehler stark verringern kann, wenn auch der mittlere Fehler für alle Abtastsequenzen identisch ist. Da auch hier die letzten drei Sequenzen d, e, f lediglich phasenverschobene Varianten von a, b, c darstellen, wird sich hier auf die drei Fälle a, b, c beschränkt.

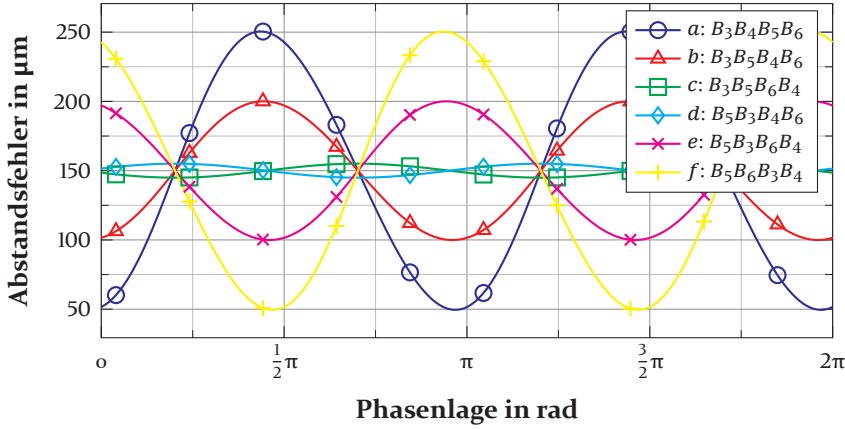


Abbildung 3.19: Fehlerkurven bei Verwendung von einem Einzel-ADU bei einer Abtastrate von $10^4 \frac{\text{KS}}{\text{s}}$ und einer Geschwindigkeit des Ziels von $1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$.

Abtastsequenz a Für die Abtastreihenfolge $B_3B_4B_5B_6$ werden drei verschiedene Verzögerungen nötig und es ergibt sich für die Basisbandsignale:

$$B_3 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.67)$$

$$B_4 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \sin(\varphi + \delta) \right) \quad (3.68)$$

$$B_5 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \cos(\varphi + 2\delta) \right) \quad (3.69)$$

$$B_6 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \cos(\varphi + 3\delta) \right) \quad (3.70)$$

Unter Anwendung der trigonometrischen Beziehungen ergibt sich für die Phase:

$$\Phi_{1a} = \arctan \left(\frac{\sin(\frac{\delta}{2} + \varphi)}{\cos(\frac{5\delta}{2} + \varphi)} \right) \quad (3.71)$$

Aus diesem Wert lässt sich numerisch als obere Schranke und Mittelwert bestimmen:

$$\epsilon_{1a} = \max\{\Delta\Phi_{1a}\} = \frac{5}{2}\delta \quad (3.72)$$

$$\overline{\Delta\Phi}_{1a} = \frac{3}{2}\delta \quad (3.73)$$

Abtastsequenz b Analog ergibt sich für die Abfolge $B_3B_5B_4B_6$ im Basisband und für die Phase:

$$B_3 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.74)$$

$$B_4 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \sin(\varphi + 2\delta) \right) \quad (3.75)$$

$$B_5 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \cos(\varphi + \delta) \right) \quad (3.76)$$

$$B_6 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \cos(\varphi + 3\delta) \right) \quad (3.77)$$

$$\Phi_{1b} = \arctan \left(\frac{\sin(\delta + \varphi)}{\cos(2\delta + \varphi)} \right) \quad (3.78)$$

Numerisch lässt sich für den Fehler bei kleinen Phasenfehlern δ folgender Maximalwert und Mittelwert abschätzen:

$$\epsilon_{1b} = \max\{\Delta\Phi_{1b}\} = 2\delta \quad (3.79)$$

$$\overline{\Delta\Phi_{1b}} = \frac{3}{2}\delta \quad (3.80)$$

Abtastsequenz c Für die dritte und beste Möglichkeit zur Einzelabtastung $B_3B_5B_6B_4$ ergeben sich die Signale und die resultierende Phase zu:

$$B_3 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \sin(\varphi) \right) \quad (3.81)$$

$$B_4 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \sin(\varphi + 3\delta) \right) \quad (3.82)$$

$$B_5 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \cos(\varphi + \delta) \right) \quad (3.83)$$

$$B_6 = \frac{1}{4} \left(P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \cos(\varphi + 2\delta) \right) \quad (3.84)$$

$$\Phi_{1c} = \arctan \left(\tan \left(\frac{3\delta}{2} + \varphi \right) (2 \cos(\delta) - 1) \right) \quad (3.85)$$

Für sehr kleine Phasenänderungen $|\delta|$ wird gemäß der Kleinwinkelnäherung der Term $\cos(\delta) \approx 1$ angenommen und es folgt für den maximalen Fehler und den Mittelwert des Fehlers wiederum ein konstanter Wert:

$$\Phi_{1c} \stackrel{\delta \ll 1}{\approx} \frac{3\delta}{2} + \varphi \quad (3.86)$$

$$\Delta\Phi_{1c} = \Phi_{1c} - \varphi = \frac{3}{2}\delta = \epsilon_{1c} = \overline{\Delta\Phi_{1c}} \quad (3.87)$$

Zusammenfassung Phasenfehler

In Tabelle 3.3 sind die Auswirkungen der verschiedenen ADU-Konfigurationen auf den Phasenfehler dargestellt. Die fett gedruckten Werte stellen jeweils den geringsten Fehler für eine bestimmte Anzahl synchroner ADUs dar.

# ADU	Abtastsequenz	Maximaler Fehler ϵ	Mittlerer Fehler $\overline{\Delta\Phi}$
4	–	0	0
3	$\langle B_3B_4B_5 \rangle, B_6$	$\frac{1}{2}\delta$	$\frac{1}{4}\delta$
2	$\langle B_3B_4 \rangle, \langle B_5B_6 \rangle$	δ	$\frac{1}{2}\delta$
	$\langle \mathbf{B_3B_5} \rangle, \langle \mathbf{B_4B_6} \rangle$	$\frac{1}{2}\delta$	$\frac{1}{2}\delta$
1	$B_3B_4B_5B_6$	$\frac{5}{2}\delta$	$\frac{3}{2}\delta$
	$B_3B_5B_4B_6$	2δ	$\frac{3}{2}\delta$
	$\mathbf{B_3B_5B_6B_4}$	$\frac{3}{2}\delta$	$\frac{3}{2}\delta$

Tabelle 3.3: Vergleich der maximalen Phasenfehler ϵ und der mittleren Fehler $\overline{\Delta\Phi}$ verschiedener ADU-Konfigurationen. Fett gedruckt jeweils die optimale Abtastsequenz.

Aus der Tabelle wird ersichtlich, dass der mittlere Phasenfehler nur von der Anzahl der ADUs abhängig ist. Durch die geschickte Wahl der Abtastreihenfolge lässt sich demgegenüber der maximale Fehler und damit auch die Schwankung im Abstandsfehler merklich reduzieren. Eine Auswertung, welche konkreten Messfehler aus den hier dargestellten Ergebnissen resultieren, folgt im kommenden Abschnitt zur Wahl der Abtastfrequenz. Außerdem verdeutlicht ein Vergleich mit Gleichung (3.36) und Gleichung (3.37), dass der Messfehler der Abstandsbestimmung unabhängig von der verwendeten Systemfrequenz ist und nur von der Abtastrate der ADUs und deren Konfiguration abhängt.

Es zeigt sich darüber hinaus, dass eine Implementierung mit drei synchronen ADUs wenig Sinn im Vergleich zur Verwendung von nur zwei macht, da bei steigenden Systemkosten der maximale Fehler gleich bleibt. Eine Konfiguration mit einem einzelnen ADU sollte nur bei sich sehr langsam bewegenden Zielen oder sehr hohen Abtastraten gewählt werden. Einen guten Kompromiss stellt somit die Konfiguration mit zwei ADUs dar, die eine optimale Ausnutzung der ADUs, eine einfache Ansteuerung und einen oftmals tolerierbaren Fehler vereint.

Bei der Frequenzmessung sollten, wenn möglich, immer vier synchron abtastende ADUs verwendet werden, weil hier die Phasenänderungsgeschwindigkeit durch die Geschwindigkeit der Frequenzänderung nicht mechanisch begrenzt ist, wie dies bei der Distanzänderung in der Abstandsmessung der Fall ist, sondern wesentlich schneller oder sogar sprunghaft erfolgen kann.

Korrektur durch digitale Filterung

Eine Möglichkeit, die Fehler durch sequentielles Abtasten zu verhindern, besteht darin, mit digitaler Filterung die Abtastzeitpunkte durch entsprechende Verzögerung der Kanäle zeitlich anzupassen [67]. Für dieses Vorgehen, das für die Anwendung in einem Sechstorsystem in [68] beschrieben ist, müssen jedoch Vorgaben an die minimale Abtastrate eingehalten und weitere Nachteile in Kauf genommen werden.

Um die Phasen fehlerfrei zu korrigieren, ist es zwingend erforderlich, dass die Nyquist-Bedingung für die Abtastung eingehalten wird. Für mechanische Bewegungen mit konstanter Geschwindigkeit ist diese Bedingung für aktuelle ADUs meist erfüllbar, da sie sich als einzelne Spektrallinie mit niedriger Frequenz zeigt. Bei Bewegungsvorgängen mit Geschwindigkeitsänderungen kommt es dagegen zum Auftreten von Oberwellen, die alle korrekt abgetastet werden müssen, um eine Rekonstruktion zu ermöglichen. Weiterhin kann es auch durch die nichtlinearen Detektoren zu Oberwellen kommen. Werden nicht alle Harmonischen korrekt abgetastet, führt das zu Fehlern, wie in [68] beschrieben. Durch die anschließende digitale Filterung ergibt sich auch ein wesentlich höherer Rechenaufwand und, bedingt durch die Laufzeit der Filter, eine höhere Latenz. Grundsätzlich ist diese Methode gut geeignet um gerade kostensparende Systeme mit nur einem ADU zu optimieren und den Fehler zu kompensieren, solange mit der erhöhten Dauer durch die sequentielle Abtastung und der zusätzlichen Filterlaufzeit die Latenzanforderungen des Gesamtsystems erfüllt bleiben.

3.4.2 Wahl der Abtastfrequenz

Die optimale Abtastrate für ein kostenoptimiertes System liegt so niedrig wie möglich und nur so hoch wie nötig. Dieses Minimum wird im Folgenden eingegrenzt. Zudem sollen die Aspekte der Verringerung der ADU-Anzahl und deren Einfluss auf die Abtastrate geklärt werden.

Im Fall der parallelen Abtastung durch vier ADUs entstehen keine zusätzlichen Fehler und die Abtastfrequenz hängt nur von der gewünschten Messrate des Systems ab. Im industriellen Umfeld bei der Prozesssteuerung genügen

hier in der Regel Werte von $1 \frac{\text{kS}}{\text{s}}$ bis $10 \frac{\text{kS}}{\text{s}}$. Da es sich hier um relativ niedrige Werte handelt, kann zur Rauschunterdrückung und Auflösungserhöhung Überabtastung in Erwägung gezogen werden. Eine genauere Analyse der Auflösungsanforderung folgt im nächsten Kapitel. Bei Verwendung von weniger als vier ADUs müssen dagegen die bereits geschilderten Effekte der sequentiellen Abtastung sowie die dadurch steigende Latenz berücksichtigt werden. Wie bereits dargestellt, ist hierfür eine Abschätzung des maximalen Fehlers bei bekannter maximaler Geschwindigkeit und Abtastrate möglich. In Abbildung 3.20 ist dieser maximale Fehler für die verschiedenen ADU-Konfigurationen in Abhängigkeit der Abtastrate für verschiedene maximal zulässige Zielgeschwindigkeiten $v_{\max}$ dargestellt. Die Werte für zwei und drei ADUs sind im linken Graphen zusammengefasst, da sie dieselben maximalen Fehler verursachen. Es wurde für die Auswertung jeweils die bestmögliche Konfiguration (siehe Tabelle 3.3) verwendet.

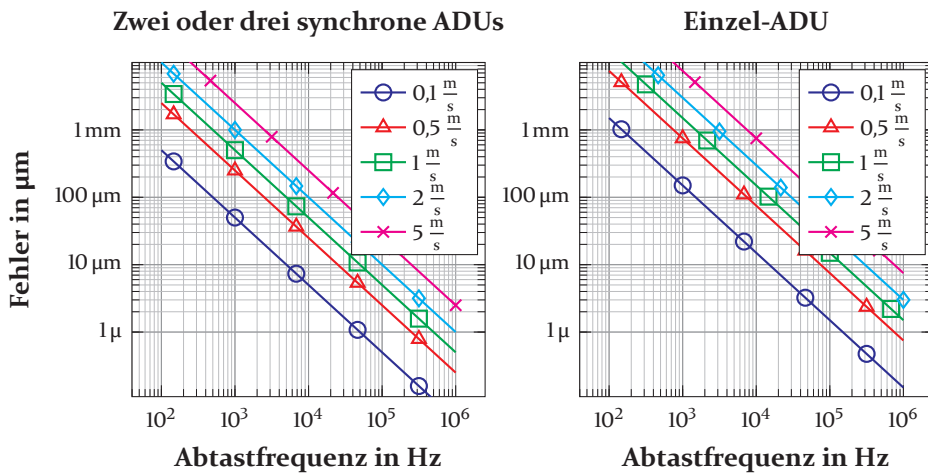


Abbildung 3.20: Maximaler Fehler der ADU-Konfigurationen für verschiedene maximale Geschwindigkeiten in Abhängigkeit der Abtastrate.

Um den Fehlerbereich von wenigen Mikrometern nicht zu verlassen, sind hier selbst für moderate Geschwindigkeiten viel höhere Abtastraten nötig als für vier parallele Umsetzer, wo keine zusätzlichen geschwindigkeitsabhängigen Fehler durch die Abtastung entstehen. Für die Systemauslegung sollte deshalb soweit möglich immer der Einsatz von vier synchronen ADUs angestrebt werden, insbesondere, sobald die maximale Zielgeschwindigkeit nicht genau bekannt oder unbegrenzt ist.

3.4.3 Diskretisierungsfehler durch Abtastung

Eine weitere Fehlerquelle stellt die Diskretisierung der analogen Signale bei der Abtastung dar, die die Auflösung der Distanzmessung festlegt. Dabei beschränkt die Anzahl der Quantisierungsstufen innerhalb einer Periode von 2π die theoretisch mögliche Auflösung. Werden vier identische ADUs verwendet, die alle ideal angesteuert werden, sodass jede der vier Basisbandspannungen $B_3, \dots, B_6$ mit jeweils n Bit abgetastet wird, so ergibt sich die Gesamtstufenanzahl N der Phasendiskretisierung innerhalb einer Periode zu:

$$N = 2^{(n+2)} - 3. \quad (3.88)$$

Der Wert 2 im Exponent ergibt sich hier durch die Verwendung von vier ADUs und zwei differentiellen Signalen und der Korrekturfaktor 3, der nur bei niedrigen Auflösungen relevant ist, entsteht aus dem Verlauf der Arkustangensfunktion, deren Extremwerte aufgrund der voneinander abhängigen sinusförmigen Signalverläufe der Basisbandsignale nicht erreicht werden können. Streng genommen trifft dies auch auf den Phasenwert 0° zu, der jedoch erreicht werden kann, wenn alle ADUs den selben Wert messen, zum Beispiel auch bei fehlendem Eingangssignal oder Übersteuerung, weshalb er hier berücksichtigt wird.

Die Verteilung der resultierenden Abtastpunkte im Konstellationsdiagramm ist in Abbildung 3.21 für verschiedene ADU-Auflösungen dargestellt. Für die bessere Anschaulichkeit der Verteilung wurde in der Grafik der Digitalwert der ADUs aufgetragen und nicht auf die realen Spannungen zurückgerechnet. In diesem Fall würden die einzelnen angedeuteten Kreise übereinander liegen.

Aus der Grafik ist erkennbar, dass die Stufenhöhe des Fehlers nicht konstant ist und somit die Phasenauflösung über dem Messbereich nicht gleich bleibt. Es zeigt sich der für die Diskretisierung einer analogen Größe typische sägezahnförmige Fehlerverlauf. In der Regel werden ADUs mit einer Auflösung von 8 Bit oder höher verwendet und man kann in guter Näherung⁷ vom folgenden, durch die Diskretisierung verursachten, maximalen Phasenfehler $\Delta\Phi_n$ ausgehen:

$$\Delta\Phi_n = \pm \frac{2\pi}{N} \quad (3.89)$$

Dieser Fehler kann in Abhängigkeit von der verwendeten Sendefrequenz f auf einen Abstandsfehler Δx_n umgerechnet werden, der den minimalen diskretisierten Abstand zwischen zwei Messungen und somit den Maximalfehler

⁷Für $n > 8$ Bit beträgt die Abweichung weniger als 1 mrad.

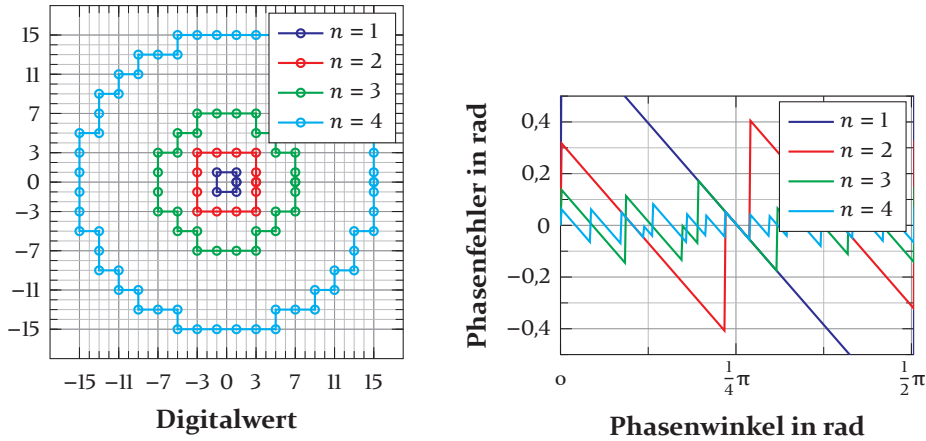


Abbildung 3.21: Diskretisierung durch Quantisierung im Konstellationsdiagramm und daraus resultierende Phasenfehler im ersten Quadranten für verschiedene ADU-Auflösungen.

angibt:

$$\Delta x_n = \pm \frac{\lambda}{2N} = \pm \frac{c}{2Nf} \quad (3.90)$$

In Bild. 3.22 ist diese Gleichung für verschiedene Mittenfrequenzen bei Freiraumausbreitung ($c = c_0$) ausgewertet. Der Graph repräsentiert somit die maximal mögliche Auflösung eines Radarsystems bei gegebener ADU-Auflösung und Sendefrequenz. Nicht beachtet wurden zusätzliche Fehlerquellen durch Rauschen und Nichtlinearitäten, es handelt sich hier lediglich um die minimale Auflösung die durch die Diskretisierung bestimmt ist. Es zeigt sich, dass für Distanzauflösungen im Bereich eines Mikrometers bei 24 GHz theoretisch bereits vier ADUs mit jeweils 12 Bit genügen.

Bei der Systemauslegung muss ferner berücksichtigt werden, dass es sich hier um die effektive Anzahl der Bits handelt, die oftmals ein bis zwei Bit unterhalb der nativen Auflösung liegt. Außerdem wird eine Vollaussteuerung aller ADUs angenommen, was in der Realität aufgrund von statischen Reflexionen zumindest über den gesamten Messbereich nahezu ausgeschlossen ist. Um diese Probleme zu relativieren, kann bewusst ein schneller abtastender ADU verwendet und mit Hilfe des durch die Überabtastung entstehenden Gewinns eine Auflösungserhöhung erzielt werden. Für die später vorgestellten Demonstratoren wird dieser Weg verfolgt und vier parallele 12-Bit-Umsetzer verwendet, die zur Auflösungserhöhung überabgetastet werden. Durch den dadurch entstehenden Gewinn wird die nicht-optimale Aussteuerung kompensiert und die Abstandsmessung im Mikrometerbereich ermöglicht.

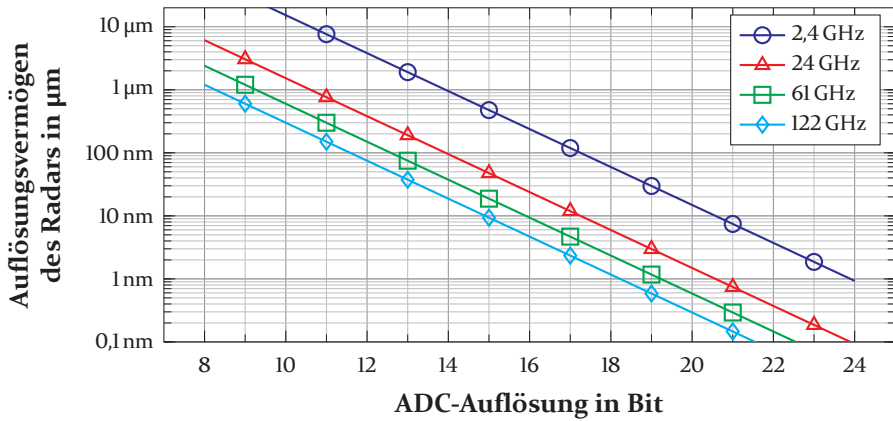


Abbildung 3.22: Entfernungsauflösung in Abhängigkeit der effektiven Bit-Anzahl in verschiedenen Frequenzbereichen bei ausschließlicher Betrachtung der Phasenquantisierung.

3.5 Messbereichserweiterung

Das zugrundeliegende Messprinzip – die interferometrische Phasenmessung – hat bei der Abstandsmessung gegenüber FMCW-Radarsystemen den großen Nachteil, dass die Phase mehrdeutig ist, beziehungsweise dass der eindeutige Messbereich deutlich eingeschränkt ist. Wie in Abbildung 3.23 dargestellt, ist es nicht möglich, allein durch die Phasenmessung zu erkennen, in welcher der Perioden – die die einzelnen Eindeutigkeitsbereiche darstellen – sich das Ziel befindet. Beispielsweise kann die Zielposition bei etwa 6 mm durch alleinige Auswertung der Phase nicht von der bei 12 mm unterschieden werden.

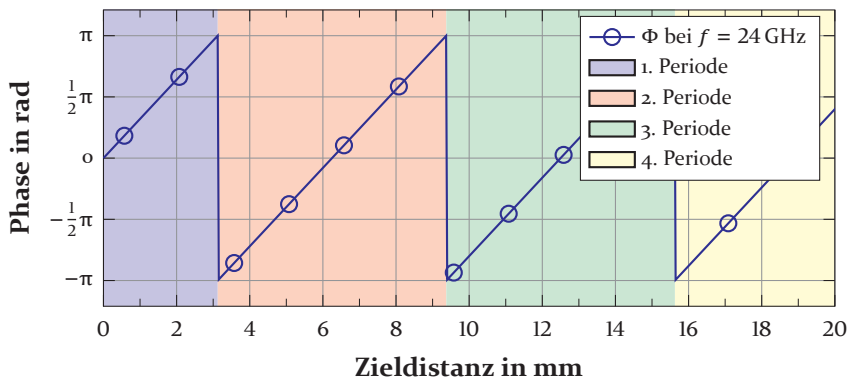


Abbildung 3.23: Mehrdeutigkeit der Phase bei einer Abstandsmessung.

Um diese Einschränkung aufzuheben oder zumindest den Messbereich soweit zu erweitern, dass der für die industrielle Messtechnik wichtige Bereich von bis zu einigen Metern erreicht werden kann, gibt es verschiedene Lösungsmöglichkeiten, die im Folgenden aufgezeigt werden sollen. Entscheidend ist bei dieser Messbereichserweiterung, dass sie das Auflösungsvermögen nicht einschränkt, sondern weiterhin Messungen mit einer Genauigkeit im Mikrometerbereich, wie in [109] gezeigt, möglich sind.

Die einfachste Möglichkeit, diese Mehrdeutigkeiten aufzulösen, besteht darin, die Phasensprünge zu zählen und anschließend einen entsprechenden Offset zu addieren. Dieser Ansatz bringt allerdings den Nachteil mit sich, dass keine Aussage über die absolute Position gegeben, sondern nur ein Ziel verfolgt werden kann, dass sich unter ständiger Beobachtung befindet und dessen initialer Standort bekannt ist. Dennoch findet dieses Verfahren Anwendung, da es durch die geringe Komplexität sehr latenzarm und somit ideal geeignet ist, um schnelle Bewegungen relativ zu ihrem aktuellen Ort zu erfassen, zum Beispiel in der Analyse von mechanischen Schwingungen [110] oder in Bioradaranwendungen [108] zur Überwachung von Atmung und Herzschlag.

Falls jederzeit die Angabe einer absoluten Position erforderlich ist, zum Beispiel zur Kollisionsvermeidung bei der Ortsbestimmung von Roboterpositionen und Werkstücken auf dem Maschinenbett, so kommen Verfahren in Frage, die auch ohne Vorwissen den Eindeutigkeitsbereich der Phasenmessung bestimmen können. Die nötige Information über die aktuelle Periode kann beispielsweise aus einem anderen Messsystem kommen, oder – aus Kostengründen – aus demselben Radarsystem, das dafür mit einer anderen Modulationsart betrieben wird.

3.5.1 Kompensation durch Mehrtonverfahren

Ein gängiges Verfahren für die Bestimmung eines absoluten Abstands stellt das FMCW-basierte Radar dar, mit dem es möglich ist, den Eindeutigkeitsbereich zu erkennen und anschließend eine genaue phasenbasierte Messung durchzuführen. Allerdings ist die Auflösung derartiger Systeme bedingt durch die regulatorisch begrenzte Bandbreite sehr stark eingeschränkt und erreicht nur bei hohen Bandbreiten im Bereich mehrerer Gigahertz die nötigen Genauigkeiten, die die Bestimmung des Eindeutigkeitsbereichs erlauben [84, 99]. Ein weiterer Nachteil dieser Systeme ist die hohe Latenz, die sich durch die notwendigen Berechnungen und die erforderliche Aufzeichnung der Basisbandsignale während der Frequenzrampen ergibt.

Aus diesen Gründen wird hier eine andere Methode angewandt, die auf

komplex modulierte Rampen verzichtet und nur zwei oder wenige verschiedene Frequenzen für die Messung verwendet, um ein latenzarmes Messsystem zu erreichen. Explizit vorgestellt wird ein System, das nur auf zwei Tönen basiert, um zu zeigen, dass selbst mit einem derart einfachen Setup bereits sehr gute Ergebnisse erzielt werden können. Es kann jedoch ohne zusätzlichen Hardware-Aufwand um Messpunkte bei weiteren Frequenzen erhöht werden, was die Detektionssicherheit der Periode verbessern und den Eindeutigkeitsbereich erweitern kann sowie eine Validierung der Messergebnisse und die Angabe eines Vertrauenswertes ermöglicht.

Zweitonverfahren im Freiraum

Ein derartiges System erhält man durch die Verwendung von zwei Frequenzen mit einem Abstand $f_B = f_2 - f_1$, wobei für die folgenden Gleichungen und Aussagen $f_2 > f_1$ angenommen wird. Durch die unterschiedlichen Wellenlängen der beiden verwendeten Frequenzen ergeben sich im Interferometer bei gleichem Zielabstand die verschiedenen Phasenlagen $\Phi_1(t)$ und $\Phi_2(t)$. Durch Subtraktion dieser beiden Phasen, beziehungsweise durch Messung der Sprunghöhe beim Umschalten zwischen den beiden Frequenzen, kann die Differenzphase Φ_B bestimmt werden, die der Phase der Schwebungsfrequenz f_B der beiden Töne entspricht. Der Term $\Phi_O = \varphi_{20} - \varphi_{10}$ stellt hier die stationären Phasenoffsets der Einzelphasen dar und muss in einem initialen Kompensationsschritt bestimmt und eliminiert werden.

$$\Phi_1(t) = 2\pi f_1 t + \varphi_{10} \quad (3.91)$$

$$\Phi_2(t) = 2\pi f_2 t + \varphi_{20} \quad (3.92)$$

$$\Phi_B = \Phi_2(t) - \Phi_1(t) = 2\pi(f_2 - f_1)t + \Phi_O \quad (3.93)$$

Die Schwebungsfrequenz lässt sich grundsätzlich frei wählen und ist begrenzt durch die Bandbreite des Frontends oder durch die Grenzen des verwendeten ISM-Bandes. Eine detailliertere Betrachtung zur Wahl der Frequenzen folgt später in Kapitel 3.5.2. Die Zeit t stellt die Laufzeit dar, die das Signal bis zum Ziel und zurück benötigt. Über die Beziehung $t = \frac{2x}{c}$ lässt diese sich mit der zurückgelegten Strecke $2x$ durch den Zielabstand x ausdrücken und führt zur Gleichung:

$$\Phi_B = 2\pi(f_2 - f_1)\frac{2x}{c} + \Phi_O \quad (3.94)$$

Der Grobabstand $\tilde{x}_{\text{Grob}}$, aus dem später der Eindeutigkeitsbereich bestimmt wird, kann entsprechend aus Φ_B in Abhängigkeit der Bandbreite $f_B = f_2 - f_1$ bestimmt werden.

$$\tilde{x}_{\text{Grob}} = \Phi_B \frac{\lambda_B}{4\pi} \quad \text{mit} \quad \lambda_B = \frac{c}{f_B} \quad (3.95)$$

Somit wird bei der Zweitonmessung der Abstand auf die Phase der Schwebung abgebildet und es ergibt sich ein, auf die Wellenlänge der Schwebungsfrequenz erweiterter, eindeutiger Messbereich von:

$$x_{\text{Grob,max}} = \frac{c}{2f_B} = \frac{c}{2(f_2 - f_1)} \quad (3.96)$$

Die Abstandsmessung dieser Messmethode ist also auch mehrdeutig, allerdings kann in diesem Fall der Eindeutigkeitsbereich durch die gezielte Auswahl der verwendeten Frequenzen eingestellt werden. Die Verwendung nahe beieinanderliegender Frequenzen führt dabei zu größeren Eindeutigkeitsbereichen, gleichzeitig steigt aber auch die Fehlerrate. Dieser Aspekt wird später noch dargestellt und entsprechende Limitierungen des Systems aufgezeigt.

Um das Phasenverhalten zu verdeutlichen zeigt Abbildung 3.24 die Simulation der Phasenverläufe eines derartigen Systems. Für die beiden einzelnen Töne wurde eine Mittenfrequenz $f_M = 24 \text{ GHz}$ und eine Bandbreite $f_B = 2,4 \text{ GHz}$ verwendet, um eine Erweiterung des Eindeutigkeitsbereichs um den Faktor zehn zu erreichen. Die verwendeten Frequenzen sind symmetrisch um die Mittenfrequenz verteilt und ergeben sich zu:

$$f_1 = f_M - \frac{f_B}{2} = 22,8 \text{ GHz} \quad (3.97)$$

$$f_2 = f_M + \frac{f_B}{2} = 25,2 \text{ GHz} \quad (3.98)$$

Um die Simulation später mit einer Messung verifizieren zu können, ist es notwendig, dass der Eindeutigkeitsbereich vollständig vermessbar ist⁸. Daher wurde eine derart hohe Bandbreite von 2,4 GHz gewählt. In praktischen Realisierungen sollte die Bandbreite niedriger gewählt werden, um einen höheren Eindeutigkeitsbereich zu erzielen, und bei 24 GHz niedriger als 250 MHz sein, um die Bestimmungen des dortigen ISM-Bandes einzuhalten.

⁸Die dazugehörigen Messungen, bei denen ein maximaler Messbereich von 15 cm zur Verfügung stand, werden im Kapitel 4 ab Seite 111 vorgestellt.

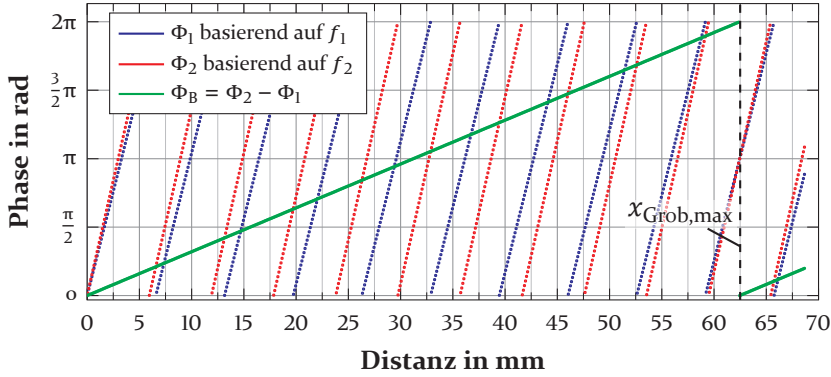


Abbildung 3.24: Resultierende Einzelphasen und Differenzphase für ein Zweitonsignal.

An den Ergebnissen der Simulation ist deutlich zu erkennen, dass die Einzelphasen für sich genommen einen sehr kleinen Eindeutigkeitsbereich haben, die durch Subtraktion gebildete Differenzphase jedoch einen sehr viel weiteren eindeutigen Messbereich abdeckt. Am rechten Rand ist die Limitierung dieser Messbereichserweiterung zu erkennen. Hier springt auch die Phase der Schwebungsfrequenz und die Messung verlässt ihren Eindeutigkeitsbereich bei $d_{\max} = \frac{c}{2 \cdot 2,4 \text{ GHz}} \approx 62 \text{ mm}$.

Zweitonverfahren im Hohlleiter

Bei der Verwendung des Zweitonverfahrens in geführten Systemen, zum Beispiel innerhalb eines Hohlleiters, muss die dort durch die Ausbreitungsbedingungen auftretende Dispersion der Phasengeschwindigkeit, das heißt verschiedene Ausbreitungsgeschwindigkeiten bei verschiedenen Frequenzen, beachtet werden. Dadurch verlängert sich beispielsweise die Wellenlänge innerhalb eines WR-42-Hohlleiters bei 24 GHz um etwa 20 % gegenüber der Wellenausbreitung im Freiraum.

Die Wellenlänge λ_H im Hohlleiter hängt von dessen Grenzfrequenz f_c und der Freiraumwellenlänge λ_0 ab und berechnet sich zu [40]:

$$\lambda_H = \lambda_0 \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (3.99)$$

Bei der Grenzfrequenz ist zu beachten, dass es sich hierbei nicht um die spezifizierte Grenzfrequenz des Herstellers handelt, die wegen einer Sicherheitsmarge

meist 10 % höher liegt, sondern um die theoretische Grenzfrequenz, die sich aus der Geometrie ergibt. Für einen Rechteckhohlleiter, der im H_{10} -Mode betrieben wird, berechnet sich die Grenzfrequenz zu $f_c = \frac{c}{2a}$ [40] und es folgt mit der längeren Kante a für die Wellenlänge λ_H im Hohlleiter:

$$\lambda_H = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \quad (3.100)$$

Aus den so berechneten, gegenüber dem Freiraum verlängerten Wellenlängen, kann nun die Schwebungsfrequenz $f_{B,H}$ im Wellenleiter bestimmt werden. Diese entspricht nicht mehr der Differenz der verwendeten Signalfrequenzen, sondern liegt deutlich darüber:

$$f_{B,H} = \frac{\lambda_{H1} - \lambda_{H2}}{\lambda_{H1}\lambda_{H2}} c \quad (3.101)$$

Diese erhöhte Schwebungsfrequenz bedeutet im Wellenleiter eine Verkleinerung des Eindeutigkeitsbereichs. Er berechnet sich analog zur Freiraumausbildung zu:

$$x_{\text{Grob,max,H}} = \frac{c}{2f_{B,H}} \quad (3.102)$$

Die Verwendung des Zweitontverfahrens im Wellenleiter ist somit ebenfalls möglich, allerdings zeigt sich durch Auswertung der dargestellten Formeln, dass sich bei gleichen Arbeitsfrequenzen durch die Dispersion der Eindeutigkeitsbereich im Vergleich zum Freiraum bei 24 GHz um etwa 20 % verringert.

3.5.2 Systemkonzeptionierung für Zweitontverfahren

Bei Verwendung des Zweitontverfahrens ist es nötig, die Phasenverschiebung bei zwei verschiedenen Sendefrequenzen zu bestimmen. Ein naheliegender Ansatz wäre, die beiden Frequenzen mit zwei getrennten Frontends gleichzeitig zu messen. Allerdings muss hierbei verhindert werden, dass sich die Systeme gegenseitig stören. Um die Systeme zu entkoppeln wäre die Ausnutzung von verschiedenen polarisierten Antennen oder schmalbandigen Filtern denkbar. Es ist jedoch nur schwer möglich, die nötigen Isolationen zwischen den beiden Systemen zu erreichen, da die Frequenzen relativ gesehen sehr nahe beieinander liegen.

Eine praktikable Möglichkeit besteht darin, ein System bei 24 GHz zu betreiben und das zweite bei 12,125 GHz. Bei dieser Art der Auswertung muss

die gemessene Phasenantwort der niedrigeren Frequenz korrigiert werden, indem der Phasenmesswert mit dem Faktor zwei multipliziert wird, anschließend die Phasendifferenz gebildet und das Ergebnis in den Bereich $[0; 2\pi]$ verschoben wird. Dieses Vorgehen führt zum gleichen Resultat wie die Nutzung der Frequenzen 24 GHz und 24,25 GHz, erlaubt jedoch die Verwendung weit auseinander liegender Frequenzbereiche und damit die gleichzeitige Verwendung von zwei Frontends. Dabei muss sichergestellt sein, dass die Harmonische der niedrigeren Frequenz stark unterdrückt wird und die Frequenzdifferenz stabil ist, was durch die Verwendung einer gemeinsamen Referenz für beide PLLs ermöglicht wird. Durch die hohe Komplexität und die damit einhergehenden Kosten macht ein derartiges System für die Abstandsmessung jedoch nur in Ausnahmefällen Sinn. Die bessere Lösung stellt ein System mit nur einem Frontend dar, mit dem die beiden Phasen durch Umschalten der Betriebsfrequenz abwechselnd gemessen werden. Für alle folgenden Untersuchungen und Messreihen wurde entsprechend ein derartiges Systemkonzept verwendet.

Zeitliche Optimierungsmöglichkeiten

Durch die Notwendigkeit, zwei Messungen pro Messpunkt mit einem Frontend durchzuführen, steigt auch die Messdauer und somit die Latenz für die Ergebnisse. Viel Zeit verstreicht dabei ungenutzt, da die PLL sicher auf der jeweils anderen Frequenz eingeschwungen sein muss, ehe die Phase bei dieser Frequenz gemessen werden kann, wie in Abbildung 3.25a dargestellt ist.

Um die für den Umschaltvorgang benötigte Zeit zu nutzen, kann bereits während des Einschwingvorgangs der PLL die Berechnung des ersten Phasenwertes durchgeführt werden. Dieses Vorgehen ist in Abbildung 3.25b dargestellt und verringert bereits merklich die Latenz des Systems. Da bei der Abstandsmessung Fehler entstehen, sobald sich das Ziel zwischen beiden Phasenmessungen bewegt, sollte in jedem Fall auch die PLL auf geringste Einschwingzeit hin ausgelegt werden, was durch entsprechend optimierte und umschaltbare Schleifenfilter ermöglicht wird.

Für hochdynamische Messsysteme, die sehr hohe Anforderungen bezüglich einer geringen Latenz aufweisen, kann auch die Möglichkeit, die in Abbildung 3.25c dargestellt ist, in Betracht gezogen werden. Hier wird die Zweitonauswertung nur zu Beginn und nach gewissen Zeitabständen durchgeführt. Dazwischen wird die aktuelle Phase vom System mitverfolgt und die Phasensprünge werden gezählt, womit die Updaterate nur noch durch die ADU-Abtastrate begrenzt ist und somit Messraten bis in den MHz-Bereich möglich werden. Gleichzeitig verringern sich so Messfehler, die durch ein sich

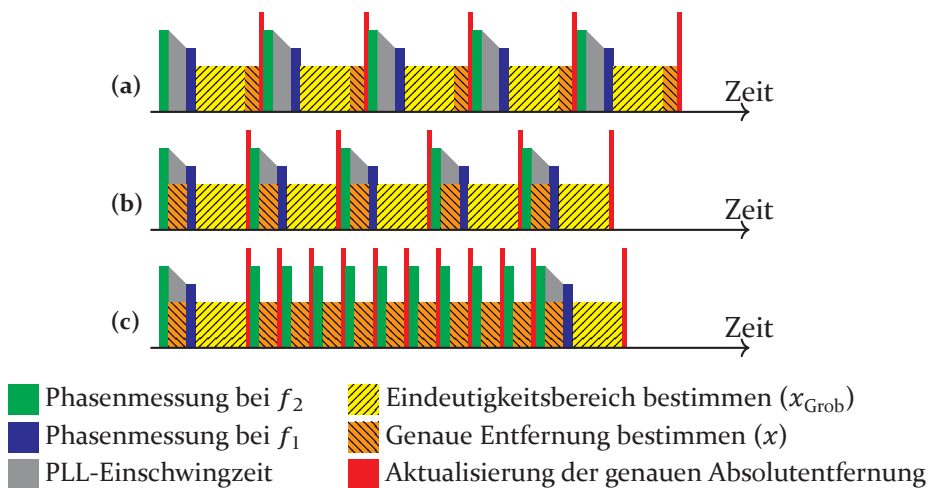


Abbildung 3.25: Mögliche zeitliche Optimierungen für verschiedene Messaufgaben.

bewegendes Ziel entstehen, da die Zeit zwischen den beiden Phasenmessungen entfällt.

Wahl des Frequenzabstandes

Die Wahl der Systemfrequenz, insbesondere des Frequenzabstandes f_B zwischen den beiden Tönen stellt einen wichtigen Parameter bei der Dimensionierung des Systems dar und sollte deshalb immer entsprechend den Erfordernissen einer konkreten Anwendung gewählt werden. Insbesondere der notwendige Eindeutigkeitsbereich für eine Messaufgabe, der den Frequenzabstand festlegt, stellt hier das Auswahlkriterium dar. Außerdem muss als regulatorische Nebenbedingung die jeweils zulässige Bandbreite in den verschiedenen Frequenzbändern gemäß Tabelle 3.1 auf Seite 45 berücksichtigt werden. Als Übersicht sind in Tabelle 3.4 die erzielbaren Eindeutigkeitsbereiche für verschiedene Bandbreiten bei einer unteren Systemfrequenz von 24 GHz dargestellt. Bis auf den Abstand von $f_B = 2,4$ GHz sind alle

f_B	1 MHz	10 MHz	100 MHz	250 MHz	2,4 GHz
$f_{B,H}$	1,2 MHz	12,2 MHz	123 MHz	307 MHz	2,89 GHz
$x_{\text{Grob,max}}$	150 m	15 m	1,5 m	60,0 cm	6,3 cm
$x_{\text{Grob,max,H}}$	121,7 m	12,2 m	1,2 m	48,8 cm	5,2 cm

Tabelle 3.4: Übersicht der Eindeutigkeitsgrenzen bei einer unteren Frequenz von 24 GHz.

Bandbreiten erlaubt und lassen eine genaue Einstellung des gewünschten Eindeutigkeitsbereichs bis zu mehreren Metern zu. Die entsprechenden Werte einer Messung innerhalb eines WR-42-Hohlleiters sind in der Tabelle, bezeichnet mit dem Index H, ebenfalls aufgeführt, und zeigen, dass der Eindeutigkeitsbereich, wie beschrieben, deutlich verkleinert wird, was bei der Auslegung berücksichtigt werden muss. Grundsätzlich sollte die Bandbreite der Dimensionierung immer so groß wie möglich gewählt werden, um die Störempfindlichkeit des Systems zu verringern. Um sich dabei nicht im Messbereich einzuschränken, können auch mehrere Frequenzen verwendet werden. Das Zweitonverfahren wird dann mehrstufig durchgeführt, erst bei einem geringeren Frequenzabstand, dann bei einem größeren. Dabei muss beachtet werden, dass der Eindeutigkeitsbereich der jeweils nächsten Stufe korrekt detektiert werden muss.

Rauschlimitierung des Zweitonverfahrens

Die dargestellten Gleichungen suggerieren, dass beliebige eindeutige Messentfernungen durch eine niedrig gewählte Bandbreite f_B ermöglicht werden. Dies ist allerdings nicht möglich, da in diesem Fall die Sensitivität der Übertragungsfunktion $\frac{dx_{\text{Grob}}}{d\Phi_B}$ sehr gering und dadurch anfällig für Rauschen wird.

Dieser Zusammenhang wurde mit Hilfe einer Monte-Carlo-Simulation in *Matlab* analysiert, indem die Auswirkungen des Einflusses von additivem weißen gaußschen Rauschen (*additive white Gaussian noise*, AWGN) auf die Grobdetektion für verschiedene Schwebungsfrequenzen statistisch ausgewertet wurden. Durch die Auswertung des Fehlerbild-Histogramms kann die Wahrscheinlichkeit bestimmt werden, mit der die jeweilige Periode korrekt detektiert werden kann. Der Fehler der Grobdetektion $\pm\Delta x_{\text{Grob}}$ muss hierzu niedriger sein als ein Viertel der höchsten verwendeten Wellenlängen λ_1, λ_2 :

$$\pm\Delta x_{\text{Grob}} < \frac{\max(\lambda_1, \lambda_2)}{4} \quad (3.103)$$

Die Einhaltung dieser Fehlerschranke ist nötig um das Zweitonverfahren einsetzen zu können, da ansonsten kein valides Messergebnis bestimmt werden kann. Für eine sinnvolle Anwendbarkeit sollte die Detektionssicherheit der Periode deshalb annähernd 100 % betragen, oder es muss zur Sicherheit ein alternatives Messsystem bereitstehen, mit dem die Periode bestimmt werden kann. Die Ergebnisse der Simulation sind in Abbildung 3.26 dargestellt und es zeigt sich, dass bei einer Bandbreite von 2,4 GHz ein SNR von etwa 20 dB genügt, bei 250 MHz jedoch schon fast 40 dB für ein funktionsfähiges System erforderlich sind. Anzumerken sei noch, dass diese Auswertung

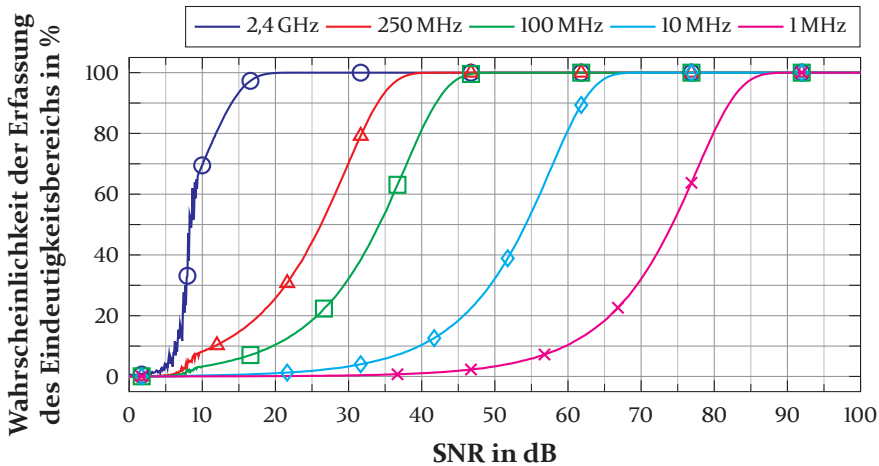


Abbildung 3.26: Abhängigkeit der Grobdetektionswahrscheinlichkeit vom SNR.

ausschließlich Fehler durch AWGN im Empfangssignal berücksichtigt. Zusätzliche Unsicherheiten entstehen durch die bereits diskutierten Fehlerquellen im System.

3.6 Fehlerkompensationsstrategien

Für die Auswertung der Rohdaten und die Berechnung der Messergebnisse sind mehrere Schritte nötig, um das nichtideale Verhalten des Frontends zu kompensieren und den korrekten Abstandswert zu ermitteln. Für die Fehlerkompensation von Sechstorsystemen wird oft das Verfahren nach Engen [21] verwendet, das ähnlich der Kalibrierung von vektoriellen Netzwerkanalysatoren auf der Vermessung bekannter Standards beruht. Aus der Analyse der Ausgangssignale bei Verwendung von mindestens fünf verschiedenen Standards kann anschließend ein Modell generiert werden, mit dessen Hilfe die systematischen Fehler des Sechstors korrigiert werden können.

Dieses Verfahren kann für die gezeigten Systeme allerdings aus mehreren Gründen nicht verwendet werden. Zum einen müssen bei Verwendung von konventionellen Standards diese anstelle der Antenne kontaktiert werden, was bei vollintegrierten Systemen nicht möglich ist, zum anderen zeigt dieses Verfahren große Schwächen bei hohen Dynamikanforderungen, da die für die Herleitung getroffenen Annahmen eines linearen Systems im Gegensatz zur Netzwerkanalyse hier praktisch nicht erfüllt werden [26].

Für die Anwendung der Abstandsmessung eignen sich andere Verfahren

besser, wovon zwei in der Praxis verwendbare Verfahren näher vorgestellt werden. Das Erste, die Linearisierung durch Kreisabbildung, ermöglicht es auf einfache Art und Weise, statische Offsetfehler zu kompensieren, wohingegen der zweite Ansatz – der im Rahmen dieser Arbeit speziell für das Zweitonverfahren entwickelt wurde – auf einer komplexen Vektorlinearisierung beruht, die zum Ziel hat, auch nichtlineares Verhalten zu kompensieren. Außerdem wird ein Ansatz gezeigt, der eine In-situ-Linearisierung ermöglicht, das bedeutet eine ständige Ermittlung von Korrekturparametern im System ohne externe Hilfsmittel. Dieser Ansatz beruht darauf, im System eine variable Referenz bereitzustellen, und ist vor allem für die Frequenzmessung leicht umsetzbar.

3.6.1 Linearisierung durch Kreisabbildung

Die Linearisierung durch Kreisabbildung ist ein mögliches Verfahren, um alle statischen Offsets bei einer initialen Korrektur zu eliminieren [59] und beruht darauf, dass bei einer geradlinigen Bewegung des Ziels der aus den Basisbandsignalen des Sechstors berechnete komplexe Vektor $\underline{z}$ bei Darstellung im Konstellationsdiagramm einen idealen Kreis beschreiben sollte. Ist dies nicht der Fall, beispielsweise wenn statische Offsets auftreten, die durchaus auch erst im Basisband entstehen können oder Fehler des verwendeten ADUs sind, so können Korrekturfaktoren berechnet werden, um die gestörten Messdaten wieder auf einen Kreis um den Ursprung zu projizieren.

Neben den angesprochenen Offsets werden durch dieses Vorgehen auch Verstärkungsfehler in den einzelnen Kanälen ausgeglichen und der Phasenfehler zwischen Inphase- und Quadratursignal korrigiert. Als Voraussetzung für das Verfahren ist es nötig, dass während der initialen Systemkorrektur das Radarziel um mindestens einen Eindeutigkeitsbereich verschoben wird und die Bewegung aufgezeichnet wird. Dabei ist es nicht erforderlich, die genaue Position des Ziels zu kennen, es genügt eine unbekannte, möglichst geradlinige Bewegung. Alternativ genügen auch fünf diskrete undefinierte, jedoch verschiedene, Positionen des Ziels, die möglichst gleichmäßig über einen Eindeutigkeitsbereich verteilt liegen. Durch diese fünf Messpunkte lässt sich eine Ellipse definieren und darauf schließlich das Verfahren anwenden, wie in [64] gezeigt ist. Die Zahl von fünf Positionen ergibt sich, da ebenso viele Unbekannte zu bestimmen sind. Hierbei handelt es sich um den Phasenfehler zwischen Inphase- und Quadraturkanal, sowie für Inphase- und Quadraturkomponente jeweils um den Verstärkungs- und Offsetfehler. Da es für die Anwendung der Abstandsmessung einfacher ist, direkt den Kreis aufzunehmen, der zwischen den Punkten durchlaufen wird, wird das Verfahren anhand

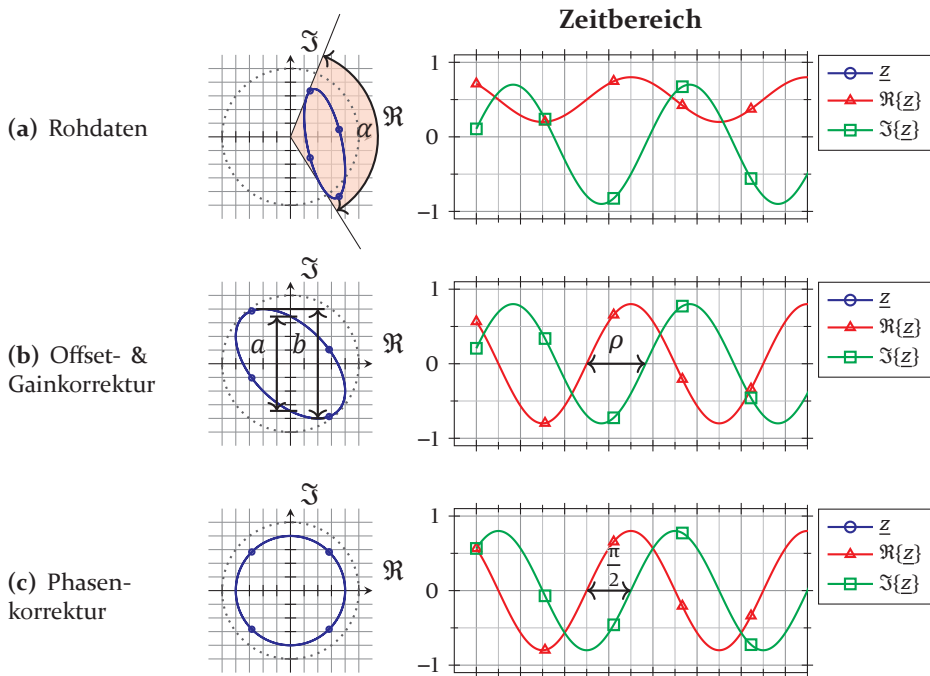


Abbildung 3.27: Ablauf der Linearisierung durch Kreisabbildung: (a) zeigt die Rohdaten des Systems, (b) die Ergebnisse nach Offset- und Gainkorrektur und (c) die endgültige Linearisierung nach der Phasenkorrektur.

einer kontinuierlichen Zielbewegung dargestellt. Alternativ zum Bewegen des Ziels ist es auch möglich, ein Hochfrequenzsignal mit leicht verschobener Frequenz und der erwarteten Amplitude des reflektierten Signals zu verwenden, um auch ohne mechanische Bewegung schnell eine Linearisierung des Systems durchführen zu können, was jedoch zusätzliche Geräte erfordert. Insbesondere ist es nötig, das externe Signal mit der verwendeten Systemfrequenz zu synchronisieren. Dies ist entweder durch einen Zugang zur Referenzfrequenz realisierbar oder mit einem Radar-Doppler-Simulator, wie zum Beispiel in [1] vorgestellt.

Im Allgemeinen zeigen sich die Sechstorausgangssignale nach Berechnung des komplexen Vektors für eine geradlinige Bewegung wie in Abbildung 3.27a simuliert. Im Konstellationsdiagramm ist die Bewegung nicht um den Ursprung zentriert, sondern sie liegt, verschoben um die jeweiligen Offsets der beiden IQ-Komponenten, oft nur in einem oder zwei Quadranten der komplexen Ebene. Wenn man aus diesen Daten direkt die Phase bestimmt,

führt dies unweigerlich zu Fehlern, da die berechneten Phasen nicht den Winkelbereich $[0; 2\pi]$ abdecken, sondern in diesem Beispiel nur den Winkel α . Eine Kompensation dieses Offsets ist demnach zwingend erforderlich um die korrekte Phase bestimmen zu können. Bei bekannten Offsetwerten I_O, Q_O , Amplitudenunterschied K und Phase ρ , kann der korrigierte komplexe Vektor $\underline{z}_c = I_c + jQ_c$ gemäß folgender Formeln nach [52] aus dem Messwert $\underline{z} = I + jQ$ bestimmt werden:

$$I_O = \frac{1}{2}(\max(I) + \min(I)) \quad Q_O = \frac{1}{2}(\max(Q) + \min(Q)) \quad (3.104)$$

$$K = \frac{\max(I) - I_O}{\max(Q) - Q_O} \quad (3.105)$$

$$\Re\{\underline{z}_c\} = I_c = I - I_O \quad (3.106)$$

$$\Im\{\underline{z}_c\} = Q_c = \frac{K(Q - Q_O) - I_c \sin(\frac{\pi}{2} - \rho)}{\cos(\frac{\pi}{2} - \rho)} \quad (3.107)$$

Als erster Schritt kann dabei $\rho = 0$ angenommen werden, was zur Korrektur von Offset (I_O, Q_O) und Verstärkungsfehler (K) führt und in Abbildung 3.27b dargestellt ist. Um die Abbildung auf den Kreis zu vervollständigen, muss die Phase zwischen I - und Q -Komponente, die im Idealfall $\frac{\pi}{2}$ betragen sollte, korrigiert werden. Die einfachste Möglichkeit, die dazu nötige Phasenverschiebung zwischen den Signalen zu berechnen, führt über die Bestimmung der Abstände a und b und Anwendung der Winkelfunktion: $\rho = \pm \arcsin(\frac{a}{b})$. Das Vorzeichen ergibt sich durch die Lage der Ellipse im Konstellationsdiagramm. Liegt der Maximalwert von $|\underline{z}|$ im II. oder IV. Quadranten gilt das positive Vorzeichen, sonst das negative. Die nochmalige Anwendung von Gleichung (3.107) mit dem korrekten Wert für ρ führt dann zum phasenkorrigierten Endergebnis, dass in Abbildung 3.27c dargestellt ist.

Diese Art der Kompensation stellt ein sehr einfaches Verfahren dar, mit dem ohne Referenz das Messsystem linearisiert werden kann und bei einer Frequenz von 24 GHz Genauigkeiten in der Abstandsmessung von etwa $\pm 200 \mu\text{m}$ erreicht werden können. Nachteil dieses Verfahrens ist, dass die Annahme einer gleichbleibenden Leistung getroffen wird, was insbesondere bei der Erweiterung durch das Zweitontverfahren mit einem dadurch entstehenden weiteren Messbereich nicht mehr angenommen werden kann. Die Grenzen dieses Verfahrens werden deutlich, wenn es auf eine ebensolche Messung angewendet wird. Die daraus resultierenden Probleme sind in Abbildung 3.30 auf Seite 107 in Kombination mit dem folgenden und für derartige Anwendungen optimierten Kompensationsverfahren dargestellt.

3.6.2 Komplexwertige Vektorlinearisierung

Es wurde bereits gezeigt, welche Anforderungen an das SNR gestellt werden müssen, um eine sichere Detektion des Eindeutigkeitsbereichs möglich zu machen. Einen ähnlichen Einfluss hat auch die Nichtlinearität der Phase, die in verschiedenen Ursachen begründet liegt. Beispielsweise können eine inhomogene Leistungsverteilung im Frontend, die zu verschiedenen Arbeitspunkten in den Diodendetektoren führt, die Diodendetektoren selbst, oder Mehrzeleffekte und Mehrwegeszenarien Nichtlinearitäten hervorrufen.

Durch eine Simulation in *Matlab*, deren Resultate in Tabelle 3.5 dargestellt sind, wurde der Einfluss der Nichtlinearität durch Modellierung der ersten Oberwelle analysiert. Es zeigt sich, dass für dieses Messsystem unter Einhaltung des ISM-Bandes nur sehr niedrige Klirrfaktoren von maximal 1,6 % zugelassen werden dürfen, um die Periodenerkennung in jedem Fall sicher durchführen zu können.

f_B	1 MHz	10 MHz	100 MHz	250 MHz	2,4 GHz
$k_{2,\max}$	0,005 %	0,064 %	0,654 %	1,608 %	16,159 %
$k_{2,\text{dB},\max}$	−85,97 dB	−63,93 dB	−43,69 dB	−35,87 dB	−15,83 dB

Tabelle 3.5: Tolerierbare Nichtlinearität für zuverlässige Zweitonmessung.

Diese hohen Linearitätsanforderungen können nicht allein durch schaltungstechnische Optimierungen erreicht werden, sondern es ist in jedem Fall erforderlich, die Phase des Interferometers zu linearisieren. Insbesondere die Verwendung von hohen Bandbreiten im Zweitonverfahren führt zu nichtlinearen Phasenbeziehungen, da sich die Anpassung der Einzelkomponenten sowie die Phasenbeziehung im Sechstor über der Frequenz ändern. Eine einfache Linearisierung mittels Look-Up-Table reicht gerade im Fall des Mehrtonverfahrens bei einem Einsatzbereich über mehrere Wellenlängen hinweg nicht aus. Um dies zu verdeutlichen wurden die Phasenfehler aller Eindeutigkeitsbereiche einer Abstandsmessung über 15 cm berechnet und nach Subtraktion des Offsetvektors übereinandergelegt, was in Abbildung 3.28 für Abstandsmessungen bei verschiedenen Frequenzen dargestellt ist. Als Orientierung ist gestrichelt die Fehlerkurve erkennbar, die sich für ein System mit einem Klirrfaktor $k_2 = 1\%$ ergeben würde. Aus diesem Bild lassen sich nun zwei Schlüsse ziehen. Zum einen ist es zwingend erforderlich, eine weitere Linearisierung vorzunehmen, zum anderen weisen die einzelnen Fehlerkurven eine starke Streuung auf, was darauf zurückzuführen ist, dass die einzelnen Mehrdeutigkeitsbereiche unterschiedlich verzerrt sind und somit auch verschiedene Phasenfehler zeigen. Dadurch wird offensichtlich,

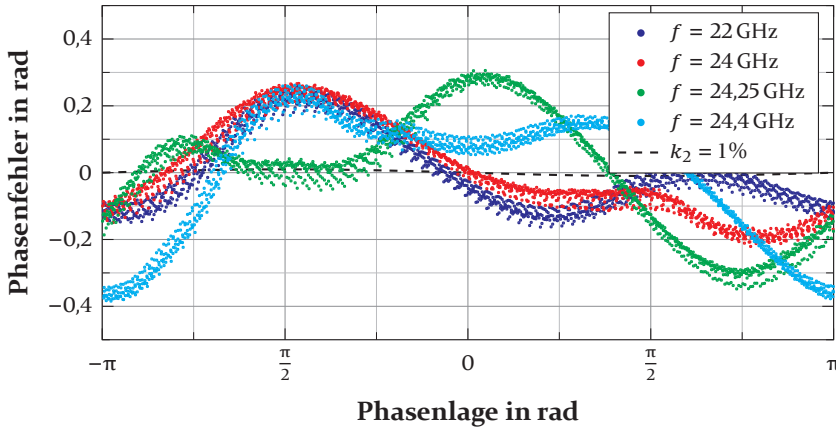


Abbildung 3.28: Überlagerte Phasenfehler durch Linearitätsabweichung für eine Wegstrecke von 15 cm im Freiraum bei verschiedenen Sendefrequenzen.

dass jeder Eindeutigkeitsbereich einzeln kompensiert werden muss, was eine große Herausforderung darstellt, da bei der Messung kein Wissen darüber vorliegt, in welchem der Eindeutigkeitsbereiche man sich aktuell befindet.

Um dieses Problem zu lösen und die Restfehler zu kompensieren wurde eine komplexwertige Vektorlinearisierung entwickelt. Die Grundlage dieses Ansatzes beruht auf dem ursächlichen Problem der Nichtlinearität, das heißt der schwankenden Empfangsleistung bei verschiedenen Abständen. Dabei ist es unerheblich, ob die Schwankung durch Stehwellen, Mehrfachreflexionen oder die eigentliche Abstandsänderung verursacht wird. Sie führt in jedem Fall zu einer Änderung des Arbeitspunktes des Detektors und somit zu einem sich verändernden Verhalten. Die Tatsache, dass die Detektorleistung und die Nichtlinearität korreliert sind, lässt sich ausnutzen um die entsprechenden Korrekturparameter auszuwählen.

Hierzu wird das Radarziel definiert über die gesamte Messstrecke, die später verwendet werden soll, bewegt und das IQ-Diagramm des resultierenden Basisbandsignals aufgenommen. Im Allgemeinen handelt es sich dabei um eine verzerrte, spiralförmige Ellipse, wobei die Achsen des Konstellationsdiagrammes auch als die Spannungen der vier Detektoren aufgefasst werden können. Somit legt jeder Punkt in dieser Ebene jeweils eine Arbeitspunkt-kombination der vier Detektoren fest. Die eigentliche Linearisierung besteht nun darin, dass die ideale Antwort des Messsystems, das heißt ein Kreis mit definierten Phasenwerten für die definierten gemessenen Abstände, berechnet wird und für jeden Messwert ein Korrekturvektor bestimmt wird, der den Messpunkt auf den korrekten Punkt abbildet. Dieses Vorgehen ist in

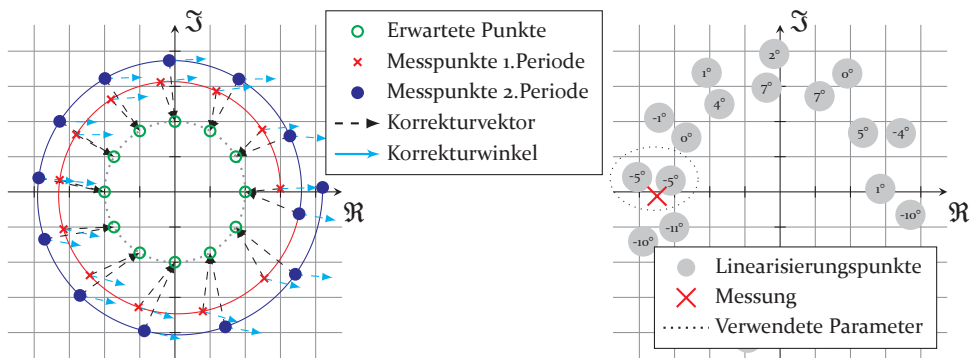


Abbildung 3.29: Schematische Darstellung der komplexen Vektorlinearisierung.

Abbildung 3.29 veranschaulicht, wo eine Linearisierungsmessung über zwei Perioden dargestellt ist. Die grünen Punkte in der Mitte stellen dabei jeweils die Sollposition dar, die über eine Referenzmessung zusätzlich zu den eigentlichen Messwerten erfasst werden muss. Die Messwerte selbst sind in rot und blau, getrennt nach Perioden, dargestellt. Es wird nun für jeden Messpunkt der Differenzvektor zwischen Messung und idealem Wert bestimmt und gespeichert. Für die übersichtlichere Darstellung wurde angenommen, dass IQ-Offset-Fehler bereits im Voraus entfernt wurden, was bei der regulären Verwendung nicht nötig wäre, da sie durch das Verfahren ebenso kompensiert werden würden. Da im vorliegenden Fall nur die Phase kompensiert wird, genügt es, von diesen Kompensationsvektoren die Phase zu speichern und in einem Array abzulegen, wie auf der rechten Seite in Abbildung 3.29 dargestellt.

Im regulären Messbetrieb wird nun anhand des gemessenen IQ-Vektors der entsprechende Korrekturwert ausgewählt und die Phase korrigiert. Bei realen Anwendungen kann es durch Mehrwegeausbreitung oder Nahfeldeffekte vorkommen, dass der Betrag des Vektors nicht monoton abfällt, sondern die Spirale sich selbst schneidet. In diesem Fall würde die Kompensation fehlschlagen, da der Korrekturwert nicht exakt bestimmt werden kann. Allerdings ist die Nichtlinearität stark vom Arbeitspunkt abhängig und somit ist es nicht nötig den Korrekturparameter genau zu bestimmen, sondern er kann auch interpoliert werden. Eine Möglichkeit, die Ergebnisse der gezeigten Kompensation zu stabilisieren, ist es, mehrere Korrekturwerte in der Nähe des gemessenen Wertes zu suchen und deren Phasenkorrekturwerte, gegebenenfalls gewichtet nach ihrem Abstand zum gemessenen Wert, zu mitteln. Dieses Vorgehen ist ebenfalls rechts in Abbildung 3.29 dargestellt.

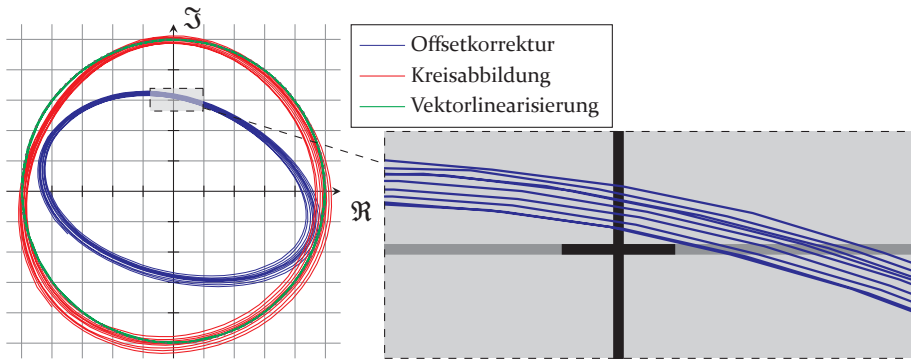


Abbildung 3.30: Ergebnis der komplexen Vektorlinearisierung im Vergleich zur Kreisabbildung.

Ein weiterer Ansatz zur Verbesserung wäre es, die Phase stärker als die Amplitude zu gewichten oder den Index des zuletzt genutzten Korrekturwerts heranzuziehen um sich für eine der Perioden zu entscheiden. In diesem Fall muss natürlich ausgeschlossen werden können, dass sich das Ziel zwischen zwei Messungen um mehr als eine Periode bewegt.

Um die Vorteile dieser Linearisierung im Vergleich zu dem einfacheren Kreisabbildungs-Algorithmus darzustellen, wurden diese beiden Methoden anhand von realen Messdaten miteinander verglichen. Das Ergebnis im Konstellationsdiagramm ist in Abbildung 3.30 dargestellt. Neben den Rohdaten sind hier jeweils die Ergebnisse nach dem Kreisabbildungs-Algorithmus sowie nach der soeben eingeführten komplexen Linearisierung dargestellt, und es wird im vergrößerten Ausschnitt die Problematik der sich schneidenden Kurven gezeigt. Die Kreisabbildung, bei deren Durchführung eine Periode etwa in der Mitte der Messung ausgewertet wurde, stellt zwar eine wesentliche Verbesserung im Vergleich zu den Rohdaten dar, allerdings zeigen sich auch noch deutliche Abweichungen vom idealen Verlauf. Die Tatsache, dass nicht einmal die optimierte Periode ideal auf dem Kreis zum Liegen kommt, verdeutlicht, dass hier nichtlineare Effekte auftreten, die durch diesen Algorithmus nicht eliminiert werden können. Die grün dargestellten Resultate der komplexen Linearisierung, die hier die Linearisierung von Betrag und Phase umfasst, liegen demgegenüber in jedem Punkt auf dem idealen Kreis.

Da in Abbildung 3.30 der wesentlich wichtigere Phasenfehler nicht sichtbar ist, wurde dieser separat ausgewertet und ist in Abbildung 3.31 dargestellt. Hier wird deutlich, welche große Verbesserung durch diese Art der Linearisierung im Vergleich zur Linearisierung durch Kreisabbildung erreicht wird und dass in diesem Fall die Anforderung eines Klirrfaktors kleiner als 1% eingehalten

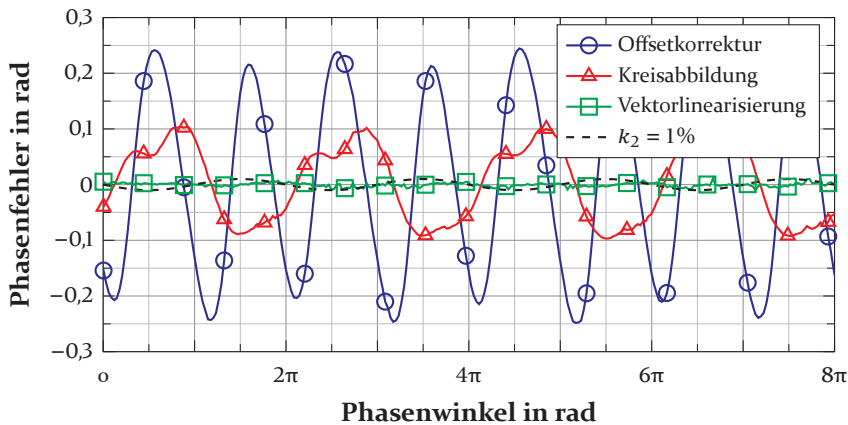


Abbildung 3.31: Restphasenfehler der verschiedenen Linearisierungsverfahren im Vergleich.

werden kann. Erst durch diese Vektorlinearisierung kann der Restfehler soweit reduziert werden, dass das Zweitonverfahren angewendet werden kann.

3.6.3 In-situ-Linearisierung mit variablem Referenznormal

Die bisher vorgestellten Verfahren weisen den Nachteil auf, dass das Messobjekt zumindest während eines Kompensationsvorgangs kontrollierbar sein muss. Wesentlich besser wäre hier ein Verfahren, das ohne die Kontrolle über die Messstrecke und zusätzliche Referenzgeräte auskommt und dadurch jederzeit eine Fehlerkompensation ermöglicht – die sogenannte In-situ-Linearisierung.

Im Anwendungsfeld der Abstandsmessung ist diese Art der Fehlerkorrektur schwer zu realisieren, da Umgebungseinflüsse das Messergebnis stark beeinflussen können und diese somit immer kompensiert werden müssen. Andere Voraussetzungen zeigen sich bei der Frequenzmessung. Hier fällt die Problematik der Mehrdeutigkeit weg und somit auch die der notwendigen Linearisierung über mehrere Eindeutigkeitsbereiche, da die grobe Frequenz, die detektiert wird, bekannt ist, oder durch Umschalten von verschiedenen Verzögerungsleitungen leicht bestimmt werden kann. Allerdings zeigt sich ein starker Temperatureinfluss auf die Delayline, der eine ständige Korrektur des Systems erforderlich macht. Dieser Aspekt wird umso wichtiger, wenn man betrachtet, dass bei der Frequenzmessung in der Regel wesentlich geringere Fehler von nur wenigen ppm erreicht werden sollen, wohingegen bei der Distanzmessung Fehler von einigen Promille, bezogen auf eine Wellenlänge, den Anforderungen genügen.

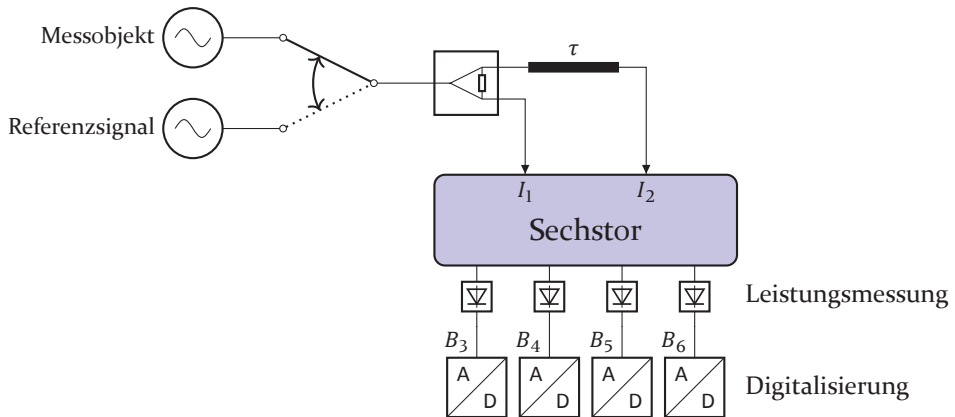


Abbildung 3.32: Systemaufbau zur In-situ-Linearisierung der Frequenzmessung.

Ein mögliches Korrekturverfahren, das in dieser Anwendung eine In-situ-Linearisierung ermöglicht und bereits zusammen mit dem Sechstormesssystem im Rahmen dieser Arbeit dafür patentiert wurde [60], wird im Folgenden kurz vorgestellt. Wie in Abbildung 3.32 dargestellt, wird hierzu am Eingang des Messsystems ein Schalter angebracht, der anstelle des eigentlichen Messobjektes einen Referenzoszillator mit der Schaltung verbindet. Wird das Referenzsignal aus einer entsprechend hochwertigen Signalquelle, beispielsweise einem Ofenquartz, stabilisiert, so ermöglicht dieser Ansatz eine ständige Nachführung der Fehlerkompensation des Systems im laufenden Betrieb. Dabei sollte entweder die Leistung des Referenzsignals einstellbar sein oder am Eingang des Messsystems eine automatische Leistungsregelung vorgesehen werden, damit der Arbeitspunkt der Detektoren in beiden Schalterstellungen konstant bleibt. Anstelle einer Leistungsregelung kann auch ein sogenannter *Limiting-Amplifier* verwendet werden, der unabhängig vom Eingangspegel auf eine konstante Amplitude verstärkt. Dies ist nötig, um eine Linearisierung in dem Detektorarbeitspunkt zu erreichen, der auch beim eigentlichen Messobjekt auftritt.

Mit diesem Linearisierungsverfahren ist lediglich eine genaue Referenz erforderlich und weitere initiale Korrekturschritte entfallen, was die Handhabung des resultierenden Sensors stark vereinfacht. Als Ausblick sei noch genannt, dass der vorhandene Referenzoszillator auch als LO verwendet werden kann um die Koexistenz mit anderen Funksystemen zu verbessern und Systemtests durchzuführen. Dieses Verfahren wurde in [70] vorgestellt und zu einem weiteren Patent angemeldet [69].

KAPITEL 4

Umsetzung der vorgestellten Konzepte

Während diese Arbeit entstand sind in der Sechstorarbeitsgruppe am Lehrstuhl für Technische Elektronik verschiedene sechstorbasierte Messsysteme bei Frequenzen von 2,4 GHz, 17 GHz, 24 GHz und 61 GHz entwickelt worden. Nachfolgend werden beispielhaft einige Systeme bei 24 GHz vorgestellt, die teilweise bereits im Vorfeld vom Autor auf internationalen Konferenzen und in Journalen publiziert wurden – das System zur Frequenzmessung wurde in [61] und das System zur Abstandsmessung in [56–58] veröffentlicht. Mit den Labordemonstratoren soll gezeigt werden, wie die vorgestellten Kompensationsstrategien verwendet werden, um bei den Anwendungen der Abstandsmessung mit Zweitonverfahren und der Frequenzmessung die eingangs gesteckten Ziele der Genauigkeit zu erreichen. Darüber hinaus wird dargestellt inwieweit die entwickelten Systeme mit bereits veröffentlichten Systemen, die den Stand der Technik in den beiden Bereichen beschreiben, bezüglich der Messgenauigkeit konkurrieren können.

4.1 Abstandsmessung

Für die Charakterisierung der Messunsicherheit bei der Abstandsmessung wird ein entsprechender mechanischer Messaufbau mit einem passenden Referenzmesssystem benötigt, das in der Lage ist, die Position des Radarziels im Genauigkeitsbereich von wenigen Mikrometern korrekt zu erfassen. Der resultierende Aufbau, der Messungen nicht nur im Freiraum ermöglicht, sondern auch geführte Systeme emuliert, wird im Folgenden vorgestellt und die Ergebnisse der Messungen werden präsentiert. Außerdem wird als Ausblick auf die industrielle Anwendbarkeit ein miniaturisiertes Sensormodul vorgestellt, das in Zusammenarbeit mit der Firma *InnoSent* entstanden ist und das das hohe Miniaturisierungspotential bei einem gleichzeitig hohen Auflösungsvermögen im Bereich der Kurzwegradarsensorik beweist.

4.1.1 Messaufbau zur Abstandsmessung

Für die Abstandsmessung wurde ein Sechstorfrontend verwendet, das von Gabor Vinci im Rahmen seiner Promotion entwickelt wurde und dort ausführlich

Radarkoppler	VCO $\rightarrow$ Antenne (Einfügedämpfung)	−1,8 dB
	VCO $\rightarrow P_1$ (Referenzsignal)	−11 dB
	Antenne $\rightarrow P_2$ (Empfangssignal)	−0,4 dB
	VCO $\rightarrow P_2$ (Isolation)	−40 dB
	Antenne $\rightarrow P_1$ (Rückwärtsdämpfung)	−60 dB
Sechstor	Amplitudenfehler	< 2,5 dB
	Phasenfehler	< 10°

Tabelle 4.1: Wichtige Systemparameter des verwendeten Sechstorfrontends.

beschrieben ist [104]. Es handelt sich dabei um ein Sechstorfrontend mit an den beiden Hochfrequenzeingängen sowie im Basisband einstellbarer Verstärkung. Damit ist es möglich, die Eingangsleistungen am Sechstor für optimale Detektorarbeitspunkte um jeweils 30 dB zu variieren und im Basisbandbereich die ADU-Aussteuerung anzupassen, wie bereits in den entsprechenden Kapiteln zu den Komponenten beschrieben wurde. Die wichtigsten Kenngrößen der verwendeten Sechstorstruktur und des verwendeten Radarkopplers in Form eines 10-dB-Kopplers zur Abspaltung des Referenzsignals und eines Zirkulators zur RX/TX-Trennung, sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Die Amplitude der vier Ausgangssignale des Frontends kann über ein digitales Potentiometer geregelt werden. Nach einem Antialiasing-Filter werden die Signale von einem *XMC4500* Mikrocontroller von *Infineon* digitalisiert, der vier parallel arbeitende 12-Bit-SAR-ADUs beinhaltet und somit ideal für die Verwendung in Sechstorsystemen geeignet ist. Weitere wichtige Eigenschaften des Controllers sind DSP-Funktionalität, ein integrierter Ethernet-MAC, sowie nicht zuletzt die Freigabe für den industriellen Temperaturbereich von -40°C bis $+85^\circ\text{C}$. Neben der Digitalisierung übernimmt dieser Controller auch die Vorverarbeitung der Daten, die Ansteuerung der einstellbaren Verstärker im Frontend sowie die Ansteuerung des optionalen Synthesizers zur Signalerzeugung.

Die Messdaten, die mit einer Abtastrate von bis zu 400 kHz aufgenommen werden können, werden nach der Messung über Ethernet an einen PC übertragen, wo die weitere Signalverarbeitung erfolgt. Über dieselbe Schnittstelle kann der Messaufbau ferngesteuert und automatisiert werden. Für die im Folgenden gezeigten Messungen wurde die maximale Abtastfrequenz gewählt und vor der Berechnung jeweils über 120 Messwerte gemittelt. Durch diese Überabtastung erhöht sich der Rauschabstand¹ um $\Delta\text{SNR} = 10 \log(120) = 20,8 \text{ dB}$, was einer Erhöhung der effektiven Bit-Anzahl

¹Herleitung siehe [53, 326ff].

des Wandlers um 3,4 Bit entspricht. Die reale Messrate ergibt sich für diesen Fall zu etwa 3,3 kHz, was für die meist trägen Prozessregelungen im industriellen Umfeld genügt. Als Signalquelle wurde für die Messung ein *Agilent E8267D* Signalgenerator bei einer Ausgangsleistung von -20 dBm genutzt, um die nötigen Hochfrequenzsignale zu generieren und einen reproduzierbaren Messaufbau zu gewährleisten. Wie im vorherigen Kapitel dargestellt, werden keine besonderen Anforderungen an die Güte des Oszillators gestellt, weshalb dieser Signalgenerator jederzeit durch eine einfachere Version eines Synthesizers bei 24 GHz ersetzt werden kann. Dies belegen auch die vergleichbaren Resultate der Messungen in [76]. Für die Bewegung des Radarziels wird eine lineare Verfahrschiene von *PiMicos* verwendet, die einen maximalen Verfahrweg von 15 cm bei einer Schrittweite von $0,5\text{ }\mu\text{m}$ aufweist. Durch einen integrierten optischen Encoder wird die Position direkt nachgeregelt, sodass die angesteuerte Position als Referenzwert herangezogen werden kann. Als zusätzliches Referenzsystem wurde ein magnetostriktiver Sensor des Typs *TP1* von *Novotechnik* verwendet, mit dessen Hilfe der optische Encoder überprüft wurde und somit sichergestellt werden konnte, dass die Messunsicherheit unter der des *TP1* Sensors, also unter $\pm 10\text{ }\mu\text{m}$ liegt. Für die Freiraummessungen und die Messungen im geführten Wellenleiter sind zwei abgewandelte Messaufbauten nötig, die im Folgenden kurz erläutert werden.

Freiraum

Für die Freiraumanwendung, die in Abbildung 4.1 veranschaulicht ist, wurde auf der Verfahrschiene eine quadratische Platte mit einer Kantenlänge von 15 cm als Radarziel angebracht und orthogonal zur Hauptstrahlrichtung der Antenne ausgerichtet. Bei der Antenne handelt es sich um eine 20-dBi-Hornantenne mit einem WR-42-Wellenleiteranschluss, der über einen entsprechenden coaxialen Übergang mit dem Frontend verbunden ist. Der mittlere Abstand zwischen Antenne und Reflektorplatte betrug bei den Messungen etwa 1 m.

Hohlleiter

Für die Messung in einem System mit geführter Welle wurde die Antenne gegen einen 1 m langen Hohlleiter der Abmessung WR-42 ersetzt und an der Verfahrschiene eine Schubstange angebracht, die einen passenden Stempel innerhalb des Wellenleiters bewegt. Dieser Aufbau ist in Abbildung 4.2 skizziert und verdeutlicht den zum Freiraumfall ähnlichen Aufbau.

Die Messungen wurden hierbei etwa in der Mitte des Hohlleiters ausgeführt. Zur Unterdrückung von Stehwellen im Hohlleiter wurde der aus einem

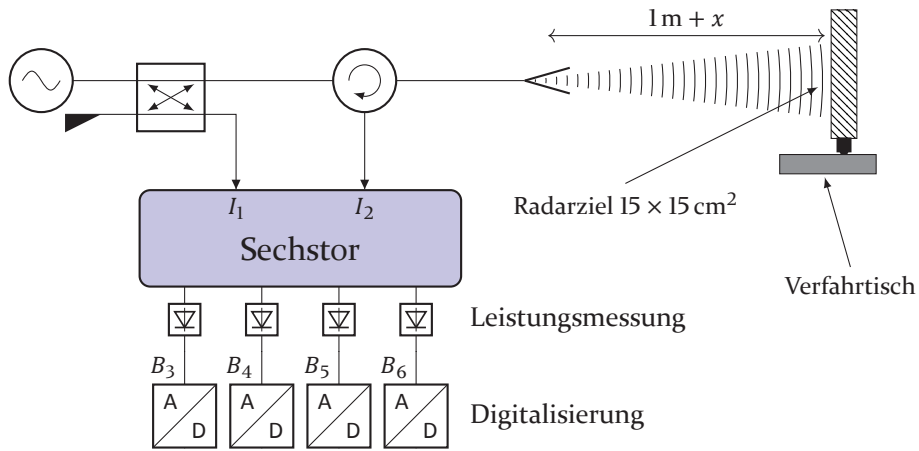


Abbildung 4.1: Messaufbau für die Messung von Abständen im Freiraum.

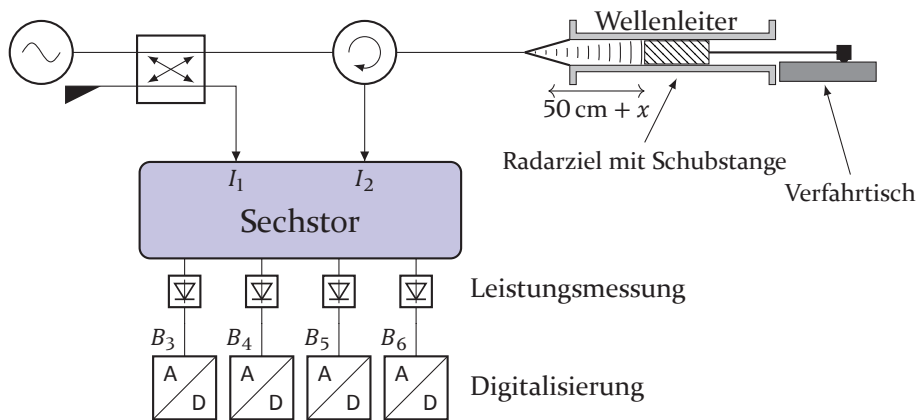


Abbildung 4.2: Messaufbau für die Messung von Abständen im Falle geführter Wellen.

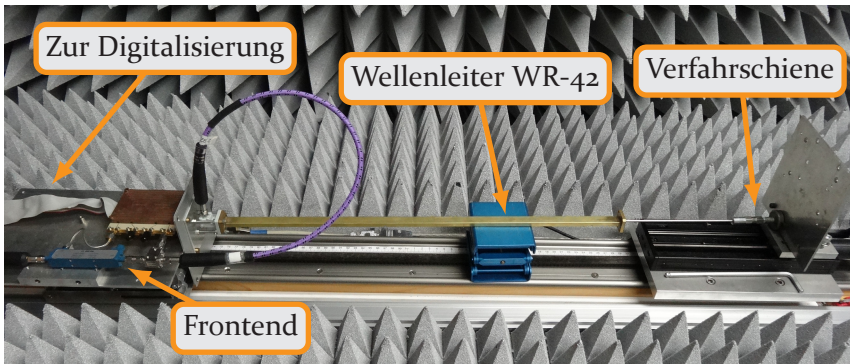


Abbildung 4.3: Messaufbau der Abstandsmessung im WR-42-Hohlleiter.

massiven Aluminiumblock gefräste Gleiter als Radarziel mit Absorbermaterial an der vorderen Seite versehen. Beispielhaft ist in Abbildung 4.3 ein Foto des Messaufbaus für den Fall der geführten Welle im Hohlleiter dargestellt. Für den Freiraumfall werden lediglich Wellenleiter und Schubstange durch eine Antenne ersetzt. Auf dem Bild ist auch klar erkennbar, dass gerade der Freiraumaufbau keineswegs ideal für eine interferometrische Abstandsmessung ist. So befinden sich zwar an den Wänden Absorber, um Sekundärreflektionen und somit Mehrzielszenarien zu unterdrücken, dennoch ist konstruktionsbedingt zumindest der Weg zur Verfahrsschiene und diese selbst ein deutliches Radarziel. Dies führt zu Fehlern in der Abstandsauswertung, die durch die vorgestellten Linearisierungsverfahren unterdrückt werden müssen.

4.1.2 Ergebnisse der Freiraummessung

Um die Systemgrenzen zu evaluieren wurde das Zweitonenverfahren bei verschiedenen Differenzfrequenzen f_B zwischen 100 MHz und 6 GHz getestet. Genauer untersucht und hier exemplarisch dargestellt werden lediglich zwei Konfigurationen bei unterschiedlichen Frequenzabständen. Eine über einen Frequenzabstand von 2,4 GHz, da hier mehrere Phasensprünge (auch in der Differenzphase) auftreten, wodurch das System anschaulich demonstriert und ein Vergleich zu den Simulationsergebnissen gezogen werden kann, und eine weitere, die die Grenzen des Systems aufzeigen soll, indem die Bandbreite auf die erlaubte ISM-Bandbreite von 250 MHz bei 24 GHz beschränkt wird.

Abbildung 4.4 zeigt die Validierung der Simulation durch eine entsprechende Messung mit zwei um 2,4 GHz auseinander liegenden Arbeitsfrequenzen. Im oberen Plot sind die beiden einzelnen gemessenen Phasen und

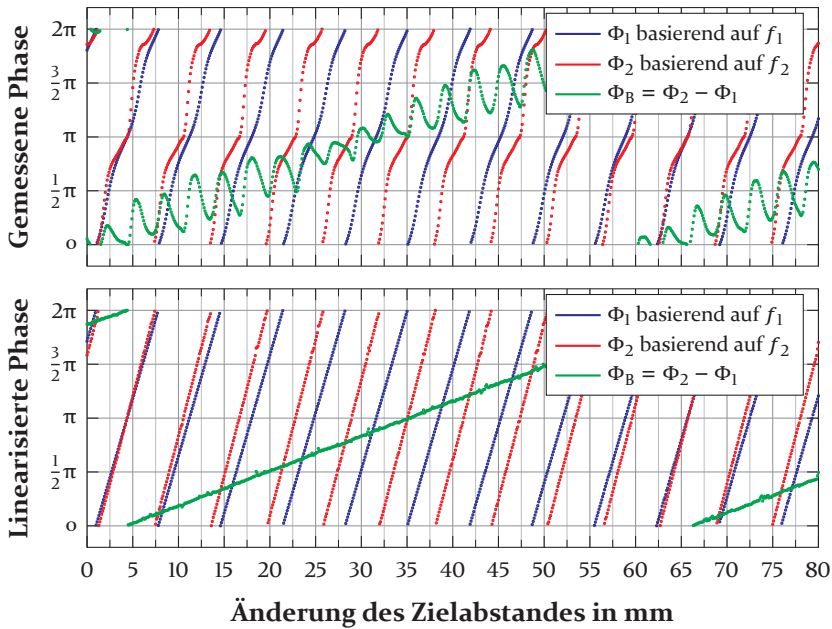


Abbildung 4.4: Rohdaten der gemessenen Phasen (oben) für einen Frequenzabstand von 2,4 GHz im Freiraum und deren linearisierte Variante (unten).

die daraus resultierende Schwebungsphase, die aus der Differenz der beiden Einzelphasen gebildet wird, dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass eine Linearisierung der Phasen nötig wird, da die Schwebungsphase durch ihren nicht monotonen Verlauf keine eindeutige Aussage dazu liefert, in welchem der Eindeutigkeitsbereiche sich das Ziel befindet. Dies liegt darin begründet, dass das hier vorgestellte Radar zu keiner Zieltrennung fähig ist, diese aber durch das vorliegende Mehrzielszenario nötig wäre. Als zusätzlicher Effekt kommt hier der breite Frequenzabstand zum Tragen, wodurch sich die HF-Eigenschaften des Frontends bei beiden Frequenzen unterscheiden. Dennoch ist eine Linearisierung hier einfach durchführbar, solange man sich darauf beschränkt nur ein Ziel zu beobachten. Für dieses bekannte Ziel kann der Messbereich einmal vollständig charakterisiert und entsprechende Kompensationsparameter, wie in Kapitel 3.6.2 dargestellt, bestimmt werden.

Das Ergebnis nach erfolgter Linearisierung ist im unteren Plot der Abbildung dargestellt, die beiden Einzelphasen wurden hier jeweils über dem aus dem optischen Encoder bekannten Abstand linearisiert. Die Differenzphase verläuft nun monoton und die einzelnen Mehrdeutigkeitsperioden der Einzelphasen können getrennt werden. Dieses Ergebnis zeigt eine gute Über-

einstimmung mit der vorher gezeigten Simulation idealen Systemverhaltens in Abbildung 3.24. Durch die Linearisierung wird auch der Nullpunkt der Phase und somit der Abstandsmessung verändert, was jedoch durch Addition eines Offsets zum Messergebnis korrigiert werden kann. Der Nullpunkt der Messung kann so beliebig festgelegt werden und muss in der späteren Applikation auf einen Referenzpunkt eingestellt werden.

Bei den folgenden Messungen werden die Abstandsmessergebnisse auch statistisch ausgewertet und als Histogramm dargestellt. Bei dieser Auswertung handelt es sich nicht um die Abweichungen an einem Punkt über mehrere Messungen hinweg, sondern um den gesamten Messfehler entlang der vermessenen Strecke. Für die Berechnung des Histogramms wurde die Bin-Breite h jeweils für die einzelnen Messungen angepasst. Die hierfür gebräuchliche Formel von Sturges [100], mit der die Anzahl der Bins k nur über die Stichprobenmenge N und der Beziehung $k = 1 + \log_2(N)$ bestimmt wird, wurde nicht verwendet, da N im vorliegenden Fall sehr groß ist und die Formel in diesem Fall nur bei Zweierpotenzen korrekte Resultate liefert. Stattdessen findet die Berechnung nach Freedman [23] Verwendung, bei der die Bin-Breite h in Abhängigkeit der Stichprobengröße und des Interquartilsabstands (*interquartile range*, IQR) bestimmt wird. Der IQR stellt eine stochastische Größe dar und gibt an, in welchem Intervall die mittleren 50 % der Messwerte liegen.

$$h = \frac{2 \cdot \text{IQR}}{\sqrt[3]{N}} \quad (4.1)$$

Die eigentliche Messung erfolgt nun in zwei Schritten. Im ersten Schritt muss die Eindeutigkeitsperiode der Einzelphasen bestimmt werden und in einem zweiten Schritt kann anschließend die genaue Abstandsberechnung durch Addition eines Offsets entsprechend der Periode und der Auswertung der Einzelphasen erfolgen. Wie bereits dargestellt, muss der Abstandsfehler der Grobmessung im Intervall $\pm \Delta x_{\text{Grob}}$ bleiben, um den korrekten Eindeutigkeitsbereich zu detektieren und ein valides Messergebnis zu liefern.² Der resultierende Fehler für die Periodenbestimmung ist in Abbildung 4.5 innerhalb eines Eindeutigkeitsbereichs der Schwebungsphase $x_{\text{Grob,max}}$ dargestellt. Er liegt für alle Messwerte im Bereich von ± 1 mm und somit wird der für die Periodenbestimmung erlaubte maximale Fehler, der in diesem Fall bei etwa 3 mm liegt, in allen Messpunkten deutlich unterschritten. Der erkennbare oszillierende Restfehler liegt darin begründet, dass die Phasenverläufe des eigentlichen Messsystems nichtlinear sind, wie bereits in Abbildung 4.4 sichtbar wurde. Durch die Linearisierung können zwar alle nichtlinearen Fehler

²Siehe dazu Kapitel 3.5.1 ab Seite 92.

unterdrückt werden, die Rauschübertragungsfunktion verhält sich dennoch nichtlinear und somit wird der Fehler an den Punkten maximal, an denen die nichtlinearisierte Phase jeweils die höchste Sensitivität aufweist.

In einem weiteren Schritt kann nun die Feindetektion vorgenommen werden, deren Ergebnisse in Abbildung 4.6 zusammengefasst sind und die einen resultierenden 3σ -Messfehler³ von etwa $\pm 10 \mu\text{m}$ zeigt. Dafür wird die Abstandsmessung getrennt für beide Frequenzen berechnet und anschließend der Mittelwert beider Ergebnisse gebildet. Dieses Vorgehen wird nach Evaluierung verschiedener Messreihen und deren Fehleranalyse verwendet, da dadurch der Fehler im Vergleich zur Verwendung von einer einzelnen Phase verringert werden kann. Grundsätzlich könnte man annehmen, dass es sinnvoll ist, die höhere Frequenz der beiden Signale auszuwerten, da diese sensibler auf die Abstandsänderung ist. Allerdings wird sie dadurch gleichzeitig auch rauschempfindlicher. Letztendlich ist es vorteilhafter, die gemittelten Ergebnisse der zwei Einzelmessungen bei verschiedenen Frequenzen zu verwenden.

Der zulässige Frequenzbereich im ISM-Band bei 24 GHz beträgt lediglich 250 MHz, weshalb eine zweite Messreihe dargestellt werden soll, die ein entsprechend freigegebenes System zeigt. Daraus ergibt sich gleichzeitig auch der Vorteil, dass ein eindeutiger Messbereich von über einem halben Meter erreicht wird, was für eine große Zahl von Anwendungen bereits vollkommen ausreichend ist. Dafür wird in diesem Fall durch den wesentlich flacheren Verlauf der Schwebungsphase der Fehler der Grobdetektion deutlich höher, liegt jedoch immer noch im Bereich der sicheren Detektion der Perioden. Die Ergebnisse dieser Fehlerbestimmung sind mit den Grenzen der Periodenerkennung in Abbildung 4.7 dargestellt.

Abbildung 4.8 zeigt entsprechend das Ergebnis der Feindetektion. Hier wird ersichtlich, dass die genaue Abstandsbestimmung grundsätzlich unabhängig von der verwendeten Bandbreite ist, da der Fehler in einem vergleichbaren Bereich wie bei der vorherigen Messung bei erheblich größerem Frequenzabstand liegt. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Feindetektion nur durch Auswertung der Einzelphasen erfolgt und dadurch die Frequenzdifferenz, die für die Grobdetektion wichtig ist, keinen Einfluss mehr hat.

³ 3σ bedeutet, dass 99,73 % aller Messwerte einen geringeren Messfehler aufweisen.

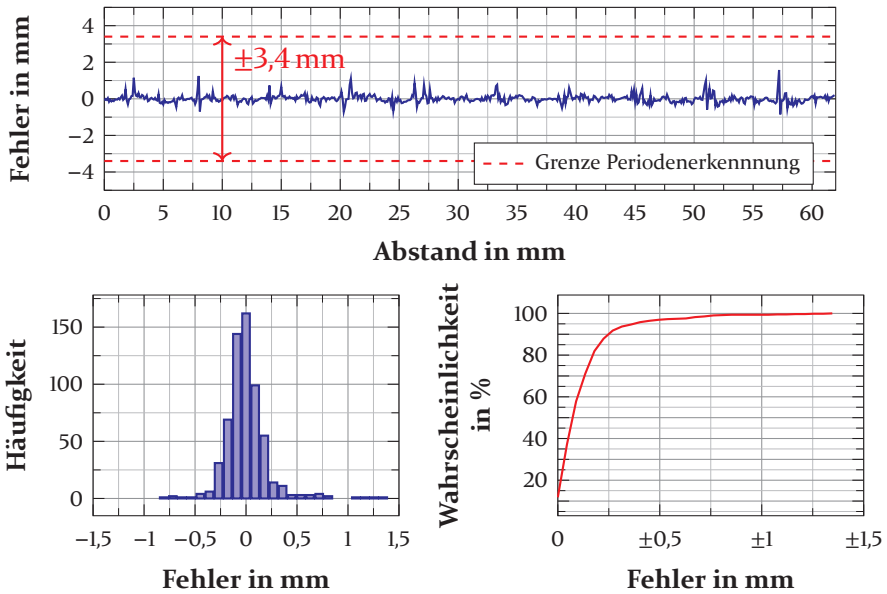


Abbildung 4.5: Abstandsfelder der Grobdetektion mit 2,4 GHz Frequenzabstand im Freiraum.

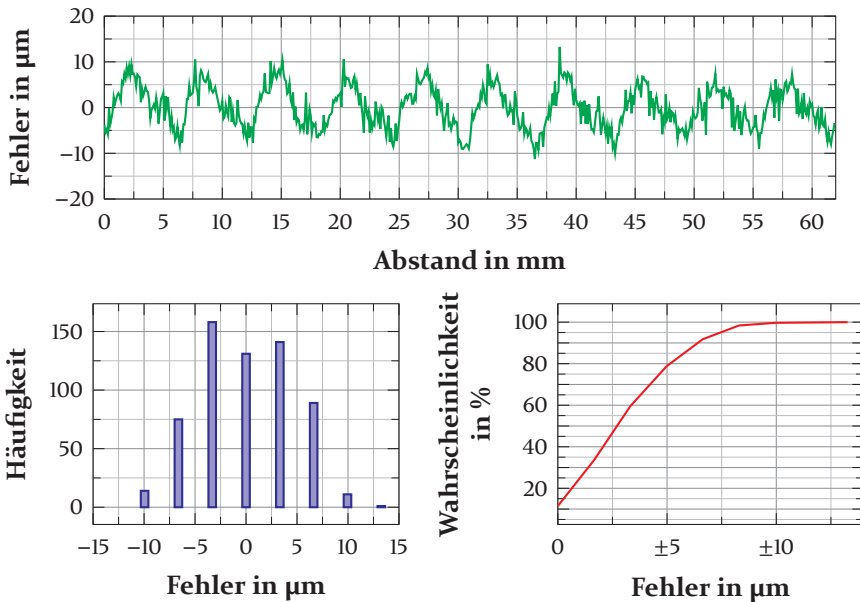


Abbildung 4.6: Abstandsfelder der Feindetektion mit 2,4 GHz Frequenzabstand im Freiraum.

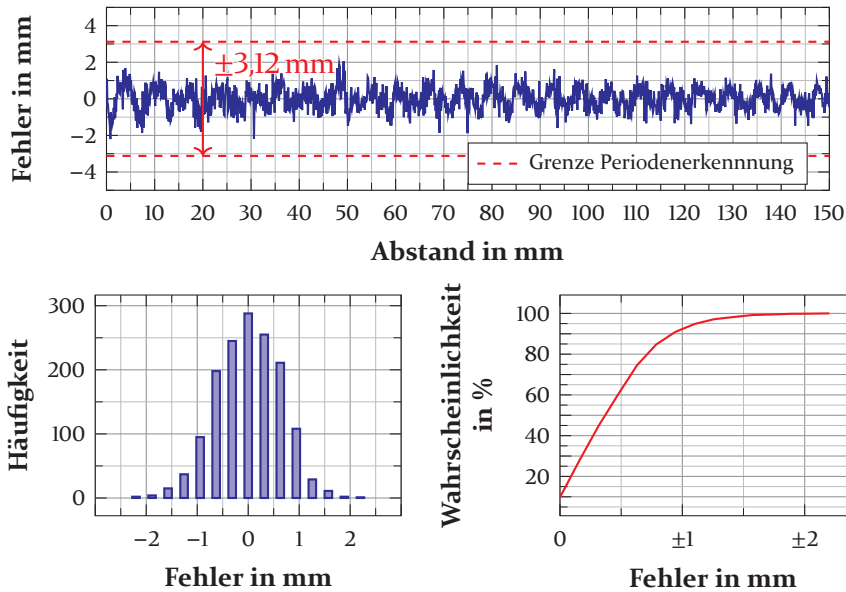


Abbildung 4.7: Abstandsfehler der Grobdetektion mit 250 MHz Frequenzabstand im Freiraum.

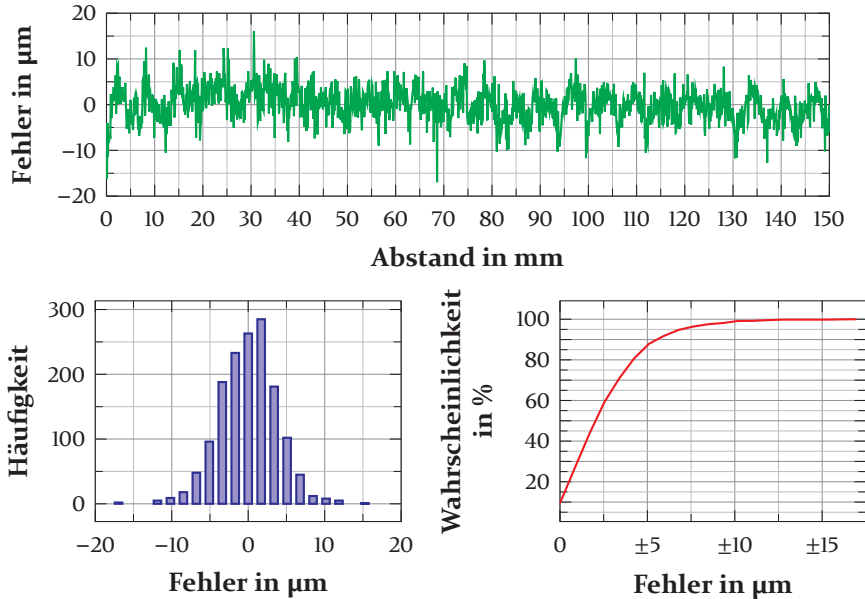


Abbildung 4.8: Abstandsfehler der Feindetektion mit 250 MHz Frequenzabstand im Freiraum.

4.1.3 Ergebnisse der Messung im Wellenleiter

Um den Einfluss von Mehrzielszenarien zu verringern und somit auch eine sichere Anwendung außerhalb des bekannten Laborumfeldes zu ermöglichen, wurde zusätzlich ein gekapseltes System entworfen. Mögliche reale Anwendungen sind hier, neben der gekapselten, geführten Abstandsmessung, insbesondere auch bei der Distanzmessung innerhalb pneumatischer oder hydraulischer Zylinder zu finden. Das resultierende Messsystem beruht, wie bereits erwähnt, auf einem genormten WR-42-Rechteckhohlleiter aus Messing mit den Abmessungen $10,7 \times 4,3 \text{ mm}^2$, um eine definierte Wellenausbreitung bei 24 GHz zu ermöglichen und die Messungen im Laborumfeld durch genormte Komponenten leicht durchführen zu können. Der Wellenleiter und der in ihm geführte Gleiter, der als ortsveränderlicher Kurzschlusschieber wirkt, sind in Abbildung 4.9 dargestellt. Der Gleiter wurde passgenau aus massivem Aluminium gefräst und mit einer 3-mm-Bohrung versehen, um eine Achse aufzunehmen. Diese ist direkt mit der Positionierschiene verbunden, um die Gleiterposition innerhalb des Wellenleiters mit hoher Präzision einstellen zu können. An der Vorderseite des Gleiters ist das bereits erwähnte Absorbermaterial zu erkennen, das dazu dient, Mehrfachreflexionen zwischen Wellenleiter-Einspeisung und Kurzschlusschieber zu bedämpfen, wodurch Resonanzeffekte minimiert werden.

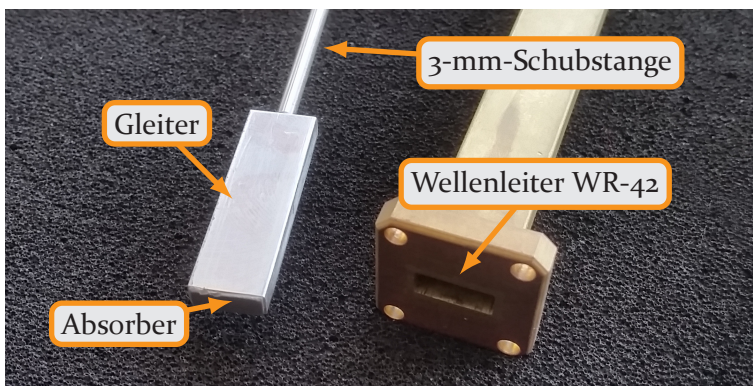


Abbildung 4.9: Messaufbau der Abstandsmessung im WR-42-Hohlleiter.

Die durch die Dispersion im Wellenleiter verursachte Verlängerung der Wellenlänge führt hier zu einer Verkürzung des Eindeutigkeitsbereichs im Vergleich zu den Freiraummessungen, wie im vorherigen Kapitel hergeleitet. Dies ist deutlich an den linearisierten Phasenverläufen in Abbildung 4.10 erkennbar, wobei es hier zu anderen Wellenlängen kommt als in Tabelle 3.4 dargestellt,

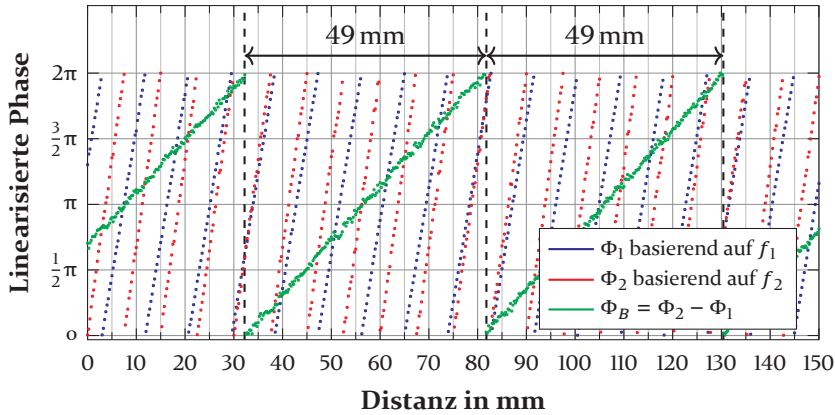


Abbildung 4.10: Linearisierte Phasenbeziehungen für eine Messung im Wellenleiter bei zwei Frequenzen um 23,2 GHz mit einem Abstand von 2,4 GHz.

da die Mittenfrequenz tiefer gewählt wurde, um optimale Arbeitsfrequenzen des Frontends zu ermöglichen. In Abbildung 4.11 und Abbildung 4.12 sind die berechneten Fehler für die Grob- und Feinabstandsbestimmung dargestellt. Auffallend im Vergleich zur Freiraummessung ist der erhöhte Fehler bei der Feindetektion. Dies ist auf zwei Ursachen zurückzuführen. Zum einen sind die Wellenlängen der genutzten Frequenzen durch die Dispersion verlängert, wodurch sich eine niedrigere Sensitivität für den Abstand ergibt, zum anderen kam es bedingt durch den Messaufbau und die hohe und inhomogene Reibung zwischen Stempel und Hohlleiter zu mechanischen Sprüngen bei der Positionierung. Eine mögliche Optimierung wäre hier eine bessere Materialpaarung oder ein Gleiter, der mit Kunststoff umhüllt ist, um die Gleiteigenschaften zu verbessern. Nichtsdestotrotz konnte hier über den gesamten Verfahrensweg der Messung eine 3σ -Genauigkeit von etwa $\pm 50 \mu\text{m}$ erreicht werden, was im Bereich der Abstandssensorik einen sehr guten Wert darstellt.

Eine weitere Messung wurde auch hier bei einer Differenzfrequenz von 250 MHz durchgeführt, allerdings in erster Linie um den Eindeutigkeitsbereich zu vergrößern, da die verwendete Bandbreite bei einem derart abgeschlossenen System weniger streng⁴ reguliert ist. Die Resultate sind in Abbildung 4.13 und Abbildung 4.14 dargestellt. In diesem Fall konnte nicht in allen Messpunkten der korrekte Eindeutigkeitsbereich erkannt werden, was in der Grobauswertung am Überschreiten der eingezeichneten Grenzen

⁴Beispielsweise steht für die ähnlich gekapselten Tankradare ein Frequenzbereich zwischen 24,05 GHz und 27 GHz zur Verfügung [16].

erkennbar ist. Drei Messwerte, was weniger als 1‰ aller aufgenommenen Messpunkte entspricht, liegen außerhalb der eingezeichneten Grenzen und eine Feindetektion würde daher zu einem falschen Ergebnis führen. Um derartige Fehler zu verhindern oder zu detektieren, kann beispielsweise mit dem Ziel, mechanisch unmögliche Sprünge zu filtern, die Position mitverfolgt werden. Im vorliegenden Fall sind die Ausreißer nachweislich auf den mechanischen Aufbau zurückzuführen und wurden für die Feindetektion manuell entfernt. Wie zu Erwarten war, ist ähnlich dem Verhalten im Freiraum auch hier die Genauigkeit der Feindetektion nahezu unabhängig von der Bandbreite und es ergeben sich in diesem Fall sogar etwas bessere 3σ -Werte von $\pm 40\text{ }\mu\text{m}$.

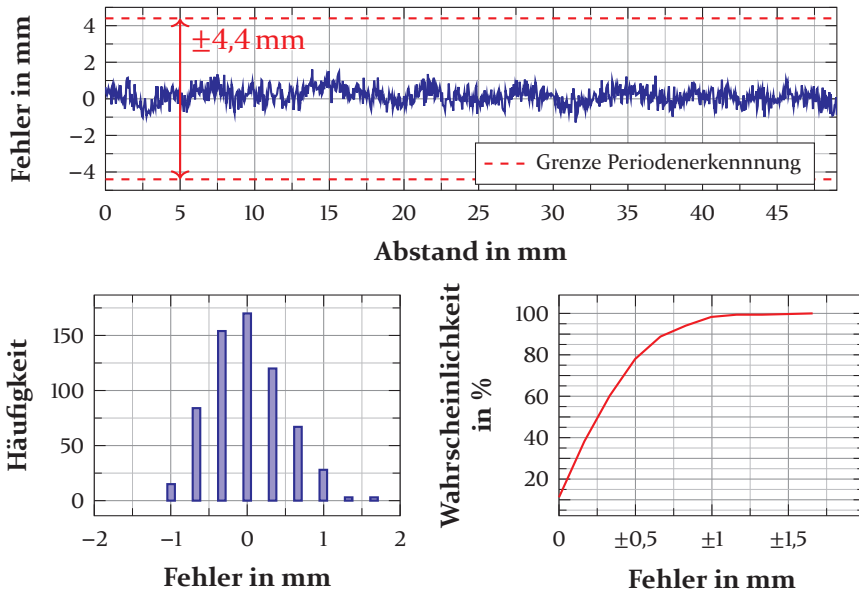


Abbildung 4.11: Abstandsfehler der Grobdetektion mit 2,4 GHz Frequenzabstand im Wellenleiter.

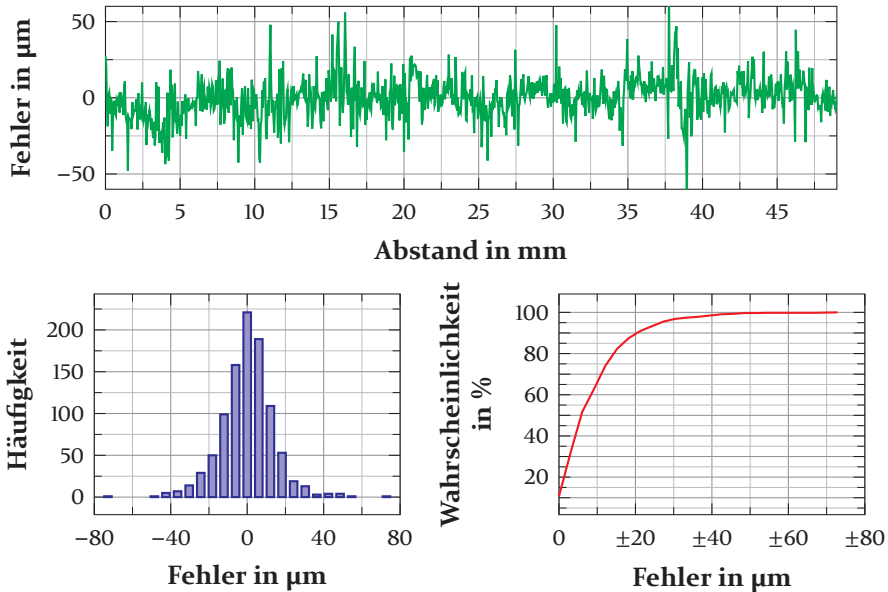


Abbildung 4.12: Abstandsfehler der Feindetektion mit 2,4 GHz Frequenzabstand im Wellenleiter.

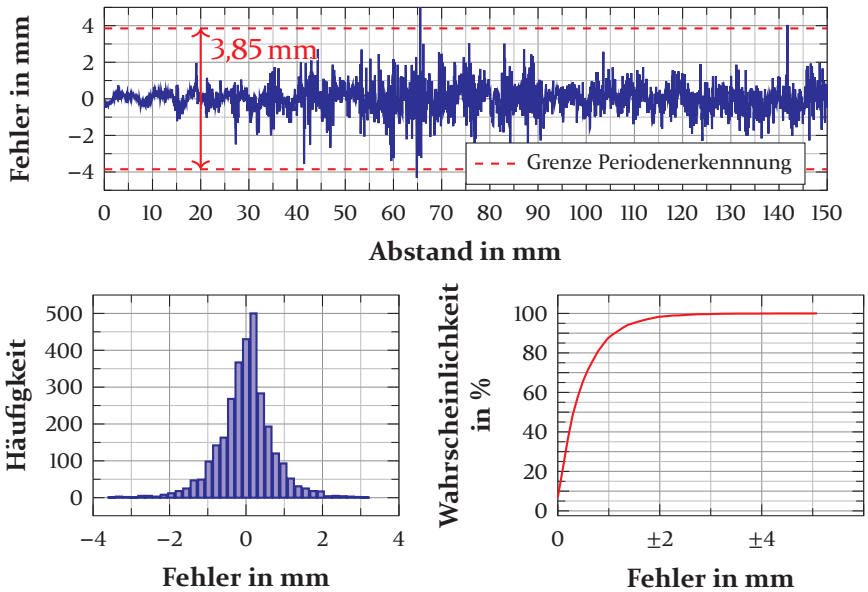


Abbildung 4.13: Abstandsfelder der Grobdetektion mit 250 MHz Frequenzabstand im Wellenleiter.

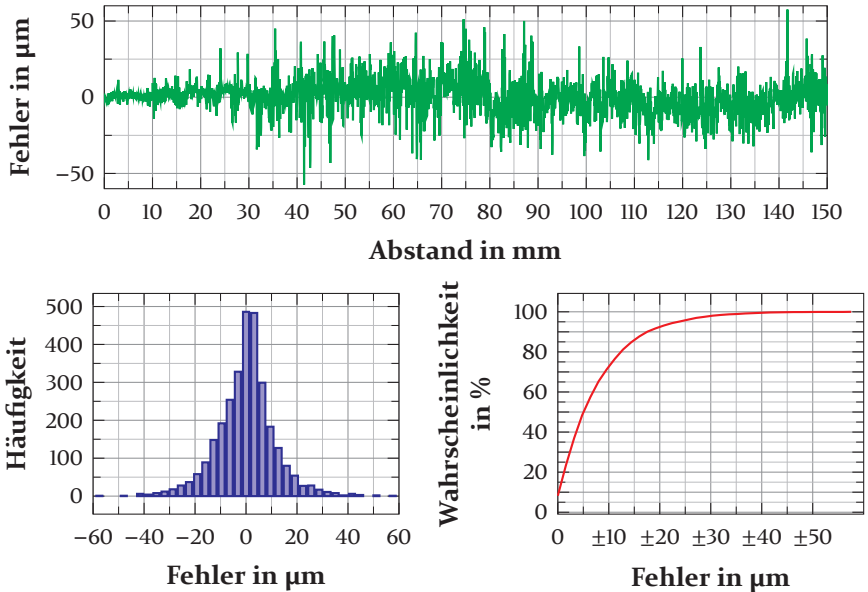


Abbildung 4.14: Abstandsfelder der Feindetektion mit 250 MHz Frequenzabstand im Wellenleiter.

4.1.4 Miniaturisiertes Sensormodul iSys-5001

Im Zuge der Kommerzialisierung der gezeigten Sensoren wurde in Zusammenarbeit mit der Firma *InnoSent* basierend auf mehreren gemeinsamen Forschungsprojekten eine hochminiaturisierte Version des bereits dargestellten Sensorprinzips zur Abstandsmessung realisiert. Mit diesem in erster Linie als Technologiedemonstrator entwickelten Produkt sollen Anwendungsfelder für die interferometrische Radarabstandsmessung evaluiert und später weitere spezialisierte Produkte entwickelt werden. Der in dieser Kooperation entwickelte Sensor *iSys-5001* mit Abmessungen von $40 \times 60 \times 44 \text{ mm}^3$ konnte mit einem Fehler der Abstandsbestimmung von $\pm 40 \mu\text{m}$ vergleichbare Messergebnisse erzielen wie die im letzten Abschnitt dargestellten Labor demonstratoren. Der Sensor wurde durch *InnoSent* 2014 offiziell angekündigt [7] und in einem Nachfolger *iSys-5002* weiterentwickelt, was das hohe Interesse an dieser Technologie bestätigt. Der Sensor selbst und die damit erzielten Messwerte sind ausführlich in [65] dargestellt. An dieser Stelle soll lediglich der dabei entstandene optimierte Designfluss kurz erläutert werden.

Da die phasenbasierte Messung sehr empfindlich auf Störsignale und somit auch auf Überkopplungen im System reagiert, ist es wichtig, das Design der Hochfrequenzschaltung mit 3D-EM-Feldsimulatoren so zu optimieren, dass derartige Einflüsse möglichst vermieden werden. Problematisch bei diesen Programmen ist jedoch, neben der nur sehr rudimentär vorhandenen Funktionalität des Platinendesigns für Digital- und Basisbandschaltungen, oftmals das Fehlen von Funktionen zur automatischen Layoutprüfung (*design rule check*, DRC). Jedoch sind gerade diese bei der Entwicklung von miniaturisierten Schaltungen, die sich über mehrere Layout-Layer verteilen und dicht gepackt sind, nötig, um Fehler vor der Fertigung zu vermeiden und eine zuverlässige industrielle Bestückung zu gewährleisten. Für die Entwicklung dieses und ähnlicher Systeme wurde deshalb ein Designkonzept verwendet, bei dem die Entwicklung von HF- und Basisbandschaltung getrennt und jeweils in darin spezialisierten Programmen vorgenommen werden kann.

In diesem Entwicklungsprozess, der in Abbildung 4.15 dargestellt ist, wurde zunächst die gesamte HF-Schaltung im Feldsimulator entwickelt und anschließend in die Leiterplatten-Design-Software importiert. Dort wurden die Ansteuersignale für die HF-Schaltungen und die Basisbandsignalverarbeitung ergänzt und mittels DRC die Fertigbarkeit der Platine geprüft. Das fertige Platinendesign wird am Ende wieder in den 3D-Feldsimulator importiert, um die Funktion final zu verifizieren. Dies ist nötig, da die Strukturen der Basisbandschaltungen, deren Abmessungen oftmals im Wellenlängenbereich der HF-Signale liegen, Störungen der HF-Baugruppen verursachen können.

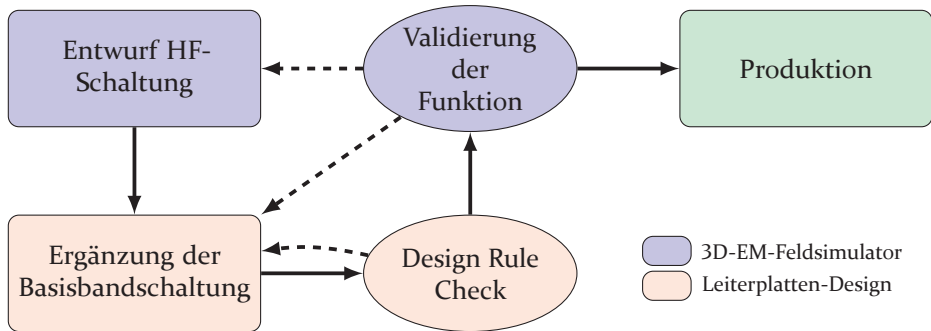


Abbildung 4.15: Entwurfsverlauf für miniaturisierte Hochfrequenzsysteme.

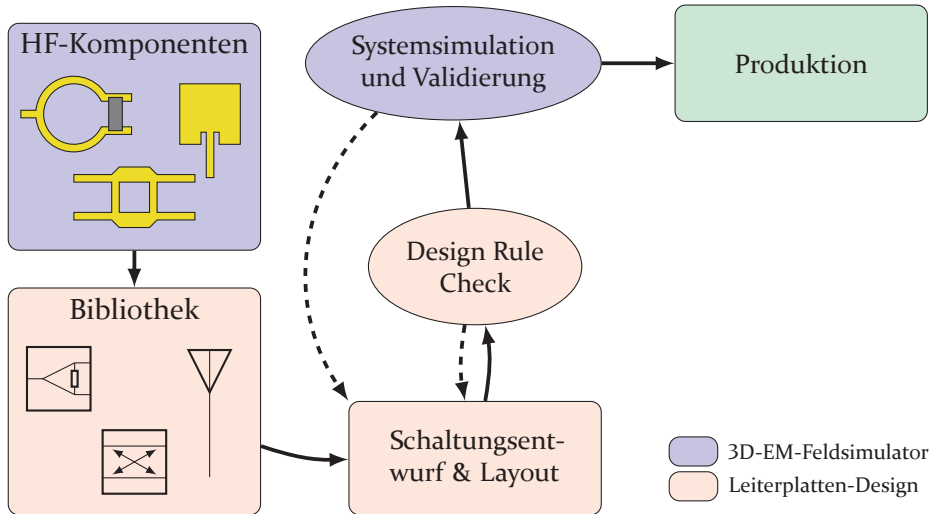


Abbildung 4.16: Optimierter Entwurfsverlauf für miniaturisierte Hochfrequenzsysteme.

Sollten Probleme bei der Validierung auftreten, können diese dann entweder durch Änderungen im Leiterplatten-Design oder durch Optimierung der HF-Schaltung unterdrückt werden. Durch die Nutzung der entsprechend optimierten Software für die verschiedenen Disziplinen ist ein effektiver und schneller Designprozess möglich. Dabei kann gerade die Nutzung des DRC viel Zeit sparen, da nicht nur Rückfragen und Nacharbeit bezüglich der Platinenfertigung verhindert werden, sondern auch die HF-Funktionsfähigkeit durch die Festlegung und Einhaltung sinnvoller Mindestabstände zwischen Basisband- und HF-Signalführung oft automatisch gewährleistet ist.

Probleme treten in diesem Entwurfsverlauf allerdings auf, sobald Änderungen an der HF-Schaltung nötig werden. Dies kann bereits der Fall sein, wenn eine HF-Leitung wegen eines geänderten Gehäuseformates minimal verschoben werden muss. In diesem Fall muss die gesamte HF-Schaltung neu in die Leiterplatten-Design Software importiert werden, was einen hohen zeitlichen Aufwand bedeutet, da sämtliche Signale neu zugeordnet und die importierten Daten genau geprüft werden müssen. Um diesem Problem entgegenzuwirken wurde deshalb ein optimierter Designfluss entwickelt, der in Abbildung 4.16 dargestellt ist und sich bereits in mehreren Projekten als sinnvoll erwiesen hat.

Bei diesem optimierten Entwurfsablauf werden zunächst die einzelnen Komponenten in der Feldsimulationsumgebung entwickelt und einzeln optimiert. Anschließend werden die Daten exportiert und entsprechend bearbeitet in die Bauteilbibliothek der Leiterplatten-Design-Software als reguläre Bauteile mit Symbol und Footprint aufgenommen, wodurch eine einfache Wiederverwendbarkeit in anderen Projekten gegeben ist und automatisiert Stücklisten und Pick-and-Place Daten eventuell enthaltener Bauteile für die Platinenfertigung generiert werden können. Danach kann die Schaltung inklusive aller HF-Bauteile zusammen mit der gesamten Basisbandschaltung konzipiert und aufgebaut werden. Die Gesamtsimulation der Schaltung zur Sicherstellung der Funktionalität findet hier erst am Ende des gesamten Entwurfsprozesses statt. Diese Herangehensweise bringt einige Vorteile mit sich. So kann nicht nur die Platzierung aller HF-Strukturen direkt mit den Basisbandkomponenten durchgeführt werden, sondern es ist beispielsweise auch einfach möglich, einzelne Komponenten der HF-Schaltung auszutauschen und so verschiedene Varianten eines Aufbaus zu realisieren. Außerdem können die einmal angelegten Bauteile für ähnliche Projekte wiederverwendet werden, insofern das Platinenmaterial und der Frequenzbereich gleich bleiben, was bei den Anwendungen im ISM-Band in der Regel der Fall ist.

4.2 Frequenzmessung

Für die Evaluierung der interferometrischen Frequenzmessung wurde ein passives Frontend verwendet, da im Messaufbau hohe Eingangspegel vorliegen und somit die einstellbaren Verstärker des für die Abstandsmessung verwendeten Frontends nicht benötigt werden und nur zusätzliches Rauschen verursachen würden. Vor den Messergebnissen ist deshalb nochmals der veränderte Messaufbau dargestellt.

4.2.1 Messaufbau zur Frequenzmessung

Bei der Frequenzmessung, deren Aufbau in Abbildung 4.17 dargestellt ist, soll die Frequenz eines unbekannten Signales detektiert werden. Hierzu wird das Eingangssignal unbekannter Frequenz mittels eines 3-dB-Leistungsteilers aufgeteilt und auf beide Eingänge des Sechstors gegeben, wobei ein Teil durch ein Koaxialkabel verzögert wird. Das verwendete Sechstor verfügt über den gleichen Aufbau wie das für die Abstandsmessung Verwendete. Es handelt sich in diesem Fall allerdings nur um die passive Sechstorstruktur, die zu Charakterisierungszwecken zusätzlich einzeln gefertigt wurde. Die Detektoren befinden sich auf vier einzelnen Platinen, die direkt mit dem Sechstor verbunden sind, wobei es sich auch hier wieder um dieselbe Variante handelt, die auch bei der Abstandsmessung verwendet wurde. Die Ausgangssignale der Detektoren wurden in diesem Fall von zwei hochpräzisen DC-Voltmetern des Typs *Keithley 2612A* digitalisiert, da keine Basisbandverstärkung Verwendung fand. Die Signalauswertung wurde mit *Matlab* am Steuerrechner durchgeführt, der

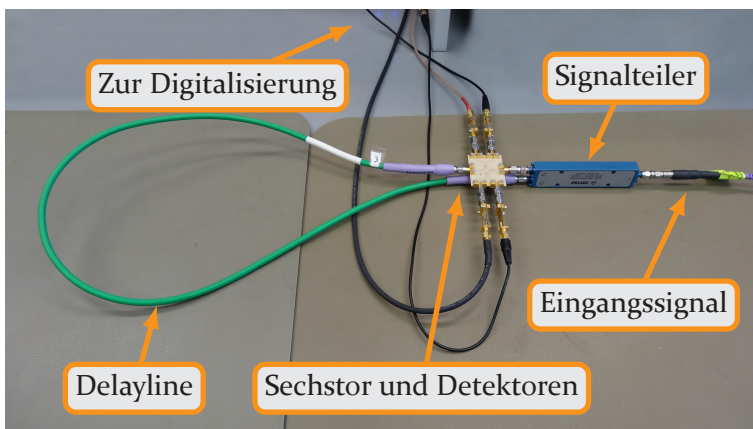


Abbildung 4.17: Demonstrationsaufbau zur sechstorbasierten Frequenzmessung.

auch die Konfiguration der Signalquelle vornahm. Zur Signalgenerierung und somit als Testobjekt wurde ein *Agilent E8267D* Signalgenerator verwendet, der über einen Steuerrechner konfiguriert werden kann und durch seinen integrierten Ofenquartz hochgenaue Frequenzen erzeugt. Als Delayline fand ein Koaxialkabel mit einer geometrischen Länge $d_g = 1\text{ m}$ Verwendung, welches annähernd ideale Verzögerungseigenschaften, das heißt geringe Dämpfung und einen linearen Phasengang, aufweist. Durch den Aufbau des Koaxialkabels mit dielektrischem Isolationsmaterial der Permittivität ϵ_r verringert sich jedoch die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle, wodurch sich das Kabel dielektrisch verlängert. Mit der Annahme einer verschwindenden relativen Permeabilität $\mu_r = 1$ ergibt sich die wirksame elektrische Verzögerungslänge d zu [103]:

$$d = d_g \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \stackrel{\mu_r=1}{\approx} d_g \sqrt{\epsilon_r} \quad (4.2)$$

Bei Referenzmessungen konnte durch Auswertung der Sprungstellen in der Phasenantwort ein Eindeutigkeitsbereich der Frequenz von $f_{\max} = 236\text{ MHz}$ und somit eine effektive Länge des Kabels von $d = 1,2\text{ m}$ ermittelt werden.

4.2.2 Ergebnisse der Frequenzmessung

Für die Messung hat der Steuerrechner die Frequenzpunkte einzeln angesteuert, wobei der Signalgenerator auf eine Leistung von 0 dBm konfiguriert war. Bei stabilem Ausgangssignal wurden die vier Basisbandspannungen aufgezeichnet und daraus der IQ-Vektor, die Phase sowie mit der bekannten Verzögerungslänge die Frequenz des Eingangssignals gemäß den in den Grundlagen dargestellten Formeln bestimmt.

Abbildung 4.18 zeigt die Rohdaten des Systems, die berechneten Phasen sowie Abbildung 4.19 den resultierenden Frequenzfehler bezogen auf die bekannte Anregung in absoluter und relativer Darstellung. Im Vergleich zu den bereits gezeigten Abstandsmessungen ist der unkompenzierte Phasenverlauf um ein Vielfaches linearer, was vor allem darauf zurückzuführen ist, dass hier keine Isolationsdefizite im RX/TX-Koppler auftreten und die Detektoren ideal innerhalb ihres Square-Law-Bereichs arbeiten können. Resultierend zeigt sich selbst bei dieser unkompenzierten Messung ein Fehler von nur wenigen Promille bezogen auf die Mittenfrequenz. Der eingezeichnete lineare Fehlerterm in Abbildung 4.19 wird durch die Ungenauigkeit in der Längenbestimmung von d verursacht. Der darüber hinaus vorhandene nichtlineare Fehlerterm entsteht durch verschiedene Nichtidealitäten im Sechstor und im Detektor. Innerhalb der Sechstorstruktur ist hier vor allem die ungleiche

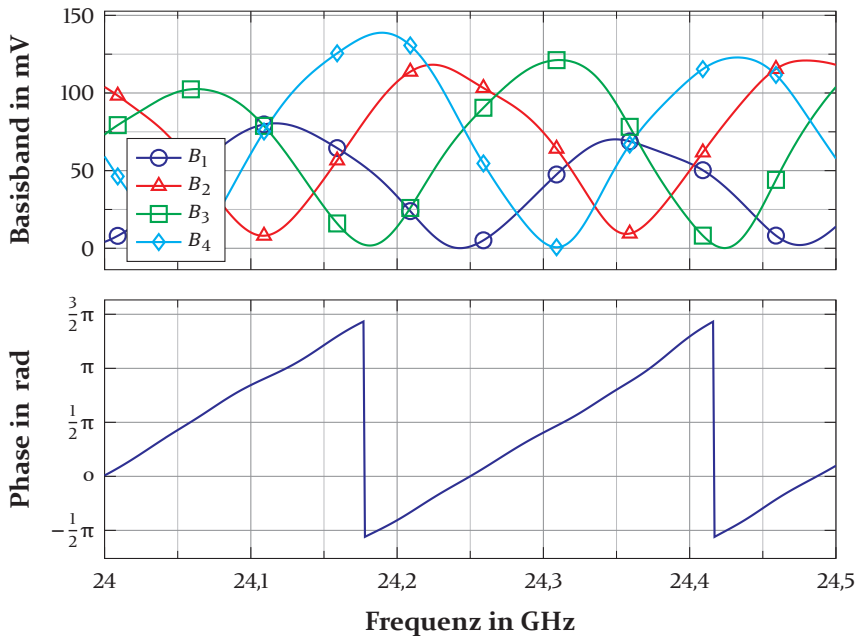


Abbildung 4.18: Rohdaten und ausgewertete Phasen der Frequenzmessung bei 24 GHz.

Leistungsverteilung und die sich über die Frequenz ändernden Phasenbeziehungen zwischen Ein- und Ausgängen verantwortlich. Beim Detektor liegen die Ursachen in der Fehlanpassung und in der nichtlinearen Kennlinie.

Durch entsprechende Linearisierungsverfahren, wie sie in Kapitel 3.6.3 dargestellt ist, kann dieser Fehler leicht kompensiert werden, da er zumindest bei konstanter Eingangsleistung weitgehend statisch ist. Abbildung 4.20 zeigt eine derart kompensierte Messung, bei der der Signalgenerator zunächst zur Linearisierung und anschließend als Testobjekt verwendet wurde. Es zeigt sich, dass sich mit dieser Kompensation der Fehler auf unter ± 50 kHz, beziehungsweise bezogen auf den Träger, ± 2 ppm über dem gesamten Bereich der untersuchten Bandbreite verringern lässt. Der Sprung im Fehler ist auf die Leistungsregelung des Signalgenerators zurückzuführen, die sich in unregelmäßigen Abständen neu justiert und anschließend geringfügig andere Ausgangsleistungen abgibt. Dadurch wird ersichtlich, dass eine automatische Leistungsregelung oder ein Limiting-Amplifier am Eingang des Messsystems vorgesehen werden sollte, um derartige Effekte zu umgehen. Im vorliegenden Fall ist der daraus resultierende Fehler aber im Bereich des Gesamtfehlers des Systems, weshalb die Messung nicht wiederholt wurde.

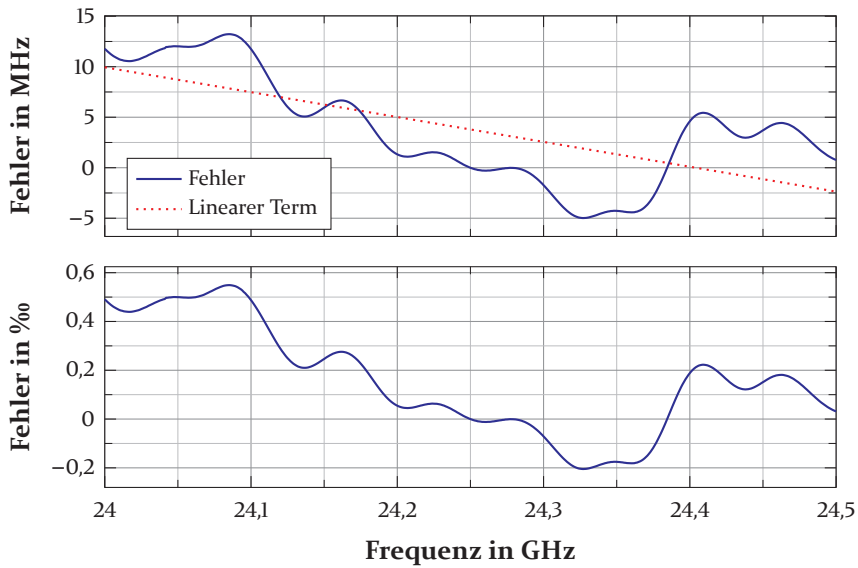


Abbildung 4.19: Nicht-linearisierte Fehler der Frequenzmessung bei 24 GHz.

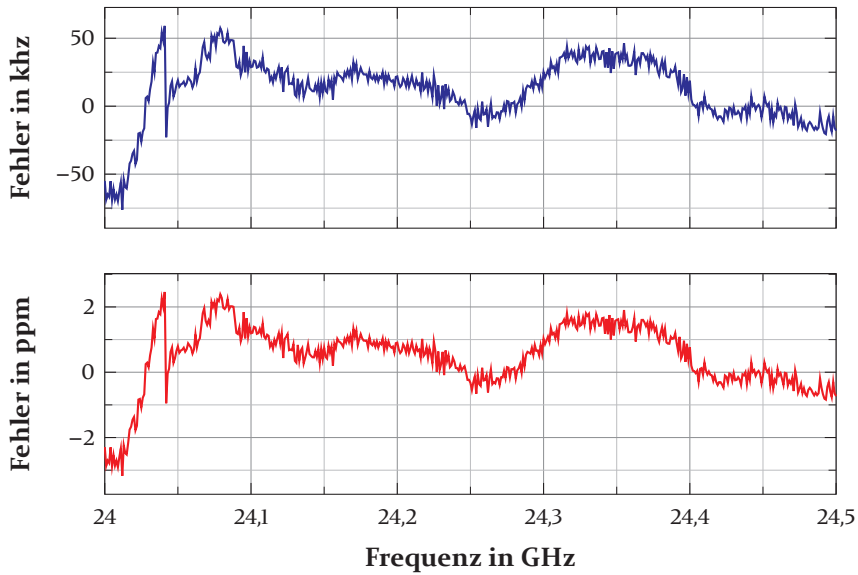


Abbildung 4.20: Frequenzfehler nach Kompensation der nichtlinearen Charakteristik bei 24 GHz.

4.3 Diskussion der Ergebnisse

Die bisher dargestellten Messergebnisse der adressierten Anwendungen zeigen eine hohe erreichbare Genauigkeit unter Verwendung der Sechstorarchitektur und beweisen die Tauglichkeit des Systems für die angestrebten industriellen Anwendungsbereiche. Um die Resultate gegenüber vergleichbaren Systemen besser einordnen zu können, werden die erreichten Ergebnisse nun anhand ausgewählter Systemparameter mit anderen veröffentlichten Systemen verglichen. Neben den im Folgenden beschriebenen anwendungsbezogenen Vorteilen der beiden betrachteten Messsysteme zeichnet sich die gewählte Architektur in beiden Anwendungen allgemein auch durch eine unkomplizierte, stromsparende und kostengünstige Implementierung der Hardware und eine einfache und latenzarme Algorithmik aus.

4.3.1 Distanzmessung

Die Ergebnisse der verschiedenen Aufbauten zur Abstandsmessung zeigen unter Verwendung der vorgestellten Fehlerkompensationsverfahren mit Messfehlern im Bereich weniger Mikrometer eine Genauigkeit, die bereits im Bereich der thermischen Ausdehnung und damit an den Grenzen der realisierbaren Messtechnik liegt. Es konnte außerdem gezeigt werden, dass bei Nutzung des ISM-Bandes bei 24 GHz der Messbereich des Sechstorradsars auf viele Wellenlängen erweiterbar ist, wobei die Genauigkeit nicht beeinflusst wird und 3σ -Genauigkeiten im Bereich von $\pm 10 \mu\text{m}$ erreicht werden können. Dadurch werden viele Anwendungen, wie die Positionierung von Werkstücken im Freiraum oder auch in geführten Systemen sowie innerhalb hydraulischer und pneumatischer Zylinder abgedeckt.

Obwohl das verwendete Zweitonverfahren bereits lange bekannt ist, finden sich wenige Publikationen, die konkrete Messergebnisse einer praktischen Abstandsmessung zeigen und dadurch einen direkten Vergleich mit anderen auf Basis der Sechstortechnologie implementierten Systemen ermöglichen. Teilweise wird das Verfahren nur zur Grobbestimmung genutzt [79] oder es werden nur theoretische Versuche, zum Beispiel mit Hilfe eines Phasenschiebers, durchgeführt [27]. Aus diesem Grund soll der Vergleich zum Stand der Technik an dieser Stelle auf den Bereich der Radarsysteme im Mikrowellenbereich ausgeweitet werden, da – wie bereits erläutert – eine Mehrdeutigkeitsauflösung auch mittels der FMCW-Modulation möglich ist.

Quelle	Genauigkeit	Band	Bandbreite	Technologie
Diese Arbeit	$\pm 10 \mu\text{m}$	24 GHz	250 MHz	Zweiton-Sechstor
Moldovan et al. [79]	$> 2 \text{ cm}$	94 GHz	20 MHz	Zweiton-Sechstor
Haddadi et al. [27]	$\overline{\Delta\Phi} = 0,6^\circ$ $\approx 4 \mu\text{m}$	60 GHz	–	Zweiton-Sechstor
Scherr et al. [94]	$35 \mu\text{m}$	24 GHz	1 GHz	FMCW & Phase
Pohl et al. [86]	$4 \mu\text{m}$	80 GHz	25 GHz	FMCW
Scherr et al. [95]	$2 \mu\text{m}$	122 GHz	1 GHz	FMCW & Phase
Jaeschke et al. [39]	$1 \mu\text{m}$	140 GHz	48 GHz	FMCW

Tabelle 4.2: Parameter des Systems zur Abstandsmessung im Vergleich zu anderen Systemen.

In der in Tabelle 4.2 unter Angabe der jeweils verwendeten Technologie und Bandbreite zusammengefassten Systemen findet sich nur eine überschaubare Anzahl von veröffentlichten Sensoren, die ebenfalls den in dieser Arbeit erzielten Genauigkeitsbereich bei der Distanzbestimmung erreichen, was die Qualität der in dieser Arbeit erzielten Ergebnisse hervorhebt. Moldovan et al. [79] verwenden das dargestellte Zweitonverfahren beim Sechstor, um ein Kollisionserkennungsradar im 94-GHz-Band für den KFZ-Bereich zu realisieren. Hier wird demzufolge keine hohe Abstandsgenauigkeit verlangt und es wird sich auf eine Bestimmung der Grobdistanz beschränkt. Eine Feinbestimmung wäre in diesem Fall auch nicht möglich, da durch die niedrige Schwebungsfrequenz von 20 MHz der bei der Grobbestimmung entstandene Fehler zu hoch ist, um die Einzelperioden aufzulösen. Haddadi et al. [27] verfolgen dagegen den Ansatz ein Zweitonsystem bei 60 GHz zu implementieren, um die in dieser Arbeit vorgestellten Ziele einer hochgenauen Abstandsbestimmung bei niedrigen Systemkosten und Stromverbrauch zu realisieren. Die Messdaten des Systems zeigen hier im besten Fall einen mittleren Fehler der Phasenbestimmung von $0,6^\circ$, aus dem sich ein Abstandsfehler von etwa $4 \mu\text{m}$ abschätzen lässt. Bei diesem Wert handelt es sich jedoch um einen idealisierten Laboraufbau mit einem Phasenschieber, durch den der Vergleich mit den hier erzielten Ergebnissen schwer möglich ist. Über die Tauglichkeit des Zweitonverfahrens und die Bestimmung des Eindeutigkeitsbereichs werden in der Publikation keine Angaben gemacht. Im von Scherr et al. [94] dargestellten System wird dagegen ein klassischer, mischerbasierter Ansatz im 24-GHz-

Band verwendet, auf dessen Grundlage ein FMCW-basiertes System mit einer Bandbreite von 1 GHz implementiert wurde. Um die nötige Auflösung für die Periodenbestimmung zu erreichen wurde dabei auf die sogenannte Chirp-z-Transformation zurückgegriffen. Diese stellt eine Abwandlung der FFT dar, um lokal die Frequenzauflösung zu erhöhen. Durch eine zusätzliche Evaluation der Phase des empfangenen Signals, bei dem es sich hier um eine Messung innerhalb eines Wellenleiters handelt, konnte anschließend mit 35 μm eine ähnliche Genauigkeit erreicht werden, wie die in dieser Arbeit zeigte. Wie bereits erwähnt, hängt die erzielbare Performanz stark von der verwendbaren Bandbreite ab, was eindrucksvoll in [86] gezeigt wird. In dieser Publikation wird ein FMCW-Radar vorgestellt, dass auf einem MMIC im 80-GHz-Band basiert und mit dem eine Bandbreite von 25 GHz erreicht werden kann. Durch diese hohe Bandbreite und eine optimierte hochlineare Rampenerzeugung mit zwei kaskadierten PLLs werden dabei ohne Phasenauswertung Genauigkeiten von 4 μm erreicht. Eine Weiterentwicklung dieses Systems stellt [39] dar, wo bei einer höheren Mittenfrequenz von 146 GHz eine Bandbreite von 48 GHz Verwendung fand und eine Entfernungsauflösung von 1 μm erreicht werden konnte. Derartig hohe Bandbreiten können in regulär betriebenen System durch regulatorische Begrenzungen natürlich nicht eingesetzt werden. Um dennoch hohe Genauigkeiten zu erreichen, kann die Phasenauswertung bei viel höheren Frequenzen genutzt werden, wie zum Beispiel im ISM-Band bei 122 GHz, was in [95] bei einer dort erlaubten Bandbreite von 1 GHz bewiesen wird. Hier dient ein MMIC als Radarfrontend und durch eine zusätzliche Phasenauswertung können Genauigkeiten von 2 μm erreicht werden.

Es zeigt sich, dass das in dieser Arbeit vorgestellte Radarkonzept bezüglich der erreichten Genauigkeit gegenüber vergleichbaren Systemen überzeugen kann. Lediglich Systeme mit höherer Bandbreite, die – ausgenommen das 122-GHz-System – regulatorisch nicht zugelassen sind, zeigen Resultate in einem ähnlichen oder besseren Bereich. Eine Analyse der Tabelle zeigt auch, dass bessere Auflösungen erst bei höheren Frequenzen erreicht werden, weil sich dort große Bandbreiten einfacher realisieren lassen und die Phasenauswertung zusätzlich genauer wird. Allerdings führen hohe Systemfrequenzen zumindest heutzutage noch zu teuren Systemen und sind vielfach für die industrielle Sensorik zu unrentabel. Das vorgestellte System weist insgesamt betrachtet eine vergleichbar hohe Genauigkeit zu alternativen Systemen auf und das bereits bei einer niedrigen Systemfrequenz innerhalb des erlaubten ISM-Bandes bei 24 GHz. Dadurch werden kostengünstige Anwendungen in der industriellen Distanzmessstechnik ermöglicht, was in dieser Form von vergleichbaren Systemen noch nicht erreicht werden konnte.

4.3.2 Frequenzmessung

Die dargestellten Ergebnisse der Frequenzmessung zeigen die Verwendbarkeit des vorgestellten Systems für viele Bereiche der industriellen Messtechnik. Durch die geringe Latenz bei gleichzeitig sehr hoher Messgenauigkeit ist es dadurch möglich, die Frequenz von Oszillatoren in der Fertigung abzustimmen, beziehungsweise Sensoren, die außerhalb der Spezifikation liegen, auszusortieren. Weitere mögliche Anwendungsbereiche liegen in der Bestimmung der Resonanzfrequenz von resonanten Sensoren, zum Beispiel beim Auslesen gepulst angeregter SAW-Sensorik [72], im Aufbau von *frequency locked loops* [2] und in der Messung der Rampenlinearität von Radarsensoren [114]. Der Vergleich zum Stand der Technik in der Frequenzmessung fällt schwer, da der Messaufbau die Absicht hatte, die grundsätzliche Machbarkeit und die erreichbare Genauigkeit der sechstorbasierten Frequenzmesstechnik zu evaluieren. Aus diesem Grund wurden bei der Messung Annahmen getroffen, die die Vergleichbarkeit mit anderen Systemen erschweren. So wurde beispielsweise von Dauerstrichsignalen mit konstanter Leistung ausgegangen, wohingegen die wenigen in der Literatur veröffentlichten Systeme zur instantanen Frequenzmessung Ergebnisse bei gepulsten Signalen zeigen oder wesentlich höhere Bandbreiten abdecken und dadurch im Vergleich zum hier dargestellten System deutlich schlechter abschneiden. Ein Vergleich mit

Quelle	relative Genauigkeit	Frequenzbereich	Bandbreite	Technologie
Diese Arbeit	± 2 ppm	24–24,5 GHz	236 MHz	Sechstor
Pagani et al. [83]	0,8 %	0–40 GHz	40 GHz	Optische IFM
Pagani et al. [83]	0,56 %	0–7,2 GHz	7,2 GHz	Optische IFM
Mahlooji et al. [74]	18 ppm (Simulativ)	60 MHz–1,2 GHz	1,2 GHz	Digitale IFM
Helton et al. [32]	2 ‰	1,2 GHz	1,2 GHz	Digitale IFM

Tabelle 4.3: Ergebnisse der Frequenzmessung im Vergleich zu anderen Systemen.

zählerbasierten Messmethoden, die relative Genauigkeiten im Bereich ihrer Referenzfrequenz, das heißt bis in den Bereich weniger Milliardstel (*parts per billion*, ppb) erreichen, ist allerdings auch nicht angebracht, da hierfür lange Integrationszeiten benötigt werden. Beim vorliegenden System sind diese

jedoch nicht akzeptabel, da sonst eine instantane, latenzarme Messung nicht möglich ist. Eine Gegenüberstellung der erzielten Ergebnisse mit einer Auswahl anderer veröffentlichter Arbeiten zur IFM ist in Tabelle 4.3 dargestellt. Pagani et al. [83] verwenden zur Frequenzbestimmung einen optischen Ansatz, bei dem das unbekannte HF-Signal auf zwei Signale im optischen Bereich umgesetzt, dort verzögert und die resultierende Phasenverschiebung durch Leistungsmessung detektiert wird. Es werden dabei relative Frequenzgenauigkeiten von 0,8 % bezogen auf die Maximalfrequenz von 40 GHz erreicht, was einem absoluten Messfehler von 319 MHz entspricht. Durch eine Verlängerung der optischen Verzögerung konnte dieser Wert noch auf 0,56 % bei einem Eindeutigkeitsbereich von nur noch 7,6 GHz verbessert werden, was einen absoluten Messfehler von 40 MHz ergibt. Das in [74] beschriebene System verfolgt denselben Ansatz, wie in dieser Arbeit vorgestellt, jedoch wurde hier das gesamte System digital implementiert. Besonderer Schwerpunkt lag dabei auf der Detektion besonders kurzer Pulse. Dabei wurde für nur 100 ns lange Pulse ein Fehler von 21,58 kHz bei einer Bandbreite von 1,2 GHz ermittelt, was einer relativen Abweichung von 18 ppm entspricht. Es sei hier jedoch angemerkt, dass es sich bei diesem Wert um einen rein simulativ bestimmten Wert unter Berücksichtigung eines SNR-Werts von 30 dB handelt. Helton et al. [32] stellen dagegen ein in einem FPGA implementiertes digitales IFM-System vor, das ebenfalls eine Messbandbreite von 1,2 GHz aufweist. Mit diesem System wurden Messungen über den gesamten Eingangsbereich durchgeführt und erzielten dabei absolute Fehler im Bereich von 2 MHz. Bezogen auf den Messbereichsendwert entspricht dies einem relativen Fehler von etwa 2 ‰.

Zusammenfassend betrachtet sind IFM-Verfahren zwar seit Jahrzehnten etabliert, es ist jedoch kein direkt vergleichbares System hinsichtlich Frequenzbereich und benötigter Messzeit dokumentiert, das höhere Genauigkeiten als das in dieser Arbeit dargestellte System liefert. Dies unterstreicht eindrucksvoll die Performanz dieses einfachen und rein passiven Systems.

KAPITEL 5

Zusammenfassung

In der vorliegenden Dissertation wurden entscheidende neue Erkenntnisse gewonnen, die der interferometrischen Sechstoresstechnik weitreichende und innovative Einsatzbereiche im Bereich der industriellen Sensorik in Aussicht stellen. Die Arbeit erörtert zunächst die Grundlagen der Technologie, bevor Systemgrenzen diskutiert und schließlich flexibel konfigurierbare Demonstratoren vorgestellt werden, die den bisherigen Stand der Technik in den Anwendungen der Abstands- und Frequenzmessung hinsichtlich wesentlicher Faktoren weit übertreffen.

Nach der Einführung in die Technologie und der Erläuterung der beispielhaften Anwendungen der Abstands- und Frequenzmessung wurden im Bereich der Systemkonzeptionierung zunächst anwendungsübergreifend die Problemstellungen der Sechstorsensorik aufgezeigt und die resultierenden Messfehler hergeleitet, um ein optimales Systemdesign für industrielle Sensorik zu ermöglichen. Dies erfordert eine genaue Analyse verschiedener Umwelteinflüsse, gleichermaßen werden aber auch in Bezug auf die Kostenoptimierung und Miniaturisierung hohe Anforderungen an das Sensordesign gestellt. Ausführlich dargestellt wurden dabei die Auswirkungen von Isolationsdefiziten im Frontend, Mehrzieleffekten innerhalb der Messumgebung sowie elektromagnetische Ausbreitungseigenschaften. Einen weiteren Schwerpunkt stellte der Einfluss von Antennen und Gehäuseform sowie die Analyse der Digitalisierung dar, da die hier entstehenden Kosten sich maßgeblich auf die Gesamtkosten auswirken und sich deshalb bei entsprechender Optimierung ein enormes Einsparpotential bietet. In der Gesamtsystemanalyse konnte anhand verschiedener Kompensationsstrategien eine Reihe von Optimierungsvorschlägen präsentiert werden, die sich positiv auf die Kosten und die Performanz des Systems auswirken, die beiden zentralen Kernpunkte, die über die Einsatzfähigkeit eines Produkts in der industriellen Sensorik entscheiden.

Darüber hinaus wurden verschiedene Linearisierungsverfahren vorgestellt, die im Rahmen der Arbeit entstanden sind und universell auch außerhalb von sechstorbasierten Systemen anwendbar sind. Im Bereich der Abstandsmessung ist hier die komplexe Vektorlinearisierung zu nennen, welche auf einfache Art und Weise eine Linearisierung der komplexen Mehrdeutigkeits- und

Mehrzielproblematik im Bereich des Zweitonverfahrens ermöglicht, und durch welche die hohen Linearitätsanforderungen für ein derartiges System erst erreicht werden. Für die Frequenzmessung wurde darüber hinaus ein Verfahren patentiert, das eine In-situ-Linearisierung ermöglicht und dadurch den speziellen Anforderungen dieser Anwendung in besonderen Maße gerecht wird.

Allgemein zeichnen sich die vorgestellten Messsysteme durch einen nur wenig komplexen, oft passiven Aufbau aus, der hochdynamische Messungen mit Messraten bis in den MHz-Bereich ermöglicht. Dies ist auf die optimierte Algorithmik und deren zugrundeliegende Systemzusammenhänge zurückzuführen. Im direkten messtechnischen Vergleich mit einem Mischer konnte außerdem demonstriert werden, dass die Verwendung des Sechstors eine Reihe offensichtlicher Vorteile gegenüber dem Mischer mit sich bringt. Dazu wurde ein Sechstor mit einem kommerziell erhältlichen, ebenfalls passiven Mischer hinsichtlich verschiedener Parameter verglichen. Besonders Wert gelegt wurde dabei auf die nichtlinearen Eigenschaften beider Topologien sowie auf das Rauschen und den Arbeitsbereich. Es zeigte sich, dass das Sechstor über einen deutlich größeren Arbeitsbereich, vor allem bezüglich der LO-Leistung, verfügt, welcher dafür sorgt, dass manche Anwendungen, wie beispielsweise die Frequenzmessung, erst möglich werden.

Im Bereich der Abstandsmessung wurde durch entsprechende Demonstrationsaufbauten, die hinsichtlich der vorher analysierten Systemaspekte erfolgreich optimiert wurden, gezeigt, dass sich die Technologie bei Messungen im Freiraum, innerhalb geführter Systeme, aber auch in stark miniaturisierter Form ausführen lässt. Die erzielten Ergebnisse stellen im direkten Vergleich zum bisherigen Stand der Technik eine wesentliche Verbesserung dar, da bisher nur bei höheren Frequenzen und Bandbreiten ähnlich gute Messunsicherheiten erzielt werden konnten. Durch die Verwendung der sehr gut beherrschbaren 24-GHz-Technologie und die Einschränkung des Systems auf die erlaubte Bandbreite von 250 MHz steht einer erfolgversprechenden industriellen Anwendung nichts im Weg. Dabei erlaubt die aktuelle Implementierung eine Genauigkeit von 10 μm bei einer Messrate von über 3000 Messungen pro Sekunde. Die zweite adressierte Anwendung der Frequenzmessung zeigte ebenso im direkten Vergleich mit dem Stand der Technik ein überragendes Ergebnis. Es konnten hier Frequenzen im Frequenzbereich von 24 GHz mit einer relativen Genauigkeit besser als 2 ppm detektiert werden. Das vorgestellte System repräsentiert dabei allerdings nur einen Technologiedemonstrator, um die Fähigkeiten bezüglich der Frequenzbestimmung zu evaluieren. Aufbauend auf dieser Arbeit hat Fabian Lurz im Rahmen seiner Promotion bereits

eine Reihe tiefergehender Untersuchungen und Demonstratoren vorgestellt, um im Frequenzbereich von 2,4 GHz gepulst angeregte SAW-Sensoren auszulesen, was heutige Auslesesysteme nicht mit der geforderten Genauigkeit und zu wirtschaftlichen Kosten erreichen. Hauptanwendung ist dabei die SAW-basierte Drehmomentmessung, bei der das Sechstorsystem durch sein hohes Phasenauflösungsvermögen und hohe Messraten überzeugen kann und neue Maßstäbe bei der Messung gepulster Signale setzt.

Insgesamt betrachtet weist die interferometrische Sechstortechnologie ein enormes Potential für die industrielle Messtechnik auf. Dies konnte nicht nur durch die explizit vorgestellten Demonstratoren gezeigt werden, sondern vielmehr wurden am Lehrstuhl für Technische Elektronik viele weitere anwendungsspezifische Applikationen entwickelt und auf internationalen Kongressen und in einschlägigen Zeitschriften vorgestellt, was die umfangreiche Literaturliste mit über 60 größtenteils internationalen Publikationen am Ende dieser Arbeit belegt. Doch nicht nur das wissenschaftliche Interesse an diesem Themengebiet ist groß – auch die Industriepartner diverser Forschungsprojekte zeigten sich beeindruckt und sehen ein großes Potential in dieser Technologie. Dies belegen zum einen die drei entstandenen Patente, zum anderen auch der, in Zusammenarbeit mit der Firma *InnoSent* entwickelte, weltweit erste kommerzielle industrielle Radarsensor *iSys-5001* auf Sechstorbasis, womit der erste Schritt zur Verbreitung dieser Technologie in der industriellen Sensorik bereits getan ist und der Weg für viele weitere spezialisierte Anwendungen offen steht. Die vorgestellten Grundlagen zur Systembeschreibung sowie die Ansätze zur Kompensation von Fehlereinflüssen in der wegweisenden Sechstortechnologie legen somit den Grundstein für ein breites Portfolio neuer Themenfelder und Forschungsprojekte, die zum Ziel haben, die Sechstorinterferometrie zu einem etablierten Standard in der Nische zwischen optischen Messtechniken und konventionellen Hochfrequenzverfahren werden zu lassen, da diese Technologie die Vorteile beider Bereiche, also günstige Herstellung und Robustheit gegenüber Umwelteinflüssen bei gleichzeitig hoher Genauigkeit, vereint.

Literaturverzeichnis

- [1] R. Abou-Jaoude, M. Grace, D. Geller, K. Noujeim, D. Bradley und W. Oldfield, „Low Cost 76GHz Radar Target Simulator and Test System“, in *30th European Microwave Conference*, IEEE, Okt. 2000. DOI: 10.1109/EUMA.2000.338847.
- [2] J. M. Avila-Ruiz, I. Molina-Fernández, L. Moreno-Pozas und A. Moscoso-Mártir, „Ultra-Wideband VCO Phase-Noise Reduction Loop Based on a Six-Port Phase-Shifterless Delay-Line Discriminator“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 62 (12), S. 3076–3084, Dez. 2014. DOI: 10.1109/TMTT.2014.2366133.
- [3] S. Ayhan, S. Scherr, A. Bhutani, M. Pauli und T. Zwick, „System Simulation for FMCW Radar in Industrial Applications“, in *Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, IEEE, Jan. 2016. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444313.
- [4] C. A. Balanis, „Antenna Theory: Analysis and Design“, 3. Aufl. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2005.
- [5] F. Barbon, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Fast In-Situ Diode Detector Characterization for Six-Port Interferometer Receivers“, in *Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (New Port Beach, CA, USA), IEEE, Jan. 2014, S. 13–15. DOI: 10.1109/WISNET.2014.6825501.
- [6] F. Barbon, G. Vinci, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A Six-Port Interferometer Based Micrometer-Accuracy Displacement and Vibration Measurement Radar“, in *International Microwave Symposium* (Montreal, Canada), IEEE, Juni 2012. DOI: 10.1109/MWSYM.2012.6259624.
- [7] S. Bäuerlein, „Radar for Distance and Vibration Measurement with μm Accuracy“, L. Drechsel (Hrsg.), *Elektronikpraxis*, Nov. 2014, Adresse: <http://www.elektronikpraxis.vogel.de/english/articles/466097/> (besucht am 13. 06. 2017).
- [8] P. J. Besl, „Active, Optical Range Imaging Sensors“, *Machine Vision and Applications*, Springer Nature, Bd. 1 (2), S. 127–152, Juni 1988. DOI: 10.1007/BF01212277.
- [9] V. Bilik und J. Bezek, „Automatic Impedance Matching under High Power Complex Signal Conditions“, in *19th International Conference Radioelektronika*, Apr. 2009, S. 141–144. DOI: 10.1109/RADIOELEK.2009.5158782.
- [10] A. Boaventura, J. Santos, A. Oliveira und N. B. Carvalho, „Perfect Isolation: Dealing with Self-Jamming in Passive RFID Systems“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 17 (11), S. 20–39, Nov. 2016. DOI: 10.1109/MMM.2016.2600942.
- [11] B. Boukari, E. Moldovan, S. Affes, K. Wu, R. G. Bosisio und S. O. Tatu, „A Heterodyne Six-Port FMCW Radar Sensor Architecture Based on Beat Signal Phase Slope Techniques“, *Progress In Electromagnetics Research*, EMW, Bd. 93, S. 307–322, 2009. DOI: 10.2528/PIER09052610.

- [12] M. Bozzi, A. Georgiadis und K. Wu, „Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas“, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, IET, Bd. 5 (8), S. 909–920, Juni 2011. DOI: 10.1049/IET-MAP.2010.0463.
- [13] D. Brumbi, „Grundlagen der Radartechnik zur Füllstandmessung“, 4. Aufl. KROHNE Messtechnik GmbH & Co. KG, Jan. 2003.
- [14] A. B. Bryan und I. C. Sanders, „The Dielectric Constant of Air at Radio Frequencies“, *Physical Review*, American Physical Society, Bd. 32, S. 302–310, 2 Aug. 1928. DOI: 10.1103/PHYSREV.32.302.
- [15] J. Budge und M. Burt, „Range correlation effects in radars“, in *Record of the 1993 IEEE National Radar Conference*, 1993, S. 212–216. DOI: 10.1109/NRC.1993.270463.
- [16] Bundesnetzagentur, „Vfg 37/2008, Allgemeinzuteilung von Frequenzen für Funkbewegungsmelder kleiner Leistung, Tank-Radar (Tank Level Probing Radar, TLPR) und bodengestützte Radare mit synthetischer Apertur (Ground Based Synthetic Aperture Radar, GBSAR)“, 2008.
- [17] Bundesnetzagentur, „Vfg 76/2003, Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung (FreqBZPV), Teil B: Nutzungsbestimmungen (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgemeinheit für ISM-Anwendungen“, 2008.
- [18] Bundesnetzagentur, „Vfg 30/2014, Allgemeinzuteilung von Frequenzen zur Nutzung durch Funkanwendungen mit geringer Reichweite für nicht näher spezifizierte Anwendungen; Non-specific Short Range Devices (SRD)“, 2014.
- [19] P. W. East, „Fifty years of instantaneous frequency measurement“, *Radar, Sonar Navigation*, IET, Bd. 6 (2), S. 112–122, Feb. 2012. DOI: 10.1049/IET-RSN.2011.0177.
- [20] G. Engen, „The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 25 (12), S. 1075–1080, Dez. 1977. DOI: 10.1109/TMTT.1977.1129277.
- [21] G. Engen, „Calibrating the Six-Port Reflectometer by Means of Sliding Terminations“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 26 (12), S. 951–957, Dez. 1978. DOI: 10.1109/TMTT.1978.1129527.
- [22] C. C. Enz und G. C. Temes, „Circuit Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling, and Chopper Stabilization“, *Proceedings of the IEEE*, Bd. 84 (11), S. 1584–1614, Nov. 1996. DOI: 10.1109/5.542410.
- [23] D. Freedman und P. Diaconis, „On the Histogram as a Density Estimator: L_2 Theory“, *Zeitschrift für Wahrscheinlichkeitstheorie und Verwandte Gebiete*, Bd. 57 (4), S. 453–476, 1981. DOI: 10.1007/BF01025868.
- [24] F. M. Ghannouchi und A. Mohammadi, „The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications“. Artech House, 2009.

- [25] H. Gheidi und A. Banai, „Phase-Noise Measurement of Microwave Oscillators Using Phase-Shifterless Delay-Line Discriminator“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 58 (2), S. 468–477, Feb. 2010. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2038452.
- [26] K. Haddadi und T. Lasri, „Formulation for Complete and Accurate Calibration of Six-Port Reflectometer“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 60 (3), S. 574–581, März 2012. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2181861.
- [27] K. Haddadi und T. Lasri, „V-Band Two-Tone Continuous Wave Radar Operating in Monostatic/Bistatic Mode“, in *9th European Radar Conference*, Okt. 2012, S. 266–269.
- [28] K. Haddadi und C. Loyez, „Millimeter-wave Six-port IQ Demodulator in 65 nm SOI CMOS Technology“, in *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, Mai 2016, S. 1–5. DOI: 10.1109/I2MTC.2016.7520391.
- [29] K. Haddadi, M. Wang, D. Glay und T. Lasri, „A 60 GHz Six-Port Distance Measurement System With Sub-Millimeter Accuracy“, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, Bd. 19 (10), S. 644–646, Okt. 2009. DOI: 10.1109/LMWC.2009.2029744.
- [30] E. Hansson und G. Riblet, „An Ideal Six-Port Network Consisting of a Matched Reciprocal Lossless Five-Port and a Perfect Directional Coupler“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 31 (3), S. 284–288, 1983. DOI: 10.1109/TMTT.1983.1131477.
- [31] A. Hasan und M. Helaoui, „Performance Driven Six-Port Receiver and Its Advantages over Low-IF Receiver Architecture“, *Journal of Electrical and Computer Engineering*, Hindawi, Bd. 2014, Feb. 2014. DOI: 10.1155/2014/198120.
- [32] J. Helton, C.-I. H. Chen, D. M. Lin und J. B. Tsui, „FPGA-Based 1.2 GHz Bandwidth Digital Instantaneous Frequency Measurement Receiver“, in *9th International Symposium on Quality Electronic Design*, IEEE, März 2008. DOI: 10.1109/ISQED.2008.4479798.
- [33] C. A. Hoer und K. Roe, „Using an Arbitrary Six-Port Junction to Measure Complex Voltage Ratios“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 23 (12), S. 978–984, Dez. 1975. DOI: 10.1109/TMTT.1975.1128730.
- [34] M. Hofmann, S. Linz, R. Weigel, G. Fischer und D. Kissinger, „A Multiband 2-Port VNA for Biomedical Applications based on two Six-Port-Junctions“, in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (Seattle, USA), Juni 2013. DOI: 10.1109/MWSYM.2013.6697658.
- [35] IEEE-SA Standards Board, „IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology—Random Instabilities“. Feb. 2008, S. c1–35. DOI: 10.1109/IEEESTD.2008.4797525.
- [36] International Telecommunication Union, „Specific attenuation model for rain for use in prediction methods, ITU-R P.838-3“, Geneva, März 2005.

- [37] International Telecommunication Union, „Attenuation by atmospheric gases, ITU-R P.676-10“, Geneva, Sep. 2013.
- [38] International Telecommunication Union, „Attenuation due to clouds and fog, ITU-R P.840-6“, Geneva, Sep. 2013.
- [39] T. Jaeschke, C. Bredendiek, S. Küppers und N. Pohl, „High-precision D-band FMCW-radar sensor based on a wideband SiGe-transceiver MMIC“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 62 (12), S. 3582–3597, Juli 2014. DOI: 10.1109/TMTT.2014.2365460.
- [40] K. W. Kark, „Antennen und Strahlungsfelder“. Vieweg+Teubner, 2010. DOI: 10.1007/978-3-8348-9755-8.
- [41] S.-G. Kim, H. Kim, Y. Lee, I.-S. Kho und J.-G. Yook, „5.8 GHz Vital Signal Sensing Doppler radar using Isolation-improved Branch-line Coupler“, in *3rd European Radar Conference*, Sep. 2006, S. 249–252. DOI: 10.1109/EURAD.2006.280321.
- [42] W. R. Kincheloe und M. W. Wilkens, „Phase and instantaneous frequency discriminator“, US Patent 3,395,346, Juli 1968.
- [43] A. Koelpin, „Der erweiterte Sechstor-Empfänger – Ein systemübergreifender Ansatz für Kommunikations- und Messaufgaben“, Dissertation, FAU Erlangen-Nürnberg, Suedwestdeutscher Verlag fuer Hochschulschriften, Okt. 2010.
- [44] A. Koelpin, S. Lindner, G. Vinci, B. Lämmle und R. Weigel, „The Enhanced Six-Port Architecture: A Measurement Based Proof of Concept“, in *IEEE Topical Meeting on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Santa Clara, USA), Jan. 2012, S. 29–32. DOI: 10.1109/WISNET.2012.6172143.
- [45] A. Koelpin, S. Linz, F. Barbon, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz und R. Weigel, „Selftest Strategies for Microwave Interferometry for High-Precision Industrial Distance Measurements“, in *20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications* (Gdansk, Poland), Juni 2014. DOI: 10.1109/MIKON.2014.6899991.
- [46] A. Koelpin, F. Lurz, S. Linz, S. Mann, C. Will und S. Lindner, „Six-Port Based Interferometry for Precise Radar and Sensing Application“, *Sensors*, MDPI, Bd. 16 (10), S. 1–26, Sep. 2016. DOI: 10.3390/S16101556.
- [47] A. Koelpin, G. Vinci, B. Lämmle, D. Kissinger und R. Weigel, „The Six-Port in Modern Society“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 11 (7), S. 35–43, Dez. 2010. DOI: 10.1109/MMM.2010.938584.
- [48] A. Koelpin, G. Vinci, B. Lämmle und R. Weigel, „The enhanced six-port receiver: A new concept for simultaneous data reception and direction of arrival detection“, in *International Microwave Symposium 2011* (Baltimore, MD, USA), IEEE, Juni 2011. DOI: 10.1109/MWSYM.2011.5972688.

- [49] A. Koelpin, S. Winter und R. Weigel, „A Six-Port Receiver’s Analog Front-End of Reduced Size Based on a Multi-Layer Layout“, in *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, IEEE, Juli 2007, S. 1011–1014. DOI: 10.1109/MWSYM.2007.380227.
- [50] K. Kurokawa, „Power Waves and the Scattering Matrix“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 13 (2), S. 194–202, März 1965. DOI: 10.1109/TMTT.1965.1125964.
- [51] B. Lämmle, K. Schmalz, J. Borngraeber, C. Scheytt, R. Weigel, A. Koelpin und D. Kissinger, „A fully integrated 120-GHz six-port receiver front-end in a 130-nm SiGe BiCMOS technology“, in *2013 IEEE 13th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems* (Austin, TX, USA), Jan. 2013, S. 129–131. DOI: 10.1109/SIRF.2013.6489455.
- [52] B. Lämmle, G. Vinci, L. Maurer, R. Weigel und A. Koelpin, „A 77-GHz Six-Port Receiver Front-End for High-Precision Angle-of-Arrival Detection“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, IEEE, Bd. 47 (9), S. 1966–1973, Sep. 2012. DOI: 10.1109/JSSC.2012.2201271.
- [53] R. Lerch, „Elektrische Messtechnik“, Analoge, digitale und computergestützte Verfahren, 4. Aufl. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2007.
- [54] J. Li, R. G. Bosisio und K. Wu, „A collision avoidance radar using six-port phase/frequency discriminator (SPFD)“, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Mai 1994, S. 1553–1556. DOI: 10.1109/MWSYM.1994.335278.
- [55] S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, F. Lurz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „ADC Depending Limitations for Six-Port Based Distance Measurement Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 29–31. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127396.
- [56] S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Distance Measurements Based on Guided Wave 24 GHz Dual Tone Six-Port Radar“, in *11th European Radar Conference* (Rom, Italy), IEEE, Okt. 2014, S. 57–60. DOI: 10.1109/EURAD.2014.6991206.
- [57] S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Distance measurements and limitations based on guided wave 24 GHz dual tone Six-port radar“, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Cambridge University Press, Bd. 7 (Special Issue 3-4), S. 425–432, Feb. 2015. DOI: 10.1017/S1759078715000239.
- [58] S. Lindner, F. Barbon, S. Mann, G. Vinci, R. Weigel und A. Koelpin, „Dual Tone Approach for Unambiguous Six-Port Based Interferometric Distance Measurements“, in *IEEE International Microwave Symposium* (Seattle, WA, USA), IEEE, Juni 2013, S. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2013.6697581.

- [59] S. Lindner, F. Barbon, G. Vinci, R. Weigel und A. Koelpin, „Initial Calibration Procedure of a Six-Port Receiver System for Complex Data Reception“, in *42nd European Microwave Conference* (Amsterdam, Netherlands), Okt. 2012, S. 896–899. DOI: 10.23919/EUMC.2012.6459216.
- [60] S. Lindner, A. Koelpin, S. Linz, S. Mann, F. Barbon, E. Halder und P. Dingler, „Verfahren zur Messung der Frequenz eines Signals sowie elektrisches Messsystem“, DE102013209364A1, Mai 2013.
- [61] S. Lindner, G. Vinci, F. Barbon, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Instantaneous frequency measurement based on low-cost Six-Port technology“, in *European Microwave Conference* (Nürnberg), IEEE, Okt. 2013, S. 460–463. DOI: 10.23919/EUMC.2013.6686691.
- [62] S. Linz, F. Lurz, M. Sporer, S. Lindner, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Ultra-Short-Range Precise Displacement Measurement Setup with a Near Field Slot-Line Antenna and a Dedicated Spiral Calibration“, in *IEEE International Microwave Symposium* (Phoenix, AZ, USA), IEEE, Mai 2015. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7167116.
- [63] S. Linz, F. Oesterle, A. Talai, S. Lindner, S. Mann, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „100 GHz Reflectometer for Sensitivity Analysis of MEMS Sensors Comprising an Intermediate Frequency Six-port Receiver“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 20–22. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127403.
- [64] S. Linz, G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „I/Q Imbalance Compensation for Six-Port Interferometers in Radar Applications“, in *European Microwave Conference* (Rom, Italy), IEEE, Okt. 2014, S. 746–749. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986542.
- [65] S. Linz, G. Vinci, S. Mann, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Compact, Versatile Six-Port Radar Module for Industrial and Medical Applications“, *Journal of Electrical and Computer Engineering*, Hindawi Publishing Corporation, Bd. 2013, S. 1–10, Dez. 2013. DOI: 10.1155/2013/382913.
- [66] S. Linz, C. Will, F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, R. Schober, R. Weigel und A. Koelpin, „Detector Nonlinearity in Six-Port Radar“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Phoenix, AZ, USA), IEEE, Jan. 2017, S. 19–22. DOI: 10.1109/WISNET.2017.7878745.
- [67] D. Luengo, C. J. Pantaleon, J. Ibanez und I. Santamaria, „Design of Simultaneous Sampling Systems Based on Fractional Delay Lagrange Filters“, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, IEEE, Bd. 47 (5), S. 482–485, Mai 2000. DOI: 10.1109/82.842118.
- [68] F. Lurz, C. Dorn, S. Lindner, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Digital Phase Correction for Multiplexed ADCs in Low-Cost Six-Port Interferometers“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, Texas, USA), IEEE, Jan. 2016, S. 56–59. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444321.

- [69] F. Lurz, S. Lindner, A. Koelpin, G. Sept-Enzel, P. Dingler und E. Halder, „Elektrisches Messsystem und Betriebsverfahren hierfür“, DE102016119562.6, Okt. 2016.
- [70] F. Lurz, S. Lindner, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „High-Speed Resonant Surface Acoustic Wave Instrumentation Based on Instantaneous Frequency Measurement“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, Bd. 66 (5), S. 974–984, Jan. 2017. DOI: 10.1109/TIM.2016.2642618.
- [71] F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Low-Cost 2.4 GHz Frequency Measurement System for Microsecond Time Domain Pulses Based on Six-Port Technology“, in *European Microwave Conference* (Rome, Italy), EuMA, Okt. 2014, S. 171–174. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986397.
- [72] F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Precise and Fast Frequency Determination of Resonant SAW Sensors by a Low-Cost Six-Port Interferometer“, in *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference* (Taipei, Taiwan), IEEE, Mai 2016, S. 369–374. DOI: 10.1109/I2MTC.2016.7520390.
- [73] F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Low Power 24 GHz Radar System for Occupancy Monitoring“, in *IEEE Radio and Wireless Symposium* (San Diego, CA, USA), Jan. 2015, S. 111–113. DOI: 10.1109/RWS.2015.7129719.
- [74] S. Mahlooji und K. Mohammadi, „Very High Resolution Digital Instantaneous Frequency Measurement Receiver“, in *International Conference on Signal Processing Systems*, IEEE, 2009. DOI: 10.1109/ICSPS.2009.43.
- [75] S. Mann, S. Erhardt, S. Lindner, F. Lurz, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „Diode Detector Design for 61 GHz Substrate Integrated Waveguide Six-Port Radar Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 44–46. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127415.
- [76] S. Mann, S. Lindner, F. Lurz, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „A Microwave Interferometer Based Contactless Quasi-TEM Waveguide Position Encoder with Micrometer Accuracy“, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium* (Tampa, FL, USA), IEEE, Juni 2014, S. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848655.
- [77] S. Mann, F. Lurz, S. Linz, S. Lindner, C. Will, S. Wibbing, R. Weigel und A. Koelpin, „Substrate Integrated Waveguide Fed Antenna for 61 GHz Ultra-Short-Range Interferometric Radar Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), Bd. 64, IEEE, Jan. 2016, S. 64–66. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444323.

- [78] S. Mann, G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Improved Dual Six-Port Receiver Structure for Two-Dimensional Direction of Arrival Detection Using pHEMT Power Detectors“, in *IEEE European Radar Conference* (Nürnberg), IEEE, Okt. 2013.
- [79] E. Moldovan, S.-O. Tatu, T. Gaman, K. Wu und R. Bosisio, „A New 94-GHz Six-Port Collision-Avoidance Radar Sensor“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 52 (3), S. 751–759, März 2004. DOI: 10.1109/TMTT.2004.823533.
- [80] I. Molina-Fernández, A. Moscoso-Mártir, J. M. Avila-Ruiz, R. Halir, P. Reyes-Iglesias, L. Moreno-Pozas, J. de-Oliva-Rubio und A. Ortega-Moñux, „Six-port and Five-port Receivers for UWB and Optical Communications“, in *European Microwave Conference*, Okt. 2013, S. 1595–1598.
- [81] I. Molina-Fernández, J. Wanguemert-Perez, A. Ortega-Monux, R. Bosisio und K. Wu, „Planar Lightwave Circuit Six-Port Technique for Optical Measurements and Characterizations“, *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, Bd. 23 (6), S. 2148–2157, Juni 2005. DOI: 10.1109/JLT.2005.849944.
- [82] M. Ohlsson, „Mit einem Dielektrikum gefüllte Hornantenne mit Dichtelelement“, EP1485683, Dez. 2009.
- [83] M. Pagani, B. Morrison, Y. Zhang, A. Casas-Bedoya, T. Aalto, M. Harjanne, M. Kapulainen, B. J. Eggleton und D. Marpaung, „Instantaneous Frequency Measurement System Using Four-Wave Mixing in an Ultra-Compact Long Silicon Waveguide“, in *European Conference on Optical Communication*, IEEE, Sep. 2015. DOI: 10.1109/ECOC.2015.7341976.
- [84] M. Pauli, S. Ayhan, S. Scherr, C. Rusch und T. Zwick, „Range Detection with Micrometer Precision Using a High Accuracy FMCW Radar System“, in *International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*, IEEE, März 2012. DOI: 10.1109/SSD.2012.6198029.
- [85] V. H. Payne, E. J. Mlawer, K. E. Cady-Pereira und J. L. Moncet, „Water Vapor Continuum Absorption in the Microwave“, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, IEEE, Bd. 49 (6), S. 2194–2208, Juni 2011. DOI: 10.1109/TGRS.2010.2091416.
- [86] N. Pohl, T. Jaschke, S. Scherr, S. Ayhan, M. Pauli, T. Zwick und T. Musch, „Radar Measurements with Micrometer Accuracy and Nanometer Stability Using an Ultra-Wideband 80 GHz Radar System“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, IEEE, Jan. 2013. DOI: 10.1109/WISNET.2013.6488624.
- [87] D. Razavi, „Gadgets Gab at 60 GHz“, *IEEE Spectrum*, Bd. 45 (2), S. 46–58, Feb. 2008. DOI: 10.1109/SPEC.2008.4445795.
- [88] B. Riddle, J. Baker-Jarvis und J. Krupka, „Complex Permittivity Measurements of Common Plastics Over Variable Temperatures“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 51 (3), S. 727–733, März 2003. DOI: 10.1109/TMTT.2003.808730.

- [89] Rogers Corporation, „RO3000® Series Circuit Materials, High Frequency Laminates“.
- [90] Rogers Corporation, „RO4000® Series, High Frequency Circuit Materials“.
- [91] Rogers Corporation, „RT/duroid® 5870 /5880, High Frequency Laminates“.
- [92] P. Rosenkranz, „Shape of the 5 mm Oxygen Band in the Atmosphere“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, Bd. 23 (4), S. 498–506, Juli 1975. DOI: 10.1109/TAP.1975.1141119.
- [93] A. L. Samuel, „An Oscillographic Method of Presenting Impedances on the Reflection-Coefficient Plane“, *Proceedings of the IRE*, Bd. 35 (11), S. 1279–1283, Nov. 1947. DOI: 10.1109/JRPROC.1947.233570.
- [94] S. Scherr, S. Ayhan, M. Pauli und T. Zwick, „Accuracy limits of a K-band FMCW radar with phase evaluation“, in *9th European Radar Conference*, Okt. 2012, S. 246–249.
- [95] S. Scherr, B. Gottel, S. Ayhan, A. Bhutani, M. Pauli, W. Winkler, J. C. Scheytt und T. Zwick, „Miniaturized 122 GHz ISM Band FMCW Radar with Micrometer Accuracy“, in *European Radar Conference*, IEEE, Sep. 2015. DOI: 10.1109/EURAD.2015.7346291.
- [96] SIOS Messtechnik GmbH, „Miniaturinterferometer mit Retroreflektor -- Datenblatt zur Serie MI“, 2016, Adresse: http://www.sios.de/wp-content/uploads/2016/02/MI_dt_2014.pdf (besucht am 13. 06. 2017).
- [97] M. Skolnick, „Radar Handbook“, Third Edition. McGraw-Hill, März 2008.
- [98] K. Staszek, S. Linz, F. Lurz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Improved Calibration Procedure for Six-Port Based Precise Displacement Measurements“, in *Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), IEEE, Jan. 2016, S. 60–63. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444322.
- [99] A. Stelzer und C. Diskus, „Hochgenaue Abstandsmessung mit Mikrowellen“, *Elektrotechnik und Informationstechnik*, Springer, Bd. 118 (1), S. 8–16, 2001.
- [100] H. A. Sturges, „The Choice of a Class Interval“, *Journal of the American Statistical Association*, Bd. 21 (153), S. 65–66, 1926. DOI: 10.1080/01621459.1926.10502161.
- [101] S. Tatu, E. Moldovan, S. Affes, B. Boukari, K. Wu und R. Bosisio, „Six-Port Interferometric Technique for Accurate W-Band Phase-Noise Measurements“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 56 (6), S. 1372–1379, Juni 2008. DOI: 10.1109/TMTT.2008.921750.
- [102] M. Thumm, W. Wiesbeck und S. Kern, „Hochfrequenzmesstechnik, Verfahren und Meßsysteme“, 2. Aufl. Teubner B.G. GmbH, 1998.
- [103] U. Tietze, C. Schenk und E. Gamm, „Halbleiter-Schaltungstechnik“, 13. Aufl. Springer-Verlag, Okt. 2009.
- [104] G. Vinci, „Six-Port Based Direction Finding and Ranging“, Dissertation, FAU Erlangen-Nürnberg, FAU University Press, Mai 2014.

- [105] G. Vinci, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A high accuracy Direction-Of-Arrival and Misalignment Angle Detector“, in *German Microwave Conference* (Darmstadt), März 2011, S. 1–3.
- [106] G. Vinci, A. Koelpin und R. Weigel, „Employing Six-Port Technology for Phase-Measurement-Based Calibration of Automotive Radar“, in *Asia Pacific Microwave Conference* (, Singapore), IEEE, Dez. 2009, S. 329–332. DOI: 10.1109/APMC.2009.5385312.
- [107] G. Vinci, B. Lämmle, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A 77 GHz Direction of Arrival Detector System with SiGe Integrated Six-Port Receiver“, in *Radio-Wireless Symposium* (Santa Clara, CA, USA), IEEE, Jan. 2012, S. 247–250. DOI: 10.1109/RWS.2012.6175346.
- [108] G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, S. Mann, M. Hofmann, A. Duda, R. Weigel und A. Koelpin, „Six-Port Radar Sensor for Remote Respiration Rate and Heartbeat Vital-Sign Monitoring“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 61 (5), S. 2093–2100, März 2013. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2247055.
- [109] G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „Promise of a Better Position“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 13 (7), S. 41–49, Nov. 2012. DOI: 10.1109/MMM.2012.2216710.
- [110] G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Six-Port Microwave Interferometer Radar for Mechanical Vibration Analysis“, in *European Radar Conference* (Nürnberg), IEEE, Okt. 2013, S. 1599–1602.
- [111] A. Wendemuth, E. Andelic, S. Barth, M. Katz und S. Krüger, „Grundlagen der digitalen Signalverarbeitung, Ein mathematischer Zugang“. Springer-Verlag GmbH, Sep. 2004. DOI: 10.1007/B138044.
- [112] WenglorMEL, „Datenblatt zu Laser Abstands-Sensor M10L“, 2015, Adresse: <http://melsensor.com/subversion/mel/Optische-Sensoren/pdf/DB-M10.pdf> (besucht am 13. 06. 2017).
- [113] WenglorMEL, „Datenblatt zu Laser Abstands-Sensor M7LL“, 2015, Adresse: <http://melsensor.com/subversion/mel/optische-sensoren/pdf/db-m711.pdf> (besucht am 13. 06. 2017).
- [114] S. Wibbing, F. Lurz, S. Mann, S. Lindner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Determining Linearity of Wideband FMCW-Systems Based on Low-Cost Six-Port Technology“, in *German Microwave Conference* (Bochum), IEEE, März 2016, S. 389–392. DOI: 10.1109/GEMIC.2016.7461637.
- [115] C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A 24 GHz Waveguide based Radar System using an Advanced Algorithm for I/Q Offset Cancellation“, in *Kleinheubacher Tagung* (Milttenberg), URSI, Sep. 2016.
- [116] J.-R. Yang, D.-W. Kim und S. Hong, „Quasi-circulator for effective cancellation of transmitter leakage signals in monostatic six-port radar“, *Electronics Letters*, IET, Bd. 45 (21), S. 1093–1095, Okt. 2009. DOI: 10.1049/EL.2009.9062.

Tabellen und Abbildungen

Tabellenverzeichnis

3.1	Auswahl der nutzbaren Frequenzbereiche für die industrielle Radarsensorik.	45
3.2	Ausgewählte Materialparameter für gängige Substratmaterialien. .	70
3.3	Resultierende Phasenfehler verschiedener ADU-Konfigurationen. .	86
3.4	Übersicht der Eindeutigkeitsgrenzen bei einer unteren Frequenz von 24 GHz.	98
3.5	Tolerierbare Nichtlinearität für zuverlässige Zweitonmessung. . .	104
4.1	Wichtige Systemparameter des verwendeten Sechstorfrontends. .	112
4.2	Parameter des Systems zur Abstandsmessung im Vergleich zu anderen Systemen.	134
4.3	Ergebnisse der Frequenzmessung im Vergleich zu anderen Systemen. .	136

Abbildungsverzeichnis

1.1	Anzahl der in IEEE-Xplore® gelisteten Veröffentlichung mit Sechstorbezug pro Jahr (Stand: Juni 2017).	4
2.1	Verwendete Sechstorstruktur mit Bezeichnungen der Signale. .	13
2.2	Graphische Darstellung der Phasenüberlagerung im Sechstor. .	16
2.3	Verbreitete Prinzipien der Leistungsdetektion im Hochfrequenzbereich.	18
2.4	Kennlinie des verwendeten diodenbasierten Leistungsdetektors für 24 GHz.	19
2.5	Basisbandsignalkonditionierung im Falle der analogen Differenzbildung.	21
2.6	Basisbandsignalkonditionierung bei digitaler Differenzbildung. .	22
2.7	Platinenbasierte Sechstorschaltungen verschiedener Technologien und Frequenzbereiche.	24
2.8	S-Parameter der Eingänge eines Sechstors bei 24 GHz basierend auf Mikrostreifenleitungstechnologie.	25
2.9	Phasenbeziehungen der Sechstorausgangssignale eines Sechstors bei 24 GHz.	26
2.10	Leistungsverteilung an den Sechstorausgängen.	26

2.11	Messaufbau für die Charakterisierung des Sechstors im Vergleich zum Mischer.	27
2.12	Voltage Conversion Gain des Sechstors.	29
2.13	Voltage Conversion Gain des multiplikativen Mischers.	29
2.14	SNR des Sechstors.	30
2.15	SNR des multiplikativen Mischers.	30
2.16	THD des Sechstors.	32
2.17	THD des multiplikativen Mischers	32
2.18	OIP ₃ des Sechstors.	33
2.19	OIP ₃ des multiplikativen Mischers.	33
2.20	Monostatisches sechstorbasiertes Radarsystem zur Abstandsmessung.	36
2.21	Signalverläufe einer idealisierten Abstandsmessung bei 24 GHz.	37
2.22	Sechstorbasierter Aufbau zur Frequenzmessung.	39
2.23	Simulation der Konstellationsdiagramme für eine Frequenzänderung von 500 MHz um eine Mittenfrequenz von 24 GHz für verschiedene Delayline-Längen bei $c = c_0$	40
2.24	Phasenverlauf und berechnete Frequenz einer idealisierten Frequenzmessung bei 24 GHz für verschiedene Delayline-Längen.	41
3.1	Resultierende Messfehler durch Schwankungen in der Sendefrequenz.	47
3.2	Phasenrauschmessung und Korrelationsgewinn eines Oszillators bei 24 GHz.	50
3.3	Resultierende Standardabweichung durch Korrelationsgewinn für verschiedene Basisbandbreiten bei Verwendung eines PLL-stabilisierten Oszillators.	51
3.4	Hauptsignalpfade und Kopplungen im Frontend.	53
3.5	Resultierende Empfangssignale durch Isolationsdefizite über der Zeit bei sich bewegendem Ziel.	56
3.6	Unterdrückung der statischen Reflexion durch aktive, regelbare Störgrößenaufschaltung im HF-Pfad.	57
3.7	IQ-Fehler verursacht durch die passive Sechstorstruktur.	62
3.8	Pfaddämpfung für ein Ziel mit $\sigma = 1 \text{ m}^2$	67
3.9	Dämpfung durch Wechselwirkung mit der Atmosphäre bei unterschiedlich feuchter Luft.	67
3.10	Dämpfung durch Wechselwirkung von Hochfrequenzsignalen mit kondensiertem Wassers in der Luft nach [36] und [38].	68
3.11	Reflektivität und korrespondierende Dämpfung durch Sprung der relativen Permittivität $\epsilon_{r,2}$ für $\epsilon_{r,1} = 1$	72

3.12	Geometrien für optimierten Radarrückstreuquerschnitt.	73
3.13	Wellenausbreitung durch ein dielektrisches Material.	74
3.14	Maximaler Fehler durch ein zusätzliches statisches Radarziel in Abhängigkeit seiner Leistung bezogen auf die Leistung der Zielreflektion.	75
3.15	Maximaler Fehler bei sich mit dem Ziel mitbewegendem Störsignal in verschiedenen Abständen zum Hauptziel bei einer Systemfrequenz von 24 GHz.	76
3.16	Synchrone Abtastung und Sequentielle Abtastung mit vierfacher Abtastfrequenz im Vergleich.	78
3.17	Fehlerkurven bei Verwendung von drei synchron abtastenden ADUs.	80
3.18	Fehlerkurven bei Verwendung von zwei synchron abtastenden ADUs.	82
3.19	Fehlerkurven bei Verwendung von einem Einzel-ADU.	84
3.20	Maximaler Fehler der ADU-Konfigurationen für verschiedene maximale Geschwindigkeiten in Abhängigkeit der Abtastrate.	88
3.21	Diskretisierung durch Quantisierung im Konstellationsdiagramm und daraus resultierende Phasenfehler im ersten Quadranten für verschiedene ADU-Auflösungen.	90
3.22	Entfernungsauflösung in Abhängigkeit der effektiven Bit-Anzahl.	91
3.23	Mehrdeutigkeit der Phase bei einer Abstandsmessung.	91
3.24	Resultierende Einzelphasen und Differenzphase für ein Zweitonsignal.	95
3.25	Mögliche zeitliche Optimierungen für verschiedene Messaufgaben.	98
3.26	Abhängigkeit der Grobdetektionswahrscheinlichkeit vom SNR.	100
3.27	Ablauf der Linearisierung durch Kreisabbildung.	102
3.28	Überlagerte Phasenfehler durch Linearitätsabweichung für eine Wegstrecke von 15 cm im Freiraum bei verschiedenen Sendefrequenzen.	105
3.29	Schematische Darstellung der komplexen Vektorlinearisierung.	106
3.30	Ergebnis der komplexen Vektorlinearisierung im Vergleich zur Kreisabbildung.	107
3.31	Restphasenfehler der verschiedenen Linearisierungsverfahren im Vergleich.	108
3.32	Systemaufbau zur In-situ-Linearisierung der Frequenzmessung.	109
4.1	Messaufbau für die Messung von Abständen im Freiraum.	114
4.2	Messaufbau für die Messung von Abständen im Falle geführter Wellen.	114
4.3	Messaufbau der Abstandsmessung im WR-42-Hohlleiter.	115
		155

4.4	Rohdaten der gemessenen Phasen für einen Frequenzabstand von 2,4 GHz im Freiraum und deren linearisierte Variante.	116
4.5	Abstandsfehler der Grobdetektion mit 2,4 GHz Frequenzabstand im Freiraum.	119
4.6	Abstandsfehler der Feindetektion mit 2,4 GHz Frequenzabstand im Freiraum.	119
4.7	Abstandsfehler der Grobdetektion mit 250 MHz Frequenzabstand im Freiraum.	120
4.8	Abstandsfehler der Feindetektion mit 250 MHz Frequenzabstand im Freiraum.	120
4.9	Messaufbau der Abstandsmessung im WR-42-Hohlleiter.	121
4.10	Linearisierte Phasenbeziehungen für eine Messung im Wellenleiter bei zwei Frequenzen um 23,2 GHz mit einem Abstand von 2,4 GHz.	122
4.11	Abstandsfehler der Grobdetektion mit 2,4 GHz Frequenzabstand im Wellenleiter.	124
4.12	Abstandsfehler der Feindetektion mit 2,4 GHz Frequenzabstand im Wellenleiter.	124
4.13	Abstandsfehler der Grobdetektion mit 250 MHz Frequenzabstand im Wellenleiter.	125
4.14	Abstandsfehler der Feindetektion mit 250 MHz Frequenzabstand im Wellenleiter.	125
4.15	Entwurfsverlauf für miniaturisierte Hochfrequenzsysteme.	127
4.16	Optimierter Entwurfsverlauf für miniaturisierte Hochfrequenzsysteme.	127
4.17	Demonstrationsaufbau zur sechstorbasierten Frequenzmessung.	129
4.18	Rohdaten und ausgewertete Phasen der Frequenzmessung bei 24 GHz.	131
4.19	Nicht-linearisierte Fehler der Frequenzmessung bei 24 GHz.	132
4.20	Frequenzfehler nach Kompensation der nichtlinearen Charakteristik bei 24 GHz.	132

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand zwischen 2012 und 2017 während meiner Tätigkeit am Lehrstuhl für Technische Elektronik der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg im Rahmen verschiedener Forschungs- und Industrieprojekte.

Zunächst möchte ich meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Alexander Kölpin, mittlerweile Professor für Allgemeine Elektrotechnik und Messtechnik an der Technischen Universität Cottbus, meinen Dank aussprechen, da er mir die Mitarbeit in den vielen interessanten Projekten ermöglicht hat. Darüberhinaus hat er nach Abschluss seiner Habilitation die Betreuung meiner Doktorarbeit offiziell übernommen, jedoch auch vorher durch unzählige fachliche Diskussionen und Tipps maßgeblich zum Gelingen der Arbeit beigetragen. Eben solcher Dank gebührt dem Lehrstuhlinhaber Prof. Dr.-Ing. Robert Weigel, der jederzeit für eine ausgezeichnete Ausstattung und Arbeitsatmosphäre am Lehrstuhl gesorgt hat und mich als Doktorvater in den ersten Jahren der Promotion begleitet hat. Auch danken möchte ich Prof. Dr.-Ing. Nils Pohl, Professor für Integrierte Systeme an der Ruhr-Universität Bochum, der dankenswerterweise die Erstellung des Zweitgutachtens übernommen hat.

Ich bin ebenfalls allen Kolleginnen und Kollegen am Lehrstuhl zu Dank verpflichtet, besonders erwähnen möchte ich hier meine ehemaligen Bürokollegen, welche größtenteils auch Mitglieder der Sechstorarbeitsgruppe waren: Dr.-Ing. Melanie Jung, Jasmin Weber, Francesco Barbon, Sebastian Mann, Armin Talai, Dr.-Ing. Gabor Vinci, sowie meine aktuellen Bürokollegen Sarah Linz, Fabian Michler und Benedict Scheiner. Darüber hinaus gilt ein besonderer Dank den weiteren Mitgliedern der Sechstorarbeitsgruppe Fabian Lurz, Torsten Reißland und Christoph Will. Auch danken möchte ich Stefan Erhardt, Christopher Beck und Felix Pflaum für viele bereichernde Diskussionen und die Unterstützung in der Lehre. Ein weiterer Dank gilt den Technikern des Lehrstuhls Adrian Voinea, Benedikt Brütting und Wolfgang Tobginski, auf deren Hilfe ich bei Versuchsaufbauten, IT-Installationen sowie bei der Platinenfertigung immer zählen konnte und unserem Sekretariatsteam Aurélie Martinek, Gabriele Köhnen und Sylvia Hussong für die Unterstützung bei sämtlichen bürokratischen Hürden im Personal- und Abrechnungswesen.

Großer Dank gebührt auch meiner Familie und besonders meinen Eltern Hannelore und Wolfgang, die mir in allen Belangen jederzeit zur Seite standen. Zuletzt möchte ich noch meiner Frau Annabel danken, die mich nicht nur bei der Erstellung der Arbeit unterstützt und motiviert hat, sondern auch durch ihr Lektorat der Arbeit den letzten Schliff gegeben hat.

Eigene Veröffentlichungen

Zeitschriftenbeiträge

- C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A 24 GHz Waveguide based Radar System using an Advanced Algorithm for I/Q Offset Cancellation“, *Advances in Radio Science : Kleinheubacher Berichte*, Copernicus Publications, 2017, *akzeptierter Beitrag*.
- F. Lurz, S. Lindner, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „High-Speed Resonant Surface Acoustic Wave Instrumentation Based on Instantaneous Frequency Measurement“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, Bd. 66 (5), S. 974–984, Jan. 2017. DOI: 10.1109/TIM.2016.2642618.
- S. Linz, F. Oesterle, S. Lindner, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Test Method for Contactless On-wafer MEMS Characterization and Production Monitoring“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 64 (11), S. 3918–3926, Nov. 2016. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2612664.
- A. Koelpin, F. Lurz, S. Linz, S. Mann, C. Will und S. Lindner, „Six-Port Based Interferometry for Precise Radar and Sensing Application“, *Sensors*, MDPI, Bd. 16 (10), S. 1–26, Sep. 2016. DOI: 10.3390/S16101556.
- S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Distance measurements and limitations based on guided wave 24 GHz dual tone Six-port radar“, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Cambridge University Press, Bd. 7 (Special Issue 3-4), S. 425–432, Feb. 2015. DOI: 10.1017/S1759078715000239.
- S. Linz, G. Vinci, S. Mann, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Compact, Versatile Six-Port Radar Module for Industrial and Medical Applications“, *Journal of Electrical and Computer Engineering*, Hindawi Publishing Corporation, Bd. 2013, S. 1–10, Dez. 2013. DOI: 10.1155/2013/382913.
- G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, S. Mann, M. Hofmann, A. Duda, R. Weigel und A. Koelpin, „Six-Port Radar Sensor for Remote Respiration Rate and Heartbeat Vital-Sign Monitoring“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 61 (5), S. 2093–2100, März 2013. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2247055.
- G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „Promise of a Better Position“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 13 (7), S. 41–49, Nov. 2012. DOI: 10.1109/MMM.2012.2216710.
- A. Koelpin, G. Vinci, B. Lämmle, S. Lindner, F. Barbon und R. Weigel, „Six-Port Technology for Traffic Safety“, *IEEE Microwave Magazine*, IEEE, Bd. 13 (3), S. 118–127, Mai 2012. DOI: 10.1109/MMM.2012.2185390.

Buchbeiträge

- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „LabVIEW basierte Echtzeit-Signalverarbeitung für Low-Power-Radarsensorik“, in *Virtuelle Instrumente in der Praxis 2015*, R. Jamal (Hrsg.). VDE-Verlag, Okt. 2015, S. 245–248.

Konferenzbeiträge

- F. Lurz, P. Hofstetter, S. Lindner, S. Linz, F. Michler, R. Weigel und A. Koelpin, „Low-Power Frequency Synthesizer for Multi-Tone Six-Port Radar“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Anaheim), IEEE, Jan. 2018, *akzeptierter Beitrag*.
- B. Scheiner, S. Mann, F. Lurz, F. Michler, S. Erhardt, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Microstrip-to-Waveguide Transition in Planar Form Using a Substrate Integrated Waveguide“, in *IEEE Radio Wireless Symposium* (Anaheim), IEEE, Jan. 2018, *akzeptierter Beitrag*.
- S. Lindner, F. Lurz, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Mixer Assisted Interferometric Six-Port System for Accurate Distance Measurements“, in *European Radar Conference* (Nürnberg), Okt. 2017, *akzeptierter Beitrag*.
- F. Michler, S. Lindner, F. Lurz, S. Erhardt, R. Weigel und A. Koelpin, „Zero-Bias Schottky Power Detector Design for Six-Port based Radar Systems“, in *European Microwave Conference* (Nürnberg), Okt. 2017, *akzeptierter Beitrag*.
- F. Lurz, S. Müller, S. Lindner, S. Linz, M. Gardill, R. Weigel und A. Koelpin, „Smart Communication and Relative Localization System for Firefighters and Rescuers“, in *IEEE International Microwave Symposium* (Honolulu, Hawaii, USA), Juni 2017, S. 1421–1424. DOI: 10.1109/MWSYM.2017.8058885.
- S. Linz, C. Will, F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, R. Schober, R. Weigel und A. Koelpin, „Detector Nonlinearity in Six-Port Radar“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Phoenix, AZ, USA), IEEE, Jan. 2017, S. 19–22. DOI: 10.1109/WISNET.2017.7878745.
- C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Segmental Polynomial Approximation based Phase Error Correction for Precise Near Field Displacement Measurements using Six-Port Microwave Interferometers“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Phoenix, Arizona, USA), IEEE, Jan. 2017. DOI: 10.1109/WISNET.2017.7878746.
- S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A Low-Cost Laser Barrier Based Vectorial Velocity Measurement System“, in *IEEE Sensors* (Orlando, FL, USA), IEEE, Okt. 2016, S. 289–291. DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808494.

- R. Weigel, F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz und A. Koelpin, „A Fast and Precise Six-Port-based IFM Technique for Wireless Resonant SAW Sensing“, in *IEEE International Ultrasonics Symposium* (Tours, France), IEEE, Sep. 2016, S. 1–4. DOI: 10.1109/ULTSYM.2016.7728613.
- C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A 24 GHz Waveguide based Radar System using an Advanced Algorithm for I/Q Offset Cancellation“, in *Kleinheubacher Tagung* (Miltenberg), URSI, Sep. 2016.
- F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Precise and Fast Frequency Determination of Resonant SAW Sensors by a Low-Cost Six-Port Interferometer“, in *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference* (Taipei, Taiwan), IEEE, Mai 2016, S. 369–374. DOI: 10.1109/I2MTC.2016.7520390.
- S. Wibbing, S. Mann, F. Lurz, S. Erhardt, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A cost-efficient 61 GHz high-resolution radar sensor for industrial positioning and distance measurement“, in *21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications* (Krakau, Poland), IEEE, Mai 2016, S. 1–4. DOI: 10.1109/MIKON.2016.7491940.
- S. Mann, S. Linz, S. Erhardt, S. Lindner, F. Lurz, H. Maune, R. Weigel und A. Koelpin, „Differential Measuring Dual Six-Port Concept and Antenna Design for an Inline Foil Thickness Sensor“, in *German Microwave Conference* (Bochum), IEEE, März 2016, S. 165–168. DOI: 10.1109/GEMIC.2016.7461581.
- S. Wibbing, F. Lurz, S. Mann, S. Lindner, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Determining Linearity of Wideband FMCW-Systems Based on Low-Cost Six-Port Technology“, in *German Microwave Conference* (Bochum), IEEE, März 2016, S. 389–392. DOI: 10.1109/GEMIC.2016.7461637.
- F. Lurz, C. Dorn, S. Lindner, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Digital Phase Correction for Multiplexed ADCs in Low-Cost Six-Port Interferometers“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, Texas, USA), IEEE, Jan. 2016, S. 56–59. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444321.
- S. Mann, F. Lurz, S. Linz, S. Lindner, C. Will, S. Wibbing, R. Weigel und A. Koelpin, „Substrate Integrated Waveguide Fed Antenna for 61 GHz Ultra-Short-Range Interferometric Radar Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Austin, TX, USA), Bd. 64, IEEE, Jan. 2016, S. 64–66. DOI: 10.1109/WISNET.2016.7444323.
- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „System- und Schaltungskonzepte für Low-Power-Radarsensorik zur Anwesenheitsdetektion“, in *Mikrosystemtechnik-Kongress* (Karlsruhe), Okt. 2015, S. 274–277.
- S. Linz, F. Lurz, M. Sporer, S. Lindner, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Ultra-Short-Range Precise Displacement Measurement Setup with a Near Field Slot-Line Antenna and a Dedicated Spiral Calibration“, in *IEEE International Microwave Symposium* (Phoenix, AZ, USA), IEEE, Mai 2015. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7167116.

- S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, F. Lurz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „ADC Depending Limitations for Six-Port Based Distance Measurement Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 29–31. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127396.
- S. Linz, F. Oesterle, A. Talai, S. Lindner, S. Mann, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „100 GHz Reflectometer for Sensitivity Analysis of MEMS Sensors Comprising an Intermediate Frequency Six-port Receiver“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 20–22. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127403.
- S. Mann, S. Erhardt, S. Lindner, F. Lurz, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „Diode Detector Design for 61 GHz Substrate Integrated Waveguide Six-Port Radar Systems“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (San Diego, CA, USA), IEEE, Jan. 2015, S. 44–46. DOI: 10.1109/WISNET.2015.7127415.
- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Low Power 24 GHz Radar System for Occupancy Monitoring“, in *IEEE Radio and Wireless Symposium* (San Diego, CA, USA), Jan. 2015, S. 111–113. DOI: 10.1109/RWS.2015.7129719.
- F. Barbon, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, A. Koelpin und R. Weigel, „Extended Range Distance Measurements Based on Frequency and Power Compensated Six-Port Receiver“, in *44th European Microwave Conference* (Rom, Italy), EUMA, Okt. 2014, S. 742–745. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986541.
- S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Distance Measurements Based on Guided Wave 24 GHz Dual Tone Six-Port Radar“, in *11th European Radar Conference* (Rom, Italy), IEEE, Okt. 2014, S. 57–60. DOI: 10.1109/EURAD.2014.6991206.
- S. Linz, G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „I/Q Imbalance Compensation for Six-Port Interferometers in Radar Applications“, in *European Microwave Conference* (Rom, Italy), IEEE, Okt. 2014, S. 746–749. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986542.
- F. Lurz, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Low-Cost 2.4 GHz Frequency Measurement System for Microsecond Time Domain Pulses Based on Six-Port Technology“, in *European Microwave Conference* (Rome, Italy), EuMA, Okt. 2014, S. 171–174. DOI: 10.1109/EUMC.2014.6986397.
- S. Linz, G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „Evaluation of the Impact of Antenna Parameters on the Performance of Six-Port Radar“, in *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications* (Palm Beach, Aruba), IEEE, Aug. 2014, S. 300–303. DOI: 10.1109/APWC.2014.6905552.

- A. Koelpin, S. Linz, F. Barbon, S. Lindner, S. Mann, F. Lurz und R. Weigel, „Selftest Strategies for Microwave Interferometry for High-Precision Industrial Distance Measurements“, in *20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications* (Gdansk, Poland), Juni 2014. DOI: 10.1109/MIKON.2014.6899991.
- S. Mann, S. Lindner, F. Lurz, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „A Microwave Interferometer Based Contactless Quasi-TEM Waveguide Position Encoder with Micrometer Accuracy“, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium* (Tampa, FL, USA), IEEE, Juni 2014, S. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848655.
- S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „61 GHz Millimeter Wave Voltage Variable Attenuator Based on Flip-Chip Mounted PIN-Diodes“, in *20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications* (Gdansk, Poland), IEEE, Juni 2014, S. 1–4. DOI: 10.1109/MIKON.2014.6899966.
- G. Vinci, S. Linz, S. Mann, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Six-Port Radar System for Precise Distance Measurements and Vibration Monitoring in Industrial Environments“, in *Sensors and Measuring Systems; 17. ITG/GMA Symposium* (Nürnberg), VDE, Juni 2014, S. 1–5.
- S. Linz, F. Barbon, S. Mann, S. Lindner, F. Lurz, R. Weigel und A. Koelpin, „Detector Design for Six-Port Radar“, in *CST European User Conference 2014* (Berlin), CST Computer Simulation Technology AG, Mai 2014.
- A. Koelpin, S. Mann, S. Lindner, S. Linz, F. Barbon und R. Weigel, „Selbstteststrategien für Mikrowellen-Interferometrie zur hoch-genauen industriellen Abstandsmessung“, in *Testmethoden und Zuverlässigkeit von Schaltungen und Systemen* (Bad Staffelstein), Feb. 2014.
- F. Barbon, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Fast In-Situ Diode Detector Characterization for Six-Port Interferometer Receivers“, in *Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (New Port Beach, CA, USA), IEEE, Jan. 2014, S. 13–15. DOI: 10.1109/WISNET.2014.6825501.
- S. Mann, S. Lindner, S. Linz, F. Barbon, A. Talai, R. Weigel und A. Koelpin, „A Tank Level Sensor Based on Six-Port Technique Comprising a quasi-TEM Waveguide“, in *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Newport Beach, CA, USA), IEEE, Jan. 2014, S. 4–6. DOI: 10.1109/WISNET.2014.6825512.
- S. Mann, G. Vinci, S. Lindner, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „61 GHz Six-Port Radar Frontend for High Accuracy Range Detection Applications“, in *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications* (Torino, Italy), 2013, S. 818–821. DOI: 10.1109/APWC.2013.6624910.
- F. Barbon, S. Lindner, S. Mann, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Characterization In-Situ of Diode Detectors for Six-Port receivers“, in *Testmethoden und Zuverlässigkeit von Schaltungen und Systemen* (Bad Staffelstein), GMM, ITG, Dez. 2013.

- S. Linz, G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Compact, Versatile Six-Port Radar Sensor for Industrial and Medical Applications“, in *IEEE Sensors* (Baltimore, USA), Nov. 2013.
- A. Koelpin, S. Lindner, S. Mann, F. Barbon, A. Talai und R. Weigel, „The Six-Port Structure as a Precise Measurement Tool - A New Rise of an Old Concept“, in *Kleinheubacher Tagung* (Milttenberg), Okt. 2013.
- A. Koelpin, G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Barbon, S. Linz, F. Oesterle und R. Weigel, „Six-Port Technology for Precise Geometrical Measurement Applications - an Overview“, in *European Microwave Conference* (Nürnberg), IEEE, Okt. 2013, S. 1587–1590.
- S. Lindner, G. Vinci, F. Barbon, S. Linz, S. Mann, R. Weigel und A. Koelpin, „Instantaneous frequency measurement based on low-cost Six-Port technology“, in *European Microwave Conference* (Nürnberg), IEEE, Okt. 2013, S. 460–463. DOI: 10.23919/EUMC.2013.6686691.
- S. Mann, G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Improved Dual Six-Port Receiver Structure for Two-Dimensional Direction of Arrival Detection Using pHEMT Power Detectors“, in *IEEE European Radar Conference* (Nürnberg), IEEE, Okt. 2013.
- G. Vinci, S. Lindner, S. Mann, F. Barbon, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Six-Port Microwave Interferometer Radar for Mechanical Vibration Analysis“, in *European Radar Conference* (Nürnberg), IEEE, Okt. 2013, S. 1599–1602.
- A. Koelpin, S. Lindner, S. Mann, F. Barbon, S. Linz und R. Weigel, „Two-dimensional Angle-of-arrival Analysis by One Enhanced Six-port Structure“, in *Progress In Electromagnetics Research Symposium* (Stockholm, Sweden), Aug. 2013, S. 1403.
- S. Lindner, F. Barbon, S. Mann, G. Vinci, R. Weigel und A. Koelpin, „Dual Tone Approach for Unambiguous Six-Port Based Interferometric Distance Measurements“, in *IEEE International Microwave Symposium* (Seattle, WA, USA), IEEE, Juni 2013, S. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2013.6697581.
- S. Lindner, F. Barbon, G. Vinci, R. Weigel und A. Koelpin, „Initial Calibration Procedure of a Six-Port Receiver System for Complex Data Reception“, in *42nd European Microwave Conference* (Amsterdam, Netherlands), Okt. 2012, S. 896–899. DOI: 10.23919/EUMC.2012.6459216.
- G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, M. Hofmann, G. Fischer, D. Kissinger und A. Koelpin, „24 GHz Six-Port Medical Radar for Contactless Respiration Detection and Heart-beat Monitoring“, in *9th European Radar Conference* (Amsterdam, Netherlands), IEEE, Okt. 2012.
- G. Vinci, F. Barbon, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Six-Port Based High-Resolution Smart Antenna Alignment Sensor“, in *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications* (Cape Town, South Africa), IEEE, Sep. 2012, S. 280–283. DOI: 10.1109/APWC.2012.6324912.

- R. Weigel, A. Koelpin, G. Vinci, S. Lindner und F. Barbon, „High Accuracy Industrial Positioning Sensors Based on Six-Port Technology“, in *Kleinheubacher Tagung* (Miltenberg), URSI, Sep. 2012.
- F. Barbon, G. Vinci, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „A Six-Port Interferometer Based Micrometer-Accuracy Displacement and Vibration Measurement Radar“, in *International Microwave Symposium* (Montreal, Canada), IEEE, Juni 2012. DOI: 10.1109/MWSYM.2012.6259624.
- A. Koelpin, G. Vinci, F. Barbon, S. Lindner, G. Fischer und R. Weigel, „The Six-Port Technology: A Low-Cost Concept for Precise Position Measurements“, in *9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices* (Chemnitz), IEEE, März 2012, S. 1–5. DOI: 10.1109/SSD.2012.6198100.
- F. Barbon, G. Vinci, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Signal Processing Strategies for Six-Port Based Direction of Arrival Detector Systems“, in *9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices* (Chemnitz), Feb. 2012, S. 1–5. DOI: 10.1109/SSD.2012.6197973.
- A. Koelpin, S. Lindner, G. Vinci, B. Lämmle und R. Weigel, „The Enhanced Six-Port Architecture: A Measurement Based Proof of Concept“, in *IEEE Topical Meeting on Wireless Sensors and Sensor Networks* (Santa Clara, USA), Jan. 2012, S. 29–32. DOI: 10.1109/WISNET.2012.6172143.

Weitere Publikationen

- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Detektion und Auswertung: Labview-basierte Echtzeitsignalverarbeitung für die Radarsensorik“, Hüthig GmbH, S. 56–57, Apr. 2016. Adresse: <http://www.elektronik-industrie.de/2016/04/12/elektronik-industrie-042016/>.
- S. Lindner, „Entwurf und Aufbau eines erweiterten Sechstor-Empfänger-Systems“, Diplomarbeit, FAU Erlangen-Nürnberg, Okt. 2011.
- S. Lindner, „Induktive Energie- und Datenübertragung“, Studienarbeit, FAU Erlangen-Nürnberg, Okt. 2010.

Patente

- F. Lurz, S. Lindner, A. Koelpin, G. Sept-Enzel, P. Dingler und E. Halder, „Elektrisches Messsystem und Betriebsverfahren hierfür“, DE102016119562.6, Okt. 2016.
- S. Lindner, A. Koelpin, S. Linz, S. Mann, F. Barbon, E. Halder und P. Dingler, „Verfahren zur Messung der Frequenz eines Signals sowie elektrisches Messsystem“, DE102013209364A1, Mai 2013.
- A. Koelpin, S. Mann, G. Vinci, S. Lindner, F. Barbon, E. Halder und P. Dingler, „Elektrisches Messsystem“, DE102013202765B4, Feb. 2013.

Preise, Auszeichnungen und Stipendien

- A. Koelpin, F. Lurz, S. Linz, S. Mann, C. Will und S. Lindner, „Preis der ITG 2017“, *Informationstechnische Gesellschaft im VDE (ITG)*, Nov. 2017.
- S. Lindner, „2. Platz Lehrevaluation SS2017 Übung Schaltungstechnik“, *Technische Fakultät der FAU*, Sep. 2017.
- C. Will, S. Linz, S. Mann, F. Lurz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Second Prize Student Paper Competition“, *IEEE Radio and Wireless Week*, Jan. 2017.
- S. Lindner, „Förderung einer Kongressreise (Sensors 2016)“, *Deutscher Akademischer Austauschdienst*, Okt. 2016.
- S. Lindner, „1. Platz Lehrevaluation SS2014 Übung Schaltungstechnik“, *Technische Fakultät der FAU*, März 2015.
- F. Lurz, S. Mann, S. Linz, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „RWW2015 Best Demonstration Award - 2nd place“, *2015 IEEE Radio and Wireless Week*, Jan. 2015.
- S. Lindner, „Förderung einer Kongressreise (EuMW2014)“, *Deutscher Akademischer Austauschdienst*, Okt. 2014.
- S. Mann, S. Lindner, F. Barbon, S. Linz, A. Talai, R. Weigel und A. Koelpin, „Best Paper Award“, *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Jan. 2014.
- S. Lindner, „SEW Eurodrive Studienpreis 2012“, *SEW Eurodrive*, Mai 2013.
- S. Lindner, „PhD Student Sponsorship Initiative Award“, *IEEE International Microwave Symposium (IMS)*, Apr. 2013.
- S. Lindner, M. Hofmann, G. Vinci und J. Nehring, „1st Prize Student Challenge“, *European Microwave Week*, Nov. 2012.

Die sechstorbasierte Empfängerarchitektur ist bereits seit den siebziger Jahren bekannt und erlangte in den vergangenen Jahren weltweit wieder vermehrt die Aufmerksamkeit verschiedener Forschungsgruppen. Dies liegt zum einen darin begründet, dass die Implementierung der Technologie in dem für neue Anwendungen oft verwendeten Frequenzbereich oberhalb von 10 GHz einfach möglich ist, und zum anderen daran, dass das hohe Phasenauflösungsvermögen dieser Architektur bereits vielfach gezeigt werden konnte. Durch diese Eigenschaften eignet sich die Sechstortechnik besonders für das sich in Entwicklung befindliche Feld der mikrowellenbasierten industriellen Sensorik. Hierfür werden günstige Sensoren mit kleinen Bauformen benötigt, an die hohe Anforderungen bezüglich Genauigkeit und Latenz gestellt werden. Inwieweit das Sechstor dazu geeignet ist, ist Untersuchungsgegenstand dieser Abhandlung.

Nach einer Einführung in die Funktionsweise der Architektur folgt zu diesem Zweck ein Vergleich, der die Vorteile des additiven Mischansatzes der Sechstortechnologie gegenüber einem ebenfalls passiven, jedoch multiplikativen Mischer zeigt. Anschließend werden für die industrielle Sensorik wichtige Messaufgaben, wie die Frequenzmessung, die hochgenaue Abstandsmessung sowie die Vibrationsanalyse und deren jeweilige Implementierungen mit der Sechstorarchitektur, eingeführt. Außerdem werden verschiedene Fehlereinflüsse untersucht und angepasste Linearisierungs- und Kompensationsstrategien vorgestellt.

Um die Realisierbarkeit der dargestellten Anwendungen zu beweisen, werden ausgewählte Demonstratoren und deren Ergebnisse dargestellt. Diese zeigen für die Abstandsmessung Genauigkeiten von wenigen Mikrometern und für die Frequenzmessung einen relativen Fehler weniger ppm. Darüber hinaus wird auch ein erster Prototyp und dessen optimierter Entwicklungsprozess für einen industriellen Abstandssensor vorgestellt, der auf der Sechstortechnik beruht und eine erste kommerzielle Realisierung dieser Technik für die Abstandsmessung darstellt

ISBN 978-3-96147-068-6

