

Beiträge aus der Elektrotechnik

**Markus Schulz**

**Hochfrequenz-  
Entfernungsmesssystem  
zur Personenortung**

 VOGT

Dresden 2016

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

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek  
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche  
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the  
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2016

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation  
„Hochfrequenzentfernungsmesssystem zur Personenortung“ von Markus  
Schulz überein.

© Jörg Vogt Verlag 2016  
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-002-5

Jörg Vogt Verlag  
Niederwaldstr. 36  
01277 Dresden  
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921  
Telefax: +49-(0)351-31403918  
e-mail: [info@vogtverlag.de](mailto:info@vogtverlag.de)  
Internet : [www.vogtverlag.de](http://www.vogtverlag.de)

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN

HOCHFREQUENZ-  
ENTFERNUNGSMESSSYSTEM  
ZUR PERSONENORTUNG

MARKUS SCHULZ

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der  
Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTORINGENIEURS

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. habil. CZARSKE  
Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. ELLINGER  
Prof. Dr.-Ing. USSMÜLLER

Tag der Einreichung: 16.12.2015  
Tag der Verteidigung: 04.03.2016



*Stay Hungry. Stay Foolish.*

*Steve Jobs, Stanford 2005*



# Kurzfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde als Teil des von der Europäischen Union geförderten Forschungsprojektes LYNCEUS ein Entfernungsmesssystem zur Ortung von Passagieren im Falle eines Schiffsunglücks auf hoher See entwickelt. Durch Verwendung des Radarprinzips mit einem geschalteten Oszillator als preiswertem aktiven Reflektor wird mit kontinuierlicher Messung der Paketumlaufzeit die Distanz zu dem Passagier bestimmt. Das dem entworfenen System zugrundeliegende Konzept wurde bereits in der Literatur durch [Wie03, VG08, Str14] beschrieben und wird in dieser Arbeit erstmals in dem 2,45 GHz-Frequenzband realisiert.

Die in [Str14] vorgestellten Entwurfskriterien für geschaltete Oszillatoren wurden bei einer Betriebsfrequenz von 2,45 GHz angewandt und verifiziert. Die entworfenen Schaltungen wurden in einer SiGe-BiCMOS-Technologie gefertigt. Dabei wurde die niedrigste bisher veröffentlichte eingangsbezogene Rauschleistung von  $-79$  dBm für einen geschalteten Oszillator basierend auf der Topologie des *Common-Base* Colpitts sowie kreuzgekoppelten Oszillators mit einer Ausgangsleistung von 12,3 dBm bzw. 12,6 dBm gemessen. Die Effizienz betrug sowohl für den kreuzgekoppelten SILO als auch für den *Common-Base* Colpitts-SILO 26 %.

Die Theorie des geschalteten Oszillators wurde hinsichtlich des Einflusses von Störsignalen und dem Modulationssignal erweitert. Ein Störsignal beeinflusst das Anschwingverhalten des geschalteten Oszillators derart, dass eine Distanzmessung fehlerhaft ist. Es wurde gezeigt, dass Störsignale im Bereich von 868 MHz, 2,4 GHz und 5,8 GHz aufgrund der hohen Signalleistung keine fehlerfreie Distanzmessung ermöglichen. Es wird daher empfohlen eine Betriebsfrequenz nicht in unmittelbarer Nähe von Störsignalen, wie beispielsweise das 24 GHz-Frequenzband, zu wählen, um den Messfehler zu minimieren und eine genaue Distanzmessung zu ermöglichen.

Weiterhin wurde gezeigt, dass ein phasenkohärentes Anschwingen auf ein empfangenes Injektionssignal durch das Modulationssignal beeinflusst wird. Dabei erfolgt bei geringen Injektionsleistungen kein Anschwingen des Oszillators auf das injizierte Signal, sondern auf das Modulationssignal selbst, wodurch eine genaue Distanzmessung nicht möglich ist. Durch geeignete Beschaltung des Fußpunktstromspiegels mit einer Modulationskapazität wird dieser Effekt verhindert und auch die eingangsbezogene Rauschleistung des geschalteten Oszillators verbessert.

Die Funktionalität des Distanzmesssystems wurde sowohl für den kreuzgekoppelten als auch den *Common-Base* Colpitts-SILO verifiziert. Die Reichweite des Systems beträgt im besten Fall für einen geschalteten Oszillator basierend auf der *Common-Base* Colpitts-Topologie 120 m, bei einer Genauigkeit von 53 cm sowie

---

einer Präzision von 42 cm. Die Ergebnisse hinsichtlich Genauigkeit und Präzision übertreffen die Spezifikation des Projektes demnach bei weitem.

# Abstract

This work presents a distance measurement system for the localization of passengers in the sea in case of a ship sinking emergency. By applying the radar principle together with a switched injection-locked oscillator (SILO) as an active reflector the distance to a passenger can be determined through continuous measurement of the roundtrip time of flight of a chirp signal. The system is based on a concept previously published in [Wie03, VG08, Str14] and for the first time is designed in the 2,45 GHz ISM frequency band.

Criteria for the design of SILOs formulated in [Str14] were applied and verified for the first time at an operating frequency of 2,45 GHz. The designed circuits were manufactured in a SiGe BiCMOS technology. The SILOs are based on a common-base Colpitts and cross-coupled topology and exhibit the lowest published input referred noise power of  $-79$  dBm. The output power is 12,3 dBm and 12,6 dBm, respectively. The efficiency of the cross-coupled as well as *Common-Base* Colpitts SILO is 26 %.

The theory of a SILO was extended towards the influence of interfering signals and the modulation signal. An interfering signal influences the starting behavior of a SILO in a way that a distance measurement leads to incorrect results. It was shown that interfering signals in the ISM frequency bands of 868 MHz, 2,4 GHz and 5,8 GHz don't allow correct distance measurements due to their high output power. Therefore, it is recommended to use an operating frequency of the SILO that is not close to any possible interfering signal, like the ISM band at 24 GHz. This minimizes measurement errors and enables a more accurate distance measurement.

Furthermore, it was shown that a phase coherent start of oscillation to any received signal is influenced by the modulation signal. For injection powers below  $-40$  dBm the oscillator does not start its oscillation due to the injected signal, but to the modulation signal itself. This disables exact distance measurements. Through the use of a modulation capacitor at the base of the tail current source this effect can be minimized and the input referred noise power of the oscillator can be improved.

The functionality of the distance measurement system was also verified for both SILO topologies. The range of the system in the best case scenario with a *Common-Base* Colpitts SILO was 120 m, at an accuracy of 53 cm and a precision of 42 cm. All results regarding accuracy and precision exceed the specification of the system.

# Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich zunächst bei allen Personen bedanken, die mich bis hierhin begleitet und ihren Beitrag zu meiner Entwicklung geleistet haben.

Mein hauptsächlicher Dank gilt meinen Eltern, die mich während des Studiums stets motivierten und auch finanzierten, Herrn Joachim Kiesler, der während der Schulzeit meine Leidenschaft für die Elektrotechnik weckte und mich seitdem fachlich leitet sowie meinen Kommilitonen Matthias Beier und Maria Hering, ohne die ich das Grundstudium der Elektrotechnik nicht innerhalb von vier Semestern erfolgreich absolviert hätte.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Udo Jörges danke ich für seine deutsche Ordnung und Strenge, durch die ich mich stets fachlich und persönlich weiterentwickelte.

Meinen Kollegen am Lehrstuhl danke ich für die fachlichen Anregungen und Freude während der Arbeit.

Ein besonderer Dank gilt Axel Strobel, Christoph Tzschope, Niko Joram und Robert Wolf. Ohne deren fachlichen Beistand hätte das Akquirieren des Wissens für diese Arbeit bei weitem länger gedauert.

Herrn Prof. Dr. sc. techn. habil. Frank Ellinger danke ich für das Wecken meines Interesses für das Gebiet der integrierten Schaltungstechnik sowie für die Möglichkeit diese Doktorarbeit an seinem Lehrstuhl schreiben zu können.

Des Weiteren danke ich der Europäischen Union (EU) für die Unterstützung des Projektes LYNCEUS, das die Grundlage für diese Arbeit bildete. In diesem Zusammenhang möchte ich mich auch bei Dr. Antonis Kalis, Corinne Kassapoglou-Faist und Marianna Vari für die gute Zusammenarbeit in den letzten Jahren bedanken.

Dresden, im Oktober 2015

*Markus Schulz*

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation . . . . .	2
1.2	Anwendungsszenario . . . . .	3
1.3	Zielstellung und Gliederung der Arbeit . . . . .	6
<b>2</b>	<b>Grundlagen der Radartechnik</b>	<b>9</b>
2.1	Klassifikation . . . . .	9
2.2	Frequenzbänder . . . . .	10
2.3	Laufzeit-Messverfahren . . . . .	11
2.4	Genauigkeit und Präzision . . . . .	12
2.5	Grundprinzip eines FMCW-Primärradars . . . . .	13
2.6	Vergleich konventionelles Primär- und SILO-basiertes Sekundärradarsystem . . . . .	18
<b>3</b>	<b>Geschaltete Oszillatoren für Radarsysteme</b>	<b>19</b>
3.1	Betrieb eines geschalteten Oszillators . . . . .	19
3.2	Berechnung des Amplitudenspektrums . . . . .	20
3.3	Grundprinzip eines SILO-basierten Radarsystems . . . . .	25
<b>4</b>	<b>Theorie eines geschalteten Oszillators in einem FMCW-Radarsystem</b>	<b>33</b>
4.1	Einfluss des Modulationssignals auf die Phasenkohärenz . . . . .	33
4.2	Einfluss von Störsignalen auf die Distanzmessung . . . . .	39
4.3	Reichweite des SILO-basierten Radarsystems . . . . .	44
4.4	Zusammenfassung . . . . .	45
<b>5</b>	<b>Entwurf des FMCW-Radarsystems</b>	<b>47</b>
5.1	Halbleitertechnologie . . . . .	47
5.2	Systemüberblick des zu entwerfenden Radarsystems . . . . .	48
5.3	Entwicklung eines kreuzgekoppelten SILO . . . . .	49
5.3.1	Dimensionierung . . . . .	50
5.3.2	Fertigung . . . . .	57
5.3.3	Verifikation . . . . .	60
5.4	Entwurf eines <i>Common-Base</i> Colpitts-SILO . . . . .	68
5.4.1	Dimensionierung . . . . .	70
5.4.2	Verifikation . . . . .	70
5.5	Entwurf einer Frequenzregelung für einen kreuzgekoppelten SILO . . . . .	77
5.5.1	Entwurf einer Phasenregelschleife für den SILO . . . . .	78
5.5.2	Entwurf einer Phasenregelschleife für den Modulationstakt . . . . .	84
5.5.3	Entwurf einer Schaltung zur Einstellung des Tastverhältnisses . . . . .	90

5.5.4	Verifikation . . . . .	92
5.6	Entwurf der Basisstation . . . . .	97
5.7	Prototypenentwurf . . . . .	100
5.7.1	Aktiver Reflektor . . . . .	100
5.7.2	Basisstation . . . . .	102
5.7.3	Koordinator . . . . .	102
5.7.4	Software . . . . .	103
<b>6</b>	<b>Verifikation</b>	<b>105</b>
6.1	Szenario . . . . .	105
6.2	Ergebnisse der Distanzmessung . . . . .	106
6.2.1	Kreuzgekoppelter SILO . . . . .	106
6.2.2	<i>Common-Base</i> Colpitts-SILO . . . . .	107
6.2.3	Zusammenfassung . . . . .	107
6.3	Vergleich mit dem Stand der Technik . . . . .	110
6.3.1	Integrierte Phasenregelschleife für den SILO . . . . .	110
6.3.2	Integrierte geschaltete Oszillatoren . . . . .	111
6.3.3	FMCW-Radarsystem . . . . .	111
<b>7</b>	<b>Schlussfolgerung</b>	<b>115</b>
7.1	Zusammenfassung . . . . .	115
7.2	Ausblick . . . . .	117
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>119</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>125</b>
	<b>Eigene Veröffentlichungen</b>	<b>131</b>
	<b>Abkürzungen und Symbole</b>	<b>133</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>143</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>145</b>
	<b>Curriculum Vitae</b>	<b>151</b>

# 1 Einleitung

Die fortschreitende Entwicklung der Radartechnik seit Veröffentlichung der theoretischen Grundlagen zu elektrischen und magnetischen Feldern durch James Clerk Maxwell im Jahr 1865 ermöglicht eine Vielzahl von Anwendungsgebieten mit industriellem sowie kommerziellem Nutzen [Max65]. Ursprünglich zur Richtungsfindung [Sch11] und Verhinderung von Schiffskollisionen entwickelt [Roh14], später verwendet für die exakte Messung von Distanzen, wird Radartechnik gegenwärtig auch zur Ortung von Personen und Gegenständen eingesetzt [ESP15]. Entsprechend [SSP14] beginnt die Geschichte der Radartechnik mit der experimentellen Bestätigung der maxwellschen Gleichungen gegen Ende des 19. Jahrhunderts durch Heinrich Hertz. Der weitere geschichtliche Verlauf ist sehr vielfältig und findet in der ersten Hälfte des 20. Jahrhunderts nahezu gleichzeitig in Deutschland, Großbritannien, Italien, der Sowjetunion und den USA statt. Die Anstrengungen in den jeweiligen Ländern und infolgedessen auch die Konkurrenz untereinander, insbesondere zu Kriegszeiten, führten zu einer raschen Entwicklung der Radartechnik. Nicola Tesla war um 1900 der Erste, der erkannte, dass man elektromagnetische Wellen ähnlich den Schallwellen aufgrund der Wellenreflexion an einem Objekt zur Bestimmung der Position von bewegten Objekten nutzen kann [SSP14]. Da die Schifffahrtsindustrie zu diesem Zeitpunkt von hoher wirtschaftlicher Bedeutung war, wurden Systeme zur Kollisionsverhinderung insbesondere unter schlechten Wetterbedingungen entwickelt. Zu diesen Systemen gehörte auch das von Christian Hülsmeier im Jahr 1904 entwickelte *Telemobiloskop*. Dieses war ein Dauerstrichradar, welches bei einer Frequenz von 650 MHz betrieben wurde. In [Roh14] wird festgestellt, dass der Einsatz dieses *Telemobiloskops* die Kollision der Titanic mit einem Eisberg im Jahr 1912 verhindert hätte. Anschließend führten die Erkenntnisse von Nicola Tesla und Guglielmo Marconi zu dem ersten fremdfinanzierten Forschungsprojekt der Zeit. Dieses wiederum nutze der Italiener Ugo Tiberio, um die Radargleichung zu formulieren und im Jahr 1935 mit dem *Radio Detector Telemetro* ein erstes frequenzmoduliertes Dauerstrichradar (FMCW) bei 200 MHz erfolgreich in Betrieb zu nehmen. Erst 30 Jahre nach seiner Entwicklung erlangte das *Telemobiloskop* praktische Bedeutung. Es wurde zur Zeit des Zweiten Weltkrieges beispielsweise auf dem Kriegsschiff „Admiral Graf Spee“ für ein Radar bei 350 MHz mit einer Sendeleistung von 8 kW und einer Reichweite von 220 km sowie bei den Bodenstationen „Freya“ und „Würzburg“ mit einer Reichweite von 60 km sowie 160 km eingesetzt. Seit Mitte der fünfziger Jahre wurde Radartechnik hauptsächlich zur Flug- sowie Straßenverkehrsüberwachung verwendet. Der Fortschritt im Bereich der digitalen Technolo-

gien, insbesondere hinsichtlich schnellen Analog-Digital-Konvertern (ADC), Speichern sowie digitalen Signalprozessoren (DSP) und im Feld programmierbaren Logikgatter-Anordnungen (FPGA), ermöglicht aktuell den Einsatz bereits entwickelter Technologien wie beispielsweise passiver Radarsysteme oder Hochfrequenz-Dauerstrichradaren für Anwendung im Bereich der maritimen Verkehrskontrolle, ozeanographischer Untersuchungen und Tsunami-Warnungen [Roh14]. Ein weiteres Anwendungsgebiet, welches mit Radartechnik einhergeht, ist Personenortung. Mit dem Beginn des 21. Jahrhunderts besteht die Möglichkeit ein globales Positionsbestimmungssystem (GPS) zur Navigation und Ortung mit Genauigkeiten unter 10 m zu verwenden [Jor15]. Der Einsatz eines GPS-Empfängers ist jedoch vergleichsweise teuer und bedingt einen hohen Energieverbrauch. Dadurch werden die Laufzeiten von mobilen Geräten eingeschränkt [Str14]. Folglich wird sich im Rahmen dieser Arbeit auf die Entwicklung eines Entfernungsmesssystems basierend auf einem FMCW-Radar fokussiert. Dabei dient das System im praktischen Anwendungsbereich zur Ortung und letztendlich Rettung von sich im Wasser befindenden Personen im Falle eines Schiffsunglücks. Somit stellt die Arbeit einen Bezug zur ursprünglich von Hüllsmeyer erdachten Anwendung von einem Radarsystem für die Sicherheit in der Schifffahrtsindustrie her.

### 1.1 Motivation

Das zu entwickelnde Hochfrequenz-Entfernungsmesssystem basiert auf einem aktiven Reflektor bzw. einem aktiven Transponder. Dabei wird ein empfangenes Signal reflektiert und die reflektierte Signalleistung durch einen geschalteten injektionsgekoppelten Oszillator (SILO) erhöht, um eine höhere Reichweite zu erzielen [VG08]. Der Unterschied eines geschalteten injektionsgekoppelten Oszillators gegenüber einem nicht geschalteten Oszillator ist, dass eine Kopplung des Oszillators auf das empfangene Signal nur bei hohen Signalleistungen erfolgt, da der Oszillator stets im eingeschwungenen Zustand arbeitet [Raz04]. Dementsprechend wird in dieser Arbeit das Konzept des SILO verwendet. Dies ermöglicht einerseits eine höhere Reichweite gegenüber passiven Reflektoren sowie andererseits ein phasenkohärentes Anschwingen auf ein schwaches Eingangssignal [Wie03, VG08, VUMG07]. Das Grundprinzip dieses Systems basiert auf dem Konzept des Superregenerativempfängers [Fre13, MW46, Fri38, Arm24, Rie49, Ins02]. Bei diesem Empfängertyp wird einem Hochfrequenz (HF)-Oszillator ein externes Signal injiziert und periodisch mit einem Modulationssignal geschaltet. Dabei hängt die Anschwingzeit des Oszillators vom Signalpegel des Injektionssignals ab. Weiterhin besteht eine lineare Abhängigkeit zwischen der Phasenlage des anschwingen-

den Oszillators und dem Injektionssignal. Aus diesem Grund kann die Phase eines empfangenen Signals zum Einschaltzeitpunkt des Oszillators abgetastet und durch die Oszillation verstärkt zum ursprünglichen Sender zurückgeschickt werden. Der geschaltete Oszillator verhält sich wie ein regenerativer Verstärker für phasenmodulierte Signale und kann daher als aktiver Reflektor in frequenz- oder phasenmodulierten Radarsystemen verwendet werden [VG08, Str14].

In bisherigen Arbeiten wurden Radarsysteme basierend auf geschalteten Oszillatoren für den Frequenzbereich von 13,56 MHz bis 34,45 GHz als unmoduliertes Dauerstrichradar (CW-Radar) [SKV09, SV11] sowie als FMCW-Radar [Wie03, VUMG07, VG08, WGH<sup>+</sup>10, EFW<sup>+</sup>12, CEWV12] erfolgreich demonstriert.

In der Literatur wurde das Verhalten von injektionsgekoppelten Oszillatoren ausführlich sowohl hinsichtlich des stationären Zustandes [Raz04, Adl46] als auch des Anschwingvorganges [Str14] beschrieben. Darüber hinaus vermittelt [Str14] Kriterien für den Entwurf von geschalteten Oszillatoren für Entfernungsmesssysteme. In [Jor15] werden zusätzlich Kriterien hinsichtlich des Entwurfs einer FMCW-Radar-Basisstation vorgestellt und ein Vergleich für derzeit kommerziell verfügbare Radarsysteme durchgeführt.

Im Rahmen dieser Arbeit wird zunächst auf die gewonnenen Erkenntnisse aus [Str14] eingegangen und diese hinsichtlich der Beeinflussung der Phasenkohärenz durch das Modulationssignal erweitert. Weiterhin wird der Einfluss von Störsignalen, wie beispielsweise *Wireless Local Area Network* (WLAN), auf das phasenkohärente Anschwingverhalten des geschalteten Oszillators beschrieben. Hauptsächlich wird in der Arbeit der Systementwurf eines FMCW-Radars zur Distanzmessung im maritimen Bereich veranschaulicht.

## 1.2 Anwendungsszenario

Diese Arbeit wurde im Rahmen des von der Europäischen Union finanzierten Forschungsprojektes LYNCEUS mit dem Titel *People localization for safe ship evacuation during emergency* „Personenortung für eine sichere Schiffsevakuierung im Notfall“ durchgeführt. Dabei wurde ein verteiltes drahtloses Sensornetzwerk entwickelt, welches den Schiffsoffizieren im Falle einer Evakuierung des Schiffes erlaubt die Position jedes Passagiers sowohl auf dem Schiff als auch über Bord zu ermitteln. Darüber hinaus war es möglich in Echtzeit sowohl den Zustand des Schiffes als auch den gesundheitlichen Zustand der Passagiere zu erfahren. In diesem Projekt waren mehrere Partner mit verschiedenen Expertisen involviert:

- *TALOS, Zypern* koordiniert das Projekt.

- *SEPVE, Griechenland* verfasst das Trainingsmaterial für eine effektive Schulung der Schiffsbesatzung mit den Projektergebnissen.
- *Safe Marine, Italien* installiert und wartet Brandmelde- und Sicherheitsanlagen auf Schiffen.
- *G. G. Dedalos, Zypern* entwickelt und produziert das unbemannte Flugzeug (UAV).
- *OptionsNet, Griechenland* programmiert die Visualisierung des Personenortungssystems auf dem Schiff.
- *Canepa & Campi, Italien* stellt hauptsächlich Rettungswesten für die Schifffahrtsindustrie her.
- *ETEK, Zypern* ist der Hauptverband aller Ingenieure auf Zypern und fördert verschiedene Forschungsvorhaben.
- *ATEVAL, Spanien* ist ein industrieller Verband von ungefähr 470 Textilfirmen und bietet hauptsächlich Schulungen im maritimen Bereich an.
- *Foro Maritimo Vasco, Spanien* ist ein industrieller Verband zur Unterstützung der maritimen Forschungs- und Handelsaktivitäten in Nordspanien.
- *SignalGeneriX, Zypern* ist ein Forschungs- und Entwicklungsunternehmen sowie der technische Projektkoordinator des Projektes
- *CSEM, Schweiz* ist ein Forschungs- und Entwicklungsinstitut und im Projekt zuständig für die Entwicklung des Ortungssystems auf dem Schiff.
- *TUD, Deutschland* ist zuständig für die Entwicklung des Entfernungsmesssystems über Bord.
- *MARINEM, Zypern* ist ein Verband zur Unterstützung von Forschung, Entwicklung und Bildung in Zypern.
- *LOUIS, Griechenland* ist ein Kreuzfahrtschiff-Unternehmen im Mittelmeerraum, auf dessen Schiffen die ersten Prototypen des Ortungssystems installiert und getestet werden.
- *Lloyd's Register, England* ist eine Schiffs-Klassifikationsgesellschaft, welche sich im Rahmen des Projektes mit der Standardisierung und Zulassung der entwickelten Technologien beschäftigt.

Tabelle 1.1: Zusammenfassung der Spezifikation des Radarsystems

Bezeichnung	Wert
Bandmittenfrequenz	2,45 GHz
Systembandbreite	100 MHz
Ausgangsleistung	14 dBm
Modulationsfrequenz	10 MHz
Einschaltzeit	(1 – 10) ns
DC-Verlustleistung	< 210 mW
Präzision	< 10 m
Genauigkeit	< 10 m
Reichweite	> 100 m
Batteriekapazität	> 1680 mWh

Für die schnelle Rettung von Passagieren von einem Schiff oder aus dem Wasser während eines Notfalls ist es von hoher Bedeutung die exakte Position des Passagiers und teilweise seine vitalen Funktionen zu kennen. Auf dem Schiff kann das Rettungspersonal gezielt nach vermissten Passagieren suchen und diese direkt in die Rettungsboote bringen [FKB<sup>+</sup>14]. Über Bord ist es wichtig, auch unter schlechten Wetterbedingungen, einen weit abgetriebenen Passagier zu orten und dessen Position für eine Evakuierung zügig an eine Rettungsstelle weiterzuleiten. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Analyse und der Entwurf des über Bord Entfernungsmesssystems als Teil des Personenortungssystems beschrieben. Dieses besteht aus einem sich kontinuierlich auf einer definierten Suchstrecke fortbewegenden UAV, einer Basisstation auf dem UAV, einem SILO-basierten aktiven Reflektor, integriert in die Rettungsweste des Passagiers sowie einem Koordinator auf dem Schiff. In Tabelle 1.1 ist die Spezifikation für den Entwurf des Entfernungsmesssystems als Richtlinie für den zu entwerfenden Frequenzbereich, die Reflektorausgangsleistung sowie die maximale Gleichstrom (DC)-Verlustleistung angegeben. Die Spezifikationen hinsichtlich des Frequenzbandes und der Reflektorausgangsleistung orientieren sich dabei an der Regulierung der Deutschen Bundesnetzagentur [Bun11] in den zur Verfügung stehenden Frequenzbändern für industrielle, naturwissenschaftliche und medizinische Anwendungen (ISM). Die weiteren Angaben wurden zu Beginn des Projekts in Zusammenarbeit mit den Projektpartnern erstellt. Anhand dieser Spezifikation erfolgt der Entwurf des Entfernungsmesssystems.

### 1.3 Zielstellung und Gliederung der Arbeit

In dieser Arbeit wird die Analyse und der Entwurf eines FMCW-Radarsystems zur Distanzmessung als Teil eines Positionierungssystems beschrieben. Die Weiterentwicklung des Entfernungsmesssystems zu einem Positionierungssystem mit dafür benötigten Triangulationsalgorithmen wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht untersucht. Dementsprechend ist die Arbeit in folgende wesentliche Aspekte unterteilt:

- Theoretische Grundlagen: Aufbauend auf den Erkenntnissen von [Wie03, VG08, Str14] wird die Theorie der Phasenabtastung unter Beeinflussung des Modulationssignals erweitert. Darüber hinaus wird der Einfluss von Störsignalen auf das Phasenabtastverhalten und den Fehler der Distanzmessung untersucht.
- Entwurf: Mit den in [Str14] beschriebenen Entwurfskriterien werden geschaltete Oszillatoren basierend auf zwei verschiedenen Topologien strukturiert entworfen. Weiterhin wird der Entwurf eines selbstregelnden geschalteten Oszillators sowie der Basisstation des FMCW-Radarsystems detailliert beschrieben.
- Verifikation: Basierend auf dem Entwurf der geschalteten Oszillatoren und den daraus hergestellten Prototypen eines aktiven Reflektors wird gemeinsam mit der entworfenen Basisstation ein Entfernungsmesssystem entwickelt. Die einzelnen Komponenten werden separat charakterisiert und im Systemverbund untersucht.

Entsprechend der Teilaspekte ist die Arbeit wie folgt gegliedert. In Kapitel 2 werden die Grundlagen des FMCW-Radars beschrieben und anhand eines Sekundärradars erläutert. Anschließend wird in Kapitel 3 die Funktionsweise eines geschalteten Oszillators aufbauend auf den bisherigen Erkenntnissen als Baugruppe und in Verwendung in einem FMCW-Radarsystem erläutert. Weiterhin wird die Theorie zur Phasenabtastung unter Einfluss des Modulationssignals erweitert. In Abschnitt 4.2 wird der Einfluss eines Störsignals auf das Phasenabtastverhalten des geschalteten Oszillators und den Distanzmessfehler beschrieben. Im Hauptteil dieser Arbeit (Kapitel 5) wird der Entwurf und die Verifikation von einem gekoppelten SILO sowie einem *Common-Base* Colpitts-SILO basierend auf der in Tabelle 1.1 vorgestellten Spezifikation beschrieben. In Abschnitt 5.3 wird detailliert auf den Entwurf eines selbstregelnden SILO eingegangen. Dieser besteht aus einem Phasenregelkreis (PLL) sowohl für die Resonanzfrequenz des SILO als auch

für den Modulationstakt. Darüber hinaus wird der Entwurf der Basisstation bestehend aus Hochfrequenz *Front-End*, analoger sowie digitaler Signalverarbeitung und Kommunikation basierend auf Frequenzumtastung (FSK) beschrieben. Weiterhin wird der Prototypenentwurf für das komplette Radarsystem erläutert. Im Anschluss wird in Kapitel 6 das Hochfrequenzentfernungsmesssystem verifiziert. Abschließend werden die entworfenen Schaltungen und das entworfene Radarsystem mit dem Stand der Technik verglichen sowie die Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick gegeben.



## 2 Grundlagen der Radartechnik

### 2.1 Klassifikation

RADAR ist die Abkürzung für „**R**adio **A**ircraft **D**etection and **R**anging“ und wird in Primär- sowie Sekundärradar unterteilt. Bei einem Primärradar erfolgt das Rücksenden des Radarsignals ausschließlich durch die passive Reflexion von einem Zielobjekt [IEE90]. Die Freiraumdämpfung  $F_{L,2d}$  wird berechnet mit:

$$F_{L,2d} = F_{L,d}^2 = \left( \frac{4\pi fd}{c} \right)^4. \quad (2.1)$$

In einem Sekundärradarsystem wird das Radarsignal am Zielobjekt empfangen und verarbeitet. Das Zielobjekt ist in diesem Fall ein Transponder, welcher ein verstärktes Signal zurücksendet. Da hierbei ein eigenes Signal vom Transponder zur Basisstation gesendet wird, ergibt sich nur ein Pfadverlust bezogen auf die Sendeleistung von der Basisstation zum Transponder und zurück von:

$$F_{L,d} = \frac{P_{BS,TX}}{P_{BS,RX}} = \left( \frac{4\pi fd}{c} \right)^2. \quad (2.2)$$

In einem Sekundärradar sind somit bei gleichen Signalleistungen höhere Reichweiten möglich. Eine weitere Einteilung der Radarsysteme erfolgt in Puls- sowie Dauerstrichradar. Bei einem Pulsradar wird die Signallaufzeit zwischen dem Senden eines Pulses und dem empfangenen Echo ausgewertet. Dieses System wird hauptsächlich als Rundstrichradar zur Überwachung von Schiffs- und Flugverkehr eingesetzt. Pulsradarsysteme werden weiterhin hinsichtlich der Art des Pulses unterschieden. Hingegen wird bei einem Dauerstrichradar ein kontinuierliches Radarsignal verwendet. Dieses System wird in unmoduliertes (CW) und moduliertes (FMCW) Dauerstrichradar unterschieden. Bei einem CW-Radar wird ein Signal mit konstanter Frequenz zu einem sich bewegenden Zielobjekt geschickt und dort reflektiert. Das Echosignal unterscheidet sich in der Basisstation vom ursprünglichen Radarsignal nur durch eine Dopplerfrequenz:

$$f_d \approx \frac{2v_r}{\lambda}. \quad (2.3)$$

Durch die Periodizität des Sinussignals kann keine absolute Entfernungsmessung erfolgen. Somit wird ein CW-Radar hauptsächlich zur Geschwindigkeitsmessung eingesetzt. Bei einem FMCW-Radar wird ein linear frequenzmoduliertes Radarsignal verwendet. Durch Messung der Frequenzdifferenz zwischen Sende- und Emp-

Tabelle 2.1: Übersicht der Radartechnik-Frequenzbänder [Bun11, Bun15, IEE03]

Bezeichnung	Frequenzband	ISM-Band	
		Frequenzbereich	Ausgangsleistung
HF	(3 – 30) MHz		
VHF	(30 – 300) MHz		
UHF	(300 – 1000) MHz	(433 – 434) MHz (868 – 870) MHz	10 dBm (7 – 27) dBm
L	(1 – 2) GHz		
S	(2 – 4) GHz	(2,4 – 2,45) GHz	14 dBm
C	(4 – 8) GHz	(5,725 – 5,875) GHz	20 dBm
X	(8 – 12) GHz		
Ku	(12 – 18) GHz		
K	(18 – 27) GHz	(24 – 24,25) GHz	20 dBm
Ka	(27 – 40) GHz		
V	(40 – 75) GHz	(61 – 61,5) GHz	20 dBm
W	(75 – 110) GHz		
mm	(110 – 300) GHz	(122 – 123) GHz	20 dBm
		(244 – 256) GHz	20 dBm

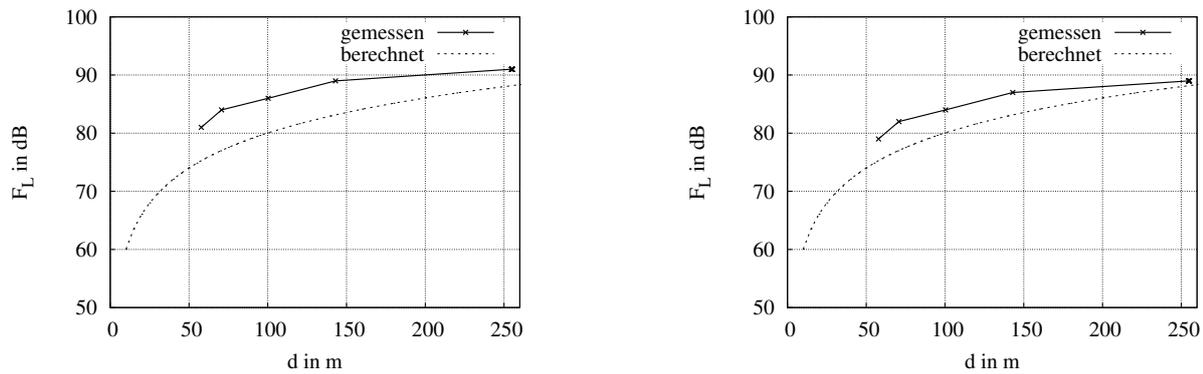
fangssignal ist eine absolute Entfernungsmessung möglich.

## 2.2 Frequenzbänder

In Tabelle 2.1 werden mögliche zu verwendende Radarfrequenzen in der für Radartechnik üblichen Buchstaben-Kennzeichnung sowie die für diese Anwendung möglichen ISM-Bänder und die entsprechenden erlaubten Signalleistungen zusammengefasst.

Für die Entwicklung eines Radarsystems im maritimen Industriebereich ist der Einfluss von Wasser auf das Radarsignal sowie der Einfluss von schlechten Wetterbedingungen durch Nebel oder Regen zu untersuchen. Entsprechend [Bog89, Rad15] kann der Einfluss von Nebel und Regen bei Frequenzen unterhalb von 3 GHz vernachlässigt werden.

In Tabelle 1.1 wurde die Mittenfrequenz des zu entwickelnden Systems auf 2,45 GHz spezifiziert. Um den Einfluss von Wasser auf die Freiraumdämpfung



(a) Antenne 1,4 m über dem Wasserspiegel

(b) Antenne 0,1 m über dem Wasserspiegel

Abbildung 2.1: Messergebnisse der Untersuchung des Wassereinflusses auf die Freiraumdämpfung bei 2,4 GHz [Vor13]

einer elektromagnetischen Welle bei dieser Frequenz zu erfahren, wurden zu Beginn des Projektes entsprechende Messungen durchgeführt. Dabei wurde ein Radarsignal von einem Heißluftballon aus einer Höhe von 50 m gesendet. Die Höhe des Heißluftballons entspricht der Höhe des UAV bei einem Rettungsflug. Dieses Signal wurde auf einem Boot mit einer Antenne in 1,4 m Höhe über dem Wasserspiegel und mit einer an einer Rettungsweste befestigten Antenne 10 cm über dem Wasserspiegel gemessen. Abbildungen 2.1(a) und 2.1(b) zeigen, dass bei großen Entfernungen vom Sender zum Empfänger nur geringe Differenzen in den gemessenen Freiraumdämpfungen im Vergleich zum idealen Modell bestehen.

## 2.3 Laufzeit-Messverfahren

Zur Messung der Laufzeit eines Radarsignals zum Zielobjekt und zurück stehen die Messverfahren *time of arrival (TOA)*, *roundtrip time of flight (RTOF)* und *time difference of arrival (TDOA)* zur Verfügung [VWG<sup>+</sup>03]. Um die Anforderungen an eine Zeitsynchronisation zwischen Basisstation und Transponder für eine hohe Genauigkeit gering zu halten, wird als Laufzeitmessverfahren RTOF verwendet. Im Gegensatz zu TOA sind die Anforderungen an eine hochpräzise Zeitsynchronisation zwischen Basisstation und Transponder geringer. Darüber hinaus ist bei dem gewählten System als Sekundärradar keine Zeitsynchronisation notwendig, da nur eine vernachlässigbare Verzögerung zwischen dem Empfang und dem Senden des Radarsignals am Transponder vorhanden ist.

## 2.4 Genauigkeit und Präzision

Zur Charakterisierung eines Abstandsmesssystems dienen der absolute Messfehler, die Genauigkeit und die Präzision. Diese Begriffe werden in Kapitel 6 verwendet und dementsprechend nachfolgend definiert [Str14, Jor15]. Es wird zunächst davon ausgegangen, dass bei einer Distanzmessung die Aufnahme der Messreihe an  $M$  verschiedenen Positionen mit je  $K$  Einzelmessungen durchgeführt wird. Die gemessene Position wird mit  $x_m$  beschrieben. Die Referenzposition ist durch  $x_0$  gekennzeichnet.

### Absoluter Messfehler

Der absolute Messfehler  $r$  ist die Abweichung eines Messwertes  $x_m$  vom wahren Messwert  $x_0$  eines Referenzsystems.

$$r = x_m - x_0 \quad (2.4)$$

Als Mittelwert der Messwerte einer Messreihe wird der mittlere Messwert  $\overline{x_m}$  definiert.

$$\overline{x_m} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K x_m \quad (2.5)$$

### Genauigkeit

Die Genauigkeit wird beschrieben durch die Standardabweichung von  $K$  einzelnen Messungen zur Referenzposition. Diese Größe nimmt somit Bezug zur wahren Position.

$$\sigma_g = \sqrt{\frac{1}{K-1} \sum_{i=1}^K (x_{m,i} - x_0)^2} \quad (2.6)$$

Als Mittelwert der Genauigkeiten an  $M$  verschiedenen Messpositionen wird die mittlere Genauigkeit  $\overline{\sigma}_g$  definiert.

$$\overline{\sigma}_g = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sigma_{g,i} \quad (2.7)$$

### Präzision

Die Standardabweichung von  $K$  einzelnen Messungen an einer Messposition zum Mittelwert aller Einzelmessungen wird als Präzision bezeichnet und kennzeichnet die Wiederholgenauigkeit einer Messung unter gleichen Bedingungen.

$$\sigma_p = \sqrt{\frac{1}{K-1} \sum_{i=1}^K (x_{m,i} - \bar{x}_m)^2} \quad (2.8)$$

Als Mittelwert der Präzision an  $M$  verschiedenen Messpositionen wird die mittlere Präzision  $\bar{\sigma}_p$  definiert.

$$\bar{\sigma}_p = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sigma_{p,i} \quad (2.9)$$

## 2.5 Grundprinzip eines FMCW-Primärradars

Die nachfolgende Beschreibung dient als Einführung in das Gebiet der Distanzmessung mit einem Radarsystem entsprechend [Str14, Jor15]. Das FMCW-Radar beruht dabei auf einem Primärsystem und ist in Abbildung 2.2(a) dargestellt. Das System besteht aus einer Basisstation sowie einem Zielobjekt, welches sich im Abstand  $d_0$  vom Sender befindet und das empfangene Radarsignal reflektiert. Der Sendepfad der Basisstation besteht aus einem Rampengenerator, um ein Rampensignal zu erzeugen, einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), einem Leistungsverstärker (PA) und einer Sendeantenne. Der Empfangspfad wiederum besteht aus einem rauscharmen Verstärker (LNA), einem Mischer, einer analogen Basisbandverarbeitung bestehend aus einem Filter und einem Verstärker, einem ADC sowie letztendlich einem DSP. Als Signalprozessor wird in diesem Fall ein FPGA zur Berechnung der Distanz aus dem Frequenzspektrum verwendet. Entsprechend Abbildung 2.2(b) sendet die Basisstation innerhalb der Rampendauer  $T_r$  eine lineare Frequenzrampe mit dem Rampengradienten  $\mu$

$$\mu = \frac{B_r}{T_r} \quad (2.10)$$

beginnend bei der Frequenz  $f_0$  mit einer Bandbreite  $B_r$  (Gleichung 2.11). Die Kreisfrequenz der Rampe  $\omega(t)$  zu einem bestimmten Zeitpunkt ist:

$$\omega(t) = \omega_0 + 2\pi\mu t. \quad (2.11)$$

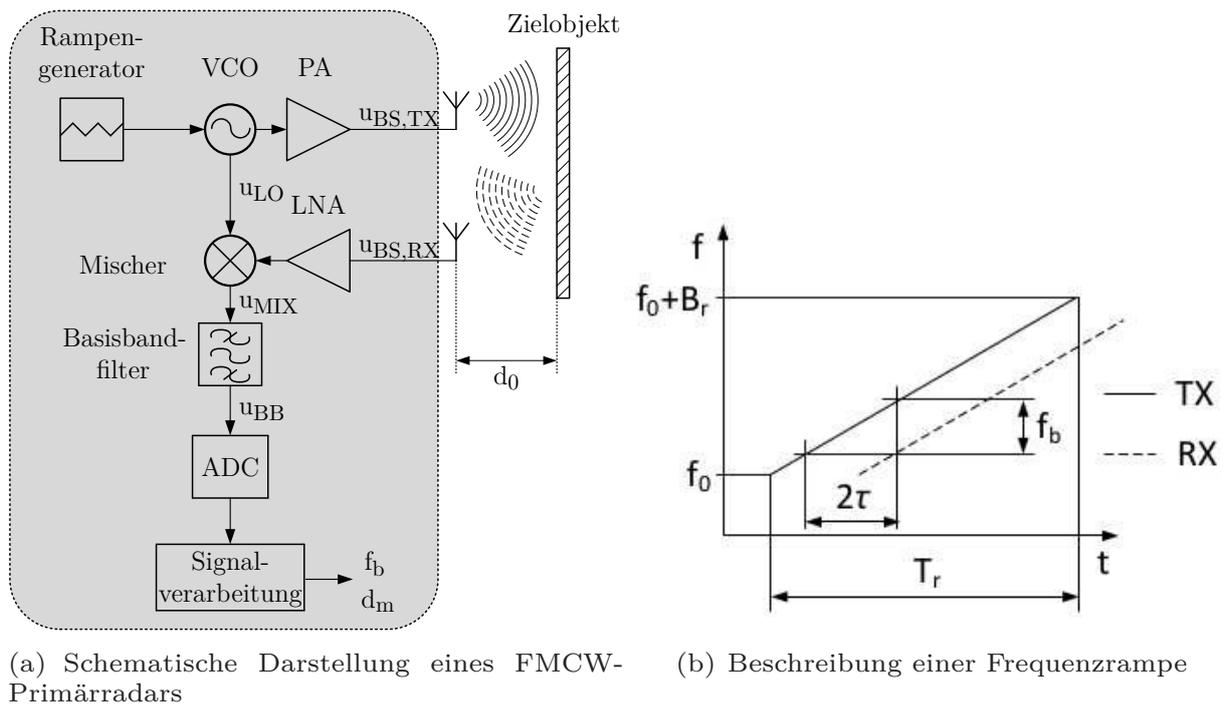


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung eines passiven FMCW-Radarsystems sowie Beschreibung einer Frequenzrampe

Das von der Basisstation gesendete Signal  $u_{BS,TX}$  wird im Zeitbereich mit

$$\begin{aligned}
 u_{BS,TX}(t) &= \hat{U}_{BS,TX} \cdot \cos\left(\int_0^t \omega(t') dt'\right) \\
 &= \hat{U}_{BS,TX} \cdot \cos(\omega_0 t + \pi \mu t^2)
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

mathematisch beschrieben. Dabei ist die Amplitude sowohl von  $u_{BS,TX}$  als auch von allen nachfolgenden Spannungssignalen auf die Referenzimpedanz  $R_{ref} = 50 \Omega$  bezogen.

Das Signal wird von der Basisstation mit der Amplitude  $\hat{U}_{BS,TX}$  zum Zielobjekt gesendet und an diesem reflektiert. Dabei benötigt das Signal für die zu messende Distanz  $d_m$  die Signallaufzeit  $\tau$

$$\tau = \frac{d_m}{c}.
 \tag{2.13}$$

Gleichzeitig wird das Signal durch die Freiraumdämpfung sowohl auf dem Weg zum Objekt als auch zurück gedämpft und entsprechend der Eigenschaft der ge-

wählten Antenne um den Antennengewinn  $G_{A,BS}$  verstärkt (Gleichung 2.14).

$$\begin{aligned}
 G_{A,BS} &= \frac{P_{ANT,TX}}{P_{BS,TX}} \\
 F_{L,d} &= \frac{P_{ANT,TX}}{P_{AR,RX}} \\
 P_{BS,RX} &= P_{BS,TX} \cdot \frac{G_{A,BS}}{F_{L,d}} \cdot \frac{G_{A,BS}}{F_{L,d}} \\
 &= P_{BS,TX} \cdot G_{A,BS}^2 \cdot \frac{1}{F_{L,d}^2} \\
 \hat{U}_{BS,RX} &= \hat{U}_{BS,TX} \cdot \frac{G_{A,BS}}{F_{L,d}}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Das empfangene Zeitsignal an der Basisstation ist:

$$u_{BS,RX}(t) = \frac{G_{A,BS}}{F_{L,d}} \cdot \hat{U}_{BS,TX} \cdot \cos [\omega_0(t - 2\tau) + \pi\mu(t - 2\tau)^2]. \tag{2.15}$$

Dieses Signal wird in der Basisstation zunächst mit einem LNA verstärkt, mit dem ursprünglichen Rampensignal multipliziert und anschließend mit einem Tiefpass gefiltert. Bei der Signalmultiplikation wird angenommen, dass das Rampensignal den Mischer in die Sättigung treibt, sodass die Ausgangsamplitude des Mixers nur von dem Produkt aus Amplitude des empfangenen Signals und dem Mischgewinn  $G_{MX}$  abhängt.

$$\begin{aligned}
 u_{MIX}(t) &= s_{LO}(t) \cdot u_{BS,RX}(t) \\
 &= \sqrt{G_{MX} \cdot G_{LNA}} \cdot \frac{G_{A,BS}}{F_{L,d}} \cdot \hat{U}_{BS,TX} \cdot \cos(\omega_0 t + \pi\mu t^2) \\
 &\quad \cdot \cos(\omega_0(t - 2\tau) + \pi\mu(t - 2\tau)^2) \\
 &= \hat{U}_{MIX} \cdot [\cos(2\omega_0\tau + 4\pi\mu\tau t - 4\pi\mu\tau^2) \\
 &\quad + \cos(2\omega_0 t - 2\omega_0\tau + 2\pi\mu t^2 - 4\pi\mu\tau t + 4\pi\mu\tau^2)]
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

Das Basisbandzeitsignal wird anschließend durch Tiefpassfilterung mit einer geeigneten Grenzfrequenz  $f_g$  zur Unterdrückung der Frequenzanteile bei der doppelten Oszillationsfrequenz berechnet. Das gefilterte Signal enthält somit nur eine *beat-*

Frequenz ( $f_b = 2\mu\tau$ ) und einen zusätzlichen Phasenterm  $\phi_{\text{filt}}$  (Gleichung 2.17).

$$\begin{aligned}
 u_{\text{BB}}(t) &= \hat{U}_{\text{MIX}} \cdot \cos(4\pi\mu\tau t + 2\omega_0\tau - 4\pi\mu\tau^2) \\
 &= \hat{U}_{\text{MIX}} \cdot \cos(2\pi f_b t + \phi_{\text{filt}}) \\
 \hat{U}_{\text{MIX}} &= \frac{1}{2} \cdot \sqrt{G_{\text{MX}} \cdot G_{\text{LNA}}} \cdot \frac{G_{\text{A,BS}}}{F_{\text{L,d}}} \cdot \hat{U}_{\text{BS,TX}}
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

Die *beat*-Frequenz wird durch einen Messvorgang von der Dauer  $T_r$  aus der Fouriertransformierten des Zeitsignals und nachfolgender Maximumsuche bestimmt. Aufgrund der direkten Proportionalität zwischen Umlaufzeit und *beat*-Frequenz berechnet sich die Distanz mit:

$$d_m = \frac{c}{2\mu} f_b. \tag{2.18}$$

Der endliche Messvorgang mit der Dauer der Frequenzrampe  $T_r$  wird mathematisch durch eine Multiplikation des Basisbandzeitsignals mit einer Rechteckfensterfunktion beschrieben. Zur Berechnung des Distanz- sowie Frequenzspektrums wird nachfolgend zunächst die Fouriertransformierte des gemessenen Basisbandzeitsignals berechnet.

$$\begin{aligned}
 U_{\text{BB}}(f) &= \mathfrak{F}\{\cos(2\pi f_b t + \phi_{\text{filt}})\} * \mathfrak{F}\left\{\text{rect}\left[\frac{t - \frac{T_r}{2}}{T_r}\right]\right\} \\
 &= \frac{\hat{U}_{\text{MIX}}}{2} \cdot \{e^{j\phi_{\text{filt}}} \cdot \delta(f - f_b) + e^{-j\phi_{\text{filt}}} \cdot \delta(f + f_b)\} \\
 &\quad * T_r \text{sinc}[fT_r] e^{-j2\pi f \frac{T_r}{2}} \\
 &= \frac{\hat{U}_{\text{MIX}}}{2} \cdot T_r \left\{ e^{j\left(\phi_{\text{filt}} - 2\pi(f - f_b)\frac{T_r}{2}\right)} \cdot \text{sinc}[T_r(f - f_b)] \right. \\
 &\quad \left. + e^{-j\left(\phi_{\text{filt}} + 2\pi(f + f_b)\frac{T_r}{2}\right)} \cdot \text{sinc}[T_r(f + f_b)] \right\}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Anhand von Gleichung 2.20 ist ersichtlich, dass die Basisbandfrequenz eine Funktion der Distanz ist.

$$f(d) = \mu \frac{2d}{c} \tag{2.20}$$

Somit ergibt sich aus dem Frequenzspektrum (Gleichung 2.19) folgendes Distanz-

spektrum:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{BB}}(d) = & \frac{\hat{U}_{\text{MIX}}}{2} \cdot T_r \left\{ e^{j\left(\phi_{\text{flit}} - 2\pi \frac{B_r}{c}(d - d_m)\right)} \cdot \text{sinc} \left[ 2 \frac{B_r}{c}(d - d_m) \right] \right. \\
 & \left. + e^{-j\left(\phi_{\text{flit}} + 2\pi \frac{B_r}{c}(d + d_m)\right)} \cdot \text{sinc} \left[ 2 \frac{B_r}{c}(d + d_m) \right] \right\}. \quad (2.21)
 \end{aligned}$$

Anhand Gleichungen 2.19 und 2.20 können Rückschlüsse auf die Multipfadauflösung gezogen werden. In [Jor15, WSJ<sup>+</sup>11] wurden umfangreiche Berechnungen zum Multipfadeinfluss durchgeführt. Unter Multipfadauflösung versteht man den Einfluss von mehreren reflektierenden Objekten auf die Distanzmessung mit einem FMCW-Radarsystem. Aufgrund von Reflexionen können die Maxima der Hauptkeulen der sinc-Funktionen nur voneinander getrennt werden, wenn deren Abstand größer ist als die halbe Bandbreite der Hauptkeulen. Somit ist die Breite der Hauptkeule der sinc-Funktion ein Maß für die Auflösungseigenschaften eines FMCW-Radarsystems unter Multipfadeinfluss. Diese ist im Frequenzspektrum abhängig von der Messzeit bzw. Rampendauer  $T_r$  und im Distanzspektrum von der Rampenbandbreite  $B_r$ . Eine Erhöhung beider führt zu schmaleren Hauptkeulen und folglich höherer Multipfadauflösung. Die Auflösungsgrenze beträgt somit  $\Delta d_{\text{MP,grenz}} = \frac{c}{2B_r}$  [Str14]. Für das zu entwerfende Radarsystem beträgt die Multipfad-Auflösungsgrenze 1,5 m.

Bei praktischen Messvorgängen ist aufgrund der Abtastung des zeitkontinuierlichen Basisbandsignals mit einem ADC eine kontinuierliche Fouriertransformation nicht möglich. Es wird demzufolge eine zeitdiskrete Fouriertransformation (DFT) mit dem Algorithmus der schnellen Fouriertransformation (FFT) und dem *Hanning*-Fenster als Fensterfunktion durchgeführt. Die FFT berechnet ein symmetrisches Frequenzspektrum im Bereich von  $-\frac{f_s}{2}$  bis  $\frac{f_s}{2}$ . Dabei ist die Abtastfrequenz  $f_s$  so zu wählen, dass das Nyquistkriterium hinsichtlich der *beat*-Frequenz für die maximal zu messende Distanz eingehalten wird.

$$f_s > 2f_b(d_{\text{max}}) = 4 \frac{B_r}{cT_r} d_{\text{max}} \quad (2.22)$$

Die Anzahl der FFT-Punkte wird bestimmt, sodass die sinc-Funktion aus dem Frequenzspektrum fehlerfrei rekonstruiert werden kann. Nach [Sha49] wird die Anzahl der Abtastpunkte aus der Abtastfrequenz sowie Messdauer mit Gleichung 2.23 bestimmt.

$$NFFT \geq 2f_g T_r \quad (2.23)$$

Bei einer zu messenden Distanz von 1 km und einer daraus resultierenden Filter-

bandbreite im Basisband von  $f_g = 2$  MHz um die Modulationsfrequenz entspricht dies näherungsweise einer Anzahl von 40000 Abtastpunkten. Es ist folglich eine FFT mit der nächsthöheren binären Anzahl von Abtastpunkten ( $2^{16}$ ) zu verwenden und aufgrund der zusätzlichen Abtastpunkte an den Zeitvektor eine entsprechende Folge von Nullen anzuhängen (*Zero-Padding*). Für diesen Fall beträgt die Frequenzschrittweite:

$$\Delta f = \frac{f_s}{NFFT} = 610 \text{ Hz.} \quad (2.24)$$

### 2.6 Vergleich konventionelles Primär- und SILO-basiertes Sekundärradarsystem

Ein FMCW-Radarsystem basierend auf einem geschalteten Oszillator als aktivem Transponder kombiniert die Vorteile sowohl eines Primärradarsystems als auch eines Sekundärradarsystems. Im Gegensatz zu einem standardmäßigen Sekundärradarsystem entfällt durch die Verwendung eines aktiven Reflektors die Notwendigkeit zur exakten Zeitsynchronisation zwischen Basisstation und Transponder. Dies verringert die Komplexität des Systems. Weiterhin ist aufgrund der Modulation des Oszillators eine Identifikation verschiedener Objekte möglich. Die Reichweite des Systems ist durch die Regeneration des empfangenen Radarsignals größer als bei einem Primärsystem, in dem der Pfadverlust in vierter Potenz von der Distanz abhängt (Gleichung 2.1). Ein weiterer Vorteil ist die geringere Leistungsaufnahme des SILO-basierten aktiven Reflektors im Vergleich zu dem konventionellen aktiven Reflektor eines FMCW-Sekundärsystems. Im nachfolgenden Kapitel wird das Prinzip des geschalteten Oszillators als einzelne Baugruppe und im Einsatz eines SILO-basierten FMCW-Radarsystems beschrieben.