

Axel Strobel

Geschaltete Oszillatoren für Hochfrequenz-  
Entfernungsmesssysteme



Beiträge aus der Elektrotechnik

**Axel Strobel**

**Geschaltete Oszillatoren  
für Hochfrequenz-  
Entfernungsmesssysteme**

 VOGT

Dresden 2014

Bibliografische Information der Deutschen Bibliothek

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

Bibliographic Information published by the Deutsche Bibliothek

The Deutsche Bibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliografie; detailed bibliographic data is available in the internet at <http://dnb.ddb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2014

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation „Geschaltete Oszillatoren für Hochfrequenz-Entfernungsmesssysteme“ von Axel Strobel überein.

© Jörg Vogt Verlag 2014

Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-938860-71-7

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

GESCHALTETE OSZILLATOREN  
FÜR HOCHFREQUENZ-  
ENTFERNUNGSMESSSYSTEME

AXEL STROBEL

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. PLETTEMEIER

Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. habil. Dipl. Betriebswiss. Frank ELLINGER  
Prof. Dr.-Ing. Martin VOSSIEK

Tag der Einreichung: 27.06.2013

Tag der Verteidigung: 13.02.2014



*Für meine Familie*



# Kurzfassung

Das dieser Arbeit zugrundeliegende Konzept eines frequenzmodulierten Dauerstrich-Sekundärradarsystems mit geschalteten Oszillatoren wurde bereits in der Literatur beschrieben [1, 2, 3]. Die darin beobachtete Phasenkohärenz zwischen einem Injektionssignal und dem Ausgangssignal von geschalteten Oszillatoren wird hier analytisch hergeleitet und durch Systemsimulationen bestätigt. Es wird gezeigt, dass sich eine hohe Güte und eine niedrige Entdämpfung des Resonanzkreises positiv auf die Phasenkohärenz auswirken. Damit werden erstmals Entwurfskriterien für eine gezielte Optimierung von geschalteten Oszillatoren zur Phasenregeneration abgeleitet.

Die Theorie der Phasenabtastung wird auf verrauschte Injektionssignale erweitert. Es wird gezeigt, dass die phasenkohärente Ausgangsleistung von geschalteten Oszillatoren für große Injektionsleistungen näherungsweise unabhängig von dieser ist. Für kleine Injektionsleistungen existiert ein linearer Zusammenhang zwischen der phasenkohärenten Ausgangsleistung und der Leistung des Injektionssignals. Die Grenze zwischen diesen beiden linearen Bereichen wird durch die Quellimpedanz der Injektionsquelle sowie dem Verhältnis von Resonanzfrequenz und Güte des Resonanzkreises bestimmt. Eine höhere Güte des Resonanzkreises erhöht die Sensitivität von geschalteten Oszillatoren in Bezug auf die Phasenabtastung. Auf der Grundlage dieser Theorie zur Phasenabtastung verrauschter Signale wird eine Charakterisierungsmethode für geschaltete Oszillatoren abgeleitet, die eine einfache messtechnische Erfassung des beschriebenen Effekts ermöglicht.

In der vorliegenden Arbeit wird der systematische Entwurf von geschalteten Oszillatoren für Hochfrequenz-Entfernungsmesssysteme am Beispiel von drei verschiedenen Oszillatortopologien erläutert. Die auf diese Weise dimensionierten optimierten Schaltungen wurden als integrierte Schaltkreise in einer SiGe-BiCMOS Technologie gefertigt. Durch die grundsätzlich gute Übereinstimmung der Simulations- und Messergebnisse wurde die Eignung der dargestellten Entwurfsmethodik verifiziert. Außerdem wurden die theoretischen Vorhersagen zum Phasenabtastverhalten durch die Messungen belegt. Die gemessene eingangsbezogene Rauschleistung weist bei der implementierten Variante des kreuzgekoppelten Oszillators mit  $-66.5$  dBm den besten Wert aller bekannten Transponderrealisierungen auf Basis von geschalteten injektionsgekoppelten Oszillatoren auf. Außerdem ist die Leistungsaufnahme dieser Variante mit 52 mW sehr niedrig.

Die Funktionalität der entwickelten Transponderprototypen in einem frequenzmodulierten Dauerstrich-Sekundärradarsystem wurde in verschiedenen Umgebun-

---

gen demonstriert. Das hier dargestellte Transponderkonzept übertrifft mit einer Ortungsgenauigkeit von wenigen Zentimetern bei einer Reichweite von über 100 m und einer Präzision im Millimeterbereich alle bekannten *Backscatter*-Transpondersysteme um mindestens eine Größenordnung. Im Vergleich zu anderen Dauerstrich-Sekundärradarsystemen ist vor allem die um mehr als den Faktor 20 niedrigere Leistungsaufnahme hervorzuheben.

# Abstract

The basic concept of frequency modulated continuous-wave secondary radar systems using a switched injection-locked oscillator has been described in literature [1, 2, 3]. In the published work the phase-coherent start-up behavior of switched injection-locked oscillators has been studied. In this work, this behavior is analytically derived and validated with system simulations. It is shown, that a high quality factor of the resonator and a low negative resistance have a positive effect on the phase-coherent start-up. Therefore, design criteria for the optimization in terms of phase regeneration of switched injection-locked oscillators are derived for the first time.

The phase-sampling theory is extended to account for noisy injection signals. It is shown, that the phase-coherent output power of switched injection-locked oscillators is substantially independent from the injection signal power at high injection power levels. For low injection power levels the phase-coherent output power decreases linearly with the injected signal power. The transition between those two regions depends on the source impedance of the injection signal source and on the ratio between the resonance frequency and the quality factor of the resonator. A high quality factor increases the sensitivity of switched oscillators with respect to the phase sampling behavior. Based on this theory, a characterization method for switched injection-locked oscillators is derived.

In this work, the systematic design of switched injection-locked oscillator based transponders is shown for three different oscillator topologies. The designed transponders were implemented as integrated circuits in a SiGe-BiCMOS technology. The good agreement between simulation and measurement results validates the proposed design methodology. Furthermore, the theoretical predictions for the phase sampling behavior were validated by measurements. The measured input referred noise power of the implemented cross-coupled oscillator version is, with  $-66.5$  dBm, significantly better than any reported switched injection-locked oscillator implementation. Moreover, the power consumption of 52 mW is very low.

The functionality of the transponder prototypes has been demonstrated in a secondary radar system in different environments. The presented transponder concept exceeds any reported backscatter transponder system with an accuracy of a few centimeter at a coverage range of more than 100 m and a precision in the millimeter range by at least one order of magnitude. In comparison to other frequency modulated continuous-wave secondary radar systems, the most outstanding improvement of the state-of-the-art is a factor of 20 reduction of power consumption.

# Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen, die diese Arbeit in den letzten Jahren unterstützt haben, bedanken.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. sc. techn. habil. Frank Ellinger, der mir als Doktorvater die Promotion auf diesem interessanten Gebiet ermöglicht hat. Mit seiner Begeisterung für die Hochfrequenzschaltungstechnik und vielfältigen Anregungen zur weiteren Forschung hat er die Entwicklung der FMCW-Transponder maßgeblich vorangetrieben.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Udo Jörges danke ich für die Bereitschaft und Zeit, die er sich stets für umfangreiche Fachdiskussionen und die kritische Durchsicht des Manuskripts genommen hat. Meinen Kollegen am Lehrstuhl bin ich verbunden, sowohl für fachliche Anregungen als auch für das freundliche und offene Arbeitsklima. Im Besonderen möchte ich mich bei meinen Bürokollegen Robert Wolf, Niko Joram, Jens Wagner, Uwe Mayer und Michael Wickert für die stets fruchtbare und sehr angenehme Arbeitsatmosphäre bedanken.

Des Weiteren danke ich der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) für die Unterstützung des Projektes LOMMID, das die Grundlage für diese Arbeit bildete. In diesem Zusammenhang möchte ich auch Herrn Christian Carlowitz und Herrn Prof. Vossiek für die erfolgreiche Zusammenarbeit danken.

Meinem Vater möchte ich für seine akribische Fehlersuche bei der Endkorrektur dieser Arbeit danken. Außerdem danke ich meiner Familie und meinen Freunden für die Zerstreuung außerhalb des Büros, wodurch ich stets Kraft und neue Konzentration schöpfen konnte.

Abschließend möchte ich mich ganz herzlich bei meiner Frau Katja bedanken. Sie hat mir stets die Freiheit gegeben mich auf meine Promotion zu konzentrieren und hat mir zusammen mit unserem Sohn Edgar in den letzten Jahren viele angenehme Stunden geschenkt.

Dresden, im Juni 2013

*Axel Strobel*

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Wissenschaftlicher Kontext . . . . .	2
1.2	Anwendungsszenario . . . . .	4
1.3	Zielstellung und Gliederung der Arbeit . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Grundlagen des FMCW-Radars</b>	<b>7</b>
2.1	Einordnung . . . . .	7
2.2	Grundprinzip des FMCW-Primärradars . . . . .	7
2.3	Vergleich zwischen primären und sekundären FMCW-Radarsystemen	11
<b>3</b>	<b>Theorie des SILO-basierten FMCW-Sekundärradarsystems</b>	<b>13</b>
3.1	Überblick . . . . .	13
3.2	Untersuchungen zu Oszillatorparametern . . . . .	13
3.2.1	Anschwingverhalten . . . . .	13
3.2.2	Ausgangsleistung . . . . .	23
3.2.3	Anschwingzeit . . . . .	25
3.2.4	Ausschaltzeit . . . . .	26
3.3	Charakterisierung eines regenerativen Verstärkers . . . . .	27
3.3.1	Ideal phasenabtastender regenerativer Verstärker . . . . .	27
3.3.2	Einfluss von Abtastfehlern . . . . .	30
3.3.3	Methodik zur Charakterisierung eines regenerativen Verstärkers	33
3.4	Systembeschreibung . . . . .	35
3.5	Zusammenfassung . . . . .	48
<b>4</b>	<b>Entwurf von integrierten regenerativen Verstärkern</b>	<b>51</b>
4.1	Allgemeines . . . . .	51
4.1.1	IC-Technologie . . . . .	51
4.1.2	IC- <i>Interface</i> . . . . .	51
4.1.3	npn-Bipolar-Transistoren . . . . .	52
4.1.4	Planare Spulen . . . . .	53
4.1.5	Varaktoren . . . . .	55
4.1.6	Optimierung der Resonanzkreisparameter . . . . .	58
4.2	Integrierte regenerative Verstärker . . . . .	65
4.2.1	Kreuzgekoppelter Oszillator . . . . .	66
4.2.2	<i>Common-Base-Colpitts</i> -Oszillator . . . . .	79
4.2.3	LC-Ringoszillator . . . . .	88
4.2.4	Vergleich der entworfenen Varianten . . . . .	95

4.3	Prototypenentwurf . . . . .	96
4.3.1	HF-Leiterplatte . . . . .	97
4.3.2	Steuerplatinen . . . . .	103
4.3.3	Finale SILO-Prototypen . . . . .	104
<b>5</b>	<b>Messergebnisse</b>	<b>107</b>
5.1	Charakterisierung der SILO-Prototypen . . . . .	107
5.1.1	Messaufbau zur Charakterisierung des Phasenabastverhaltens der SILO-Prototypen . . . . .	107
5.1.2	Kreuzgekoppelter Oszillator . . . . .	109
5.1.3	<i>Common-Base-Colpitts</i> -Oszillator . . . . .	114
5.1.4	LC-Ringoszillator . . . . .	118
5.2	Abstandsmessung . . . . .	121
5.2.1	Beschreibung des Abstandsmesssystems . . . . .	121
5.2.2	Ergebnisse der Abstandsmessungen . . . . .	124
5.3	Vergleich der SILO-Prototypen . . . . .	135
5.4	Vergleich mit anderen Arbeiten . . . . .	137
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>141</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>145</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>147</b>
	<b>Veröffentlichungen</b>	<b>153</b>
	<b>Abkürzungen und Symbole</b>	<b>157</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>165</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>167</b>

# 1 Einleitung

Die Messung von Abständen bzw. die Positionsbestimmung von Objekten ist in vielen Bereichen des täglichen Lebens zum Beispiel im Vermessungswesen, im Verkehrswesen, in der Produktionsautomatisierung oder der Logistik von Bedeutung. Dabei kommen je nach Anwendung verschiedenste Messverfahren zum Einsatz. Eine wichtige Klasse in der Abstandsmessung sind die Radarsysteme. In diesen Systemen wird der Abstand von Objekten über die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen bestimmt.

Die Geschichte von Radarsystemen reicht bis ins frühe 20. Jahrhundert zurück [4]. Im Jahr 1902 patentierte John S. Stone das erste effektive Richtungsordnungssystem für drahtlose Telegraphensignale [5, 6]. Lee De Foest erkannte 1904 [7], dass die empfangene Signalleistung mit der Entfernung abnimmt und wird häufig als Erfinder des ersten Abstandsmesssystems genannt. Christian Hülsmeier entwickelte nahezu zeitgleich das erste Radarsystem auf Basis des unmodulierten Dauerstrichradars (CW-Radars) [8]. Er demonstrierte damit die Ortung eines sich annähernden Schiffes in einer Entfernung von drei Kilometern von einer Rheinbrücke. Die ersten praktischen Anwendungen für diese Systeme waren die Lokalisierung von Zeppelinen und U-Booten durch die Ortung ihrer Kommunikationssignale im Ersten Weltkrieg.

Das Prinzip des frequenzmodulierten Dauerstrichradars (FMCW-Radars) wurde bereits 1939 durch Lloyd Espenschied und Russell C. Newhouse [9] beschrieben. Im Jahr 1969 wurde erstmals ein FMCW-Radarsystem im zivilen Bereich für atmosphärische Untersuchungen [10] verwendet.

Allerdings war der militärische Bereich bis in die 90iger Jahre des 20. Jahrhunderts der primäre Treiber der Entwicklung von Radarsystemen. Ein wesentlicher Schlüssel zur Verbreitung von Positionierungssystemen in den verschiedensten Bereichen des täglichen Lebens war die Freischaltung der erhöhten Genauigkeit des satellitenbasierten Globalen Positionierungssystems (GPS) für zivile Zwecke im Jahr 2000, die bis dahin dem US-Militär vorbehalten war. Dadurch wurde auch außerhalb des militärischen Bereichs eine präzise Positionsbestimmung mit Genauigkeiten im Bereich von 10 m möglich, wodurch zum Beispiel Navigationssysteme in Fahrzeugen schnell Verbreitung fanden. Ein wesentlicher Nachteil des GPS ist, dass die Signalstärke innerhalb von Gebäuden nicht für eine Positionsbestimmung ausreicht. Außerdem werden im Empfänger komplexe Baugruppen zur Signalverarbeitung benötigt. Dadurch sind GPS-Empfänger vergleichsweise teuer und haben einen hohen Energieverbrauch, welcher die Laufzeit von mobilen Geräten einschränkt.

Heutzutage steigt die Bedeutung der Lokalisierung von Objekten in vielen Bereichen des täglichen Lebens stetig [11, 12]. Durch die globale Verfügbarkeit von Positionsinformationen, zum Beispiel durch GPS, nimmt die Zahl von ortsbezogenen Diensten zum Beispiel im Bereich der Werbung, des *Entertainment*, der Sicherheit von Personen (Notrettung) oder der Verfolgung von Gegenständen in der Logistik kontinuierlich zu. Als Alternative zur GPS-Navigation in Gebäuden werden neuerdings vermehrt Ortungssysteme auf Basis der existierenden Kommunikationsinfrastruktur verwendet. So existieren Lösungen, die beispielsweise den Standort von Smartphones aus der empfangenen Signalleistung von WLAN-, GSM-, UMTS- oder LTE-Signalen bestimmen. Diese Systeme setzen jedoch eine engmaschige Telekommunikationsinfrastruktur voraus und haben nur eine Genauigkeit im Bereich von einigen Metern.

Ein weiterer Sektor, der sich in den letzten Jahren stark entwickelt hat, ist der Bereich der RFIDs (*Radio-Frequency IDentification*) [13]. Diese werden beispielsweise in der Logistik zur Identifikation von Gütern aber auch in berührungslosen Einlasssystemen oder zur Bezahlung eingesetzt. Klassische RFIDs funktionieren nur über kurze Entfernungen. Eine Lokalisierung in einem größeren Bereich ist damit nur mit einer Vielzahl von verteilten RFID-Lesegeräten möglich. Die niedrigen Herstellungskosten der meist sehr einfach aufgebauten RFID-*Transponder* sind ein großer Vorteil dieser Systeme. Außerdem existieren passive und sich selbst mit Energie versorgende RFID-Systeme, die eine nahezu unbegrenzte Nutzungsdauer ermöglichen.

In dieser Arbeit werden Baugruppen für ein modifiziertes FMCW-Radarsystem untersucht. Darin wird, zur Erhöhung der Reichweite, ein *Transponder* als aktiver Signalverstärker verwendet. Dieser Transponder benötigt aufgrund seines einfachen Aufbaus nur wenig Energie und erlaubt daher eine wesentlich längere Betriebsdauer im Akku- oder Batteriebetrieb als zum Beispiel ein GPS-Empfänger. Außerdem kann ein derartiger Transponder durch die geringe Komplexität kostengünstig hergestellt werden. Des Weiteren ist in diesem System eine Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät möglich. Dadurch können sowohl Transponder unterschieden als auch Status- oder Sensorinformationen übertragen werden.

### 1.1 Wissenschaftlicher Kontext

Die steigende Verbreitung von Sensornetzwerken führt zu einer wachsenden Nachfrage nach Transpondern mit zusätzlichen Eigenschaften. Für den Aufbau derartiger Netze sind Eigenschaften von Bedeutung, die bei heutigen RFID-Transpondern nur eine untergeordnete Rolle spielen. Ein Aspekt sind Positionsdaten und die Möglich-

keit der Identifikation von Objekten. Die von einem Transponder erfassten Sensordaten sind immer häufiger mit der Position des Sensors verbunden. So ist zum Beispiel bei autonomen Fahrzeugen nicht nur von Interesse welches Fahrzeug sich nähert, sondern auch aus welcher Richtung und mit welcher Geschwindigkeit. Ein weiterer Aspekt ist die Geschwindigkeit der Datenübertragung, da die Menge an erfassten Sensordaten stetig wächst. Die kollisionsfreie und schnelle Datenübertragung zwischen einer großen Anzahl von Sensorknoten erfordert die Verwendung effizienter Kommunikationsprotokolle. Zudem werden für die angestrebten Datenraten hohe Kanalbandbreiten benötigt, die zu einer entsprechend höheren Kanalmitfrequenz führen.

Das seit vielen Jahren bekannte Konzept des *Backscatter*-Transponders [14, 15, 16] erfüllt diese Aspekte und ermöglicht zudem Transponder mit einer niedrigen Komplexität. Der passive *Backscatter*-Transponder [15, 16] ist die einfachste Art der Implementierung. Allerdings wird in diesem Konzept das Signal am Transponder nur reflektiert, weshalb die Leistung am Lesegerät mit der vierten Potenz des Produktes aus Abstand und Sendefrequenz abnimmt. In der Praxis werden Systeme mit passiven *Backscatter*-Transpondern deshalb, wie zum Beispiel bei NFC-Zugangssystemen (*Near Field Communication*) [17], nur für kleine Abstände verwendet.

Um die reflektierte Leistung zu erhöhen, kann ein Verstärker im Transponder verwendet werden [18]. Hierbei ist jedoch nur eine Verstärkung von maximal 20 dB möglich, ohne dass Probleme durch Mitkopplungseffekte auftreten [3].

Durch die Verwendung eines Transponders, der auf einem injektionsgekoppelten (*injection-locked*) Oszillator basiert, kann eine höhere Sendeleistung erreicht werden. Diese Art von Transpondern haben den Nachteil, dass die Kopplung des Oszillators auf das Empfangssignal nur stattfindet, wenn das empfangene Signal leistungsstark ist [19]. Die Bandbreite eines solchen Systems ist sehr klein und außerdem von der Amplitude des ankommenden Signals abhängig.

In dieser Arbeit wird das Konzept des geschalteten injektionsgekoppelten Oszillators (*switched injection-locked oscillator*, SILO) [1, 2, 20, 3] verwendet. Dieses Konzept erlaubt es aus einem schwachen Empfangssignal ein starkes, phasenkohärentes Sendesignal in einem weiten Frequenzbereich zu generieren. Hierdurch wird es möglich einen einfachen Transponder, der im Folgenden auch als aktiver Reflektor bezeichnet wird, mit einer hohen Reichweite sowie einer hohen Datenrate zu realisieren.

Das Grundprinzip dieses Konzepts basiert auf dem Super-Regenerativ-Empfänger [21, 22, 23, 24, 25]. In diesem Empfängertyp wird die Abhängigkeit der Anschlagzeit von Oszillatoren vom Signalpegel eines Injektionssignals zur Amplitudendemo-

dulation genutzt. In [1, 2, 3] wurde gezeigt, dass zusätzlich zur injektionsleistungsabhängigen Anschlagzeit auch die Phasenlage eines anschwingenden Oszillators von der Phasenlage eines Injektionssignals abhängt. Durch diese Abhängigkeit wird die Phase des empfangenen Signals zum Einschaltzeitpunkt abgetastet, durch die aufklingende Schwingung des Oszillators verstärkt und zum Lesegerät zurückgesendet. Wird der Oszillator periodisch ein- und ausgeschaltet, so verhält sich dieser wie ein regenerativer Verstärker für phasenmodulierte Signale und kann daher als aktiver Reflektor in frequenz- oder phasenmodulierten Radar- und Kommunikationssystemen verwendet werden [3].

In vorangegangenen Arbeiten wurde die Funktionalität von geschalteten Oszillatoren in unmodulierten [26, 27] und modulierten [2, 20, 3, 28] Radarsystemen demonstriert.

In der Literatur wird bisher ausschließlich das Verhalten injektionsgekoppelter Oszillatoren im stationären Betrieb beschrieben [29, 19]. Ein wesentlicher Schwerpunkt dieser Arbeit ist es daher das Verhalten von geschalteten Oszillatoren während des Anschwingvorgangs genauer zu beschreiben und Kriterien für den Entwurf von geschalteten Oszillatoren für Abstandsmesssysteme abzuleiten.

## 1.2 Anwendungsszenario

Die Untersuchungen in dieser Arbeit wurden im Rahmen des Forschungsprojekts mit dem Titel „*Novel Techniques, Theories and Circuits for Locatable mm-Wave RFID Tags* (Techniken, Theorien und Schaltungen für lokalisierbare mm-Wellen-RFID-Tags)“ und dem Akronym LOMMID durchgeführt. Das Ziel dieses von der DEUTSCHEN FORSCHUNGSGEMEINSCHAFT (DFG) geförderten Forschungsprojektes war die Analyse und der Entwurf eines Abstandsmesssystems auf Basis eines aktiven Reflektors nach dem SILO-Prinzip. Des Weiteren ist die Integration eines Kommunikationskanals mit einer hohen Datenrate Teil dieses Forschungsprojektes. Die in dem Projekt definierte Entwurfsspezifikation (Tabelle 1.1) bildet daher die Grundlage für den Frequenzbereich, die nutzbare Systembandbreite sowie die maximal am aktiven Reflektor zulässigen DC-Verlustleistung.

Die Definition dieser Parameter orientiert sich an der Regulierung eines Frequenzbandes zur nicht-navigatorischen Funkortung im Bereich von 34.2 GHz bis 34.7 GHz durch die Deutsche Bundesnetzagentur [30].

Mit dieser Spezifikation ist das Abstandsmesssystem beispielsweise für Anwendungen zur zentimetergenauen Positionierung von Gegenständen in der Fabrikautomatisierung geeignet. Weitere mögliche Anwendungen für das spezifizierte Sekun-

Tabelle 1.1: Zusammenfassung der Spezifikation des aktiven Reflektors

Bezeichnung	Wert
Bandmittenfrequenz	34.5 GHz
Systembandbreite	500 MHz
Ausgangsleistung	7 dBm
Modulationsfrequenz	10 – 100 MHz
Einschaltzeit	1 – 5 ns
DC-Verlustleistung	100 mW
Präzision	$\approx 5$ mm
Genauigkeit	
Szenario mit moderatem Multipfadeinfluss	$\approx 5$ cm
Szenario mit starkem Multipfadeinfluss	$\leq 30$ cm
Reichweite	1 m - 10 m
Datenrate	$\gg 10$ MBit/s

därradarsystem sind Annäherungssensoren oder RFID-Tags im Logistik-Bereich. Der Aspekt der Datenübertragung zwischen *Transponder* und Basisstation bzw. die Identifikation verschiedener *Transponder* wird in dieser Arbeit nicht betrachtet.

## 1.3 Zielstellung und Gliederung der Arbeit

In dieser Arbeit wird eine Vielzahl von Aspekten, die für den Entwurf eines SILO-basierten Abstandsmesssystems relevant sind, diskutiert. Die sich daraus ergebende Zielstellung gliedert sich in folgende wesentliche Punkte:

- Theoretische Grundlagen: Die Erweiterung der Theorie der Phasenabtastung von geschalteten Oszillatoren zur Verwendung in FMCW-Radarsystemen ist ein Kernpunkt der Arbeit. Die wesentliche Neuheit ist dabei die Beschreibung des Anschlagverhaltens von injektionsgekoppelten Oszillatoren für verrauschte Injektionssignale.
- Entwurfsmethodik: Aus den theoretischen Erkenntnissen der entwickelten Theorie zur Phasenabtastung verrauschter Signale wird ein strukturierter Entwurfsprozess abgeleitet. Die Methodik wird anhand der Entwicklung von drei integrierten geschalteten Oszillatoren detailliert beschrieben.
- Charakterisierung: Eine Messmethode zur Charakterisierung des Rauschverhaltens von geschalteten injektionsgekoppelten Oszillatoren wird eingeführt.

Die entworfenen ICs werden über diese neue Methode hinaus auf Komponentenebene aber auch in Systemmessungen umfassend charakterisiert.

Diese Arbeit ist wie folgt gegliedert: Im Kapitel 2 werden die Grundlagen des FMCW-Radars rekapituliert. Das Funktionsprinzip des FMCW-Radars wird im Abschnitt 2.2 am Beispiel eines Primärradarsystems erläutert.

Im Kapitel 3 wird die Theorie eines durch einen geschalteten Oszillator verbesserten FMCW-Sekundärradarsystems beschrieben. Dazu wird zunächst im Abschnitt 3.2 das Anschwingverhalten von Oszillatoren in Gegenwart eines verrauschten Injektionssignals modelliert. Weiterhin wird der Einfluss von Schaltungsparametern auf SILO-Kennwerte untersucht und es werden Entwurfskriterien für geschaltete Oszillatoren in FMCW-Sekundärradarsystemen abgeleitet. Im Abschnitt 3.3 wird eine Methode zur messtechnischen Charakterisierung von SILOs gezeigt. Anschließend wird der Einfluss des Rauschens auf das Gesamtsystem im Abschnitt 3.4 dargestellt.

Der strukturierte Entwurf von drei integrierten SILO-Varianten wird im Kapitel 4 vorgestellt. Die Grundlage für den Entwurf der geschalteten Oszillatoren in dieser Arbeit bildet die in Abschnitt 1.2 angegebene Spezifikation. In diesem Kapitel werden theoretische Zusammenhänge hergeleitet und mit Simulationsergebnissen verglichen. Des Weiteren wird der Entwurf von Leiterplattenkomponenten zur Realisierung von Prototypen gezeigt.

Im Anschluss sind im Kapitel 5 die Ergebnisse der Charakterisierung dieser drei Varianten dargestellt. Dafür wurden die SILO-Prototypen als Einzelblöcke charakterisiert. Weiterhin wurden mit diesen SILO-Prototypen Abstandsmessungen in einem FMCW-Radarsystem durchgeführt. Die Ergebnisse werden am Ende dieses Kapitels mit bisherigen Arbeiten auf diesem Gebiet verglichen.

Den Abschluss bildet eine Zusammenfassung der Arbeit im Kapitel 6.

# 2 Grundlagen des FMCW-Radars

## 2.1 Einordnung

Bei Radarsystemen wird auf Systemebene zwischen Primär- und Sekundärradar unterschieden [31]. Als Primärradar wird dabei ein System bezeichnet, in dem ausschließlich passive Reflexionen von Objekten ausgewertet werden. In einem Sekundärradarsystem befindet sich am Zielobjekt ein Transponder, der die ausgesendeten Radarsignale empfängt, verarbeitet und ein eigenes Signal zurücksendet. Dadurch ist eine Identifikation des Zielobjektes möglich.

Eine weitere Klassifizierung von Radarsystemen wird häufig nach der Art der verwendeten Radarsignale durchgeführt [32]. Dabei unterscheidet man im Wesentlichen zwischen Pulsradar und Dauerstrichradar. Beim Pulsradar wird eine kontinuierliche Folge von Pulsen gesendet und deren Signallaufzeit direkt gemessen.

Im Gegensatz dazu wird beim Dauerstrichradar ein kontinuierliches Radarsignal verwendet. Es wird weiterhin zwischen unmoduliertem (CW-Radar) und moduliertem (FMCW-Radar) Dauerstrichradar unterschieden. Beim CW-Radar wird ein unmoduliertes Sinussignal gesendet und dessen Signallaufzeit als Phasendifferenz von Sende- und Empfangssignal gemessen. Durch die Periodizität des verwendeten Sinussignals ist eine absolute Entfernungsmessung nicht möglich. In der Praxis wird das CW-Radar hauptsächlich zur Geschwindigkeitsmessung verwendet. Dabei wird die Frequenzverschiebung des Sendesignals durch den Dopplereffekt ausgenutzt. Beim modulierten Dauerstrichradar (FMCW-Radar) wird ein linear frequenzmoduliertes Sendesignal verwendet. Die absolute Entfernungsmessung wird durch Bestimmen der Differenzfrequenz von Sende- und Empfangssignal möglich.

In dieser Arbeit wird ein modifiziertes FMCW-Sekundärradarsystem untersucht. Das darin verwendete Messprinzip basiert auf dem FMCW-Primärradar. Zum besseren Verständnis der folgenden Kapitel wird daher im nächsten Abschnitt das Grundprinzip eines FMCW-Primärradarsystems kurz rekapituliert.

## 2.2 Grundprinzip des FMCW-Primärradars

In einem FMCW-Primärradarsystem wird der Abstand  $d$  zwischen einer Basisstation und einem Objekt durch Messung im Frequenzbereich bestimmt. Die schematische Darstellung eines konventionellen FMCW-Primärradarsystems ist in Abbil-

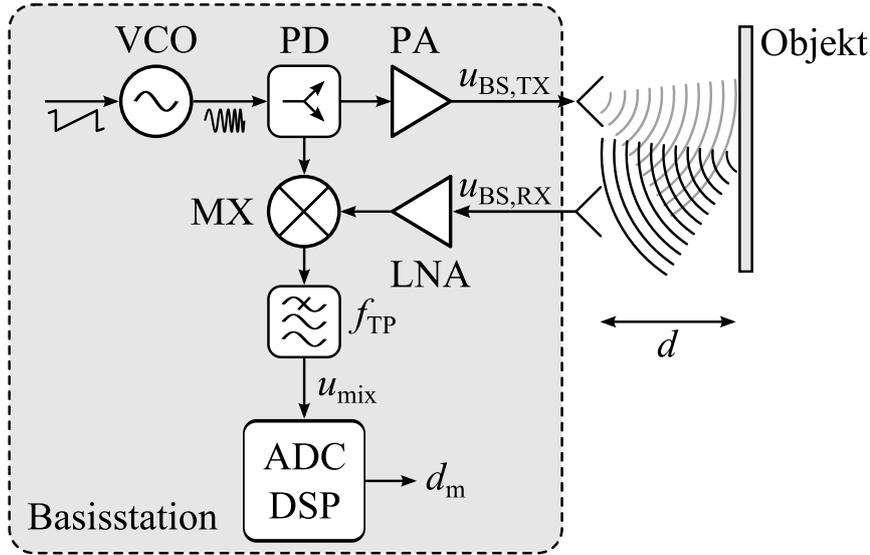


Abbildung 2.1: Blockschnittbild eines passiven FMCW-Radarsystem

dung 2.1 zu sehen. Der Sendepfad der Basisstation besteht dabei aus einem Signalgenerator zur Erzeugung eines linear frequenzmodulierten Signals (VCO), einem Leistungsteiler (PD), einem Leistungsverstärker (PA) und einer Sendeantenne. Der Empfangspfad besteht aus einer Empfangsantenne, einem rauscharmen Eingangverstärker (LNA), einem Mischer (MX) mit anschließendem Tiefpassfilter, einem Analog-Digital-Konverter (ADC) und einem digitalen Signalprozessor (DSP).

Wenn nicht explizit anders definiert, sind im Folgenden alle Zeitsignale harmonische Spannungssignale, deren Amplitude stets bezogen auf die Referenzimpedanz von  $R_{\text{ref}} = 50 \Omega$  am jeweiligen Punkt  $x$  im System der Leistung  $P_x = \frac{\hat{U}_x^2}{2 \cdot R_{\text{ref}}}$  entspricht. Weiterhin wird stets eine ideale Anpassung vorausgesetzt. Damit entspricht die Spannungsverstärkung der Wurzel der Leistungsverstärkung des jeweiligen Bauelements.

Das von der Basisstation ausgesendete, linear frequenzmodulierte Signal  $u_{\text{BS,TX}}$  wird im Zeitbereich mit Gleichung 2.1 mathematisch beschrieben.

$$\begin{aligned}
 u_{\text{BS,TX}}(t) &= \hat{U}_{\text{BS,TX}} \cos(\omega_0 t + \pi \mu t^2) \\
 \mu &= \frac{B_r}{T_r}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Dabei ist  $\hat{U}_{\text{BS,TX}}$  die Ausgangsspannungsamplitude,  $\omega_0 = 2\pi f_0$  die Kreisfrequenz und  $\mu$  der zeitbezogene Gradient der Frequenzmodulation des Sendesignals. Das Sendesignal durchläuft mit Lichtgeschwindigkeit  $c$  die Strecke  $d$  von der Basisstation zum reflektierenden Objekt und zurück. Dabei wird es um die Zeit  $2\tau = 2\frac{d}{c}$

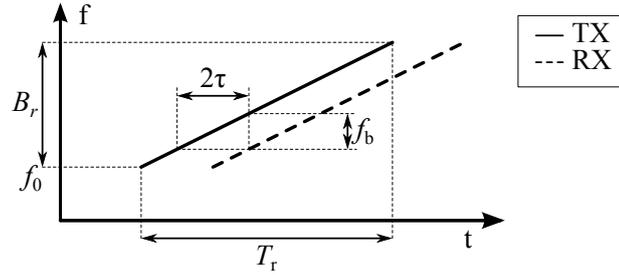


Abbildung 2.2: Definition der FMCW-Radarsystemkenngrößen über die Abhängigkeit der Momentanfrequenz  $f$  von der Zeit  $t$ .

verzögert und unter Berücksichtigung des Antennengewinns  $G_{A,BS}$  durch die Freiraumdämpfung  $F_{L,2-d}$  (vgl. Gleichung A.2) abgeschwächt.

$$u_{BS,RX}(t) = \frac{G_{A,BS}}{\sqrt{F_{L,2-d}}} \hat{U}_{BS,TX} \cos(\omega_0(t - 2\tau) + \pi\mu(t - 2\tau)^2) \quad (2.2)$$

Die wesentlichen Systemparameter sind in Abbildung 2.2 dargestellt. Das Empfangssignal  $u_{BS,RX}$  in Gleichung 2.2 wird durch einen LNA ( $G_{LNA}$  - Leistungsverstärkung) verstärkt, am Mischer mit dem Sendesignal multipliziert und im Anschluss mit einem Tiefpass zur Unterdrückung der Signalanteile bei  $2\omega_0$  gefiltert. Bei Abwärtsmischern wird der Mischgewinn ( $G_{MX}$  - Leistungsverstärkung) im Allgemeinen als Leistungsverhältnis des HF-Signals zum Basisbandsignal bei rechteckförmiger Ansteuerung des LO-Eingangs angegeben. Damit ergibt sich das Basisbandzeitsignal  $u_{mix}$  wie in Gleichung 2.3 beschrieben. Unter Anwendung von geeigneten Additionstheoremen und einer Tiefpassfilterung zur Unterdrückung der Frequenzanteile bei  $2\omega_0$ , welche durch die existierende Bandbegrenzung des Basisbandausgangs bei Abwärtsmischern ein inhärenter Bestandteil ist, erhält man:

$$\begin{aligned} u_{mix}(t) &= TP \left\{ \sqrt{G_{MX}} 2 \cos(\omega_0 t + \pi\mu t^2) \cdot \sqrt{G_{LNA}} u_{BS,RX} \right\} \\ u_{mix}(t) &= \hat{U}_{mix} \cos(4\pi\mu\tau t + 2\omega_0\tau - 4\pi\mu\tau^2) \\ \hat{U}_{mix} &= G_{A,BS} \sqrt{G_{MX} G_{LNA}} \left( \frac{c}{2\omega_0 d} \right)^2 \hat{U}_{BS,TX}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Gleichung 2.3 zeigt, dass das Basisbandzeitsignal eine zur Distanz proportionale Frequenz besitzt. Diese *beat*-Frequenz  $f_b = 2\mu\tau$  wird im Allgemeinen durch die Berechnung der Fouriertransformierten und anschließender Maximumsuche im Spektrum ermittelt. Für die Frequenzschätzung steht dabei ein Zeitsignal der Länge  $T_r$  zur Verfügung. Diese Zeitbegrenzung ist mathematisch durch die Multiplikati-

on mit einer Rechteckfensterfunktion abbildbar und entspricht im Frequenzbereich der Faltung mit der Fouriertransformierten der Rechteckfunktion der normierten Sinus-cardinalis-Funktion  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$  wie in Gleichung 2.4 beschrieben.

$$\begin{aligned}
 U_{\text{mix}}(f) &= \frac{\hat{U}_{\text{mix}}}{2} \left[ e^{j\phi_1} \delta(f - f_b) + e^{-j\phi_1} \delta(f + f_b) \right] * \left[ T_r \text{sinc}(f T_r) e^{-j2\pi f \frac{T_r}{2}} \right] \\
 U_{\text{mix}}(f) &= \frac{\hat{U}_{\text{mix}}}{2} T_r \left\{ e^{j(\phi_1 - \phi_2)} \text{sinc}[(f - f_b) T_r] + e^{-j(\phi_1 + \phi_3)} \text{sinc}[(f + f_b) T_r] \right\} \\
 f_b &= 2\mu\tau = 2 \frac{B_r}{c T_r} d \\
 \phi_1 &= 2\omega_0\tau - 4\pi\mu\tau^2 \\
 \phi_2 &= 2\pi(f - f_b) \frac{T_r}{2} \\
 \phi_3 &= 2\pi(f + f_b) \frac{T_r}{2}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Dabei ist  $B_r$  die Bandbreite der linearen Frequenzmodulation und  $T_r$  die Dauer einer einzelnen Frequenzrampe.

Ein weiterer Aspekt, der direkt aus Gleichung 2.4 folgt, ist die Multipfadauflösung. Angenommen, es existiert nicht nur ein reflektierendes Objekt sondern mehrere, dann besteht das resultierende Basisbandspektrum aus einer Summe von unterschiedlich verschobenen sinc-Funktionen. Es ist einleuchtend, dass man die Maxima der einzelnen Reflexionen solange trennen kann, wie der Abstand im Spektrum größer ist als die halbe Bandbreite der Hauptkeule der sinc-Funktion. Die Bandbreite der Hauptkeule ist daher ein Maß für die Multipfadauflösungseigenschaften des FMCW-Radarsystems. Aus Gleichung 2.4 wird direkt deutlich, dass die Hauptkeule eine Breite von  $\frac{2}{T_r}$  besitzt. Somit kann direkt die Multipfadauflösungsgrenze  $\Delta d_{\text{MP,grenz}}$  gemäß Gleichung 2.5 angegeben werden.

$$\Delta d_{\text{MP,grenz}} = \frac{c}{2B_r} \tag{2.5}$$

Diese Größe ist eine gute Näherung für die Multipfadauflösung eines FMCW-Radarsystems. Eine genauere Untersuchung zur Multipfadauflösung in Bezug auf den resultierenden Abstandsmessfehler ist in [73] zu finden.

Gleichung 2.4 beschreibt die zeitkontinuierliche Lösung der Fouriertransformation. In der Praxis steht jedoch nur ein zeitdiskretes Basisbandzeitsignal mit der Zeitschrittweite  $T_s$  bzw. der Abtastfrequenz  $f_s$  zur Verfügung. Die Abtastfrequenz  $f_s$  (vgl. Gleichung 2.6) ist entsprechend der maximal messbaren Entfernung  $d_{\text{max}}$  so

zu wählen, dass das Nyquistkriterium eingehalten wird.

$$f_s > 2f_b(d_{\max}) = 4 \frac{B_r}{cT_r} d_{\max} \quad (2.6)$$

Zur Frequenzschätzung wird der Algorithmus der schnellen Fouriertransformation (FFT) verwendet. Diese liefert ein Spektrum mit einer maximalen Frequenz von  $\frac{f_s}{2}$  und einer Frequenzauflösung  $\Delta f$  (vgl. Gleichung 2.7), die direkt proportional zur Anzahl der Abtastpunkte  $N$  ist. Die Zahl der Abtastpunkte wird dabei durch das Produkt aus Rampendauer und Abtastfrequenz bestimmt.

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{f_s}{f_s T_r} = \frac{1}{T_r} \quad (2.7)$$

Um aus dem Spektrum die sinc-Funktion (Gleichung 2.4) wieder fehlerfrei rekonstruieren zu können, ist eine Frequenzauflösung größer als  $\frac{1}{2T_r}$  notwendig. Daher muss dem Zeitvektor zur Berechnung der FFT eine Folge Nullen angehängt werden (*Zero-Padding*), damit das Nyquistkriterium erfüllt bleibt. Die Anzahl der Punkte  $N_{FFT}$  der zu berechnenden FFT ist daher gemäß Gleichung 2.8 zu wählen.

$$N_{FFT} > 2f_s T_r = 8 \frac{B_r}{c} d_{max} \quad (2.8)$$

Mit dieser Annahme erhält man im Bereich der Hauptkeule der sinc-Funktion mindestens vier Punkte und kann durch sinc-Interpolation das Maximum und damit die Entfernung exakt bestimmen.

## 2.3 Vergleich zwischen primären und sekundären FMCW-Radarsystemen

In einem konventionellen FMCW-Sekundärradarsystem befindet sich sowohl am Start- als auch am Endpunkt der Entfernungsmessung eine Basisstation im Sinne des Primärradarsystems. Durch eine übergeordnete Steuerung (Protokoll) wird in einer zweistufigen Radarmessung wie zum Beispiel in [69] eine Zeitsynchronisation und Entfernungsmessung zwischen beiden Basisstationen durchgeführt. In diesem Schema ist für die Freiraumdämpfung nur die einfache Entfernung nach Gleichung A.1 maßgebend. Dadurch sind sehr viel größere Reichweiten des Messsystems möglich. Außerdem wird durch die übergeordnete Protokollsteuerung eine Trennung (Identifikation) von verschiedenen Objekten möglich. Der Nachteil dieses Systems

ist die hohe Komplexität beider Basisstationen.

In einem FMCW-Primärradarsystem wird das von einer Basisstation abgestrahlte Sendesignal von jedem umgebenden Objekt reflektiert und von einer separaten Antenne empfangen. In der Basisstation wird das empfangene Signal nach der im vorangegangenen Abschnitt gezeigten Theorie verarbeitet und daraus die Abstandsinformation bestimmt. Der Nachteil von FMCW-Primärradarsystemen ist die im Vergleich zu aktiven Systemen geringere Reichweite durch die mit der vierten Potenz der Entfernung steigende Freiraumdämpfung (vgl. Gleichung A.2). Außerdem werden Reflexionen von allen Objekten in der Umgebung empfangen. Eine räumliche Trennung von Objekten ist nur winkelabhängig durch stark gerichtete Antennen wie zum Beispiel beim Rundstrahlradar zur Schiff- und Flugverkehrsüberwachung möglich.

Der im nachfolgenden Kapitel gezeigte Ansatz eines SILO-basierten FMCW-Radarsystems ist ein Sekundärradarsystem, bei dem durch die Verwendung eines aktiven Reflektors als Transponder die Zeitsynchronisation zwischen Basisstation und Transponder zur Abstandsmessung nicht erforderlich ist. Dennoch ist in diesem System eine Trennung und Identifikation von Objekten möglich. Die Reichweite des Systems ist größer als die eines FMCW-Primärradarsystems, aber kleiner als die des oben beschriebenen konventionellen FMCW-Sekundärradars. Allerdings sind sowohl die Komplexität als auch der Leistungsbedarf des aktiven Reflektors sehr viel niedriger als bei einer Basisstation in einem konventionellen FMCW-Sekundärradarsystem.