

**Entwicklung eines industriellen Funkortungssystems
basierend auf der kohärenten Kombination von
Kommunikationssignalen mit IEEE-802.15.4-Geräten**

D i s s e r t a t i o n

zur Erlangung des Grades eines Doktors

der Ingenieurwissenschaften

vorgelegt von:

Stefan Schwarzer
aus Werdohl

genehmigt von der Fakultät für Mathematik/Informatik und
Maschinenbau der Technischen Universität Clausthal,

Tag der mündlichen Prüfung
12. September 2011

Vorsitzender der Promotionskommission
Prof. Dr.-Ing. Alfons Esderts

Hauptberichterstatter
Prof. Dr.-Ing. Martin Vossiek

Berichterstatter
Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr. Andreas Stelzer

Vorwort

Diese Arbeit ist zum größten Teil während meiner Zeit als Doktorand bei der Siemens AG Corporate Technology in München entstanden. Zu ihrem Gelingen haben viele Menschen beigetragen, die nicht unerwähnt bleiben dürfen.

Prof. Dr. Martin Vossiek verdient meinen Dank für die gute Betreuung über die vielen Jahre hinweg. Prof. Dr. Andreas Stelzer danke ich für die Übernahme der Mitberichterstattung im Promotionsverfahren.

Zahlreiche Fachdiskussionen und gemeinsame Veröffentlichungen habe ich Dr. Markus Pichler am Linz Center of Mechatronics zu verdanken, mit dem ich auch heute noch beruflich in Kontakt stehe und spannende Projekte bearbeite.

Dr. Leif Wiebking hat mich mit einem großen Vertrauensvorschuss in seiner Abteilung CT PS7 der Siemens AG als Doktorand und späteren Mitarbeiter aufgenommen und dort für eine anregende und angenehme Arbeitsatmosphäre gesorgt. Seinem Wohlwollen und seinem Interesse mir gegenüber habe ich viel zu verdanken.

Meinen Kollegen Claus Seisenberger und Robert Baumgartner danke ich für die Hilfestellung bei den praktischen Arbeiten im Rahmen dieser Dissertation.

Dem unermüdlichen Vertrauen von Stefan Lüder verdanke ich maßgeblich die mehrjährige Unterstützung des Sektors Industry der Siemens AG und damit einen hohen Stellenwert meines Projekts in meiner Abteilung.

Meinen Eltern Karin und Wolfgang sowie meinem Bruder Christian gilt mein Dank für den familiären Rückhalt.

Der Familie meiner Frau danke ich herzlich dafür, dass sie uns München schmackhaft gemacht hat und uns auch heute noch zur Seite steht.

Meiner Frau Carina Beste kann ich an dieser Stelle gar nicht genug danken für die Liebe, die Unterstützung und die Aufopferung während der langen und oftmals belastenden Zeit der Entstehung dieser Dissertation.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	v
Mathematische Symbole	ix
1 Einführung	1
1.1 Motivation und Ziel der Arbeit	1
1.2 Gliederung der Arbeit	3
2 Systematik der Positionsmesssysteme	5
2.1 Begriffsdefinitionen	5
2.2 Messgrößen	6
2.2.1 Signallaufzeit	6
2.2.2 Signalstärke	11
2.2.3 Andere Signaleigenschaften	14
2.3 Physikalische Phänomene	14
2.3.1 Optische Strahlung	15
2.3.2 Schallwellen	16
2.3.3 Elektromagnetische Wellen	17
2.3.4 Sensorfusion	19
2.4 Bezugssysteme für Funkortungssysteme	19
2.4.1 Globale Ortung	19
2.4.2 Regionale Ortung	21
2.4.3 Lokale Ortung	21
2.5 Signalformen für Funkortungssysteme	23
2.5.1 Pulse	25
2.5.2 FMCW-Rampen	25
2.5.3 Kommunikationssignale	26
2.6 Moderne industrielle Funkortungsverfahren	26
3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen	33
3.1 Systemtopologie und Begriffe	33
3.2 Signalmodell	36

3.3	Frequenzbelegungsschema	43
3.3.1	Anforderungen und Verifikation	43
3.3.2	Bestehende Frequenzbelegungsschemata	48
3.4	Laufzeitdifferenzbestimmung	54
3.4.1	Parameterextraktion an einem einzelnen Signal	54
3.4.2	Laufzeitterm	56
3.4.3	Phasenterm bei äquidistanter Kanalwahl	57
3.4.4	Phasenterm bei unregelmäßiger Kanalwahl	60
3.4.5	Eindeutigkeitsbereich und Korrektur	61
3.5	Vermeidung von Mehrdeutigkeiten	64
3.5.1	Halbierung des Eindeutigkeitsbereichs	65
3.5.2	Einfaches Kanalmodell	67
3.5.3	Ausnutzung des Signalmodells	69
4	Mehrdimensionale Positionsschätzer für TDOA	75
4.1	Hyperbelschnittverfahren	76
4.2	Least-Squares-Verfahren	78
4.3	Grid-Search-Verfahren	78
4.4	Kalman-Filter	81
4.5	Multihypothesenfilter	84
5	Demonstratorsystem	87
5.1	Systemkonzept	87
5.2	Kommunikationsstandard IEEE 802.15.4	89
5.3	Sender	94
5.4	Empfänger	96
5.5	Positionsschätzer	100
5.6	Visualisierung und Auswertung	102
5.6.1	Visualisierung mit Sinema	102
5.6.2	Auswertung mit Matlab	110
6	Simulationen und Messungen	111
6.1	Simulatorische Fehlerabschätzung	111
6.1.1	Simulationsmodell	111
6.1.2	Additives, weißes Rauschen	113
6.1.3	Phasenrauschen	116
6.1.4	Mehrwegeausbreitung	118
6.1.5	Einfluss der Bandbreite	122
6.1.6	Teilnehmerbewegung	124
6.1.7	Ungenauigkeit durch TDOA in der Ebene	126

6.1.8	Höhenversatz	128
6.1.9	Mehrwegeausbreitung in der Ebene	132
6.1.10	Referenzsenderpositionierung	135
6.2	Messungen	137
6.2.1	Außenmessungen	137
6.2.2	Gangmessung	139
6.2.3	Großraummessung	140
6.2.4	Messungen in einer Industrieumgebung	142
6.3	Genauigkeit des Funkortungssystems	145
7	Zusammenfassung und Ausblick	151
	Literaturverzeichnis	155

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog Digital Converter
AGC	Automatic Gain Control
AOA	Angle of Arrival
AWGN	Additives, normalverteiltes Rauschen
BB	Basisband
BLE	Bluetooth Low Energy
CCK	Complementary Code Keying
CDF	Cumulative Distribution Function, Verteilungsfunktion
CDMA	Code Division Multiple Access
DAC	Digital Analog Converter
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DFT	Diskrete Fouriertransformation
DOA	Directin of Arrival
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSP	Digital Signal Processing (Processor)
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
EDK	Embedded Development Kit
EDR	Enhanced Data Rate
EKF	Extended Kalman Filter
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FIFO	First In First Out
FLL	Frequency Locked Loop
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSCW	Frequency Stepped Continuous Wave
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying
GND	Ground
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
HF	Hochfrequenz
H+S	Huber+Suhner
IDFT	Inverse diskrete Fouriertransformation

Abkürzungsverzeichnis

IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
INDFT	Inverse ungleichförmige diskrete Fouriertransformation
ION	Institute of Navigation
ISM	Industrial Scientific Medical
KF	Kalman Filter
LF	Niederfrequenz
LIDAR	Light Detection and Ranging
LNA	Low Noise Amplifier
LPM	Local Positioning Measurement
LPR	Local Positioning Radar
MAC	Medium Access Control (Layer)
MSK	Minimum Shift Keying
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NCO	Numerical Controlled Oscillator
NDFT	Ungleichförmige diskrete Fouriertransformation
OCXO	Oven Controlled Crystal Oscillator
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OFW	Oberflächenwelle
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
PAN	Personal Area Network
PCB	Printed Circuit Board
PDF	Probability Density Function
PHY	Physical Layer
PLL	Phase-Locked Loop
ppb	parts per billion
ppm	parts per million
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RADAR	Radio Detection and Ranging
RFID	Radio Frequency Identification
RISC	Reduced Instruction Set Computer
RMSE	Root Mean Square Error
RSS(I)	Received Signal Strength (Indicator)
RTOF	Round-trip Time of Flight
SAR	Synthetic Aperture Radar
SAW	Surface Acoustic Wave
SLL	Simultaneous Localization and Learning
SLAM	Simultaneous Localization and Mapping
SoC	System on chip
SRD	Short Range Device
TCXO	Temperature Compensated Crystal Oscillator

TDMA	Time Division Multiple Access
TDOA	Time Difference of Arrival
TI	Texas Instruments
TOA	Time of Arrival
UHF	Ultrahochfrequenz
UKF	Unscented Kalman Filter
UWB	Ultra Wideband
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WLAN	Wireless Local Access Network
XO	Crystal oscillator
ZF	Zwischenfrequenz

Mathematische Symbole

$[R_x]$	Empfänger x betreffend
$[T_x]$	Sender x betreffend
$[T_x, R_y]$	Sender x und Empfänger y betreffend bzw. von Sender x nach Empfänger y
$A^{[T,R]}$	Freiraumdämpfung zwischen Sender T und Empfänger R
B_0	3 dB-Bandbreite eines Kommunikationssignals
B_n	Effektive Bandbreite bei Messungen der Laufzeitdifferenz
B_φ	Effektive Bandbreite bei Phasenmessungen
c	Kanalnummer
C	Anzahl aller genutzten Kanäle
\mathbb{C}	Menge aller gemeinsam genutzten Kanäle
c_0	Ausbreitungsgeschwindigkeit
$c_p^{[T]}$	Kanalnummer des Pakets p eines Senders T
CDF $\{x\}$	Kumulative Verteilungsfunktion von x
d_0	Die der Laufzeitdifferenz $\frac{1}{2}\tau_0$ entsprechenden Strecke bei 1D-Messungen auf einer Geraden
\hat{d}_0	d_0 im ersten Eindeutigkeitsbereich
E	Anzahl der Empfänger
ϵ_n	Abstandsfehler bei einer 1D-Zeitmessung
ϵ_φ	Abstandsfehler bei einer 1D-Phasenmessung
$\bar{\epsilon}_n$	RMSE der Abstandsfehler mehrerer 1D-Zeitmessungen
$\bar{\epsilon}_\varphi$	RMSE der Abstandsfehler mehrerer 1D-Phasenmessungen
f_{CI}	Nominelle Frequenz des Grundtakts in den Sendern
f_{DI}	Nominelle Frequenz des Datentakts in den Sendern
f_{LI}	Nominelle Frequenz der Lokaloszillatoren in den Empfängern
f_{R0}	Niedrigste Trägerfrequenz des Frequenzbelegungsschemas
$f_{RI,c}$	Nominelle Trägerfrequenz in Kanal c
Δf_R	Konstanter Frequenzhub des Frequenzbelegungsschemas
f_{SI}	Nominelle Abtastrate in den Empfängern
f_x	Frequenzoffset der Phasenrauschleistungsdichte $P_{x,\text{dB}}$
Δh	Höhenversatz
h_a	Angenommene Höhe des Mobilsenders

Mathematische Symbole

h_t	Tatsächliche Höhe des Mobilsenders
$h(t)$	Kanal- und Systemimpulsantwort
K	Anzahl der Empfängerkombinationen
$k_{F,p}^{[T,R]}$	Messgröße für die Frequenzverschiebung des Pakets p
m	Abtastpunkt (zeitdiskret, dezimiert)
M	Anzahl der Abtastpunkte pro Paket (zeitdiskret, dezimiert)
n	Abtastpunkt (zeitdiskret, nicht dezimiert)
N	Anzahl der Abtastpunkte pro Paket (zeitdiskret, nicht dezimiert)
$n_{D,0}^{[T]}$	Senderspezifische Anzahl Grundtakte bis zum Sendebeginn des ersten Pakets
$n_{D,p}^{[T]}$	Senderspezifische Anzahl Grundtakte bis zum Sendebeginn des Pakets p
$n_{F,c}$	Schätzgröße Zeitverschiebung in Kanal c
$n_{F,p}^{[T,R]}$	Messgröße für die Zeitverschiebung des Pakets p
$n_{R,p}^{[T]}$	Senderspezifische Anzahl Grundtakte bis zur Nullphase des Trägers bei Paket p
$\Delta n_{R,c,p}^{[T]}$	Senderspezifische Anzahl Grundtakte zwischen Paketbeginn und Trägernullphase bei Paket p
$\delta\omega_L^{[R]}$	Relativer Frequenzfehler des Lokaloszillators im Empfänger
$\delta\omega_T^{[T]}$	Relativer Frequenzfehler des Grundtaktgebers im Sender
p	Paketnummer
P	Anzahl der Pakete eines Frequenzbelegungsschemas
$p_{c,up}^{[T]}$	Paketnummer des Signals des Sender T in Kanal c der Up Ramp
$p_{c,dn}^{[T]}$	Paketnummer des Signals des Sender T in Kanal c der Down Ramp
$P_{dB}(f)$	Phasenrauschleistungsdichte bei Frequenzoffset f
$P_{0,dB}$	Offset der Phasenrauschleistungsdichte
$P_{x,dB}$	Phasenrauschleistungsdichte bei Frequenzoffset f_x
\mathbf{P}_J	Kartesische Koordinaten des Geräts J
$\varphi_{B,p}^{[T]}$	Zeitdiskrete Momentanphase des Lokaloszillators für Sender T in den Digitalteilen der Empfänger
$\varphi_C^{[T]}$	Senderspezifische Momentanphase des Grundtakts
$\varphi_{C0}^{[T]}$	Senderspezifische Anfangsphase des Grundtakts
$\varphi_{D,p}^{[T]}$	Senderspezifische Momentanphase des Datentakts von Paket p
φ_{D0}	Anfangsphase des Datentakts

$\varphi_{F,c}$	Schätzgröße Phasendifferenz in Kanal c
$\varphi_{F,p}^{[T,R]}$	Messgröße für die Phasendrehung des Pakets p
$\varphi_L^{[R]}$	Empfängerspezifische Momentanphase des Lokaloszillators
$\varphi_{L0}^{[R]}$	Empfängerspezifische Anfangsphase des Lokaloszillators
$\varphi_{R,c}^{[T]}$	Senderspezifische Momentanphase des Trägers in Kanal c
$\varphi_{R0,c}^{[T]}$	Senderspezifische Anfangsphase des Trägers in Kanal c
$\varphi_S^{[R]}$	Empfängerspezifische Momentanphase des Abtasttakts
$\varphi_{S0}^{[R]}$	Empfängerspezifische Anfangsphase des Abtasttakts
$\Phi[k]$	Systemimpulsantwort
$\psi(c)$	Fehlerfunktion auf der Phasendifferenz in Kanal c
$\Psi[k]$	Inverse diskrete Fouriertransformation von $\psi(c)$
Ψ_{xy}^E	Kreuzkorrelationsfunktion von x und y
ΔR	Minimaler auflösbarer Pulsabstand
$r_0^{[T,R]}$	Abstand zwischen Sender und Empfänger
s_0	Ideale Form des Kommunikationssignals
S_0	Ideale Form des Kommunikationsspektrums
$s_{B,p}^{[T,R]}$	Basisbandsignal des Pakets p eines Senders im Empfänger
$s_{D,p}^{[T]}$	Basisbandsignal des Pakets p im Sender
$s_{F,p}^{[T,R]}$	Dezimiertes Basisbandsignal des Pakets p eines Senders im Empfänger
$s_M^{[T,R]}$	Analog heruntergemischtes Signal eines Senders im Empfänger
$s_R^{[T,R]}$	Empfangssignal eines Senders im Empfänger
$s_{S,p}^{[T,R]}$	Abgetastetes Signal des Pakets p eines Senders im Empfänger
$s_T^{[T]}$	Hochfrequenzes Sendesignal
t	Zeit (zeitkontinuierlich)
$T_F^{[T,R]}$	Messgröße für die zeitliche Streckung des Pakets p
$t_S^{[R]}$	Empfängerspezifische Abtastzeitpunkte
τ_0	Laufzeitdifferenz zwischen zwei Sendern und zwei Empfängern
$\tau_0^{x,y}$	Laufzeitdifferenz zwischen zwei Sendern und den zwei Empfängern x und y
$\tau_{0,n}$	Laufzeitdifferenz zwischen zwei Sendern und zwei Empfängern basierend auf Laufzeitmessungen über alle Kanäle
$\tau_{0,n,c}$	Laufzeitdifferenz zwischen zwei Sendern und zwei Empfängern basierend auf Laufzeitmessungen in Kanal c

Mathematische Symbole

$\tau_{0,\varphi}$	Laufzeitdifferenz zwischen zwei Sendern und zwei Empfängern basierend auf Phasenmessungen über alle Kanäle
$\tau^{[T,R]}$	Signallaufzeit zwischen Sender und Empfänger
$\dot{\tau}^{[T,R]}$	Gradient der Signallaufzeit zwischen Sender und Empfänger
$\tau_n^{[T,R]}$	Signallaufzeit zwischen Sender und Empfänger basierend auf Laufzeitmessungen
$\tau_\varphi^{[T,R]}$	Signallaufzeit zwischen Sender und Empfänger basierend auf Phasenmessungen
$\vec{v}_0^{[T]}$	Geschwindigkeitsvektor von Sender T
$v_{0,rad}^{[T,R]}$	Relative radiale Geschwindigkeit zwischen Sender T und Empfänger R
\mathbb{Z}_0	Menge der ganzen Zahlen mit 0

1 Einführung

1.1 Motivation und Ziel der Arbeit

Die industrielle Funkortung hat in den letzten Jahren stetig an Wichtigkeit gewonnen. Die Anwendungen umfassen die Verfolgung hochwertiger Güter, beispielsweise teure Werkzeuge in großen prozesstechnischen Anlagen, die Lagerhaltung von kleinen und großen Lagerbeständen, die Navigation in unbekanntem und bekanntem Terrain, die Kollisionsvermeidung und Relativpositionierung von Maschinen und die Verfolgung von Personen in Sicherheitsbereichen. Die Notwendigkeit der Funkortung ist in der Industrie somit im Innenbereich von Gebäuden und Hallen ebenso gegeben wie in Außenbereichen großer Lager oder Tagebauten [1, 2, 3, 4].

Die Genauigkeitsanforderung an die Positionsbestimmung ist dabei stark von der Anwendung abhängig. Die höchste Genauigkeit von wenigen Millimetern ist meist bei eindimensionaler Abstandsmessung gefordert. Der mittlere Genauigkeitsbereich, wenige Zentimeter bis Dezimeter in zwei oder drei Dimensionen, ist für viele Anwendungen ausreichend, die sich mit der Lagerhaltung und Relativpositionierung befassen. Geringe Genauigkeit im Bereich weniger Meter bis hin zu einer raumweisen Positionsbestimmung ist für das Auffinden großer Maschinen und Werkzeuge sowie für das Protokollieren des Aufenthaltsorts von Personen in Gebäuden ausreichend.

Der grobe Genauigkeitsbereich ist mittlerweile technisch gut abgedeckt durch zellen- und feldstärkebasierte Funkortungssysteme, die vorhandene Funkinfrastruktur wie DECT, WLAN oder GSM benutzen. Im Außenbereich eignen sich globale Satellitennavigationssysteme wie GPS oder zukünftig Galileo, um Ortungs- und Navigationsaufgaben in großem Maßstab zu erfüllen. Die Messauflösung zur Unterdrückung von Mehrwegen ist bei diesen Systemen häufig sehr eingeschränkt, weshalb sie sich für den Einsatz in anspruchsvollen Umgebungen, beispielsweise innerhalb großer Hallen oder in tiefen Schluchten eines Tagebaus, nicht eignen.

Für die mittlere und hohe Genauigkeit wurden in den letzten Jahren zahlreiche spezialisierte Funkortungssysteme entwickelt, die in der Regel eine eigene Infrastruktur benötigten und spezielle, breitbandige Ortungssignale aussenden, um Mehrwege besser auflösen zu können. Dadurch eignen

1 Einführung

sie sich überall dort, wo feldstärke- oder satellitenbasierte Funkortungssysteme versagen. Die hohe Genauigkeit und die breite Einsetzbarkeit stehen hohen Systemkosten gegenüber, bestehend aus Hardwarekosten für Infrastruktur und Ortungstransponder, Softwarekosten und den Kosten für Einrichtung und Einmessung durch Fachpersonal. Speziell bei einer großen Zahl von zu ortenden Objekten, die selber nur einen geringen Wert darstellen, ist der Einsatz eines solchen Systems häufig nicht zu rechtfertigen.

Gleichzeitig zeigt sich, dass immer mehr Werkzeuge in der Lagertechnik, der Prozess- und Fertigungsautomatisierung und in der Gebäudetechnik mit Funkmodulen ausgestattet sind, die zur Übertragung von Sensordaten mit niedriger Datenrate geeignet sind und, aufgrund einer geringen elektrischen Leistungsaufnahme, lange Wartungszyklen aufweisen. In der Industrie weit verbreitet sind RFID, Bluetooth und Kommunikationssysteme basierend auf IEEE 802.15.4. Speziell auf die letztgenannte Bitübertragungs- und Sicherungsschicht eines Standards für drahtlose und energiesparende Sensorkommunikation hat die Industrie große Hoffnungen gesetzt. Tatsächlich ist heute eine große Zahl von Geräten damit ausgestattet, jedoch hat sich bis jetzt keine höhere Netzwerkschicht durchsetzen können. Das ursprünglich vorgesehene Multihop-Routingprotokoll ZigBee hat sich als zu komplex erwiesen, um einfache Systeme damit realisieren zu können. Daher sind die meisten bekannten Implementierungen von IEEE 802.15.4 mit proprietären Netzwerkschichten ausgestattet. Als aussichtsreicher Standard wird derzeit WirelessHART, eine drahtlose Erweiterung des HART-Standards, von der Automatisierungsindustrie getestet. Eine Funkortung mit mittlerer Genauigkeit als reine Softwarelösung, basierend auf existierenden Funkmodulen, ist eine wünschenswerte Erweiterung des Funktionsumfangs von Automatisierungsgeräten. Vorarbeiten sind bekannt, die allerdings auf Zeitmessungen mit geringer Signalbandbreite beruhen und Mehrwege nur bedingt auflösen können. Die Genauigkeit der bekannten Ansätze bewegen sich im Bereich einiger Dezimeter bis weniger Meter [5, 6].

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist daher die kohärente Kombination der Kommunikationssignale von IEEE 802.15.4-Geräten in einer großen Zahl von Funkkanälen, um eine deutlich höhere Auflösung von Mehrwegen zu erreichen und die Genauigkeit um eine Größenordnung zu verbessern. Dazu wurde ein Frequenzbelegungsschema entwickelt, das in Kommunikationspausen zur Ortsbestimmung angewendet wird. Zwar benötigt das in dieser Arbeit entwickelte System weiterhin Infrastrukturkomponenten, doch können die zu ortenden Ortungstransponder sehr günstig als Softwareerweiterung bestehender Funkmodule realisiert werden. Die Demonstration

des in dieser Arbeit konzeptionierten Funkortungssystems in einer realistischen Industrieumgebung soll die Abschätzung der erzielbaren Genauigkeit ermöglichen.

1.2 Gliederung der Arbeit

Eine eingehende Betrachtung des Forschungs- und Industriezweigs Funkortung wird in Kapitel 2 vorgenommen. Neben einer Systematik zur Unterteilung moderner Positionsmesssysteme werden auch beispielhaft einige kommerziell erhältliche oder wissenschaftlich behandelte Systeme vorgestellt, die den Stand der Technik repräsentieren.

Der theoretische Kern dieser Arbeit, die kohärente Kombination von Kommunikationssignalen, ist in Kapitel 3 dargelegt. Neben einem vollständigen Signalmodell werden mögliche Frequenzbelegungsschemata und unterschiedliche Methoden zur vorteilhaften Ausnutzung derselben diskutiert. Ein neuartiger Ansatz zur Vermeidung von Mehrdeutigkeiten, für den Patentschutz beim Deutschen Patent- und Markenamt erteilt wurde [7], findet sich in 3.5.

Kapitel 4 zeigt unterschiedliche mathematische Ansätze zur mehrdimensionalen Positionsschätzung bei TDOA-Systemen auf. Ein gut zur Beurteilung der Rohgenauigkeit von Funkortungssystemen geeigneter Grid-Search-Algorithmus wird eingehend behandelt.

Das im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelte Demonstratorsystem wird in Kapitel 5 vorgestellt. Der Hardwareaufbau der Sender und Empfänger wird ebenso besprochen wie die Ausgestaltung der Signalverarbeitung. Zur Visualisierung der Schätzergebnisse werden mehrere Verfahren verglichen.

Mit dem Demonstratorsystem und einem entsprechenden Simulationsmodell durchgeführte Simulationen und Messungen werden in Kapitel 6 ausführlich erläutert. Einflüsse auf das Messsystem werden systematisch untersucht. Eine repräsentative Messung in einem Demonstrationsraum bei der Siemens AG in Karlsruhe zeigt die Fähigkeiten des Systems in einer realistischen industriellen Umgebung.

2 Systematik der Positionsmesssysteme

In der Literatur existieren zahlreiche unterschiedliche Ansätze zur Systematisierung von Positionsmesssystemen, beispielsweise in [1, 2, 8, 9]. Die im Folgenden verwendete Systematik ist auf die Bedürfnisse industrieller Anwender zugeschnitten.

Nach einer Begriffsdefinition zur Unterscheidung der heute geläufigen Vokabeln zur Bezeichnung von Vorgängen der Positionsbestimmung erfolgt die Eingliederung von Positionsmesssystemen innerhalb der Kategorien Messgröße, ausgenutztes physikalisches Phänomen und Bezugssystem. Anschließend werden Funkortungssysteme weiter unterteilt hinsichtlich der verwendeten Signalform. Jeder behandelte Aspekt wird mit Beispielen aus Industrie und Wissenschaft belegt. Beispiele für moderne Positionsmesssysteme werden am Ende des Kapitels präsentiert.

2.1 Begriffsdefinitionen

Die Feststellung der Position oder des Aufenthaltsorts eines Objekts mit technischen Hilfsmitteln in einem absoluten oder relativen Bezugssystem wird gemeinhin als *Ortung* (*orten*, engl. *location, to locate*) bezeichnet. Zusammengesetzte Wörter auf dieser Basis bezeichnen beispielsweise Ortungssysteme, einen Ortungsvorgang oder die Funkortung.

Ebenfalls geläufig, wenn auch nicht so scharf abgegrenzt, ist die *Positionierung* (*positionieren*, engl. *positioning, to position*), die neben der Ortung auch das absichtliche Platzieren eines Objekts an einem Ort bezeichnet. Da Verwechslungen nicht auszuschließen sind, ist die Bezeichnung im deutschen Sprachraum selten anzutreffen. Im englischen Sprachraum dagegen werden Funkortungsverfahren häufig auf Basis des Worts *positioning* bezeichnet, beispielsweise *Local Positioning Measurement* [10] und das *Local Positioning Radar* [11], um die lokal begrenzte Wirkung der dort eingesetzten Funkortungstechnologie hervorzuheben.

Aus heutiger Sicht zu vermeiden ist die Verwendung des Begriffs *Lokalisierung* (*lokalisieren*, engl. *localization, to localize*), auch wenn er unter anderem die Ortung bezeichnet. In den vergangenen Jahren hat sich dieser Begriff vor allem in der Informationstechnologie für die Anpassung

einer Hardware oder Software an lokale Gegebenheiten, beispielsweise an den am Zielort verwendeten Schriftsatz, die Sprache oder die Maßeinheiten, eingebürgert. Aufgrund der Nähe der beiden technischen Gebiete – industriell eingesetzte Ortungssysteme werden in der Regel mit informationstechnischen Anlagen verbunden – sollte die Verwendung des Begriffs Lokalisierung, im Sinne einer Marke, für Ortung unterbleiben, falls Verwechslungspotenzial vorhanden ist.

2.2 Messgrößen

Die Ortsbestimmung eines Objekts mit technischen Hilfsmitteln geschieht über die Messung von Eigenschaften absichtlich oder unabsichtlich ausgesendeter oder reflektierter Signale. Bei bekannter Ausbreitungsgeschwindigkeit ist die Signallaufzeit ein beliebtes Mittel, doch auch die Signalstärke wird häufig verwendet. Andere Signaleigenschaften, wie beispielsweise die inhaltliche Botschaft eines modulierten Signals, können ebenfalls zur Positionsbestimmung herangezogen werden.

2.2.1 Signallaufzeit

Bei bekannter Signalausbreitungsgeschwindigkeit c und der räumlichen Distanz R zwischen dem Signal aussendenden und dem empfangenden Objekt kann die Signallaufzeit τ bestimmt werden: $\tau = R/c$.¹ Auf Basis dieser Überlegung ist die Entfernungs- und Positionsbestimmung mit Hilfe fast aller Signale emittierenden Phänomene möglich, sofern die Ausbreitungsgeschwindigkeit hinreichend konstant ist und Möglichkeiten gefunden werden, die Signallaufzeit zu messen.

In Abbildung 2.1 werden vier unterschiedliche Verfahren vorgestellt, die Signallaufzeit direkt oder indirekt zu verwerten. In allen Fällen sind mobile Teilnehmer mit unbekanntem Positionen und Infrastrukturkomponenten mit bekannten Positionen beteiligt. Ziel ist die Ortsbestimmung der Mobilteilnehmer mit Hilfe von Ortungssignalen, die für die Ortung vorteilhafte Eigenschaften besitzen. Dabei sollte beachtet werden, dass die in den Abbildungen eingezeichneten Signalwege auch umgekehrt verlaufen können, indem Sender und Empfänger vertauschte Rollen einnehmen. Der Unterschied zwischen beiden Modi liegt dabei meist im Synchronisierungsauf-

¹ $c = 299792458$ m/s bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Vakuum und $c = 343$ m/s bei der Ausbreitung von Schallwellen in Luft mit einer Temperatur von 20°C und einem Druck von 1013 hPa.

wand der Teilnehmer, in der jeweiligen Komplexität der Hardware und darin, wo die Berechnung der Positionen der Mobilteilnehmer stattfindet. Für industrielle Anwendungen hängt die Wahl der Konfiguration meist davon ab, wie viele Mobilteilnehmer geortet werden sollen, wie groß das abzudeckende Areal und damit die Zahl der benötigten Infrastrukturkomponenten ist und wo die gewonnene Ortinformation verwendet werden soll. Die Erläuterung der Verfahren im Folgenden deckt zur Vereinfachung nur die eingezeichneten Fälle ab.

Round-trip time of flight (RTOF)

In Abbildung 2.1(a) ist das Verfahren *Round-trip time of flight* (RTOF) dargestellt, bei dem ein Ortungssignal von einem Teilnehmer zu einem anderen gesendet wird, der sich anhand dieses Signals zeitlich auf den ersten Teilnehmer synchronisiert. Der zweite Teilnehmer sendet dann nach einer festen und bekannten Wartezeit seinerseits ein Ortungssignal an den ersten Teilnehmer, der aus der Rundreisezeit (round-trip time) zwischen der ersten Aussendung und dem Empfang des zweiten Signals die Entfernung zwischen beiden Ortungsteilnehmern berechnen kann. Wird der Vorgang mit weiteren Teilnehmern wiederholt, die idealerweise ortsbekannte Infrastrukturkomponenten darstellen, kann der ortsunbekannte Mobilteilnehmer seine eigene Position aus den gemessenen Signallaufzeiten berechnen. Der Vorgang wird als *Multilateration*² bezeichnet und geht geometrisch auf den Schnitt mehrerer Kreise in der Ebene bzw. Kugeln im Raum zurück. Das ebene Problem mit genau drei gemessenen Abständen ist auch als *Trilateration* bekannt. Heute existieren zahlreiche Algorithmen zur geschlossenen oder iterativen Berechnung der Position aus einer großen Zahl von gemessenen Signallaufzeiten und den bekannten Positionen der übrigen Teilnehmer, beispielsweise [12, 13].

Der große Vorteil von RTOF liegt darin, dass die Ortungsteilnehmer nicht alle zum selben Zeitpunkt synchronisiert werden müssen, sondern die Synchronisation paarweise als Teil der Entfernungsbestimmung vorgenommen wird. Dass sämtliche Teilnehmer vollwertige Sender und Empfänger für Ortungssignale aufweisen müssen wirkt sich häufig nachteilig auf die Systemkomplexität und damit in der Regel auch auf die Kosten aus. Zudem müssen die Entfernungsmessungen zu den einzelnen Infrastrukturkomponenten sequenziell erfolgen, was die mögliche Messrate bei einer großen Zahl von Teilnehmern stark reduziert.

²lat. lateral = seitlich

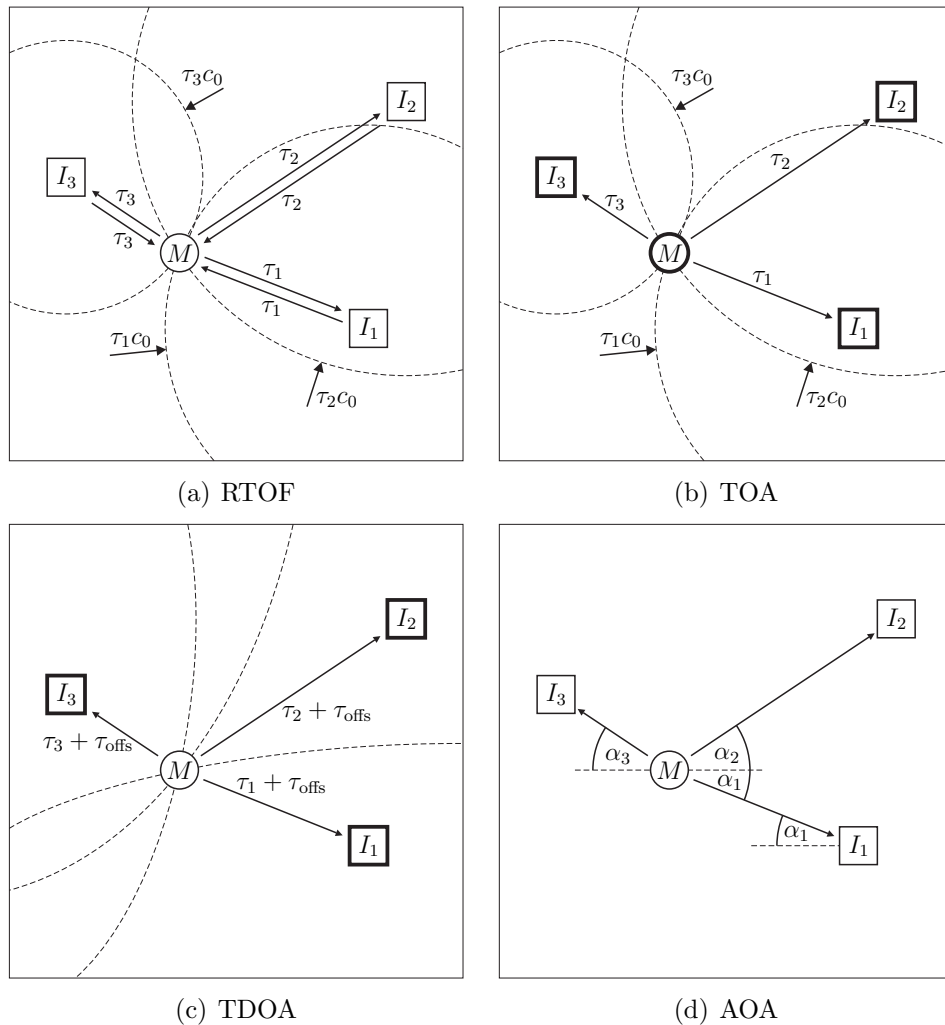


Abbildung 2.1: Arten der Ortung mit Laufzeitmessungen. \circ sind ortsunbekannte Mobilteilnehmer, \square sind ortsbekannte Infrastrukturkomponenten. Fett eingezeichnete Teilnehmer sind zeitlich synchronisiert. \rightarrow ist ein Ortungssignal. τ ist eine Signallaufzeit mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_0 und α ist der Eintreffwinkel eines Signals.

In [5, 6] wird ein Funkortungssystem in RTOF-Konfiguration bei 2,4 GHz vorgestellt, das Transceiver verwendet, die den Kommunikationsstandard IEEE 802.15.4 unterstützen. Dieser Standard wird auch von dem in dieser Arbeit entwickelten Funkortungssystem ausgenutzt und eignet sich aufgrund der geringen Datenrate und der damit einhergehenden geringen Hardware-Komplexität besonders für ausgedehnte, drahtlose Sensornetze.

Time of arrival (TOA)

Werden alle Ortungsteilnehmer miteinander zeitlich synchronisiert und ist sowohl der Aussendezeitpunkt des Ortungssignals eines ortsunbekannten Mobilteilnehmers, als auch der Eintreffzeitpunkt dieses Signals an mehreren ortsbekannten Infrastrukturkomponenten bekannt, kann die Position des Mobilteilnehmers erneut mit Hilfe der Multilateration berechnet werden. Dieses in Abbildung 2.1(b) dargestellte Verfahren wird *Time of arrival* (TOA) bezeichnet. Aufgrund der Forderung nach einer zeitlichen Synchronisation aller Teilnehmer, die insbesondere für mobile Teilnehmer problematisch ist, findet das Verfahren aufgrund der hohen Ausbreitungsgeschwindigkeit selten bei der Funkortung Anwendung. Ultraschallsysteme, die mittels Funksignalen synchronisiert werden, verwenden dagegen häufig TOA, da sich Schallwellen in Luft wesentlich langsamer ausbreiten als elektromagnetische Wellen.

TOA-Systeme benötigen für die Ortungssignale auf einer Seite – Mobilteilnehmer oder Infrastruktur – ausschließlich Sender und auf der Gegenseite Empfänger. Dadurch kann die benötigte Hardware klein und kostengünstig gehalten werden. Für die Positionsbestimmung eines Mobilteilnehmers ist nur die Aussendung eines einzigen Ortungssignals notwendig, das von allen Infrastrukturkomponenten empfangen wird. Daher kann ein TOA-System mit einer hohen Messrate betrieben werden.

Time difference of arrival (TDOA)

Ist die Synchronisation aller Mobilteilnehmer nicht realisierbar, bietet sich an, nur die Infrastrukturkomponenten zeitlich zu synchronisieren und die Mobilteilnehmer asynchron zu betreiben. Abbildung 2.1(c) zeigt das Verfahren *Time difference of arrival* (TDOA). Aufgrund der fehlenden Synchronisierung der Mobilteilnehmer ist den Infrastrukturkomponenten nicht bekannt, zu welchem Zeitpunkt das Ortungssignal ausgesendet wurde. Der unbekannte Zeitoffset τ_{offs} führt dazu, dass nicht die Entfernungen direkt

gemessen werden, sondern sogenannte *pseudo ranges*, die alle mit demselben unbekanntem Offset behaftet sind. Durch paarweise Differenzbildung wird der Offset entfernt, jedoch sind nur noch die Laufzeitunterschiede zu zwei Infrastrukturkomponenten bekannt. Durch die Differenzbildung werden nicht mehr Kreise oder Kugeln, sondern Hyperbeln in der Ebene oder Hyperboloide im Raum zum Schnitt gebracht. Das in dieser Arbeit entwickelte Funkortungssystem wird in TDOA-Konfiguration betrieben. Eine detaillierte Übersicht über Algorithmen zur Ortsbestimmung mit TDOA findet sich deshalb in Kapitel 4.

Bei TDOA-Systemen wird die Synchronisation häufig mit einem ortsbekanntem Referenzsender durchgeführt, der, zeitnah zum Mobilteil, seinerseits ein Ortungssignal aussendet. Die Infrastrukturkomponenten empfangen dieses Signal und synchronisieren sich nach Kompensation der bekannten Signallaufzeiten.

Wie bei den TOA-Systemen können TDOA-Systeme über unterschiedliche Hardware auf Mobil- und Infrastrukturseite verfügen. Auch für die Messrate gelten für beide Verfahren dieselben Überlegungen.

Angle of arrival (AOA)

Kann der Winkel, unter dem ein Signal bei einem Empfänger eintrifft, messtechnisch ermittelt werden, so kann er zur Positionsbestimmung genutzt werden. Das zugehörige Verfahren *Angle of arrival* (AOA) ist in Abbildung 2.1(d) dargestellt. Ein ortsunbekannter Mobilteilnehmer sendet Ortungssignale aus, die von mehreren ortsbekannten Infrastrukturkomponenten empfangen werden. Zur eindeutigen Winkelbestimmung muss zusätzlich die ebene oder räumliche Ausrichtung der Komponenten bekannt sein. Die Position des Mobilteilnehmers kann aus den gemessenen Winkeln und den bekannten Positionen und Ausrichtungen mit Hilfe der *Triangulation*³ berechnet werden. Häufig wird dieses Verfahren nicht allein eingesetzt, sondern in Kombination mit anderen, meist RTOF oder TDOA. In vielen Anwendungen ist es beispielsweise nötig, die Entfernung und Lage zweier Mobilstationen relativ zueinander zu bestimmen. Diese Aufgabe kann durch RTOF allein nicht gelöst werden, denn erst mit AOA kann die relative Lage bestimmt werden.

AOA ist nicht zwingend ein System, das Signallaufzeiten auswertet. Das ist nur dann der Fall, wenn Signale über mehrere Antennen kohärent empfangen und die Phasenunterschiede aufgrund der geringen Laufzeit-

³lat. triangulum = Dreieck

unterschiede zwischen den Antennen ausgewertet werden. Solch ein Funkortungssystem ist in [14] beschrieben. Wird stattdessen eine dreh- oder schwenkbare Antenne verwendet, oder eine Antenne, deren Abstrahlcharakteristik verändert werden kann (sog. *Beam Forming* oder *Beam Steering*), erfolgt die Richtungsbestimmung meist über die Maximierung der empfangenen Signalstärke [15, 16, 17].

Senderortung

Ein Gebiet der Ortung befasst sich mit der *Senderortung* (engl. *emitter location*). Aufgabe dabei ist die Positionsbestimmung eines unkooperativen Senders, der, meist unbeeinflusst von der Ortungsinfrastruktur, Kommunikationssignale aussendet. Die Signale sind nicht speziell für Ortungszwecke gestaltet worden, so dass sie häufig keine für die Ortung vorteilhaften Eigenschaften aufweisen. Da der Ortungsvorgang von dem Sender nicht bemerkt werden soll, kommen nur TDOA- und AOA-Verfahren in Frage, die Signallaufzeiten, Eintreffwinkel und häufig auch eine Dopplerverschiebung auswerten, um die Position und die Geschwindigkeit des Senders relativ zur Ortungsinfrastruktur zu bestimmen. Der Einsatz geschieht meist im militärischen Umfeld oder bei der Strafverfolgung [18].

Das ist in dieser Arbeit entwickelte Funkortungssystem weist einige, aber nicht alle Eigenschaften einer Senderortung auf, weshalb es nicht dazu gezählt werden kann. Die Sender benutzen zwar Kommunikationssignale, die nicht für Ortungszwecke spezialisiert sind, jedoch werden diese Signale mit einem für alle Teilnehmer verbindlichen Frequenzbelegungsschema ausgesendet. Die Sender können daher nicht als unkooperativ angesehen werden. Die Verwendung eines TDOA-Verfahrens mit Referenzsender ermöglicht zudem, dass die Mobilsender auf den Zweck des Referenzsenders schließen können und der Ortungsvorgang nicht unbemerkt bleibt.

2.2.2 Signalstärke

Modellierung der Signalausbreitung

Die Wellenausbreitung bei technischen Systemen erfolgt in der Regel nicht beliebig stark gerichtet, wie beispielsweise bei einem idealen Laserstrahl, sondern in einem Raumsektor. Mit steigender Entfernung zum Sender fällt die Leistungsdichte im Signal ab, da sich die Leistung auf einer stetig wachsenden Fläche verteilt. Dieser sogenannte *Large-Scale-Effekt* wird mathematisch modelliert, für elektromagnetische Wellenausbreitung beispielswei-

se mit der *Friis-Gleichung* [19, 20], und kann zur Entfernungsbestimmung herangezogen werden. Aufgrund von nichtidealen Effekten, wie der zusätzlichen Signaldämpfung an atmosphärischen Störungen oder der Überlagerung zeitverzögerter Signalkopien, die über Mehrwege den Empfänger erreichen, eignen sich diese Modelle jedoch häufig nur vereinzelt für eine akzeptable Messgenauigkeit. In Innenräumen versagen diese Algorithmen dagegen regelmäßig aufgrund der komplexen Kanaleigenschaften [21].

Ein Beispiel für die Anwendung eines Modells ist die *barometrische Höhenmessung*, wobei die Höhe in der Atmosphäre oder die Tiefe in einem Gewässer über den barometrischen Luft- oder Wasserdruck ermittelt wird [22]. Man sieht daran auch, dass für eine Positionsbestimmung – hier für die Bestimmung der Höhe – nicht zwingend die Aussendung von Signalen notwendig ist, wenn ein vorhandenes Feld, im Fall der barometrischen Höhenmessung das Gravitationsfeld der Erde, einen Gradienten aufweist.

Fingerprinting und Pattern Matching

Falls sich einfache Ausbreitungsmodelle nicht zur Entfernungsmessung eignen, kann ein komplexeres Modell erstellt werden, das möglichst viele der störenden Effekte berücksichtigt. Häufig stellt sich dabei jedoch das Problem, dass die Effekte nicht deterministisch auftreten, sondern statistisch im Messraum verteilt sind [23]. So verursachen sogenannte *Small-Scale-Effekte* beim Verändern der Sender- oder Empfängerpositionen innerhalb weniger Zentimeter Leistungsschwankungen, die deutlich größer sein können als die zu messenden Large-Scale-Effekte. Zudem sind auch die Large-Scale-Effekte sehr stark von der Antennenwahl und der Platzierung der Sender abhängig, was in einfachen Ausbreitungsmodellen nicht berücksichtigt wird.

Ein Ansatz ist daher die Messung der Signalstärke an vielen Punkten im Raum zu mehreren Gegenstationen und die Eintragung dieser n -Tupel in eine Karte des Messraums. Dieser Vorgang wird als *Fingerprinting* bezeichnet, da der Messraum anhand der lokalen Kanaleigenschaften charakterisiert wird. Werden anschließend Messungen mit unbekanntem Aufenthaltsort durchgeführt, kann ein Vergleich der Messung mit der Karte, vorteilhaft über eine zurückgelegte Strecke, Aufschluss über die gesuchte Position geben. Diese als *Pattern Matching* bekannte Methode ist im Ansatz bereits in [21, 24] zu finden und wurde durch [25, 26] gründlich erforscht. Die Anwendung auf DECT-⁴ und WLAN-Netze findet sich beispielsweise in [27].

⁴Digital Enhanced Cordless Telecommunications

Vorteilhaft ist dabei, dass keine zusätzliche Infrastruktur benötigt wird und die ohnehin zur Kommunikation ausgesendeten Signale verwendet werden können. Ein großer Nachteil solcher Systeme ist der hohe Einmessaufwand und die Forderung nach einem zeitinvarianten Umfeld. Die erzielbare Genauigkeit der zitierten Systeme liegt im Bereich der Größe maßgeblicher Strukturen des Messraums (z.B. Wände) und somit bei einigen Metern.

Die moderne Forschung richtet derzeit das Augenmerk auf lernende Systeme, bei denen die Karte des Messraums nicht anhand eines aufwendigen Einmessvorgangs, sondern über eine Langzeitbeobachtung ohne Rückmeldung der tatsächlichen Position erfolgt [27]. Mit dieser als *Simultaneous Localization and Learning* (SLL) bezeichneten Methode konvergiert die Messgenauigkeit gegen das erzielbare Optimum eines voll eingemessenen Raums. Werden Veränderungen durchgeführt, wie beispielsweise das Entfernen einer Wand oder der Austausch von Antennen, sinkt die Genauigkeit kurzzeitig lokal ab, um anschließend wieder gegen das Optimum zu streben [28, 29, 30]. Neueste Untersuchungen zeigen, dass die Selbstlernung solcher Kanaleffekte die Messgenauigkeit auch für laufzeitmessende Systeme deutlich verbessern kann [31].

Mikrowellentomographie

Ein neuartiger Ansatz zur Ortung unkooperativer Objekte ist der Einsatz der *Mikrowellentomographie*. [32] und [33] zeigen, dass einfache und kostengünstige Funk-Transceiver für drahtlose Sensornetzwerke, in großer Zahl um einen Messraum verteilt, die Positionen von Objekten in ihrer Mitte berechnen können. Die gemessene Signalstärke jeder Funkverbindung zwischen zwei Transceivern entspricht dabei dem Linienintegral über alle Effekte, die die Signalstärke auf dem direkten Weg beeinflussen [32] und die zusätzlich durch Reflexionen und Beugung verursacht werden [33]. Geeignete Transformationsvorschriften, die auch der Computertomographie zugrunde liegen, rekonstruieren aus den Linienintegralen die Geometrie des Objekts im Messraum [34]. Die Messgenauigkeit liegt im Bereich einiger Dezimeter bei einer Signalfrequenz von 2,4 GHz. Auch die Messung durch Wände hindurch ist möglich [35, 36]. Anwendung finden könnte dieses einfache und kostengünstige Messverfahren beispielsweise bei der Brandbekämpfung in unbekanntem Gebäuden [37] oder bei der unsichtbaren und somit würdevollen Beobachtung älterer Menschen in ihrem natürlichen Umfeld zur Erkennung von Krankheitszuständen [38].

2.2.3 Andere Signaleigenschaften

Die meisten Ortungssysteme bedienen sich der Signallaufzeit oder -feldstärke, doch auch andere Signaleigenschaften können Ortsinformationen beinhalten.

Die *Rotverschiebung* des Lichts weit entfernter Galaxien wird genutzt, um deren Entfernung zur Erde abzuschätzen. Dabei wird die Hubblekonstante, also die Expansionsrate des Universums, in Relation zur Wellenlängendifferenz zwischen dem auf der Erde empfangenen Licht der gesuchten Galaxie und einer Galaxie bekannter Entfernung gesetzt [39].

Ein anderes Beispiel ist die regionale und in Zukunft vielleicht sogar globale Ortung eines WLAN-Geräts anhand der Kennungen aller Basisstationen in seinem Umfeld. Es handelt sich dabei ebenfalls um eine Ortung anhand der Signalfeldstärke – Signal vorhanden oder nicht, *Proximity Sensing* genannt; ausgenutzt beispielsweise in [40] – doch ermöglichen erst die Kennungen einer sehr großen Zahl von Basisstationen die hohe Genauigkeit [41]. Dies gelingt vor allem in urbanen Gegenden sehr gut, wo häufig mehr als zehn WLAN-Netze an einem Punkt empfangen werden können. Bei *Google Maps* kann diese Funktion unter anderem in Deutschland aktiviert werden und liefert im Fall der Wohnung des Autors dieser Arbeit im Stadtgebiet Münchens einen Fehler von weniger als einer Häuserbreite bei sieben gleichzeitig empfangbaren WLAN-Netzkennungen. Die Nutzung des modulierten Inhalts verfügbarer Signale zur Ortsbestimmung ist auch Gegenstand aktueller Forschungen, siehe Kapitel 2.5.3.

2.3 Physikalische Phänomene

Neben den in dieser Arbeit hauptsächlich behandelten Funkortungssystemen werden auch andere physikalische Phänomene genutzt, um Signale in Form von Wellen oder Teilchen auszusenden und zu empfangen und daraus eine Ortsinformation zu berechnen. Im Folgenden werden optisch arbeitende Ortungssysteme ebenso behandelt wie solche, die sich Schallwellen zunutze machen. Den Abschluss bilden elektromagnetisch betriebene Ortungssysteme. Außerdem gibt es einen Ausblick zur Fusion unterschiedlicher Sensorwerte.

2.3.1 Optische Strahlung

Sichtbares Licht

Für Menschen sichtbares Licht mit Wellenlängen zwischen 380 und 780 nm eignet sich gut zur Ortsbestimmung, da unsere Umwelt mit, für uns sichtbaren, Wegweisern und Orientierungspunkten bereits gut ausgestattet ist. Doch während der Mensch mit überragenden sensorischen und kognitiven Fähigkeiten ausgerüstet ist, um optische Informationen zu verarbeiten, waren technische Systeme, aufgrund geringer Rechenleistung, Datenübertragungskapazitäten und Speichergröße, lange Zeit unterlegen. Moderne bildverarbeitende Kamerasysteme können ihre Position in unbekanntem Umgebungen anhand erkannter Strukturen bestimmen. Beispiele sind Spurhalteassistenten in Fahrzeugen [42] und autonom steuernde Fahrzeuge in urbanen oder ländlichen Umgebungen [43]. Spezielle Ortungssysteme arbeiten mit Laserstrahlung (*LIDAR*⁵) [44, 45] oder auffälligen Wegmarken. Die gleichzeitige Erstellung von Umgebungskarten und Navigation ist Gegenstand aktueller Forschung (*SLAM*, Simultaneous Localization and Mapping) [46, 47]. Selbst Spielkonsolen sind heute mit Systemen zur Gestenerkennung und -steuerung ausgestattet [48, 49]. Aufgrund der zukünftigen Nutzung von normalen Lichtquellen in Räumen zur Aussendung von digitalen Daten mit hoher Datenrate ist davon auszugehen, dass auch damit Ortungsfunktionen verbunden werden [50].

Sichtbares Licht lässt sich sehr stark bündeln (vgl. *Laser*) und mit einfachsten Mitteln komplett abschatten. Es reflektiert, bricht und beugt gemäß einfacher Gesetzmäßigkeiten. Im Freien ist die Reichweite durch atmosphärische Störungen und die Erdkrümmung eingeschränkt. In Innenräumen ist die Reichweite meist durch die Raumbegrenzungen gegeben und je nach Anordnung und Ausgestaltung der Leuchtquelle und des Lichtsensors kann sie noch deutlich geringer sein. Systeme, die mit Laserstrahlung operieren, müssen sicherstellen, dass Menschen in ihrer Umgebung nicht verletzt werden. Das größte Hindernis beim Einsatz optischer Ortungssysteme in industriellen Umgebungen ist die Funktionsbeeinträchtigung durch Staub und Schmutz [1].

⁵Light Detection and Ranging

Infrarotstrahlung

Infrarotstrahlung hat eine größere Wellenlänge als sichtbares Licht⁶, ist jedoch denselben Gesetzmäßigkeiten unterworfen. Da Infrarotstrahlung für das menschliche Auge unsichtbar ist, eignet es sich sehr gut zur unbemerkten Datenübertragung und ist immer noch weit verbreitet bei Fernbedienungen. Aufgrund der hohen erzielbaren Richtwirkung und der sehr einfach möglichen Abschattung eignet sie sich insbesondere auch dort für Datenübertragung, wo eine Begrenzung auf engstem Raum notwendig ist, beispielsweise bei drahtlosen Informationssystemen in Museen. Infrarotlicht kann sehr kostengünstig erzeugt und empfangen werden.

Ein vergleichsweise altes Ortungssystem auf der Basis von Infrarotstrahlung ist *Active Badge*⁷, das bereits 1991 vorgestellt wurde [51]. Weitere Systeme nennen sich *Firefly*⁸ und *Optotrack*⁹.

2.3.2 Schallwellen

Ultraschall

Schallwellen mit Frequenzen über etwa 16 kHz werden als *Ultraschall* bezeichnet und sind für Menschen nicht hörbar¹⁰. Schon für Ultraschall mit der niedrigsten Frequenz ist die Wellenlänge mit rund 2 cm klein im Vergleich zu den Signalen vieler Funkortungssysteme. Für medizinische Anwendungen werden Schallwellen mit Frequenzen im Bereich einiger Megahertz erzeugt, wodurch sehr feine Strukturen aufgelöst werden können [52]. Aufgrund der sehr hohen frequenzabhängigen Dämpfung in Luft reichen zur Ortung verwendete Schallwellen jedoch nur wenige Meter weit. Dennoch haben sich einige Ortungssysteme etabliert, beispielsweise *Active Bat*¹¹ [53, 54], *Cricket*¹² [55, 56] und *Sonitor*¹³ [57]. Da sich elektromagnetische Wellen fast 10^6 mal schneller in Luft ausbreiten als Schall, können Funkssysteme zur Synchronisation der Ultraschall-Infrastruktur eingesetzt und die Ortung im vorteilhaften TOA-Modus durchgeführt werden.

⁶Infrarotstrahlung zur drahtlosen Datenübertragung weist Wellenlängen zwischen 880 und 950 nm auf.

⁷Ursprünglich Olivetti Research, heute Cambridge University

⁸Cybernet Systems Corporation

⁹Northern Digital Inc.

¹⁰Sehr junge Menschen nehmen Schall bis ca. 20 kHz wahr.

¹¹University of Cambridge

¹²Massachusetts Institute of Technology

¹³Sonitor Technologies Inc.

Infraschall

Auch Schallwellen mit sehr großer Wellenlänge, sogenannter *Infraschall*¹⁴, können zur Ortsbestimmung herangezogen werden. Dies ist vor allem im Erdboden und in Gewässern von Vorteil, da sich Schallwellen niedriger Frequenz über sehr weite Strecken ausbreiten können. Die Ozeanographie beschäftigt sich daher schon länger mit der Ortung und Verfolgung von mit Infraschall kommunizierenden Meerestieren anhand der von ihnen ausgesendeten Schallwellen [58, 59]. Die industrielle Verwertbarkeit erscheint gering, jedoch sind die verwendeten Messanordnungen und Algorithmen denen der Funkortung sehr ähnlich, beispielsweise Mehrantennenanordnungen in [60].

2.3.3 Elektromagnetische Wellen

Magnetisches Feld

Die magnetische Komponente eines elektromagnetischen Feldes wird zur Ortung von Bohrlöchern im Meeresboden verwendet, da ein Magnetfeld mit einer Frequenz der Größenordnung 100 kHz bis 100 MHz bestimmte Gesteinsarten und Sande durchdringen kann und somit Reichweiten von wenigen zehn Metern erlaubt [61]. Auch für hochgenaue Anwendungen in schwierigem Umfeld, etwa bei der Ortung einer Sonde im menschlichen Körper, kommen *magnetische Ortungssysteme* zum Einsatz. So kann eine dreidimensionale Messanordnung die Position einer magnetischen Sonde auf wenige Millimeter genau im Körper orten aufgrund der weitestgehend homogenen Magnetfeldausbreitung und der guten Durchdringbarkeit von Flüssigkeiten [62, 63].

Elektrisches Feld

Wird ein elektrisches Feld zur Ortung genutzt, spricht man von einem *kapazitiven Ortungssystem*. [64] und [65] zeigen beispielsweise, wie die Position von Menschen in einem mit Bodenelektroden und einer Deckenelektrode ausgestatteten Raum auf einige Dezimeter genau bestimmt werden kann, indem Kapazitätsveränderungen ausgewertet werden, die der Mensch als Dielektrikum verursacht¹⁵. Auch [66] nutzt Kapazitätsschwankungen zwischen zwei Sensoren zur Detektion eines unbefugten Eindringens in eine

¹⁴Die Frequenz von Infraschall reicht von einigen Millihertz bis etwa 16 Hz.

¹⁵Die relative Permittivität von Luft beträgt etwa 1, die des menschlichen Körpers kann mit der des Wasser ($\epsilon_r \approx 80$) angenähert werden.

Automatisierungsanlage. Die Reichweite solcher Systeme ist auf wenige Meter beschränkt. Von Vorteil ist jedoch die Möglichkeit des unsichtbaren Einbaus in Decken und Wände und die sehr geringe elektrische Leistungsaufnahme.

Funkortung

Funkortungssysteme senden und empfangen elektromagnetische Wellen im Frequenzbereich 100 kHz bis 24 GHz¹⁶ und ermöglichen die Positionsbestimmung ortsunbekannter Teilnehmer durch Auswertung der Signalamplitude und -phase. Aufgrund des großen abgedeckten Frequenzbereichs operieren Funkortungssysteme global, regional oder lokal; eine Definition dieser Begriffe erfolgt in Kapitel 2.4. Zahlreiche vorteilhafte Signalformen für die Funkortung sind bekannt und werden in Kapitel 2.5 vorgestellt. Einige moderne Funkortungsverfahren für den industriellen Einsatz werden in Kapitel 2.6 diskutiert.

Wichtigste Dimensionierungsmerkmale von Funkortungssystemen sind die Signalfrequenz und -bandbreite. So ist für die bodengestützte, globale Ortung eine Frequenz bei rund 100 kHz aufgrund einer erzielbaren Reichweite von über 1000 km von Vorteil, während lokale Ortungssysteme meist bei mehreren GHz und mit einer großen Bandbreite operieren, um die quasi-optischen Ausbreitungseigenschaften mit einer hohen Auflösung zu kombinieren. Im industriellen Umfeld wird meist die Robustheit gegenüber Verschmutzung der Antennen im Vergleich zu optischen Systemen vorteilhaft bewertet [1].

Viele industrielle Funkortungssysteme operieren in sogenannten *ISM-Bändern*¹⁷, also Bereichen des elektromagnetischen Spektrums, in denen das Aussenden von Signalen nicht an bestimmte Anwendungen oder Institutionen geknüpft ist, sondern über technische Eigenschaften, wie die Sendeleistung oder die Modulationsart, reguliert wird. Diese Bänder sind häufig schon durch andere Funkdienste stark frequentiert, was zum Ausfall oder zur Verschlechterung einzelner Dienste führen kann. Diesem Nachteil von Funkortungssystemen wird häufig mit Funkplanung begegnet [67].

¹⁶Dabei handelt es sich um übliche Frequenzbereiche industrieller und automobiler Funkortungssysteme.

¹⁷Industrial, Scientific, Medical

2.3.4 Sensorfusion

Werden mehrere der vorgestellten physikalischen Phänomene und eventuell noch andere Informationsquellen miteinander verknüpft, spricht man von *Sensorfusion* (engl. *sensor fusion*). Das Ziel ist meist die Verbesserung der Ortungsgenauigkeit und in seltenen Fällen auch die Vergrößerung des Anwendungsbereichs. Sehr häufig werden Sensoren zur Messung der Erdanziehungskraft in drei Dimensionen, sogenannte Inertialsensorik, eingesetzt, um die Lage eines Objekts im Raum zu erfassen. Die Fusion der Daten unterschiedlicher Sensoren geschieht zweckmäßig mit *Trackingfiltern*, beispielsweise einem Kalmanfilter. Beispiele für Sensorfusion finden sich in [68, 69, 70, 71]. Ein allgemeiner Überblick zur Verknüpfung von Satellitennavigation und Inertialsensorik findet sich in [72].

2.4 Bezugssysteme für Funkortungssysteme

Das Ziel der Funkortung ist die Entfernungs-, Positions- oder Geschwindigkeitsbestimmung von Objekten in einem Bezugs- oder Koordinatensystem. Die Ausdehnung der verwendeten Ortungsinfrastruktur setzt dabei meist die räumlichen Grenzen des Bezugssystems und lässt sich anhand der heute üblichen Systeme in globale, regionale und lokale Funkortung unterteilen.

2.4.1 Globale Ortung

Die *globale Ortung* bezeichnet die Möglichkeit, die eigene Position nahezu weltweit in einem globalen Bezugssystem feststellen zu können. Man unterscheidet zwischen bodengestützter und satellitengestützter globaler Ortung.

Die *bodengestützte* globale Ortung wird durch eine große Zahl von auf der Erdoberfläche verteilten Sendemasten ermöglicht, die Ortungssignale sehr niedriger Frequenz, beispielsweise 100 kHz bei LORAN-C, ausstrahlen. Ein ortsunbekannter Empfänger kann, aus den gemessenen Laufzeitdifferenzen der Signale dreier Sender und mit Kenntnis über die Standorte der Sender, seine Position auf der Erdoberfläche nach dem TDOA-Verfahren berechnen. Bodengestützte Systeme sind den satellitengestützten hinsichtlich der erzielbaren Genauigkeit unterlegen und werden heute zunehmend außer Dienst gestellt.

Satellitengestützte globale Ortung (GNSS¹⁸) verwendet ein Netz aus Sa-

¹⁸Global Navigation Satellite System

telliten im Erdorbit, die kontinuierlich Ortungssignale in Richtung Erdboden senden. Auch hier kann ein ortsunbekannter Empfänger seine Position mittels TDOA in einem globalen Koordinatensystem bestimmen. Bekannte Vertreter sind das amerikanische GPS¹⁹, das europäische Galileo, das russische GLONASS und das chinesische Compass. Alle Systeme werden zurzeit entweder ganz neu aufgebaut (Galileo, Compass) oder umfassend modernisiert (GPS, GLONASS). Die Signale werden auf Frequenzen zwischen 1 und 2 GHz mit einem Codespreizverfahren ausgesendet, um die Signale mehrerer Satelliten und Systeme untereinander auf denselben Frequenzen aussenden zu können. Die Unterscheidung nach dem Codemultiplexverfahren (CDMA) geschieht anhand unterschiedlicher Codes. Zusätzlich sind meist noch Datenbits geringer Bitrate aufmoduliert, um den Empfängern Daten über die Satellitenbahnen zu übermitteln. Die Empfänger ermitteln die Laufzeitdifferenzen anhand der Codephase und, mit verbesserter Genauigkeit, durch die Trägerphase. Einen guten Überblick gibt [73]. Die Genauigkeit liegt heute im Mittel bei etwa 10 m; bei der Verwendung spezieller Antennen in mehrwegearmen Umgebungen auch deutlich darunter. Moderne Signalformen und hohe Bandbreiten von bis zu 50 MHz sollen zukünftig auch Genauigkeiten im Dezimeterbereich ermöglichen [74, 75]. Mit dem heute üblichen zivilen L1-Code von GPS, mit einer Chiprate²⁰ von 1,023 MHz, ist auch eine weltweite, zeitliche Synchronisation von Geräten mit einer Genauigkeit von etwa 1 μ s möglich. Der größte technische Nachteil der Satellitenortung ist die mangelnde Durchdringbarkeit von Gebäuden und dichter Bewaldung, da die Signale mit sehr geringer Leistungsdichte am Erdboden eintreffen. In tiefen Häuserschluchten ist die Genauigkeit stark reduziert [76]. Aus wirtschaftlicher Sicht sind Satellitensysteme sehr teuer in der Anschaffung und im Unterhalt, während die Ortungssignale weltweit ohne Bezahlung empfangen werden können. Daher ist beabsichtigt, Premiumdienste von Galileo nur kostenpflichtig anzubieten, indem die Signale verschlüsselt werden [77].

Die Kombination der einzelnen Satellitensysteme untereinander und mit der bodengestützten globalen Ortung zur Erzielung von Vorteilen, beispielsweise höhere Genauigkeit oder übergangslose Innen- und Außenortung, ist Gegenstand aktueller Forschung [78, 79].

Das Hauptanwendungsgebiet der globalen Ortung ist die Navigation von Fahrzeugen am Erdboden, auf dem Wasser und in der Luft, sowohl zivil als auch militärisch. Die Verfolgung von Containern und anderen sperrigen

¹⁹Global Positioning System

²⁰Ein Chip ist ein „Bit“ des Codes, nicht zu verwechseln mit einem Datenbit.

Frachtgütern mit GPS wird häufig angewendet. Wachsende Bereiche sind die Verbrechensbekämpfung²¹ und der Strafvollzug²² [80]. Da viele Smartphones heute mit GPS-Empfängern ausgestattet sind, wird die Verbreitung der eigenen Position in sozialen Netzwerken und die Identifizierung lokaler Angebote (engl. *Location Based Services*) als Zukunftsmarkt gesehen [81].

2.4.2 Regionale Ortung

Die meisten Nationen der Erde sind heute mit einer großen Zahl von drahtlosen Kommunikationsnetzen ausgestattet, wozu neben den Mobilfunknetzen²³ auch lokale Nahbereichsfunknetze²⁴ zählen. All diese Netze bieten die Möglichkeit, einen Netzteilnehmer regional, also auf die Netzabmessungen beschränkt, zu orten. Bei den in Zellen organisierten Mobilfunknetzen spricht man von *Zellenortung*, da zur Ortung die Zellen-Identifikationsnummer der nächstgelegenen Zellenbasisstation herangezogen wird und die Ortungsgenauigkeit auf die Zellenabmessungen beschränkt und somit für viele Anwendungen nur in Großstädten ausreichend ist [82]. Die Kombination mit Feldstärkemessungen kann die Genauigkeit erhöhen, siehe Kapitel 2.2.2.

Da die netzbildende Infrastruktur bereits vorhanden ist, ist die Zellenortung als Zusatzdienst besonders kostengünstig und meist rein softwarebasiert realisierbar. Genutzt wird sie hauptsächlich für die Verbrechensbekämpfung und Strafverfolgung, doch auch eine Grobortung des eigenen Mobiltelefons ist heute bereits möglich und wird zukünftig vermutlich weiter kombiniert werden mit *Location Based Services* [83, 84].

2.4.3 Lokale Ortung

Findet die Ortung auf lokal eng begrenztem Raum statt, so spricht man von *lokaler Ortung* (engl. *local positioning*). In einer industriellen Umgebung ist der Messraum häufig durch einen physikalisch vorhandenen Raum, eine Halle oder ein Grundstück begrenzt. Bei der Relativortung von Maschinen ist der Messraum auf die Abmessungen der beteiligten Maschinen beschränkt.

²¹Ortung gestohlener Fahrzeuge und automatischer Notruf mit Übermittlung der Position an eine Notrufzentrale.

²²elektronische Fußfessel

²³GSM, UMTS, LTE und vergleichbare

²⁴WLAN, DECT

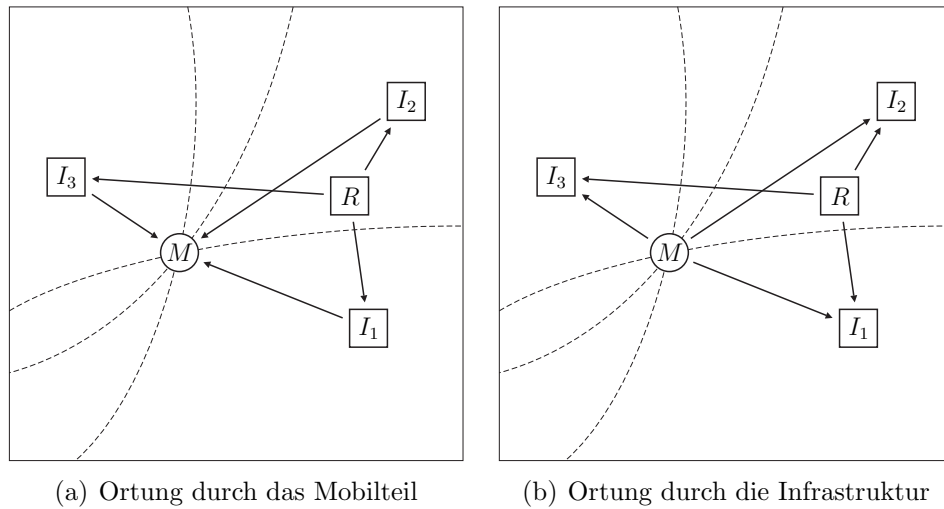


Abbildung 2.2: Selbst und fremd geortetes Mobilteil M in einem TDOA-Ortungssystem. Der ortsbekannt Referenzsender R dient in beiden Fällen dazu, die Infrastrukturkomponenten I zu synchronisieren. In a) berechnet M seine Position selber, während die Berechnung in b) aus den Messdaten aller I erfolgen muss.

Absolute Ortung

Bei der *absoluten Ortung* wird ein lokal gültiges Bezugssystem gebildet, mit dem die Ortungsinfrastruktur üblicherweise starr verbunden ist. Die Mobilteile befinden sich in einem durch die Infrastrukturkomponenten aufgespannten Raum und werden in dem Bezugssystem geortet. Dies geschieht meist mit dem Verfahren TDOA, seltener RTOF. Speziell bei der absoluten, lokalen Ortung ist die Unterscheidung zwischen sich selbst ortenden Mobilteilen und solchen, die von der Infrastruktur geortet werden, entscheidend für die Systemkosten. Ist die Zahl der Mobilteile groß und die Umgebung vergleichsweise klein, wie es beispielsweise in einem Hochregallager der Fall ist, sollten die Mobilteile geringe Kosten und Abmessungen sowie eine hohe Batterielebensdauer mit einem langen Wartungszyklus aufweisen. Die geringe Zahl der Infrastrukturkomponenten können dagegen aufwendig und teuer sein und müssen die hauptsächlichen Ortungsaufgaben übernehmen. Sollen dagegen wenige hochwertige Güter oder Maschinen auf einem großen Grundstück geortet werden, wie es beispielsweise in einem Containerterminal eines großen Hafens der Fall ist, ist es zweckmäßig, dass sich das Mobil-

teil zu den Infrastrukturkomponenten selbst ortet und somit die teuerste Komponente darstellt [85]. Die beiden Verfahren sind in Abbildung 2.2 beispielhaft anhand eines TDOA-Ortungssystems dargestellt und wurden auch schon in Kapitel 2.2.1 kurz angesprochen. Das in dieser Arbeit entwickelte Absolutortungssystem verwendet die in Abbildung 2.2(b) gezeigte Konfiguration.

Die Absolutortung ist in der Industrie dementsprechend weit verbreitet und ermöglicht die lückenlose Verfolgung hochwertiger Güter oder Personen, Navigation, *erweiterte Realität* (engl. *augmented reality*) und die Organisation von Lagersystemen [1, 11, 46].

Relative Ortung

Seit einigen Jahren mehren sich die Anwendungen zur *relativen Ortung* von zwei oder mehr Fahrzeugen oder Maschinen zueinander. So gibt es beispielsweise im Tagebau zahlreiche Problemstellungen dieser Art [9, 86]. Diese auch als *elektronische Deichsel* (engl. *eletronic drawbar*) bezeichnete Ausgestaltung eines Ortungssystems besteht üblicherweise aus mehreren baugleichen Komponenten auf allen beteiligten Maschinen in RTOF- und vorteilhaft auch AOA-Konfiguration. Methoden zur Abstands- und Winkelmessung werden kombiniert, um die Komponentenzahl zu minimieren [9]. Da die absolute Position und Ausrichtung der Maschinen nicht angegeben werden kann, muss ein relatives Bezugssystem gebildet werden, das üblicherweise starr an eines der beteiligten Fahrzeuge gekoppelt ist. Angewendet werden Relativortungssysteme meist als Sensorsysteme zur Regelung von automatisierten Vorgängen und zur Kollisionsvermeidung.

2.5 Signalformen für Funkortungssysteme

Funkortungssysteme können zahlreiche unterschiedliche Signalformen zur Ortung einsetzen. Für alle Signale gilt, dass das Auflösungsvermögen von Mehrwegen ΔR umgekehrt proportional zur Signalbandbreite B ist, $\Delta R \approx c_0/B$, mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen im Vakuum c_0 . Die zur Ortung genutzten Signale haben daher die Tendenz zu hoher Bandbreite, die auf unterschiedliche Weise erzeugt werden kann. Die bei industrieller Funkortung am häufigsten eingesetzten Signale werden im Folgenden vorgestellt.

2 Systematik der Positionsmesssysteme

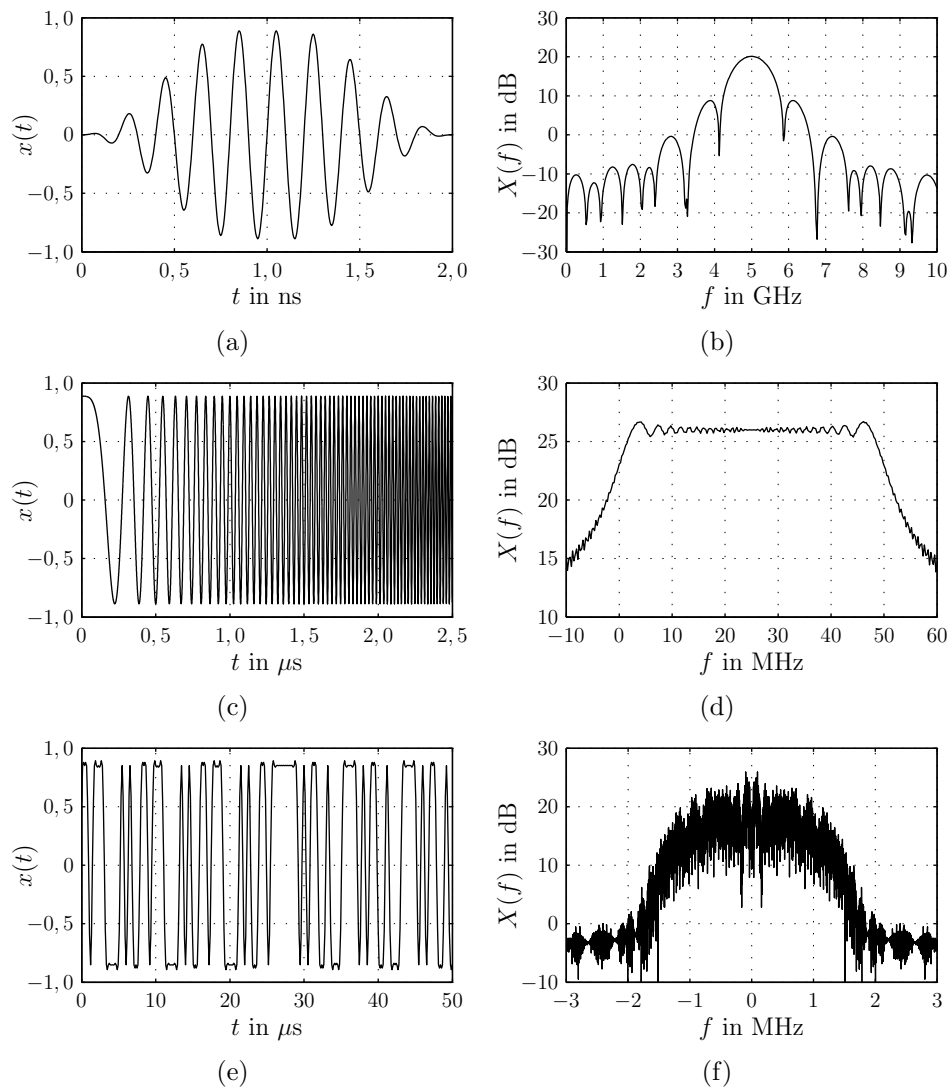


Abbildung 2.3: a) Puls bei 5 GHz mit einer Pulsdauer von etwa 2 ns und b) zugehöriges Spektrum. c) FMCW-Rampe von 0 bis 50 MHz mit einem Anstieg von 20 MHz/ μs und d) zugehöriges Spektrum. e) BPSK-moduliertes DSSS-Kommunikationssignal im Basisband mit einer Chiprate von 2 MHz und f) zugehöriges Spektrum.

2.5.1 Pulse

Pulse der Dauer T haben eine Bandbreite von etwa $B \approx 1/T$, siehe Abbildungen 2.3(a) und 2.3(b). Die Erzeugung sehr kurzer Pulse ermöglicht somit das Aussenden von Ortungssignalen mit sehr hoher Bandbreite. Moderne *UWB-Systeme*²⁵ machen sich diese Eigenschaft zunutze, indem sie Pulse mit Bandbreiten größer 500 MHz verwenden, die eine sehr geringe Leistungsdichte aufweisen und in vielen Ländern speziell reguliert sind [87]. Erst der technisch anspruchsvolle kohärente Empfang stellt sicher, dass die Pulsenergie wieder komplett aufgesammelt wird. Die Erzeugung solcher Pulse ist dagegen mit einfachen Schaltungen und geringer Leistungsaufnahme zu realisieren. In [88, 89] wird ein UWB-Pulsortungssystem mit einer Bandbreite von mehreren GHz, also mit Pulsen kürzer als 1 ns, vorgestellt, mit dem eine Ortungsgenauigkeit von wenigen Zentimetern erzielt wurde.

2.5.2 FMCW-Rampen

Der kohärente Empfang sehr kurzer Pulse stellt hohe Anforderungen an die Empfänger. Wird die Signalenergie dagegen über einen längeren Zeitraum auf die gesamte Bandbreite verteilt, vereinfacht sich die Empfängerarchitektur. *FMCW-Signale*²⁶ werden über einen Zeitraum T linear in der Frequenz verändert von einer Startfrequenz f_0 bis zur Endfrequenz $f_0 + B$. T und B sind frei wählbar und hängen nicht mehr wie bei Pulsen explizit zusammen, siehe Abbildungen 2.3(c) und 2.3(d). Wird die Frequenz schrittweise verändert, spricht man von *FSCW-Signalen*²⁷, die am Empfänger nur im eingeschwungenen Zustand abgetastet werden. FMCW-Signale werden in der Regel mit einer Fractional-N-PLL oder einer Kombination aus DDS²⁸ und Integer-PLL erzeugt. Für die Erzeugung von FSCW-Signalen ist eine PLL²⁹ ausreichend [90, 91, 92, 93]. Um die volle, durch die Signalbandbreite B gegebene Auflösung nutzen zu können, muss die FMCW-Rampe hinreichend linear sein [94, 95].

²⁵Ultra Wideband

²⁶Frequency Modulated Continuous Wave

²⁷Frequency Stepped Continuous Wave

²⁸Direct Digital Synthesizer

²⁹Phase Locked Loop

2.5.3 Kommunikationssignale

Auch andere Signale mit großer Bandbreite, beispielsweise Kommunikationssignale, können zur Ortung eingesetzt werden. So werden die Signale heute bekannter globaler Satellitenortungssysteme mit dem Verfahren *DSSS*³⁰ spektral gespreizt, indem jedem Datenbit eine lange Codesequenz mit wesentlich höherer Modulationsrate als der eigentlichen Datenrate zugewiesen wird, siehe Abbildungen 2.3(e) und 2.3(f). Auch das in dieser Arbeit entwickelte System benutzt *DSSS*-Signale zur Ortung. Die Bandbreite wird durch die Modulationsart und die sogenannte Chip- oder Coderate vorgegeben. Ausschlaggebend ist, dass die Autokorrelation der verwendeten Signale ein ausgeprägtes, schmales Maximum mit niedrigen Nebenkeulen aufweist [96].

Ebenfalls sehr gut zur Ortung geeignet sind *OFDM-Signale*³¹, deren Datenbits auf eine mitunter sehr große Zahl von Subträgern verteilt sind, die insgesamt eine große Bandbreite einschließen können. Ein Beispiel dafür ist das Ortungssystem des WPI³² [97, 98].

Ein moderner Forschungszweig ist die Ortung anhand vorhandener Signale (engl. *signals of opportunity*), beispielsweise mit analog modulierten Radiosignalen [99], und digital modulierten DVB-T- [100] oder Mobilfunksignalen [101].

2.6 Moderne industrielle Funkortungsverfahren

Neben den in den vorangegangenen Kapiteln genannten Beispielen für Ortungssysteme sollen im Folgenden einige Funkortungsverfahren und deren Umsetzung detaillierter vorgestellt werden. Alle haben gemein, dass Sie sich im industriellen Einsatz befinden. Die Aufzählung erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit und gibt stattdessen einen fundierten Überblick über einige der bekanntesten und leistungsfähigsten Systeme, die heute verwendet werden.

Backscatter-Ortung

Unter *modulierter Rückstreuung* (engl. *modulated backscattering*) versteht man die beabsichtigte Modulation des Radarrückstreuquerschnitts eines Radarziels zur Übermittlung von Informationen an ein Sekundärradar [102,

³⁰Direct Sequence Spread Spectrum

³¹Orthogonal Frequency Division Multiplex

³²Worcester Polytechnic Institute

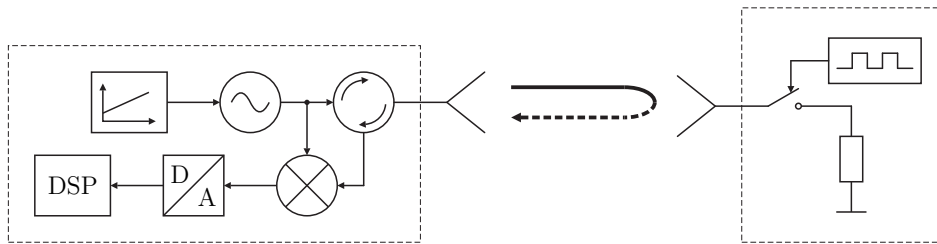


Abbildung 2.4: Entfernungsmessung mit einem FMCW-Radar (links) zu einem Backscatter-Transponder (rechts). Die periodische Modulation des Rückstreuquerschnitts erlaubt die Trennung des aktiven von passiven Radarzielen.

103]. Diese Modulationsart kann mit sehr geringer elektrischer Leistungsaufnahme am Radarziel durchgeführt werden, da keine Signalerzeugung und -abstrahlung stattfindet, sondern ein eintreffendes Signal anhand eines verstellbaren Reflexionskoeffizienten manipuliert und reflektiert wird. Das macht das Backscattering für industrielle Anwendungen attraktiv, bei denen häufig lange Wartungszyklen zum Tausch von Energiequellen verlangt werden. Neben der Datenübertragung kann die modulierte Rückstreuung auch zur Darstellung eines kooperativen Radarziels zur Laufzeit- und Dopplermessung verwendet werden [104]. Aus diesen Gründen wurde das Backscattering schon für die lokale Funkortung eingesetzt, wobei man das Radarziel dort üblicherweise als *Transponder* bezeichnet. Die Anwendungen reichen von der Abstandsmessung, beispielsweise zur Wirkungsbereichsbegrenzung [105], bis zur zweidimensionalen Lokalortung [4]. Die stark begrenzte Reichweite, die durch sorgfältige Anpassung zwischen der Schaltung und der Antenne des Transponders optimiert werden kann [106], beschränkt die Anwendungen auf die Lokalortung im unmittelbaren Umfeld der verwendeten Radargeräte.

Die Abfrage eines *RFID*-Transponders³³ mit einem FMCW-Radar zur Abstandsmessung wird in [107] beschrieben und ist in Abbildung 2.4 schematisch dargestellt. Während in der Vergangenheit häufig semi-passive, also durch eine integrierte Energiequelle betriebene, Transponder verwendet wurden [108], sind auch passive *RFID*-Transponder zur Entfernungsmessung bekannt [109, 110, 111]. Die zur Modulation benötigte elektrische Leistung wird dabei dem elektromagnetischen Funkfeld entzogen. Die Genauigkeit liegt bei einigen Dezimetern bei Verwendung von FMCW-Signalen mit einer Bandbreite von 80 MHz.

³³Radio Frequency Identification

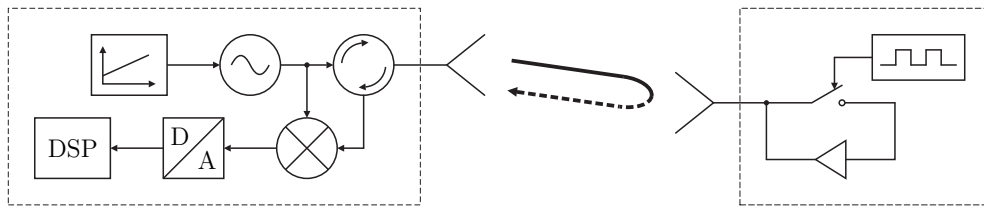


Abbildung 2.5: Entfernungsmessung mit einem FMCW-Radar (links) zu einem kohärent anschwingenden Oszillator (rechts) im LPR-A-System.

Wird neben der Laufzeitdifferenz zusätzlich die Signalphase ausgewertet, kann die Genauigkeit deutlich gesteigert werden [112, 113]. Da sequenzielle Messungen aufgrund des Messprinzips phasenkohärent sind, können diese bei Transponder- oder Radarbewegung mittels *synthetischer Apertur* (SAR, engl. *synthetic aperture radar*) zu einer mehrdimensionaler Ortung mit minimalem Infrastrukturaufwand kombiniert werden [114, 115]. Um den Berechnungsaufwand gegenüber echtem SAR zu reduzieren, wurde in [46, 116, 117] ein Schema vorgestellt, mit dem kohärente Phasenmessungen zu einem ortsunbekannten und einem oder mehreren ortsbekanntem Transpondern SAR-ähnlich in Relation gesetzt werden. Die Genauigkeit wird bei Verwendung von 80 MHz breiten FMCW-Signalen und bei Auswertung der Phaseninformation übereinstimmend im Bereich weniger Dezimeter angegeben. Als Anwendungen werden die Suche nach Behältern in Lagern und die Ortung von Fahrzeugen und Personen genannt.

LPR-A

Die geringe Reichweite rückgestreuter Signale bei der Backscatter-Ortung verhindert deren Anwendung in großen Hallen und auf ausgedehnten Plätzen. Die Reichweite eines Ortungssystems kann, bei gleichbleibender Empfängerempfindlichkeit, durch einen aktiv sendenden Transponder deutlich erhöht werden. Eine sehr einfache und kostengünstige Realisierung ist das aktive Verstärken und Zurücksenden eines empfangenen, breitbandigen Signals. Der Verstärker und die Rückkopplung in Abbildung 2.5 bilden einen Oszillator, der nach dem Einschalten kurzzeitig kohärent zu einem eintreffenden Signal anschwingt. Wird der Verstärker periodisch an- und ausgeschaltet, wird das aktiv reflektierte Signal in der Frequenz so verschoben, dass es sich von passiven Radarzielen abhebt. Durch das kohärente Anschwingen sind die abgestrahlten Signalkopien kohärent zum anregenden

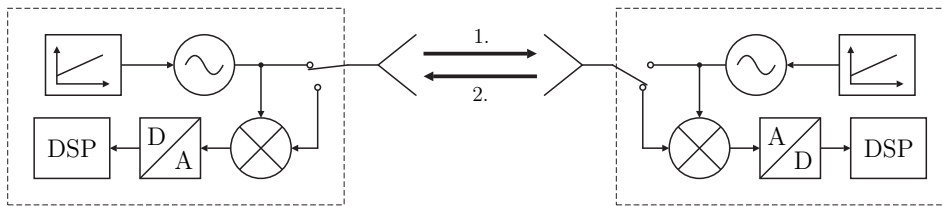


Abbildung 2.6: Symmetrisches LPR-B-System mit umschaltbaren Sende- (links) und Empfangseinheiten (rechts).

Signal, was die Messung der Signallaufzeit mit RTOF ermöglicht, indem die Eintreffzeit des reflektierten Signals mit der Abstrahlzeit des anregenden Signals in der Basisstation verglichen wird [11, 85, 118].

Solch ein System, das zur Anregung FMCW-Signale im ISM-Band bei 5,8 GHz verwendet, wird als *Local Positioning Radar* (LPR-A) durch die Symeo GmbH vertrieben. Im Gegensatz zu den meisten anderen erhältlichen Ortungssystemen verwendet das LPR-A eine Systemtopologie, bei der die Infrastruktur aus zahlreichen, kostengünstigen Transpondern besteht, während das deutlich aufwendiger gestaltete Radarmodul zum Erzeugen und Empfang der Ortungssignale seine eigene Position relativ zu den Transpondern ermittelt. Das LPR-A-System eignet sich dadurch besonders zur Ortung weniger hochwertiger Güter und Fahrzeuge auf einem großen Gelände. Von entsprechenden Installationen im Containerumschlag des Hamburger Hafens – geortet werden hier die Transportfahrzeuge zur Dokumentation der Containerpositionen – und zur Ortung von Gabelstaplern in der Logistik wird in [119] und [120] berichtet.

Eine aktualisierte Beschreibung und Analyse des *kohärent schaltenden Oszillators* (engl. *switched injection-locked oscillator*) findet sich in [121, 122]. Die Anwendung zur Entfernungsmessung bei 13,56 MHz wurde in [123] gezeigt. Eine weitere Realisierung im ISM-Band bei 5,8 GHz und die teilweise Integration der Transponderelektronik in einem 0,18 μm -CMOS-Prozess ist in [124] dokumentiert.

LPR-B

Das *LPR-B* der Symeo GmbH besteht aus mindestens zwei identisch aufgebauten Transpondern, siehe Abbildung 2.6. Beide sind in der Lage, FMCW-Frequenzrampen im ISM-Band bei 5,8 GHz zu erzeugen und zu empfangen. Der bistatische Aufbau mit einer Umschaltung zwischen Sende- und Empfangsbetrieb ermöglicht eine höhere Empfängersensitivität als beispielsweise

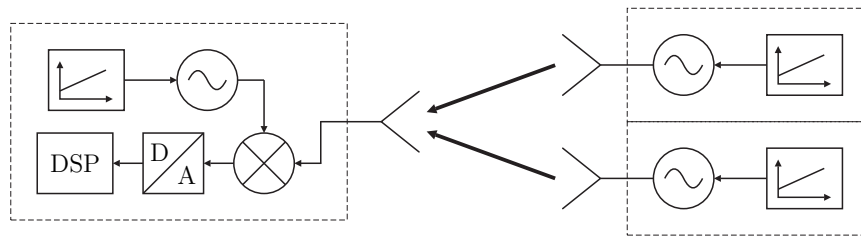


Abbildung 2.7: Mobil- und Referenztransponder (rechts) senden FMCW-Rampen an eine LPM-Basisstation (links).

se mit dem monostatischen Aufbau einer LPR-A-Basisstation. Für eine RTOF-Entfernungsmessung sendet ein Transponder eine Frequenzrampe aus, nach deren Empfang sich der zweite Transponder mit dem ersten synchronisiert. Nach einer festgelegten Totzeit sendet der zweite Transponder ebenfalls eine Frequenzrampe aus, die der erste Transponder empfängt und damit die gesuchte Signallaufzeit berechnen kann [125, 126]. Ein Kommunikationsprotokoll ermöglicht die Unterstützung von mehr als zwei Teilnehmern [127]. Werden jeweils zwei FMCW-Rampen mit gegenläufigem Frequenzverlauf (sog. *Up Sweep* und *Down Sweep*) miteinander kombiniert, kann ein Dopplereffekt kompensiert [128] oder die Relativgeschwindigkeit der Teilnehmer in radialer Richtung bestimmt werden [129].

Die Anwendung des LPR-B ist in zahlreichen Veröffentlichungen nachzulesen. So zeigt [130] die ebene Ortung und Bestimmung der Ausrichtung eines Gabelstaplers mit einem erweiterten Kalmanfilter. Die räumliche Ortung und Verfolgung von Tieren mit Hilfe eines Partikelfilters ist in [131] dargestellt. Die Ortung von Fahrzeugen relativ zu Infrastrukturkomponenten zeigen [132, 133]. Die Relativortung von Fahrzeugen in einem Containerterminal eines Hafens wird in [134, 135] untersucht.

LPM

Der symmetrische Aufbau des LPR-B und die damit verbundene hohe Komplexität aller Teilnehmer stellt eine Hürde beim Einsatz einer großen Zahl von Transpondern dar. Wird auf die paarweise Zeitsynchronisation und somit auf eine direkte Laufzeitmessung verzichtet und stattdessen ein TDOA-Ansatz verfolgt, kann der Aufbau einer Seite stark vereinfacht werden, siehe Abbildung 2.7. Der Empfangsteil im Transponder wurde komplett entfernt und der Sender für FMCW-Frequenzrampen im ISM-Band bei 5,8 GHz stark vereinfacht. Aufgrund des TDOA-Ansatzes wird ein orts-

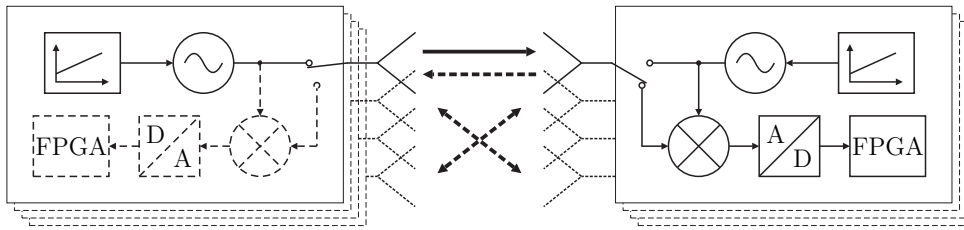


Abbildung 2.8: Rekonfigurierbare Basisstationen des RESOLUTION-Systems. Gestrichelte Blöcke und Signalwege sind optional. MIMO-Anordnung mit $n \times m$ Frontends möglich.

bekannter Referenztransponder zur Zeitsynchronisation der Basisstationen benötigt. Die Transponder werden über einen FSK-modulierten Telemetriekanal zum Aussenden von Frequenzrampen veranlasst. Die Basisstationen empfangen die Signale und messen die Pseudo Ranges. Die Position des Mobilsenders kann nun anhand der Messdaten mehrerer Basisstationen berechnet und zur Verfügung gestellt werden. Die systemtheoretische Beschreibung und Analyse des *Local Position Measurement-Systems* (LPM) der Abatec AG kann in [10, 136, 137, 138, 139, 140, 141] nachgelesen werden. Neben dem einfacheren Transponderaufbau ermöglicht der Ansatz auch eine simultane Messung durch eine große Zahl von Basisstationen, die dasselbe Transpondersignal gleichzeitig empfangen. Die hohe Messrate und das geringe Transpondergewicht sind insbesondere für schnelle Sportereignisse vorteilhaft, wo das System oft eingesetzt wird.

RESOLUTION

Im Rahmen des von der Europäischen Union geförderten Projekts *RESOLUTION*³⁴ wurde ein Ortungssystem entwickelt, das im ISM-Band bei 5,8 GHz sowohl zur RTOF-, als auch TDOA-basierten Positionsbestimmung verwendet werden kann [142, 143]. Das in Abbildung 2.8 dargestellte System [9] ähnelt dem LPR-B und zeigt hauptsächlich Unterschiede in der Erzeugung der FMCW-Frequenzrampen mit Hilfe eines integrierten PLL-basierten Synthesizers [144]. Der Empfänger kann, ähnlich dem beim LPM verfolgten Konzept, zur Reduktion der Komplexität weggelassen werden, wodurch nur noch TDOA-Messungen mit einem Referenztransponder möglich sind. Der verbleibende Sender ist klein genug, um in einer CompactFlash-Bauform betrieben werden zu können [8]. Auch ein LPR-A

³⁴Reconfigurable Systems for Mobile Local Communication and Positioning

nachempfundenen Systemkonzept kann mit RESOLUTION realisiert werden. Der dafür benötigte kohärent schaltende Oszillator wurde ebenfalls integriert [124].

Durch die Vervielfältigung der Frontends in einer Basisstation und die kohärente Speisung aller getakteten und signalerzeugenden Elemente kann eine RESOLUTION-Basisstation auch den Eintreffwinkel (AOA) eines Signals bestimmen. Zusätzlich kann ein senderseitiges Beam Steering vorgenommen werden, indem die Initialphasen mehrerer sequenziell abgestrahlten FMCW-Rampen vor jeder Rampe deterministisch zurückgesetzt werden [14]. Die empfangen- und senderseitige Winkelbestimmung ermöglicht sehr leistungsfähige Relativortungssysteme mit einer geringen Zahl von Basisstationen auf beiden Seiten und gleichzeitig hoher Ortungsgenauigkeit.

Die beschriebenen FMCW-Ortungssysteme LPR-B, LPM und RESOLUTION werden mit Bandbreiten von rund 150 MHz im ISM-Band bei 5,8 GHz betrieben und erzielen Genauigkeiten von wenigen Zentimetern bis Dezimetern. Die Genauigkeit hängt dabei, wie bei allen Funkortungssystemen, sehr stark von der Umgebung ab. Die Präzision, also die Abweichung wiederholter Messungen, ist eine Größenordnung besser im Bereich einiger Millimeter bis Zentimeter. Die Winkelmessung des RESOLUTION-Systems erfolgt mit einer Genauigkeit von $0,1^\circ$ bis 1° und kann die Genauigkeit der Positionsbestimmung um bis zu eine Größenordnung verbessern.

Die Einflüsse auf die Genauigkeit kooperierender FMCW-Ortungssysteme wie LPR-B und RESOLUTION wird in [145, 146] untersucht. Es stellt sich heraus, dass unkorreliertes Phasenrauschen in den beteiligten Sendern und Empfängern die Genauigkeit beschränkt, falls thermische Rauscheffekte aufgrund ausreichend hoher Signalpegel am Empfänger vernachlässigt werden können.

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Funkortungssystem dient der absoluten, lokalen Funkortung und wird ausschließlich in TDOA-Konfiguration betrieben. Einer oder mehrere ortsunbekannte Mobilteilnehmer senden Kommunikationssignale nach einem festgelegten Frequenzbelegungsschema aus. Mehrere ortsfeste Infrastrukturkomponenten empfangen die Signale und bestimmen die Laufzeitdifferenzen. Alle beteiligten Infrastruktureinheiten werden über einen Referenzsender synchronisiert, der ebenfalls Kommunikationssignale aussendet. Die Positionsberechnung erfolgt auf der Seite der Infrastruktur, nachdem alle Messdaten an zentraler Stelle zusammengeführt wurden.

Da die Messung einer Laufzeitdifferenz von der Berechnung der Mobilteilposition in der Ebene oder im Raum klar abtrennbar ist, behandelt dieses Kapitel ausschließlich eine eindimensionale Abstandsdifferenzmessung zwischen einem Mobilteilnehmer und einem Referenzsender zu zwei Infrastrukturkomponenten. Die Kombination mehrerer Laufzeitdifferenzen zur Schätzung einer Position wird in Kapitel 4 thematisiert.

Kapitel 3.1 gibt die Systemtopologie vor und definiert Begriffe, die im Folgenden verwendet werden. In Kapitel 3.2 wird das zugrundeliegende Signalmodell hergeleitet. Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Frequenzbelegungsschema wird in Kapitel 3.3 angegeben und verifiziert. Möglichkeiten zur Laufzeitdifferenzbestimmung werden in Kapitel 3.4 verglichen. Kapitel 3.5 zeigt eine Lösung gegen das Entstehen von Mehrdeutigkeiten aufgrund der Mittelung von Phasenwerten auf, für die Patentschutz beim Deutschen Patent- und Markenamt erteilt wurde [7].

3.1 Systemtopologie und Begriffe

Abbildung 3.1 zeigt die grundlegende Anordnung von jeweils zwei Sendern T und Empfängern R . Der Betrag des Abstands zwischen einem Sender T und einem Empfänger R sei $r_0^{[T,R]}$. Diese Anordnung wurde bereits in dem im Rahmen dieser Arbeit veröffentlichten Konferenzpapier [147] vorgestellt.

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

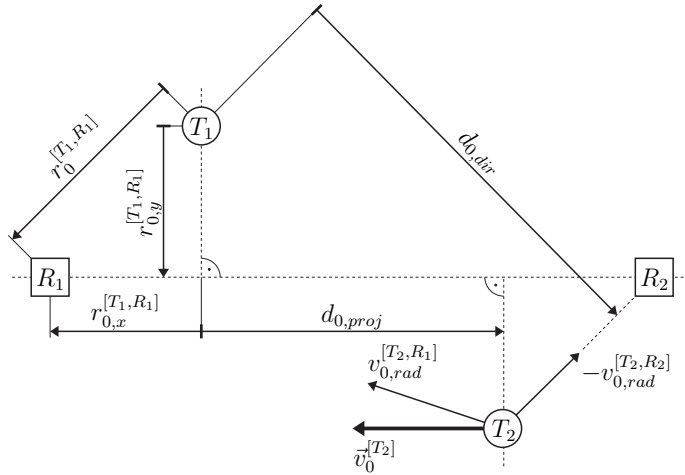


Abbildung 3.1: Allgemeine Sender- und Empfängeranordnung für die Herleitung des Signalmodells. Die Pfeile entsprechen der positiven Zählweise.

Die Empfänger, die gleichzeitig die Infrastruktur des Ortungssystems bilden, sind ortsfest zueinander; die Sender weisen gegenüber den Empfängern die relativen Geschwindigkeiten $\vec{v}_0^{[T]}$ auf, die in ihre Tangential- und Radialkomponenten zerlegt werden können. An dieser Stelle soll nur die Radialkomponente in das Signalmodell aufgenommen werden. Die stark von einem Bewegungsmodell abhängige Tangentialkomponente wird dagegen in einer Simulation in Kapitel 6.1.6 untersucht. Ein Sender ist der ortsunbekannte Mobilteilnehmer, der andere ist ein ortsfester Referenzsender. Mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals im verwendeten Medium c_0 ergeben sich die Zeitdauer zwischen Aussendung und Empfang $\tau^{[T,R]}$ sowie die Dopplerverschiebung $\dot{\tau}^{[T,R]}$ zu:

$$\tau^{[T,R]} = \frac{r_0^{[T,R]}}{c_0} \quad \wedge \quad \dot{\tau}^{[T,R]} = \frac{v_{0,rad}^{[T,R]}}{c_0}. \quad (3.1)$$

Gesucht ist die der Laufzeitdifferenz τ_0 ,

$$\tau_0 = \tau_0^{[T1,R1]} - \tau_0^{[T1,R2]} - \tau_0^{[T2,R1]} + \tau_0^{[T2,R2]}, \quad (3.2)$$

proportionalen, vorzeichenbehafteten Strecke d_0 :

$$d_0 = \frac{1}{2} \tau_0 c_0 = \frac{1}{2} \left(r_0^{[T1,R1]} - r_0^{[T1,R2]} - r_0^{[T2,R1]} + r_0^{[T2,R2]} \right). \quad (3.3)$$

3.1 Systemtopologie und Begriffe

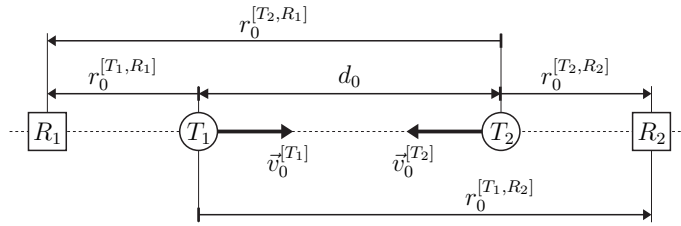


Abbildung 3.2: Vereinfachte Sender- und Empfängeranordnung mit anschaulicher Darstellung der gesuchten und zur Laufzeitdifferenz proportionalen Strecke d_0 .

Es ist zu beachten, dass die Strecke d_0 in Abbildung 3.1 nicht enthalten ist, da sie keiner direkten Verbindung der Senderpositionen entspricht. Weder die direkte Sichtverbindung $d_{0,dir}$, noch die auf die Verbindungslinie der Sender projizierte Strecke $d_{0,proj}$ ist für den allgemeinen Fall gleich der gesuchten Strecke. Um die Herleitung anschaulicher zu gestalten, kann daher der Sonderfall in Abbildung 3.2 herangezogen werden. Die Sender und Empfänger befinden sich dort auf einer Geraden. Die Geschwindigkeit besteht nur aus einer radialen Komponente. Für den gezeigten Fall ist $d_0 = d_{0,proj} = d_{0,dir}$.

Der grundlegende Aufbau der Sender ist in Abbildung 3.3(a), der der Empfänger in Abbildung 3.3(b) dargestellt. Das bandbegrenzte Basisband-signal wird im Sender mit einem Lokaloszillator auf die Hochfrequenz gemischt und über eine Antenne abgestrahlt. Die Takte für den Digitalteil, den Digital-Analog-Wandler und den Referenztakt des Lokaloszillators werden alle vom selben Grundtaktoszillator abgeleitet. Deren Taktfehler sind somit korreliert und die Oszillatoren werden als kohärent bezeichnet. Der Heterodynempfänger mischt die Hochfrequenz mit einem Lokaloszillator auf eine Zwischenfrequenz und tastet das bandbegrenzte Signal ab. Der Abtasttakt ist auch hier kohärent zu dem Lokaloszillator. Die weiteren Verarbeitungsschritte finden in der digitalen Signalverarbeitung statt.

Die Sender emittieren zu unterschiedlichen Zeitpunkten P Signale (Pakete) in unterschiedlichen Kanälen $c_p^{[T]}$ mit deren Mittenfrequenzen $f_{RI,c_p^{[T]}}$. Die Folge $c_p^{[T]}$ wird als *Frequenzbelegungsschema*, auch *Hoppingschema* oder *Hoppingsequenz*, bezeichnet. Die Signale werden von den Empfängern empfangen und bearbeitet. Abbildung 3.4 stellt die zeitlichen Beziehungen aller relevanten Zeitpunkte und Takte in den beteiligten Geräten dar und dient zur Verdeutlichung der folgenden Herleitung.

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

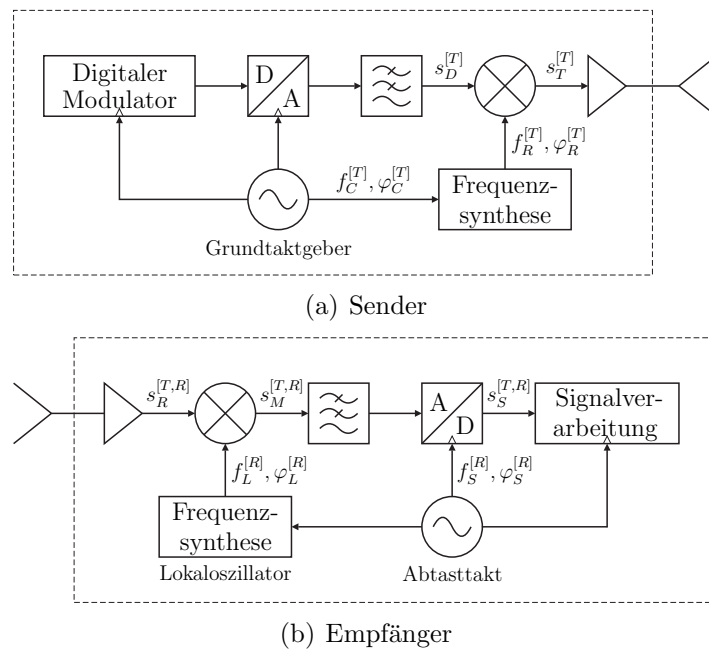


Abbildung 3.3: Blockschaltbilder von a) Sender und b) Empfänger

3.2 Signalmodell

Das im Rahmen dieser Arbeit hergeleitete Modell für die Aussendung und den Empfang eines Kommunikationssignals wurde vorab vom Autor in [148] und [149] veröffentlicht. Während in [148] eine ausführliche Herleitung für unbewegte Teilnehmer gegeben wurde, präsentiert [149] erstmals das Signalmodell mit Relativbewegung zwischen den Teilnehmern, allerdings ohne explizite Herleitung. In beiden Veröffentlichungen wurden alle Taktgeber im System als inkohärent angenommen, auch die Taktgeber für den Lokaloszillator und die Analog-zu-Digital-Umsetzung im Empfänger. Abweichend davon wird in dieser Arbeit die ausführliche Herleitung für Teilnehmer mit Relativbewegung gegeben, allerdings mit kohärenten Taktgebern im Empfänger. Die Oszillatoren des Senders und des Empfängers werden weiterhin als inkohärent angenommen. Diese Konfiguration spiegelt die technische Realisierung im Demonstrator wieder, wie sie in Kapitel 5 ausführlich vorgestellt wird. Dort wird der Lokaloszillator für die Frequenzumsetzung des HF-Signals auf eine Zwischenfrequenz und der Abtasttakt vom selben Referenztaktgeber abgeleitet, da ein Breitbandempfänger zur Umsetzung des gesamten ISM-Bandes bei 2,4 GHz auf eine Zwischenfrequenz aufgebaut wurde. Für einen schmalbandigen Empfänger, der mit

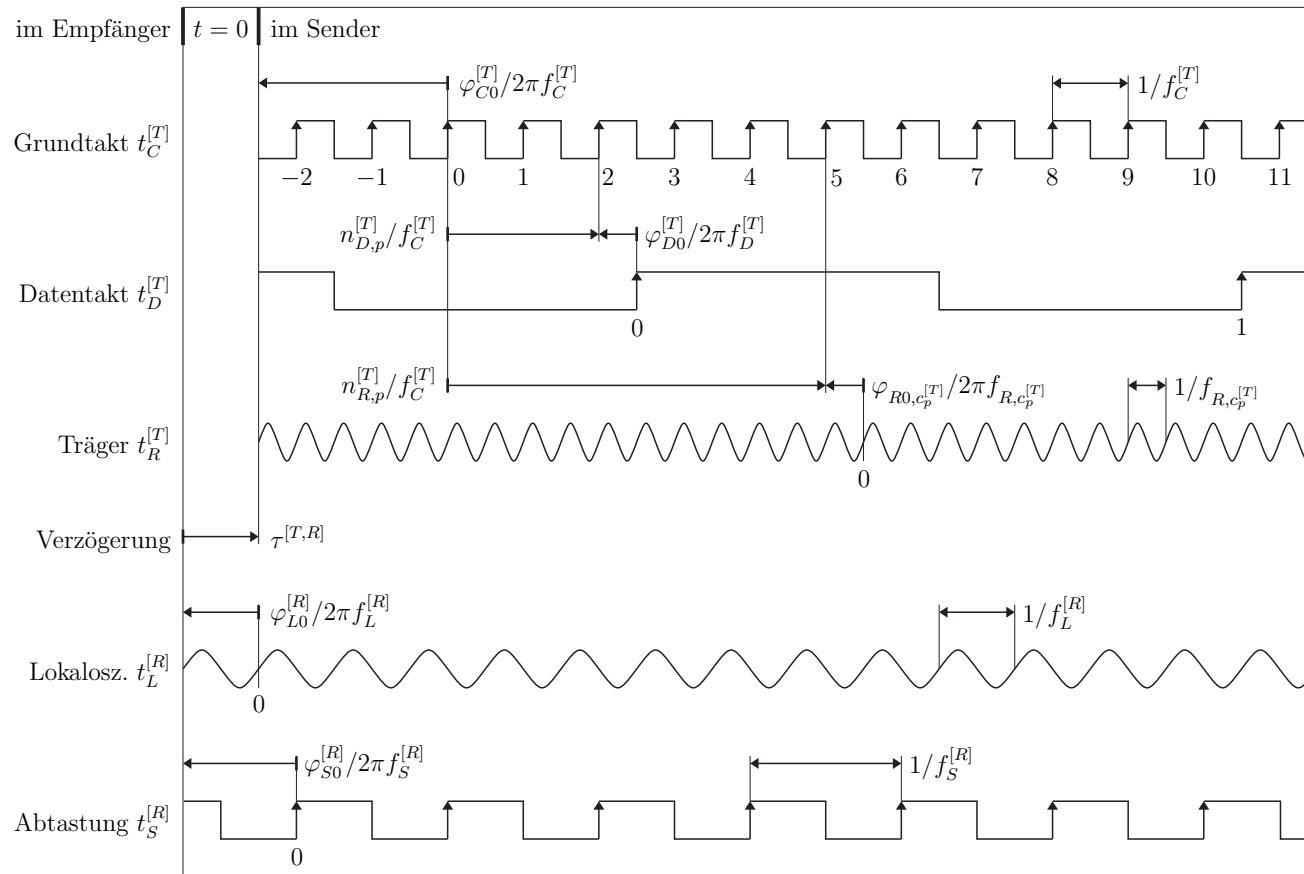


Abbildung 3.4: Zeitliche Beziehungen in den Sendern und Empfängern. Die eingezeichneten Takte und Schwingungen sind nicht maßstabsgetreu.

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

dem Sender den Kanal und somit die Lokaloszillatorfrequenz wechselt sei ergänzend auf [148] verwiesen.

Die Herleitung des Signalmodells beginnt mit der Betrachtung des Frequenzfehlers des Grundtaktgebers $t_C^{[T]}$ im Sender T . Es wird davon ausgegangen, dass der Sender über nur einen Taktgeber verfügt, von dem alle benötigten Takte abgeleitet werden. Dazu gehören heruntergeteilte Takte im Digitalteil und eine PLL-stabilisierte Hochfrequenz im Analogteil des Senders. Der Takt ist beispielhaft als Rechtecksignal mit Schaltereignissen auf den positiven Flanken dargestellt, doch auch andere Signalformen und Schaltbedingungen sind denkbar. Die Momentanphase des Taktgebers $\varphi_C^{[T]}$ ist gegeben durch:

$$\varphi_C^{[T]}(t) = 2\pi f_{CI} \left(1 + \delta\omega_T^{[T]}\right) t + \varphi_{C0}^{[T]}, \quad (3.4)$$

mit der idealen (nominellen) Taktfrequenz f_{CI} und dem relativen Frequenzfehler $\delta\omega_T^{[T]}$. $\varphi_{C0}^{[T]}$ ist die Phase zum Zeitpunkt $t = 0$. Der Frequenzfehler ist für gängige Taktgeber deutlich kleiner als 1 und wird üblicherweise in der Einheit $ppm = 10^{-6}$ (parts per million) angegeben.

Der Datentakt $t_D^{[T]}$ zur Erzeugung der Datenbits, -symbole oder -chips, je nach verwendeter Kodierung und Modulationsart, wird von diesem fehlerbehafteten Grundtakt durch ganzzahlige Teilung in digitaler Schaltungstechnik abgeleitet und kann vollständig beschrieben werden durch seine Momentanphase $\varphi_{D,p}^{[T]}(t)$:

$$\varphi_{D,p}^{[T]}(t) = 2\pi f_{DI} \left(1 + \delta\omega_T^{[T]}\right) t + \varphi_{C0}^{[T]} \frac{f_{DI}}{f_{CI}} - 2\pi n_{D,p}^{[T]} \frac{f_{DI}}{f_{CI}} + \varphi_{D0}, \quad (3.5)$$

mit dem ganzzahligen Teilverhältnis der Takte $\frac{f_{CI}}{f_{DI}}$. Die Generierung des ersten Chips des Pakets p wird nach der Flanke $n_{D,p}^{[T]}$ des Grundtakts begonnen. Ein zusätzlicher Phasenoffset φ_{D0} zur letzten Flanke des Grundtakts wird zusätzlich berücksichtigt, um Setup- und Holdzeiten in den digitalen Schaltungsgliedern zu berücksichtigen.

Das Signal eines Datenpakets im Basisband, welches zum Zeitpunkt $t = 0$ unter Ausschluss von Fehlern generiert wird, sei $s_0(t)$. Aufgrund der Taktfehler und einer zeitlichen Verschiebung aufeinanderfolgender Pakete ergibt sich das tatsächliche Basisbandsignal $s_{D,p}^{[T]}$ im Sender zu:

$$s_{D,p}^{[T]} = s_0 \left(\left(1 + \delta\omega_T^{[T]}\right) t + \frac{\varphi_{C0}^{[T]}}{2\pi f_{CI}} - \frac{n_{D,p}^{[T]}}{f_{CI}} + \frac{\varphi_{D0}}{2\pi f_{DI}} \right). \quad (3.6)$$

Der Einfachheit halber wird angenommen, dass die Signale in allen Paketen identischen Inhalts sind, d.h. dieselbe Folge von Bits, Symbolen oder Chips aufweisen.

Das abzustrahlende Hochfrequenzsignal wird durch heterodyne Mischung mit einem Träger viel höherer Frequenz generiert. Diese Lokaloszillation $t_R^{[T]}$ sei durch ganzzahlige Frequenzvervielfachung aus dem Grundtakt abgeleitet und ist somit mit demselben relativen Frequenzfehler behaftet. Mit der nominellen Mittenfrequenz $f_{RI,c_p^{[T]}}$ im Kanal $c_p^{[T]}$ gilt für die Momentanphase des Trägers während des Mischvorgangs:

$$\begin{aligned} \varphi_{R,c_p^{[T]}}(t) &= 2\pi f_{RI,c_p^{[T]}} \left(1 + \delta\omega_T^{[T]} \right) \\ &+ \varphi_{C0}^{[T]} \frac{f_{RI,c_p^{[T]}}}{f_{CI}} - 2\pi n_{R,p}^{[T]} \frac{f_{RI,c_p^{[T]}}}{f_{CI}} + \varphi_{R0,c_p^{[T]}}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Die Kanalnummer wird dem Frequenzbelegungsschema des jeweiligen Senders T entnommen. Die Größe $n_{R,p}^{[T]}$ gibt die Anzahl der Grundtakte zwischen $t_C^{[T]}[0]$ und der Umschaltung der Frequenzsynthese auf die neue Frequenz an. Die zusätzlich berücksichtigte Anfangsphase $\varphi_{R0,c_p^{[T]}}$ des Trägers in Bezug auf die vorhergehende Flanke des Grundtakts ist charakteristisch für einen Kanal c , jedoch konstant über die Zeit und zwischen mehreren Sendern.

Der Mischvorgang selber kann durch eine Multiplikation beschrieben werden. Für das gesamte Frequenzbelegungsschema, bestehend aus P einzelnen Paketen, ist das Sendesignal $s_T^{[T]}(t)$ somit:

$$s_T^{[T]}(t) = \sum_{p=0}^{P-1} s_{D,p}^{[T]}(t) e^{i\varphi_{R,c_p^{[T]}}(t)}. \quad (3.8)$$

Das Empfangssignal ist eine um die Signallaufzeit $\tau^{[T,R]}$ verzögerte und um die Dopplerverschiebung $\dot{\tau}^{[T,R]}$ gestauchte oder gestreckte Kopie des Sendesignals:

$$s_R^{[T,R]}(t) = s_T^{[T]} \left(t - \left(\tau^{[T,R]} + \dot{\tau}^{[T,R]} t \right) \right). \quad (3.9)$$

Wie zu Beginn erläutert wurde, wird für den Empfänger ebenfalls die Annahme getroffen, dass sämtliche Takte im Analog- und Digitalteil von nur einem Grundtakt abgeleitet werden. Der fehlerbehaftete Lokaloszillator $t_L^{[R]}$ im Empfänger weist die Momentanphase $\varphi_L^{[R]}(t)$ auf:

$$\varphi_L^{[R]}(t) = 2\pi f_{LI} \left(1 + \delta\omega_L^{[R]} \right) t + \varphi_{L0}^{[R]}, \quad (3.10)$$

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

mit der idealen Frequenz f_{LI} , dem relativen Frequenzfehler $\delta\omega_L^{[R]}$ und der Anfangsphase $\varphi_{LO}^{[R]}$ zum Zeitpunkt $t = 0$ im Empfänger.

Der Lokaloszillator wird zum Heruntermischen des Empfangssignals auf eine Zwischenfrequenz verwendet,

$$s_M^{[T,R]}(t) = s_R^{[T,R]}(t)e^{-i\varphi_L^{[R]}(t)}, \quad (3.11)$$

wobei die Zwischenfrequenz durch die konstante Frequenz des Lokaloszillators mit der Kanalzahl variiert. Eine endgültige Mischung des Signals in das Basisband wird erst nach der Abtastung vorgenommen. Dieser Ansatz mit variabler Zwischenfrequenz erlaubt es, auf eine schnelle Umschaltung der Frequenz der Lokaloszillatoren in den Empfängern zu verzichten, um die Signalsynthese auf ein niedriges Phasenrauschen zu optimieren. Der Nachteil ist eine hohe Abtastrate, die benötigt wird, um alle Kanäle abdecken zu können. Wie bereits eingangs erwähnt wurde, kann jedoch gezeigt werden, dass ein Empfänger, der ebenfalls den Kanal wechselt, auch zur Ortung nach dem hier beschriebenen Verfahren geeignet ist. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sei für dieses abgewandelte Empfängerprinzip jedoch auf die im Rahmen dieser Arbeit entstandene Veröffentlichung [148] verwiesen.

Die auf den Mischvorgang folgende Abtastung des Signals geschieht zu äquidistanten Zeitpunkten $t_S^{[R]}[n]$. Das Signal liegt anschließend nur noch in zeitdiskreter Form an den ganzzahligen Stützstellen n vor. Der Abtasttakt $t_S^{[R]}$ wird aus demselben Grundtakt wie der Lokaloszillator gebildet und ist mit demselben relativen Fehler $\delta\omega_L^{[R]}$ behaftet. Mit dem idealen Abtasttakt f_{SI} und einer Anfangsphase $\varphi_{SO}^{[R]}$ zum Zeitpunkt $t = 0$ im Empfänger ergibt sich die Momentanphase zu:

$$\varphi_S^{[R]}(t) = 2\pi f_{SI} \left(1 + \delta\omega_L^{[R]}\right) t + \varphi_{SO}^{[R]}, \quad (3.12)$$

und die Abtastzeitpunkte zu:

$$t_S^{[R]}[n] = \frac{2\pi n - \varphi_{SO}^{[R]}}{2\pi f_{SI} \left(1 + \delta\omega_L^{[R]}\right)}. \quad (3.13)$$

Für das abgetastete Signal von Paket p mit einem Abstand von N Abtast-

punkten zwischen zwei Signalen gilt somit:

$$\begin{aligned}
 s_{S,p}^{[T,R]}[n] &= s_M^{[T,R]} \left(t_S^{[R]}[n + pN] \right) \\
 &= s_{D,p}^{[T]} \left(t_S^{[R]}[n + pN] (1 - \dot{\tau}^{[T,R]}) - \tau^{[T,R]} \right) \\
 &\cdot e^{i\varphi_{R,p}^{[T]} \left(t_S^{[R]}[n+pN] (1 - \dot{\tau}^{[T,R]}) - \tau^{[T,R]} \right)} \cdot e^{-i\varphi_L^{[R]} \left(t_S^{[R]}[n+pN] \right)}. \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

Das Signal wird an dieser Stelle nicht mehr als Summation über alle P Pakete dargestellt, sondern nur für ein einzelnes Paket p . Damit wird die Herleitung ohne Einschränkung der Gültigkeit vereinfacht und die Lesbarkeit verbessert. Voraussetzung ist eine Begrenzung der Signale im Zeit- und Frequenzbereich.

Der endgültige Mischvorgang ins Basisband findet im Zeitdiskreten statt und gestaltet sich durch Erzeugung eines Signals mit der Momentanphase $\varphi_{B,p}^{[T]}[n]$,

$$\varphi_{B,p}^{[T]}[n] = 2\pi \frac{f_{RI,c_p^{[T]}} - f_{LI}}{f_{SI}} (n + pN), \quad (3.15)$$

und anschließender Multiplikation mit dem abgetasteten Signal:

$$s_{B,p}^{[T,R]}[n] = s_{S,p}^{[T,R]}[n] e^{-i\varphi_{B,p}^{[T]}[n]}. \quad (3.16)$$

Im letzten Schritt wird die Abtastrate um den ganzzahligen Quotienten $\frac{N}{M}$ dezimiert:

$$s_{F,p}^{[T,R]}[m] = s_{B,p}^{[T,R]} \left[\frac{N}{M} m \right]. \quad (3.17)$$

Dabei muss darauf geachtet werden, dass das Nyquist-Kriterium eingehalten wird. Es muss somit eine geeignete Tiefpassfilterung zwischen der Mischung ins Basisband und der Dezimierung der Abtastrate vorgenommen werden. Das zeitdiskrete und dezimierte Basisbandsignal lautet nun:

$$s_{F,p}^{[T,R]}[m] = s_0 \left(T_F^{[T,R]} \left(m - n_{F,p}^{[T,R]} \right) \right) e^{i \left(k_{F,p}^{[T,R]} m \frac{2\pi}{M} + \varphi_{F,p}^{[T,R]} \right)}, \quad (3.18)$$

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

mit den Parametern:

$$T_F^{[T,R]} = \frac{1 + \delta\omega_T^{[T]}}{f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})} \frac{N}{M} (1 - \dot{\tau}^{[T,R]}), \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} n_{F,p}^{[T,R]} &= \frac{f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})}{1 - \dot{\tau}^{[T,R]}} \frac{M}{N} \tau^{[T,R]} + \frac{\varphi_{S0}^{[R]} M}{2\pi N} - pM \\ &+ \frac{f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})}{(1 + \delta\omega_T^{[T]}) (1 + \dot{\tau}^{[T,R]})} \frac{M}{N} \left(-\frac{\varphi_{C0}^{[T]}}{2\pi f_{CI}} + \frac{n_{D,p}^{[T]}}{f_{CI}} - \frac{\varphi_{D0}}{2\pi f_{DI}} \right), \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$k_{F,p}^{[T,R]} = \frac{f_{RI,c_p^{[T]}} (\delta\omega_T^{[T]} - \delta\omega_L^{[R]})}{f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})} N - \frac{f_{RI,c_p^{[T]}} (1 + \delta\omega_T^{[T]})}{f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})} N \dot{\tau}^{[T,R]}, \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{F,p}^{[T,R]} &= -2\pi f_{RI,c_p^{[T]}} (1 + \delta\omega_T^{[T]}) \tau^{[T,R]} + \frac{f_{RI,c_p^{[T]}}}{f_{CI}} \varphi_{C0}^{[T]} \\ &- 2\pi \frac{f_{RI,c_p^{[T]}}}{f_{CI}} n_{R,p}^{[T]} + \varphi_{R0,c_p^{[T]}} - \varphi_{LO}^{[R]} \\ &+ \varphi_{S0}^{[R]} \frac{f_{LI}}{f_{SI}} - \varphi_{S0}^{[R]} \frac{f_{RI,c_p^{[T]}} (1 + \delta\omega_T^{[T]})}{f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})} (1 - \dot{\tau}^{[T,R]}) \\ &+ 2\pi \frac{f_{RI,c_p^{[T]}} (1 + \delta\omega_T^{[T]})}{f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})} (1 - \dot{\tau}^{[T,R]}) pN - 2\pi \frac{f_{RI,c_p^{[T]}}}{f_{SI}} pN. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Die fehlerfreien Signale s_0 wurden um $n_{F,p}^{[T,R]}$ zeitlich verzögert und um $T_F^{[T,R]}$ gestaucht oder gestreckt, um $k_{F,p}^{[T,R]}$ spektral gestaucht oder gestreckt sowie um $\varphi_{F,p}^{[T,R]}$ in der Phase gedreht. Die Parameter $n_{F,p}^{[T,R]}$ und $\varphi_{F,p}^{[T,R]}$ enthalten die gesuchte Signallaufzeit $\tau^{[T,R]}$ und können für eine Abstands- oder Positionsbestimmung ausgewertet werden.

3.3 Frequenzbelegungsschema

Die Gleichungen (3.20) und (3.22) aus Kapitel 3.2 enthalten zahlreiche Abweichungen aufgrund eines unbekanntes Laufzeitoffsets, die eine Schätzung der Signallaufzeit aus der Messung der Signalverzögerung und -phase unmöglich machen. Erst die Kombination der Messungen aus vier Verbindungen zwischen zwei Sendern T_1 , T_2 und zwei Empfängern R_1 , R_2 sowie die Verwendung eines im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Frequenzbelegungsschemas ermöglichen die Elimination der meisten Fehlerterme. Die Anforderungen an solch ein Frequenzbelegungsschema, auch Hoppingsschema genannt, und deren Verifikation finden sich in Kapitel 3.3.1. Die Untersuchung bekannter Hoppingschemata bestehender Kommunikationsstandards findet sich in 3.3.2.

3.3.1 Anforderungen und Verifikation

Das Frequenzbelegungsschema eines Senders T besteht aus P Zeitschlitzen mit den Kanalnummern $c_p^{[T]}$ mit $p = 0, 1, \dots, P - 1$, in denen nacheinander jeweils ein Signal gemäß Kapitel 3.2 ausgesendet wird. Ein Kanal c ist gekennzeichnet durch eine ideale Mittenfrequenz $f_{RI,c}$, die zur Signalerzeugung verwendet wird und eine Kanalbandbreite. Die Signalbandbreite darf die Kanalbandbreite nicht übersteigen, auch dürfen sich die Kanäle nicht überlappen. Das Signal muss also bandbegrenzt sein. Für die Herleitung wird zunächst davon ausgegangen, dass die Mittenfrequenzen aller verwendeten Kanäle eine Rampe mit konstanter Frequenzsteigung Δf_R bilden, die allen Sendern gemein ist:

$$f_{RI,c} = f_{R0} + c\Delta f_R. \quad (3.23)$$

Neben dem konstanten Frequenzabstand aller verwendeten Kanäle muss außerdem eine zeitliche Bedingung für die Aussendezeitpunkte aufeinanderfolgender Signale bestehen. Formuliert werden kann dies durch die Forderung nach einer festen Anzahl von Grundtakt- und somit auch Datentaktzyklen zwischen zwei Signalen:

$$n_{D,p}^{[T]} = n_{D,0}^{[T]} + \frac{f_{CI}}{f_{SI}} Np. \quad (3.24)$$

Die Verletzung einer der Bedingungen (3.23) oder (3.24) führt zu einer nichtlinearen Rampe, die, wie auch beim FMCW-Radar, zu Fehlern auf der Laufzeitdifferenzschätzung führt [94]. Eine nicht-äquidistante Kanalwahl wird in Kapitel 3.4.4 gesondert behandelt.

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

Um nicht nur die Laufzeitsterme $n_{F,p}^{[T,R]}$, sondern auch die Phasenterme $\varphi_{F,p}^{[T,R]}$ auswerten zu können, muss eine konstante Beziehung zwischen dem Datentakt und der Trägerphase jeden Kanals des Hoppingschemas bestehen:

$$n_{R,p}^{[T]} = n_{D,p}^{[T]} + \Delta n_{R,c_p^{[T]}}. \quad (3.25)$$

Dabei gilt zu beachten, dass $\Delta n_{R,c}$ für alle Sender gleich sein muss. Die Synthese der zur Mischung des Basisbandsignals verwendeten Hochfrequenz muss also in allen Sendern gleichartig realisiert sein, z.B. durch Verwendung einer Ganzzahl-PLL. Falls diese Phasenbeziehung zwischen den Sendern nicht gegeben ist, kann sie durch einmalige Referenzmessungen hergestellt werden. Voraussetzung ist stets, dass der Frequenzgang im Sendezweig für alle Sender zeitlich konstant ist.

Eine weitere Bedingung ist die Symmetrie der Hoppingschemata aller Sender um die Mitte eines Schemas, also um $\frac{P-1}{2}$:

$$c_p^{[T]} = c_{P-1-p}^{[T]}. \quad (3.26)$$

Alle an der Positionsbestimmung beteiligten Sender (Referenzsender und Mobilsender) müssen im Verlauf des Hoppingschemas dieselbe Menge an Kanälen benutzen. Nur Kanäle, für die von allen beteiligten Empfängern und Sendern entsprechende Laufzeit- und Phasenmessungen vorliegen, können zur Positionsbestimmung benutzt werden:

$$\{c_p^{[T_1]} | p = 0, 1, \dots, P-1\} = \{c_p^{[T_2]} | p = 0, 1, \dots, P-1\} = \mathbb{C}. \quad (3.27)$$

Diese Forderung darf verletzt werden, falls einzelne Sender mit schlechterer Genauigkeit geortet werden sollen. Dann genügt für den Mobilsender auch eine Teilmenge der Kanäle, die der ortsfeste Referenzsender verwendet. Die Anzahl der übereinstimmenden Kanäle darf zur erfolgreichen Auswertung der Signalphasen jedoch nie kleiner zwei sein.

Um die Signalform $s_0(t)$ nicht einschränken zu müssen, dürfen zwei oder mehr Sender niemals denselben Kanal zur selben Zeit belegen:

$$c = c_{p_1}^{[T_1]} = c_{p_2}^{[T_2]} \quad (p_1 \neq p_2). \quad (3.28)$$

Diese Forderung kann fallengelassen werden, wenn die verwendeten Signalformen so gestaltet sind, dass sie in den Empfängern durch Korrelationsverfahren getrennt verarbeitet werden können. Eine Möglichkeit ist die Verwendung des Codespreizverfahrens CDMA¹.

3.3 Frequenzbelegungsschema

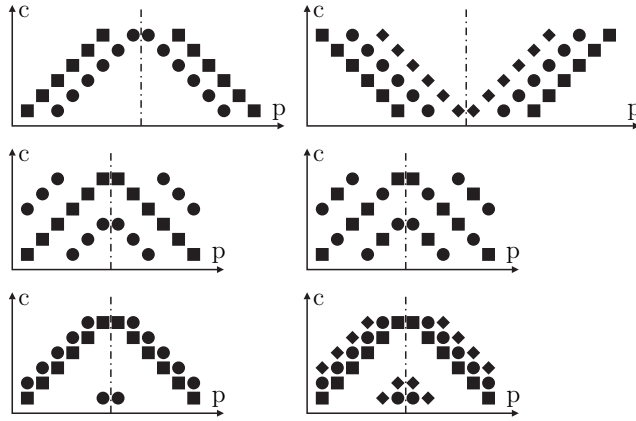


Abbildung 3.5: Beispielhafte Hoppingschemata mit zwei oder drei Sendern, die durch unterschiedliche Symbole dargestellt sind.

Sechs beispielhafte Hoppingschemata für zwei bis drei Sender, die den Gleichungen (3.24)-(3.28) genügen, sind in Abbildung 3.5 dargestellt.

Mit dem aus den Gleichungen (3.23) bis (3.28) gebildetem Frequenzbelegungsschema kann die gesuchte Laufzeitdifferenz $\tau_{0,c}$ in einem Kanal c sowohl aus einer Kombination von $n_{F,p}^{[T,R]}$ als auch $\varphi_{F,p}^{[T,R]}$ bestimmt werden. Aus (3.3) ergibt sich:

$$\varphi_{F,c} = \frac{1}{2} \left[\left(\varphi_{F,p_1}^{[T_1,R_1]} + \varphi_{F,P-1-p_1}^{[T_1,R_1]} \right) - \left(\varphi_{F,p_1}^{[T_1,R_2]} + \varphi_{F,P-1-p_1}^{[T_1,R_2]} \right) - \left(\varphi_{F,p_2}^{[T_2,R_1]} + \varphi_{F,P-1-p_2}^{[T_2,R_1]} \right) + \left(\varphi_{F,p_2}^{[T_2,R_2]} + \varphi_{F,P-1-p_2}^{[T_2,R_2]} \right) \right] \quad (3.29)$$

und

$$n_{F,c} = \frac{1}{2} \left[\left(n_{F,p_1}^{[T_1,R_1]} + n_{F,P-1-p_1}^{[T_1,R_1]} \right) - \left(n_{F,p_1}^{[T_1,R_2]} + n_{F,P-1-p_1}^{[T_1,R_2]} \right) - \left(n_{F,p_2}^{[T_2,R_1]} + n_{F,P-1-p_2}^{[T_2,R_1]} \right) + \left(n_{F,p_2}^{[T_2,R_2]} + n_{F,P-1-p_2}^{[T_2,R_2]} \right) \right]. \quad (3.30)$$

Unter Anwendung zweier Vereinfachungen,

$$\frac{1+\delta}{1+\epsilon} \approx 1 + \delta - \epsilon \quad \wedge \quad \delta \cdot \epsilon \approx 0 \quad \forall \quad \delta \ll 1 \quad \wedge \quad \epsilon \ll 1, \quad (3.31)$$

und unter Annahme sehr kleiner relativer Frequenzfehler,

$$\delta\omega_L^{[R]} \ll 1 \quad \wedge \quad \delta\omega_T^{[T]} \ll 1, \quad (3.32)$$

¹Code Division Multiple Access

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

ergibt sich für die Phase:

$$\begin{aligned}\varphi_{F,c} &\approx -2\pi f_{RI,c} \left(\tau_{\varphi}^{[T_1,R_1]} - \tau_{\varphi}^{[T_1,R_2]} - \tau_{\varphi}^{[T_2,R_1]} + \tau_{\varphi}^{[T_2,R_2]} \right) \\ &= -2\pi f_{RI,c} \tau_{0,\varphi}.\end{aligned}\quad (3.33)$$

Dabei gilt:

$$\begin{aligned}\tau_{\varphi}^{[T,R]} &= \left(\overbrace{1 + \delta\omega_T^{[T]}}^{\text{IV}} \right) \\ &\cdot \left(\underbrace{\tau^{[T,R]}}_{\text{I}} + \underbrace{\frac{\varphi_{S_0}^{[R]} (1 - \dot{\tau}^{[T,R]})}{2\pi f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})}}_{\text{II}} - \underbrace{\frac{\pi (P-1) N (1 - \dot{\tau}^{[T,R]})}{2\pi f_{SI} (1 + \delta\omega_L^{[R]})}}_{\text{III}} \right),\end{aligned}\quad (3.34)$$

mit der gesuchten Laufzeitdifferenz τ_0 , die als $\tau_{0,\varphi}$ angegeben wird, um ihren Ursprung in den Phasenmessungen zu verdeutlichen.

Term I ist die Signallaufzeit zwischen T und R und beträgt rund 3ns pro Meter Abstand zwischen Sender und Empfänger. Term II ist der Phasenoffset des Abtasttakts, beaufschlagt mit dem Fehler $\delta\omega_L^{[R]}$ des Empfängeroszillators und einem Geschwindigkeitsterm $1 - \dot{\tau}^{[T,R]}$. Beide Fehler liegen im Bereich weniger ppm. Der Phasenoffset $\varphi_{S_0}^{[R]}$ liegt im Bereich $[0, 2\pi]$ und erzeugt somit einen Gesamtfehler kleiner einer Periode $1/f_S^{[R]}$ des Abtasttakts. Term III beträgt in etwa PN/f_{SI} und entspricht somit einer Zeitspanne der halben Hoppingsequenz, erneut gewichtet mit dem Fehler des Empfängeroszillators und der relativen Geschwindigkeit. Auf den ersten Blick kann dieser Term deutlich größer werden als die gesuchte Größe, jedoch relativiert sich dieser Einfluss, wenn (3.31) in (3.33) eingesetzt wird. Term III wird in (3.33) zu $(\dot{\tau}^{[T_1,R_1]} - \dot{\tau}^{[T_1,R_2]} - \dot{\tau}^{[T_2,R_1]} + \dot{\tau}^{[T_2,R_2]}) PN/f_{SI}$ und liegt somit für beliebige relative Geschwindigkeiten im Bereich der zurückgelegten Strecke während einer Hoppingsequenz. Anders ausgedrückt: Bewegen sich Sender und Empfänger relativ zueinander, ist der gemessene Abstand der, den das System zur Hoppingmitte innehatte. Für unbewegte Systeme hat Term III keinen Fehler zur Folge. Term IV gewichtet die Terme I bis III mit dem Fehler des jeweiligen Sendeoszillators $\delta\omega_T^{[T]}$ im Bereich weniger ppm. Bezogen auf eine Distanz von 10m und einem Fehler von 100ppm entspricht dieser einem Fehler von 1mm. Es kann somit gezeigt werden, dass die Fehlerterme auf (3.33) klein sind im Vergleich zur gesuchten Größe.

Für den Zeitverzug ergibt sich:

$$\begin{aligned} n_{F,c} &\approx f_{SI} \frac{M}{N} \left(\tau_n^{[T_1,R_1]} - \tau_n^{[T_1,R_2]} - \tau_n^{[T_2,R_1]} + \tau_n^{[T_2,R_2]} \right) \\ &= f_{SI} \frac{M}{N} \tau_{0,n,c}. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Dabei gilt:

$$\begin{aligned} \tau_n^{[T,R]} &= \overbrace{\left(1 + \delta\omega_L^{[R]} \right)}^{\text{V}} \cdot \left(\overbrace{\tau^{[T,R]}}^{\text{I}} - \overbrace{\frac{\varphi_{C0}^{[T]} - 2\pi n_{D0}^{[T]}}{2\pi f_{CI} \left(1 + \delta\omega_T^{[T]} \right)}}^{\text{II}} \right. \\ &\quad \left. - \underbrace{\frac{\varphi_{D0}^{[T]}}{2\pi f_{DI} \left(1 + \delta\omega_T^{[T]} \right)}}_{\text{III}} + \underbrace{\frac{\pi (P+1) N}{2\pi f_{SI} \left(1 + \delta\omega_T^{[T]} \right)}}_{\text{IV}} \right), \end{aligned} \quad (3.36)$$

mit der Laufzeitdifferenz τ_0 , basierend auf Laufzeitmessungen in Kanal c , $\tau_{0,n,c}$.

Term I ist erneut die Signallaufzeit zwischen T und R . Die Terme II und III werden aus den Phasenoffsets der Grund- und Datentakte gebildet sowie aus der Anzahl der Grundtakte bis zum ersten Datentakt. Da diese Takte in der Regel im Digitalteil der Sender gebildet werden, sind diese Beziehungen bekannt, konstant und oft auch kontrollierbar. Findet die Synchronisation beider Sender innerhalb $1\mu\text{s}$ statt und haben die Sende- und Empfangsoszillatoren Fehler kleiner 50ppm, so liegt der maximale Fehler durch diese Terme im Bereich 30mm. Auch ein um mehrere μs oder ms zeitversetztes Senden eines Senders erzeugt keine größeren Fehler, falls die Verzögerung bekannt ist und die Synchronisation weiterhin im Bereich $1\mu\text{s}$ erfolgt. Term IV erzeugt erneut Fehler im Bereich der Strecke, die ein Sender während eines halben Hoppingschemas relativ zu einem Empfänger zurücklegt. Die Herleitung im Nachgang zu (3.34) kann auch auf (3.36) angewendet werden. Term V gewichtet die Terme I bis IV mit dem Fehler des jeweiligen Empfängeroszillators $\delta\omega_L^{[R]}$ und der Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger. Gemäß Abbildung 3.6 überwiegt der Oszillatorfehler den Geschwindigkeitsfehler auch für hohe Geschwindigkeiten um mehrere Größenordnungen, bleibt jedoch, je nach technischer Ausführung der Oszillatoren, im Bereich einiger ppm.

Zur Kontrolle werden sämtliche Fehlerquellen und die Teilnehmerbewe-

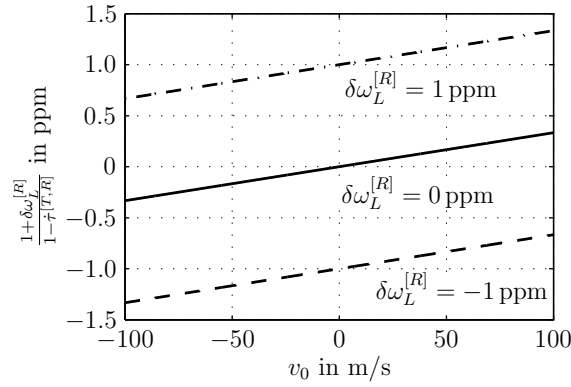


Abbildung 3.6: Durch Term V in (3.36) hervorgerufener geschwindigkeitsabhängiger Skalierungsfehler auf dem Schätzergebnis in ppm.

gung vernachlässigt,

$$\begin{aligned} \delta\omega_T^{[T_1]} &= \delta\omega_T^{[T_2]} = 0, \\ \delta\omega_L^{[R_1]} &= \delta\omega_L^{[R_2]} = 0, \\ \dot{\tau}^{[T_1,R_1]} &= \dot{\tau}^{[T_1,R_2]} = \dot{\tau}^{[T_2,R_1]} = \dot{\tau}^{[T_2,R_2]} = 0, \end{aligned} \quad (3.37)$$

und es ergibt sich für Phase und Zeitverzug:

$$\begin{aligned} \varphi_{F,c} &= -2\pi f_{RI,c} \left(\tau^{[T_1,R_1]} - \tau^{[T_1,R_2]} - \tau^{[T_2,R_1]} + \tau^{[T_2,R_2]} \right) = -2\pi f_{RI,c} \tau_0, \\ n_{F,c} &= f_{SI} \frac{M}{N} \left(\tau^{[T_1,R_1]} - \tau^{[T_1,R_2]} - \tau^{[T_2,R_1]} + \tau^{[T_2,R_2]} \right) = f_{SI} \frac{M}{N} \tau_0. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Diese stimmen mit den idealen Gleichungen zur Bestimmung des Zeitverzugs und der Phasendifferenz übereinstimmen, vgl. (3.2) und (3.3).

3.3.2 Bestehende Frequenzbelegungsschemata

Einige weit verbreitete Funkkommunikationssysteme benutzen Frequenzsprungverfahren zur spektralen Spreizung ihrer Signale. Dazu gehören Bluetooth, Bluetooth Low Energy und WirelessHART. In diesem Kapitel wird untersucht, ob das in dieser Arbeit entwickelte Funkortungssystem auf diese Kommunikationsstandards unter Ausnutzung der jeweils spezifizierten Hoppingschemata anwendbar ist. Zusätzlich wird analysiert, ob die Lokalisierung von Teilnehmern eines WLAN-Netzes möglich ist, obwohl die WLAN-Standards kein Frequenzsprungverfahren vorsehen.

Bluetooth

Bluetooth ist ein Kommunikationsstandard gemäß IEEE 802.15, der seit 1998 von der Bluetooth Special Interest Group (SIG) entwickelt wird. Betrachtet wird Version 4.0 vom Dezember 2009 [150]. Bluetooth dient der Kommunikation zwischen Geräten über kurze Entfernungen mit Datenraten zwischen 1 und 3 MBit/s. Typisches Einsatzgebiet ist die Kommunikation zwischen Computern, Mobiltelefonen, mobilen Headsets und Fernbedienungen, auch im Automobil. Die Industrie setzt ebenfalls Bluetooth ein, beispielsweise in der Prozessautomatisierung. Die Ortung von Bluetooth-Teilnehmern nach dem in dieser Arbeit beschriebenen Verfahren könnte in allen beispielhaft dargestellten Bereichen interessant sein, etwa zur Sicherstellung, dass sich ein Mobiltelefon oder Headset tatsächlich im Automobil befindet, oder zum Auffinden von beweglichen Feldgeräten im industriellen Automatisierungsumfeld.

Bis zur Version 2.1 kommuniziert Bluetooth in 79 Kanälen zwischen 2402 und 2480 MHz mit einem Kanalabstand von 1 MHz. Die verwendeten Modulationsarten sind GFSK für die Datenrate 1 MBit/s und $\pi/4$ -DQPSK und 8DPSK für die Datenraten 2 und 3 MBit/s. Die Symbolrate beträgt in jedem Fall 1 MSym/s. Die Kommunikation erfolgt paketbasiert mit einem einheitlichen Header, der immer GFSK-moduliert ausgesendet wird.

Die Teilnehmer bilden *Piconetze*, die sich anhand ihrer Frequenzsprungfolge unterscheiden. Innerhalb eines Piconetzes sind alle Teilnehmer zeit- und hopsynchronisiert. Ziel der Frequenzspreizung ist die Ermöglichung der Koexistenz vieler Piconetze innerhalb des Bandes und die Erhöhung der Robustheit der Kommunikation durch Frequenzdiversität. Zudem schreiben viele nationale Regulierungen die Verwendung mindestens eines Spreizverfahrens bei der Kommunikation in ISM-Bändern vor. Kanäle mit ungünstigen Ausbreitungseigenschaften können von der Benutzung ausgeschlossen werden, wodurch sich ein sogenanntes *Adaptiertes Piconetz* mit mindestens 20 Kanälen ergibt.

Es stellt sich die Frage, ob die Frequenzsprungvorschrift von Bluetooth bis Version 2.1 dazu geeignet ist, die in Kapitel 3.3.1 gestellten Anforderungen an das in dieser Arbeit entwickelte Hoppingschema zu erfüllen. Die zeitliche Abfolge der Frequenzsprünge ist starr geregelt, die Länge eines Zeitschlitzes beträgt $312,5 \mu\text{s}$. Es können bis zu fünf aufeinanderfolgende Zeitschlitzte miteinander kombiniert werden, um längere Pakete auszusenden. Die beiden Teilnehmer einer Kommunikation, bezeichnet als *Master* und *Slave*, senden abwechselnd. Die Hoprate beträgt somit maximal 1600 Hz. Das Timing darf maximal $1 \mu\text{s}$ vom Sollwert abweichen. Der daraus resul-

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

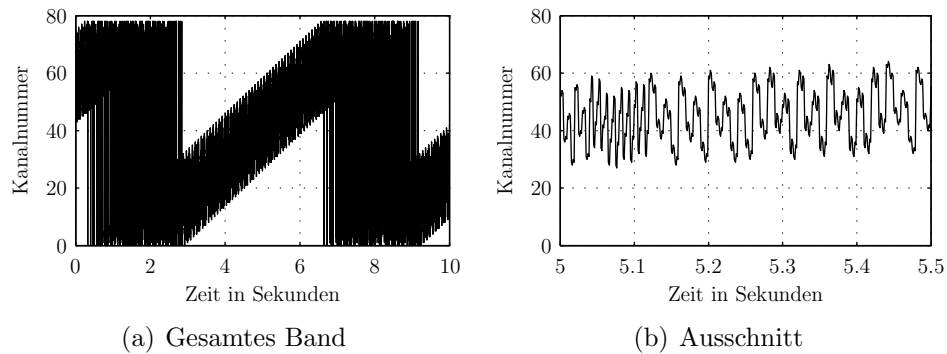


Abbildung 3.7: Beispielhaftes Hoppingschema von Bluetooth Version 2.1.

tierende Jitter kann bereits Gleichung (3.24) verletzen.

Weiterhin muss gewährleistet sein, dass die zur Ortung verwendeten Kanäle symmetrisch angesprungen werden gemäß Gleichung (3.26). Dazu muss der Algorithmus zur Bestimmung der Kanalfolge näher untersucht werden. Die Berechnungsvorschrift ist vergleichsweise komplex, es gehen zahlreiche Daten in die Berechnung ein. Unter anderem ein für jedes Piconetz einmaliger *Access Code*. Der gesamte Algorithmus wird als pseudozufällig bezeichnet, jedoch sind regelmäßig wiederkehrende Abfolgen erkennbar, siehe Abbildung 3.7(b). In Abbildung 3.7(a) ist außerdem ein über mehrere Sekunden linear ansteigender Mittelwert der Kanalnummer erkennbar. Dieser ergibt sich aus der Forderung, zu jedem Zeitpunkt nur in einem 32 MHz breiten Segment zu springen. Erst nach mehreren Sekunden ist jeder Kanal im ISM-Band mindestens zweimal angesprungen worden. Untersuchungen mit unterschiedlichen Parametern haben gezeigt, dass zu keinem Zeitpunkt eine symmetrische Sprungfolge in der berechneten Kanalfolge enthalten ist. Gleichung (3.26) wird demnach verletzt und eine Ortung nach dem in dieser Arbeit beschriebenen Verfahren erscheint unmöglich.

Bluetooth Low Energy

Einige der Eigenschaften des Bluetooth-Standards haben sich im Laufe der Zeit als ungünstig für die Verwendung in Batterie-betriebenen Kleingeräten, wie etwa drahtlosen Temperatursensoren, erwiesen. So dauert die Etablierung einer Verbindung mitunter mehrere Sekunden und die hochwertigen Modulationsverfahren ab 2 MBit/s erfordern komplexe Sender- und Empfängerstrukturen. Ab Version 4.0 der Bluetooth-Spezifikation findet

3.3 Frequenzbelegungsschema

sich die Betriebsart *Bluetooth Low Energy* (BLE) [150], die die angesprochenen Defizite abschafft und noch weitere Verbesserungen, wie beispielsweise bei der Abhörsicherheit, mitbringt. Mögliche Anwendungsgebiete der Ortung mit Bluetooth Low Energy sind beispielsweise Sensoren, die zur Messwerterfassung wahllos im Raum verteilt werden und deren Messwerte in einen örtlichen Bezug gebracht werden müssen.

Als Modulationsart ist ausschließlich GFSK mit einer festen Symbol- und Datenrate von 1 MBit/s spezifiziert. Die Kanalbreite beträgt 2 MHz und es sind 40 Kanäle im ISM-Band bei 2,4 GHz definiert. Davon sind drei Kanäle ausschließlich für die Suche nach Gesprächspartnern reserviert², der Rest darf nur für die eigentliche Kommunikation verwendet werden. Das Aussparen einzelner Kanäle ist ebenfalls möglich, bis hinunter zu nur zwei genutzten Kommunikationskanälen.

Der Paketaufbau ist einfacher als bei Bluetooth bis Version 2.1 und auch die Berechnung der Frequenzsprungfolgen wurde in ihrer Komplexität stark reduziert. Der Algorithmus lautet:

```
unmappedChannel = (lastUnmappedChannel + hopIncrement) mod 37
remappingIndex = unmappedChannel mod numUsedChannels
```

Die Variable `remappingIndex` wählt anschließend in der Liste aller aktiven Kanäle den nächsten anzuspringenden Kanal aus. Der Parameter `hopIncrement` ist für alle Teilnehmer einer Verbindung identisch und kann Werte zwischen 5 und 16 annehmen. Die entstehende Sequenz weist nicht mehr den bei Bluetooth bis Version 2.1 linear ansteigenden Mittelwert über Segmente der Breite 32 MHz auf. Die Periodendauer eines Hoppingschemas beträgt 37, bevor es sich wiederholt.

Untersuchungen aller möglichen Kombinationen aus `hopIncrement` und `numUsedChannels` haben gezeigt, dass sich auch bei Bluetooth Low Energy keine symmetrischen Hoppingsequenzen nennenswerter Länge ergeben. Die längste gefundene Hoppingsequenz, die Gleichung (3.26) erfüllt, beinhaltet zwei Kanäle, siehe Abbildung 3.8 für

```
hopIncrement=16,
numUsedChannels=32.
```

Bereits eine symmetrische Rampe aus drei Kanälen ist nicht generierbar.

²2402, 2426 und 2480 MHz

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

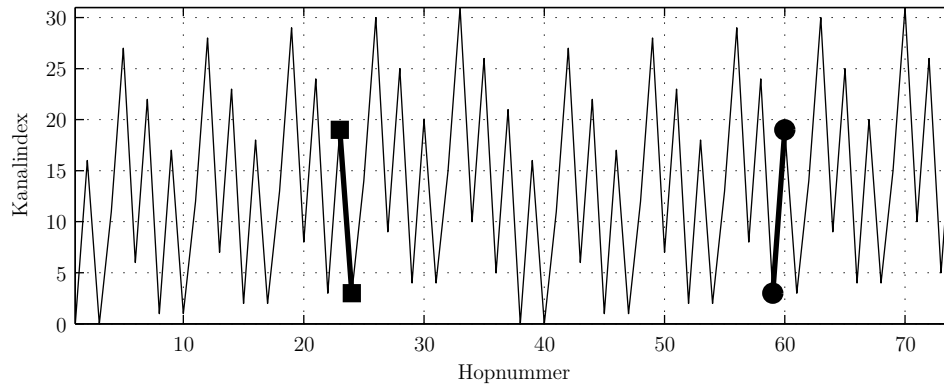


Abbildung 3.8: Beispielhaftes Hoppingschema von Bluetooth Low Energy. Die fett eingezeichneten Linien bilden das symmetrische Hoppingschema der Kanalindizes 3 und 19.

WirelessHART

Der Kommunikationsstandard *HART*, 1989 von der *HART Communication Foundation* (HCF) erstmals verabschiedet, erlaubt die drahtgebundene Datenübertragung zwischen Feldgeräten in einem Feldbus. Diese meist in der Industrieautomatisierung platzierte Anwendung erfordert sehr zuverlässige und robuste Kommunikationswege mit Echtzeitfähigkeit. Der im Jahr 2007 erstmals spezifizierte Zusatz *WirelessHART* ermöglicht die Realisierung drahtloser Feldbusse [151] und basiert auf der physikalischen Schicht IEEE 802.15.4-2006, wie auch das in dieser Arbeit vorgestellte Ortungssystem [152]. Eine detaillierte Beschreibung dieser Luftschnittstelle findet sich daher in Kapitel 5.2.

Das von WirelessHART verwendete Zugriffsverfahren TDMA³ erlaubt jedem Netzteilnehmer das Aussenden von Datenpaketen in festgelegten *Zeitschlitz*en (engl. *slots*). Um die Robustheit der Datenübertragung zu erhöhen, wird die Frequenz für jeden Slot gewechselt. Die insgesamt 16 zur Verfügung stehenden und jeweils 5 MHz breiten Kommunikationskanäle im ISM-Band bei 2,4 GHz werden dabei nach folgender Berechnungsvorschrift ausgewählt:

$$\begin{aligned} \text{ActiveChannel} &= (\text{ChannelOffset} + \text{AbsoluteSlotNumber}) \\ &\quad \text{mod NumberActiveChannels} \\ \text{Channel} &= \text{ActiveChannelArray} [\text{ActiveChannel}] \end{aligned}$$

³Time Division Multiple Access

802.11	Kanäle (EU)	Signalbandbreite	Spreizverfahren	Modulationsverfahren
a	$(5180 + k \cdot 20)$ MHz $k = 0 \dots 7, 16 \dots 26$	20 MHz	OFDM	BPSK, QPSK, QAM
b	$(2407 + k \cdot 5)$ MHz $k = 1 \dots 13$	20 MHz	DSSS	CCK
g	wie b	20 MHz	OFDM DSSS	BPSK, QPSK, QAM DBPSK, DQPSK, CCK
n	alle aus a und b/g	20, 40 MHz	OFDM	BPSK, QPSK, QAM

Tabelle 3.1: Luftschnittstellenparameter der WLAN-Standards.

Die Parameter `ChannelOffset` und `NumberActiveChannels` sowie die Kanalliste `ActiveChannelArray` sind jedem etablierten Netz eigen und erzeugen eine zu anderen Netzen versetzte Sprungfolge.

Die Variable `AbsoluteSlotNumber` wird, beginnend bei 0 zur Gründung des Netzes, kontinuierlich mit jedem verstrichenen Zeitschlitz inkrementiert. Für die Kommunikation auszusparende Kanäle, etwa begründet durch gleichzeitige Nutzung eines nicht zu störenden WLAN-Netzes, werden nicht in die Kanalliste aufgenommen.

Die Bildungsvorschrift des Hoppingschemas ist mit der von Bluetooth Low Energy identisch, lediglich die Parameter können andere Wertebereiche einnehmen. Es kann daher auch hier gezeigt werden, dass keines der vielen möglichen Frequenzbelegungsschemata von WirelessHART symmetrische Eigenschaften aufweist, die mehr als zwei Kanäle umfassen und Gleichung (3.26) genügen.

WLAN

Weit verbreitet sind lokale Funknetze, die nach einem der Standards IEEE 802.11 a,b,g,n [153] aufgebaut werden. Diese als *Wireless LAN* (WLAN) bekannten Netze sind meist auf einzelne Gebäude oder Gebäudeteile begrenzt und bieten Datenraten zwischen 1 und 600 MBit/s. Die Luftschnittstellenparameter der Standards sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

Frequenzsprungverfahren sind während der Kommunikation zwischen zwei oder mehreren Partnern nicht vorgesehen, jedoch können die Teil-

nehmer aus einer Mehrzahl von Kanälen auswählen. Der Initiator eines Netzwerks, genannt *Access Point*, wählt einen Kanal aus, der gute Kommunikationseigenschaften bietet. Die anderen Teilnehmer suchen das Netzwerk auf allen verfügbaren Kanälen und treten diesem bei, sobald sie es anhand von regelmäßig ausgesendeten Funkmarken identifiziert haben. Diese Frequenzagilität kann, ähnlich dem in dieser Arbeit vorgestellten Ortungssystem, für die Funklokalisierung verwendet werden. Dabei ist zwischen den beiden Spreizverfahren DSSS und OFDM zu unterscheiden, die unterschiedliche Ansätze bieten.

Das spektrale Spreizverfahren DSSS wird auch bei dem Funkstandard IEEE 802.15.4 angewendet, der für den Aufbau des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Demonstrationssystems verwendet wurde. Eine Anwendung des in den Kapiteln 3 und 4 hergeleiteten Algorithmus für die ein- oder mehrdimensionale Positionsbestimmung erscheint möglich. Wichtig ist, dass die in den Gleichungen (3.24) bis (3.26) formulierten Forderungen von der verwendeten Hard- und Software eingehalten werden können. Aufgrund der weitaus größeren Komplexität von IEEE 802.11 lässt sich das nicht pauschal beantworten und würde den Rahmen dieser Arbeit übersteigen.

Ein Funkortungssystem vom WPI, das eine große Zahl von Unterträgern eines OFDM-modulierten Signals zur kohärenten Phasenmessung ausnutzt, wurde bereits in Kapitel 2.5.3 angesprochen.

3.4 Laufzeitdifferenzbestimmung

Gleichungen (3.33) und (3.35) erlauben die Bestimmung der Laufzeitdifferenz zwischen zwei Sendern und zwei Empfängern mit Hilfe von Phasen- und Laufzeitmessungen gemäß (3.29) und (3.30). Dieses Kapitel beschreibt Möglichkeiten zur Berechnung der Laufzeitdifferenz aus den Einzelmessungen.

3.4.1 Parameterextraktion an einem einzelnen Signal

Um die Parameter einer beliebigen Signalform für ein einzelnes Signal zu bestimmen, kann eine Least-Squares-Parameterschätzung formuliert werden, wie bereits vorab in der im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Ver-

öffentlichung [148] dargelegt wurde:

$$\begin{aligned}
 \boldsymbol{\theta} &= [T_0 \quad n_0 \quad k_0]^T, \\
 J(\boldsymbol{\theta}) &= \frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} s_1[n] s_0^*(T_0(n - n_0)) e^{-ik_0 n \frac{2\pi}{N}} \right|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |s_0(T_0 n)|^2} \\
 &\approx \frac{\left| \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} S_1[k] S_0^*\left(\frac{2\pi}{NT_0}(k - k_0)\right) e^{ikn_0 \frac{2\pi}{N}} \right|^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \left| S_0\left(\frac{2\pi}{NT_0}k\right) \right|^2}, \\
 \hat{\boldsymbol{\theta}} &= [\hat{T}_0 \quad \hat{n}_0 \quad \hat{k}_0]^T = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} J(\boldsymbol{\theta}).
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Dabei ist s_1 das abgetastete und somit zeitdiskret vorliegende Empfangssignal und s_0 das zeitkontinuierlich definierte Referenzsignal. S_0 und S_1 sind die jeweiligen (diskreten) Fouriertransformierten dieser Signale. N gibt die Anzahl der von s_0 vorhandenen Abtastpunkte an. Der Parametervektor $\boldsymbol{\theta}$ enthält die zu schätzende Abtastperiode T_0 , den Zeitversatz n_0 und den Frequenzversatz k_0 . Der Phasenversatz wird erst in einem zweiten Schritt geschätzt.

Gleichung (3.39) stellt die bekannte Ambiguitätsfunktion dar, mit deren Hilfe Zeitversatz und Dopplerverschiebung von Radarsignalen bestimmt werden können. Es wird dabei zwischen schmal- und breitbandigen Funktionen unterschieden, wobei in diesem Fall die breitbandige verwendet wird, da neben dem Frequenzversatz auch eine zeitliche Dehnung des Signals berücksichtigt werden muss [154]. Die Formulierung von (3.39) im Zeit- und Frequenzbereich deutet an, wie die Parameter \hat{n}_0 und \hat{k}_0 zweckmäßig bestimmt werden können: Anstelle einer mehrdimensionalen Optimierung aller drei Parameter wird das Optimum schrittweise bestimmt. Der Parameter \hat{n}_0 kann für konstante \hat{k}_0 und \hat{T}_0 mit Hilfe einer diskreten Fouriertransformation im Zeitbereich bestimmt werden. Der Parameter \hat{k}_0 hingegen kann für konstante \hat{n}_0 und \hat{T}_0 durch eine diskrete inverse Fouriertransformation im Frequenzbereich ermittelt werden. Eine Wiederholung der beiden Schritte führt zu einer Reduktion der Restfehler. Falls nötig, können die gefundenen Lösungen von \hat{n}_0 und \hat{k}_0 als Startpunkt einer iterativen Optimierung hinsichtlich aller drei Parameter, und somit insbesondere von \hat{T}_0 , verwendet werden. Unter Annahme kurzer Signale s_0 und s_1 und kleiner Oszillatorfehler im Bereich weniger ppm kann auf diesen letzten Schritt verzichtet und $\hat{T}_0 = T_0$ als bekannt vorausgesetzt werden.

Sind \hat{T}_0 , \hat{n}_0 und \hat{k}_0 bekannt, kann die komplexwertige Gewichtung von

s_0 und somit die Signalphase berechnet werden:

$$\begin{aligned}\hat{a}_0 &= \frac{\sum_{n=0}^{N-1} s_1[n] s_0^*(T_0(n - n_0)) e^{-ik_0 n \frac{2\pi}{N}}}{\sum_{n=0}^{N-1} |s_0(T_0 n)|^2} \\ &\approx \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} S_1[k] S_0^*\left(\frac{2\pi}{NT_0}(k - k_0)\right) e^{ikn_0 \frac{2\pi}{N}}}{\frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \left|S_0\left(\frac{2\pi}{NT_0}k\right)\right|^2}.\end{aligned}\quad (3.40)$$

Die geschätzten Parameter eines Signals des Pakets p von Sender T im Empfänger R werden schließlich wie folgt abgebildet:

$$\begin{aligned}T_F^{[T,R]} &= \hat{T}_0 \quad \wedge \quad n_{F,p}^{[T,R]} = \hat{n}_0 \\ \wedge \quad k_{F,p}^{[T,R]} &= \hat{k}_0 \quad \wedge \quad \varphi_{F,p}^{[T,R]} = \angle \hat{a}_0.\end{aligned}\quad (3.41)$$

Der Laufzeitterm $n_{F,p}^{[T,R]}$ und der Phasenterm $\varphi_{F,p}^{[T,R]}$ können nun für die Bestimmung der Laufzeitdifferenz τ_0 herangezogen werden. Auch eine Kombination ist möglich, wie in den nächsten Kapiteln dargelegt wird.

3.4.2 Laufzeitterm

Die Berechnung der Laufzeitdifferenz $n_{F,c}$ in Kanal c verlangt die Messung von acht Zeitverschiebungen $n_{F,p}^{[T,R]}$ und deren Verknüpfung gemäß (3.30). Anschließend kann die Zeitdifferenz $\tau_{0,n,c}$ in Kanal c gemäß (3.35) berechnet werden:

$$\tau_{0,n,c} = \frac{n_{F,c}}{f_{SI}} \frac{N}{M}. \quad (3.42)$$

Die Verknüpfung der C Werte $\tau_{0,n,c}$ erfolgt zweckmäßig mit Hilfe des arithmetischen Mittels,

$$\tau_{0,n} = \frac{1}{C} \sum_{c=0}^{C-1} \tau_{0,n,c} = \frac{N}{f_{SI} M C} \sum_{c=0}^{C-1} n_{F,c}, \quad (3.43)$$

um statistisch unabhängige Rauscheinflüsse zu reduzieren [155]. Je nach Autokorrelationseigenschaften der verwendeten Signalform bleibt die effektive Bandbreite des gesamten Hoppingschemas für die Messung mittels Zeitverschiebung B_n maximal auf die 3 dB-Bandbreite eines einzelnen Signals B_0 beschränkt, da eine kohärente Verknüpfung wie bei Phasenmessungen nicht möglich ist:

$$B_n \leq B_0. \quad (3.44)$$

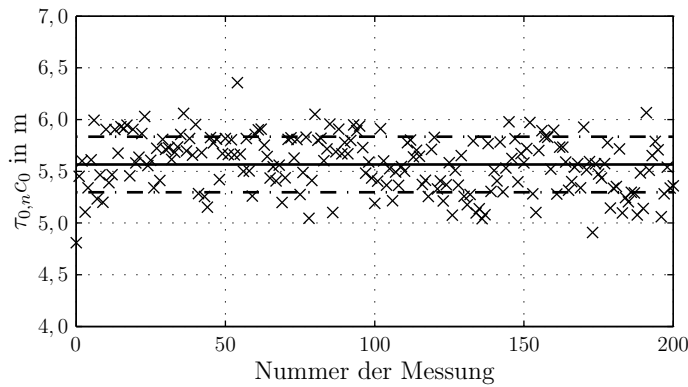


Abbildung 3.9: Die Kreuze geben 201 Auswertungen des Laufzeitterms an. Die durchgezogene Linie ist der Mittelwert, die gestrichelte Linie ist die Standardabweichung. Die tatsächliche Entfernung zwischen den Sendern betrug 5 m.

Bei ungünstigen Autokorrelationseigenschaften kann B_n auch deutlich kleiner sein als B_0 . Ein Ansatz zur Erhöhung der Auflösung bei Verwendung eines Wienerfilters anstelle der Kreuzkorrelation findet sich in [96].

Eine Reihe von Messungen der Entfernung zwischen den beiden Sendern und die Auswertung des Zeitterms findet sich in Abbildung 3.9.

3.4.3 Phasenterm bei äquidistanter Kanalwahl

Anders als bei Laufzeitmessungen können die Phasenverschiebungen der Einzelsignale dazu genutzt werden, die effektive Bandbreite der Laufzeitdifferenzbestimmung mit den schmalen Kommunikationssignalen und damit das Auflösungsvermögen einer Vielzahl von Zielen – beispielsweise gebildet von Mehrwegen – zu erhöhen. Dazu ist es notwendig, die Phasenmessungen in den einzelnen Kanälen kohärent miteinander zu verknüpfen. Die Berechnung der Laufzeitdifferenz in einem Kanal c , $\varphi_{F,c}$, verlangt die Messung von acht Phasenverschiebungen $\varphi_{F,p}^{[T,R]}$ und deren Verknüpfung gemäß (3.29). Die Parameterextraktion für ein einzelnes Signal wurde dabei in Kapitel 3.4.1 beschrieben.

Die Phasenrampe entspricht nach (3.23), (3.33) und (3.34) der Form:

$$\varphi_{F,c} = -2\pi (f_{R0} + c\Delta f_R) \tau_{0,\varphi}. \quad (3.45)$$

Abgeleitet nach der Kanalnummer c ergibt sich die sogenannte induzierte

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

Phasenverschiebung,

$$f_{\text{ips}} = \frac{d\varphi_{F,c}}{dc} = -2\pi\Delta f_R \tau_{0,\varphi}, \quad (3.46)$$

die für fehlerfreie Systeme über alle Kanäle konstant ist. Für lineare und äquidistante Frequenzrampen wie (3.23) und fehlerbehaftete Systeme bieten sich somit Fourier-basierte Ansätze zur Schätzung der induzierten Phasenverschiebung an [156]. Da (3.46) im Frequenzbereich notiert ist, kann die inverse diskrete Fouriertransformation (IDFT) zur Bestimmung von $\tau_{0,\varphi}$ herangezogen werden:

$$\Phi[k] = \frac{1}{C} \sum_{c=0}^{C-1} e^{i\varphi_{F,c}} e^{i2\pi \frac{ck}{C}} \quad \forall \quad k \in [0, C-1]. \quad (3.47)$$

Der Amplitudengang wird vernachlässigt und auf 1 gesetzt. Das Maximum der Betragsfunktion $|\Phi[k]|$ findet sich bei der induzierten Phasenverschiebung,

$$f_{\text{ips}} = \arg \max_k |\Phi[k]|, \quad (3.48)$$

die gemäß (3.46) wiederum proportional zur gesuchten Laufzeitdifferenz ist:

$$\tau_{0,\varphi} = -\frac{\arg \max_k |\Phi[k]|}{2\pi\Delta f_R}. \quad (3.49)$$

Um die Auflösung der Maximumsuche zu verbessern, wird $\Phi[k]$ in der Regel nicht nur an C Stützstellen berechnet, sondern an deutlich mehr. Dieses sogenannte *Zero-Padding* führt zur Interpolation der IDFT mit der Funktion $\frac{\sin x}{x}$, bietet aber keine zusätzliche Auflösung von Mehrwegen [157]. Abbildung 3.10 zeigt eine gemessene Phasenrampe und die dazugehörige IDFT mit unterschiedlicher Länge F . Der Index der IDFT k ist für beide Längen auf die tatsächliche Entfernung zwischen den beiden Sendern normiert worden:

$$d[k] = -\frac{kC/F}{2\pi\Delta f_R} c_0 \quad \forall \quad k = 0, \dots, F-1. \quad (3.50)$$

Während bei Radarsystemen mit $\Phi[k]$ die Kanalimpulsantwort $h(t)$ bestimmt wurde, ist bei diesem System das Ergebnis nach (3.29) eine arithmetische Verknüpfung von vier Kanalimpulsantworten,

$$\begin{aligned} h(t) &= h^{[T_1, R_1]}(t) * \bar{h}^{[T_1, R_2]}(-t) * \bar{h}^{[T_2, R_1]}(-t) * h^{[T_2, R_2]}(t) \\ &= \Psi_{h^{[T_1, R_1]}h^{[T_1, R_2]}}^E * \Psi_{h^{[T_2, R_2]}h^{[T_2, R_1]}}^E, \end{aligned} \quad (3.51)$$

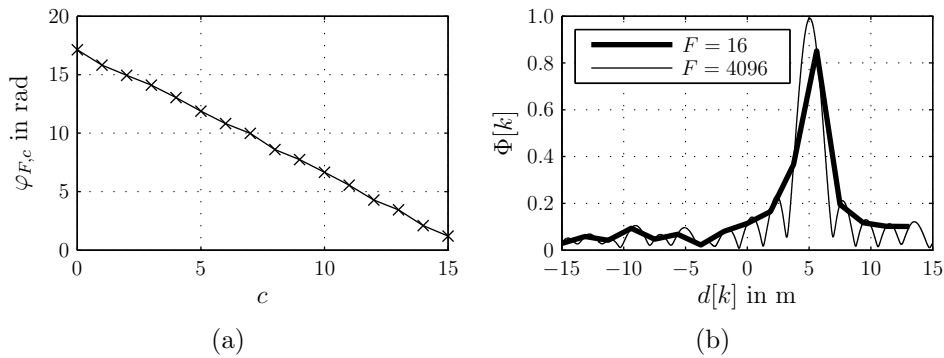


Abbildung 3.10: a) Phasenrampe und b) inverse diskrete Fouriertransformation einer Messung mit geringem Mehrwege-Anteil. F ist die Länge der IDFT.

weshalb von einer Systemimpulsantwort gesprochen werden kann. Der Operator $*$ bezeichnet dabei die Faltung von zwei einzelnen Kanalimpulsantworten; $\bar{\cdot}$ ist die konjugiert komplexe Entsprechung von \cdot . Ψ_{xy}^E bezeichnet die Kreuzkorrelationsfunktion von x und y . Es ist leicht ersichtlich, dass die vier Kanalimpulsantworten derart miteinander verknüpft sind, dass eine Trennung ohne zusätzliches Wissen nicht möglich ist. Dies wirkt sich auch auf die Auflösung der Laufzeitdifferenzbestimmung aus. Auf die Messung und Ausnutzung der Amplitudeninformation wird verzichtet, da unbekanntes Übertragungsfunktionen in den Sendern und Empfängern berücksichtigt werden müssten.

Bei Radarsystemen gilt im allgemeinen, dass ein Puls mit der zeitlichen Ausdehnung T in etwa die Bandbreite $B = 1/T$ belegt, jeweils definiert bei einem Leistungsabfall von 3 dB. Zwei Pulse sind dann noch zu trennen, wenn ihre Leistung an der 3 dB-Grenze gleich groß ist, also im zeitlichen Abstand T . Daraus ergibt sich ein minimaler geforderter Pulsabstand ΔR :

$$T = \frac{2\Delta R}{c_0} \quad \Rightarrow \quad \Delta R = \frac{c_0}{2B}. \quad (3.52)$$

Gleichung (3.52) gilt als untere Abschätzung der Auflösung für alle Radarsysteme. Der tatsächliche eingesetzte Schätzer zur Trennung der Ziele kann diesen Wert jedoch verändern; so führt die Verwendung einer Fensterfunktion bei Fourier-basierten Schätzern zu einer Verschlechterung der Auflösung im Bereich $1 \dots 2$ [158].

Für das in dieser Arbeit entwickelte System mit dem Fourier-basierten Schätzer ist die effektive Bandbreite der Frequenzbereich zwischen dem

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

höchsten und dem niedrigsten verwendeten Kanal. Die Verknüpfung der Kanalimpulsantworten gemäß (3.51) führt zu einer Verschlechterung der Auflösung, wodurch sich die tatsächlich nutzbare effektive Bandbreite für die Auswertung der Phasenterme nach oben abschätzen lässt durch:

$$B_\varphi \leq \max_c f_{RI,c} - \min_c f_{RI,c}. \quad (3.53)$$

Für eine äquidistante Kanalwahl ohne Auslassen einzelner Kanäle kann die effektive Bandbreite auch abgeschätzt werden:

$$B_\varphi \leq C \Delta f_R, \quad (3.54)$$

mit der Zahl aller genutzten Kanäle C . Es gilt zu beachten, dass die effektive Bandbreite bei Auswertung der Phasenterme unabhängig von der Bandbreite B_0 eines einzelnen Signals ist. Für $B_0 < B_\varphi$ liefert diese Art der Laufzeitdifferenzbestimmung somit eine bessere Auflösung von Mehrwegen, verglichen mit der Auswertung der Laufzeitsterme gemäß Kapitel 3.4.2.

Falls $B_0 = B_\varphi$ ist die erzielbare Auflösung mit beiden Verfahren identisch, denn sowohl durch Auswertung der Laufzeitsterme als auch der Phasenterme wird die Laufzeitdifferenz gemessen. Der Unterschied besteht lediglich in der Domäne, in der die Systemimpulsantwort gemessen wird. Bei Auswertung der Laufzeitsterme wird sie direkt im Zeitbereich ermittelt, während die Phasenterme kohärent kombiniert werden, um die zugehörige Systemübertragungsfunktion an C Stützstellen im Frequenzbereich abzutasten. Eine Transformation zwischen der Impulsantwort und der Übertragungsfunktion ist mit der (inversen) Fouriertransformation jederzeit möglich. Dieser Unterschied entspricht dem zwischen im Zeitbereich messenden Pulsradaren und im Frequenzbereich messenden FSCW- oder FMCW-Radaren. Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Funkortungssystem arbeitet demnach nach dem FSCW-Prinzip mit Synchronisation der Empfänger durch einen Referenzsender. Die Weiterentwicklung besteht darin, mit den Einschränkungen der vorgegebenen Kommunikationssignale und der integrierten Sendertechnologie eine Funkortung mit hoher Auflösung und gleichzeitig großem Eindeutigkeitsbereich zu realisieren.

3.4.4 Phasenterm bei unregelmäßiger Kanalwahl

Werden für die Zusammensetzung des Hoppingschemas nicht äquidistante Kanäle gemäß (3.23) verwendet, sondern unregelmäßige Kanalabstände, beispielsweise durch das Auslassen einzelner Kanäle in einem vorgegebenen

Frequenzplan, so ist der Fourier-basierte Ansatz aus Kapitel 3.4.3 nicht direkt anwendbar.

Es gibt prinzipiell zwei Ansätze, um unregelmäßig abgetastete Werte in einen Bildbereich zu überführen: Die Interpolation der Werte auf einen regelmäßigen Zeitstrahl (*resampling*) mit anschließender Fouriertransformation, und die Formulierung einer ungleichförmigen Fouriertransformation (*non-uniform Fourier Transform*, NFT), die als Eingabe direkt die unregelmäßig abgetasteten Werte und deren Abtastzeitpunkte erwartet. Die Entwicklung solch spezieller Abbildungsfunktionen liegt in der Filtertheorie begründet. Viele Filter werden als Faltung im Bildbereich definiert und benötigen somit die Fouriertransformation, um das zu filternde Signal vor und nach der Filterung zu transformieren. Für weiterführende Informationen siehe [159, 160, 161, 162, 163].

Die inverse, ungleichförmige, diskrete Fouriertransformation (INDFT) für das vorliegende System lautet:

$$\Phi[k] = \frac{1}{C} \sum_{c=0}^{C-1} e^{i\varphi_{F,c}} e^{i2\pi \frac{(f_{RI,c} - f_{R0})k}{B_\varphi}} \quad \forall \quad k \in [0, K - 1], \quad (3.55)$$

mit der insgesamt eingeschlossenen Bandbreite des Hoppingschemas B_φ gemäß (3.53) und einer Anzahl von äquidistanten Stützstellen im Bildbereich $K > C$. Bei äquidistanter Kanalwahl geht (3.55) für große C und $K = C$ in (3.47) über. Die Auswertung des Maximums der Betragsfunktion erfolgt analog zu (3.49):

$$\tau_{0,\varphi} = -\frac{\arg \max_k |\Phi[k]|}{2\pi B/K}. \quad (3.56)$$

3.4.5 Eindeutigkeitsbereich und Korrektur

Bei der Auswertung von (3.33) mit Hilfe von Fourier-basierten Ansätzen werden die Differenzen der Phasenmessungen bei unterschiedlichen Stützfrequenzen $f_{RI,c}$ in den Kanälen c zur Bestimmung der Laufzeitdifferenz $\tau_{0,\varphi}$ herangezogen. Für zwei aufeinanderfolgende Kanäle ergibt sich somit die Phasendifferenz $\Delta\varphi_F$,

$$\Delta\varphi_F = \varphi_{F,c} - \varphi_{F,c-1} = -2\pi\Delta f_R\tau_{0,\varphi}, \quad (3.57)$$

die messtechnisch nur im Intervall $[-\pi; \pi]$ bestimmt werden kann:

$$|\Delta\varphi_F| < \pi. \quad (3.58)$$

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

Nach Einsetzen von (3.57) in (3.58) und durch Verwendung der zur Laufzeitdifferenz proportionalen Strecke $\hat{d}_0 = \frac{1}{2}\tau_{0,\varphi}c_0$ ergibt sich ein Eindeutigkeitsbereich,

$$\left| \hat{d}_0 \right| < \frac{c_0}{2\Delta f_R}, \quad (3.59)$$

der sich in beide Richtungen (positives und negatives Vorzeichen) unendlich oft wiederholt. Bei einem Kanalabstand von $\Delta f_R = 5\text{MHz}$ ergibt sich ein Eindeutigkeitsbereich von $|\hat{d}_0| < 15\text{m}$. Bei einer beispielhaften Raumgröße von $100 \times 100\text{m}^2$ kann der Eindeutigkeitsbereich somit mehrfach durchfahren werden. Doch auch in kleinen Räumen kann dieser Effekt zu einer starken Verfälschung der Laufzeitdifferenzschätzung führen, nämlich dann, wenn Mehrwege größer (3.59) existieren, die mit dem direkten Weg kleiner (3.59) in den ersten Nyquistbereich abgebildet werden. Man spricht von *Aliasing*, der nicht umkehrbaren Faltung der einzelnen Nyquistbereiche. Um diese Auswirkung zu vermeiden, gilt, dass der längste vorkommende Mehrweg mit nennenswerter Signalleistung d_{\max} noch im ersten Eindeutigkeitsbereich liegen muss [154]. Anders ausgedrückt gilt für den maximalen Kanalabstand:

$$\Delta f_R \leq \frac{c_0}{4|d_{\max}|}. \quad (3.60)$$

Abbildung 3.11 zeigt für eine Messung mit dem in Kapitel 5 beschriebenen Demonstratorsystem beispielhaft den Zusammenhang zwischen der Eindeutigkeit der Phasenmessung und der Zeitmessung. Während sich die IDFT nach Gleichung (3.47) mit jedem Durchschreiten des 30 m breiten Eindeutigkeitsbereichs wiederholt, weist das Korrelationsergebnis des Zeitterms, siehe Gleichung (3.39), mit $B_n \approx 2\text{MHz}$ eine 3 dB-Bandbreite von etwa $500\text{ns} \hat{=} 150\text{m}$ auf.

Um dennoch eine Laufzeitdifferenzbestimmung auf Flächen bzw. in Räumen mit moderater Mehrwegeausbreitung durchführen zu können, deren Abmessungen größer sind als der Eindeutigkeitsbereich bei vorgegebener Kanalzahl, können andere Informationen herangezogen werden, um ein sogenanntes *Range Gating* durchzuführen, bei dem Radarziele nur in einem begrenzten Entfernungsbereich akzeptiert werden. Zu diesen Zusatzinformationen können gehören:

Informationen des eigenen Sensors

Zusätzlich zur Auswertung der Phasenterme kann eine Laufzeitdifferenzbestimmung durch Auswertung der Phasenterme nach Kapitel 3.4.2 erfol-

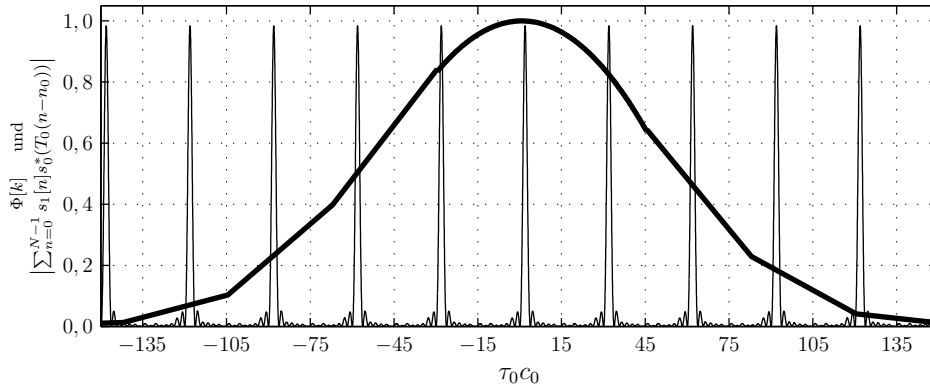


Abbildung 3.11: Sich mit jedem Mehrdeutigkeitsbereich wiederholende IDFT des Phasenterms (dünne Linie) und Korrelation des Zeitterms (fette Linie).

gen. Dieses Verfahren benutzt Daten des eigenen Sensorsystems und ist somit ohne zusätzliche Elektronik oder Modellierung anwendbar unter der Voraussetzung, dass der Fehler der Korrelation kleiner ist als der Eindeutigkeitsbereich. Die Korrektur erfolgt nach der im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Veröffentlichung [147] mit:

$$\tau_0 = \tau_{0,\varphi} + \frac{\hat{n}}{2\Delta f_R} \quad (3.61)$$

und

$$\hat{n} = \arg \min_{k \in \mathbb{Z}} \left| \left(\tau_{0,\varphi} + \frac{k}{2\Delta f_R} \right) - \tau_{0,n} \right|. \quad (3.62)$$

Informationen eines zusätzlichen Sensors

Stehen Informationen anderer Sensoren zur Verfügung, können diese mittels Sensorfusion mit den hier gewonnenen Laufzeitdifferenzwerten derart verknüpft werden, dass die Auswahl des korrekten Eindeutigkeitsbereichs möglich ist. Als Beispiel für solch eine Zusatzinformation sei die Empfangsfeldstärke der Signale an den Empfängern genannt, die unter gewissen Voraussetzungen und mit entsprechenden Modellen in eine Distanzinformation umgewandelt werden können. Auch hier ist darauf zu achten, dass der Fehler der zusätzlichen Sensordaten kleiner ist als der Eindeutigkeitsbereich. Die Empfangsfeldstärke kann mit dem realisierten System ohne Mehraufwand gemessen werden, lediglich ein Modell zur Berechnung einer Laufzeit aus den gemessenen Signalamplituden muss noch implementiert werden.

A priori Informationen

Häufig stehen Informationen a priori zur Verfügung, die zur Eingrenzung des möglichen Eindeutigkeitsbereichs genutzt werden können. Dazu zählen beispielhaft die maximale Raumgröße oder die exakten Raumgrenzen und die maximale Kommunikationsreichweite der Funkverbindungen. Reichen diese Angaben nicht aus, um die Zahl möglicher Eindeutigkeitsbereiche auf 1 zu reduzieren, müssen noch weitere der oben genannten Verfahren angewendet werden.

3.5 Vermeidung von Mehrdeutigkeiten

Gleichung (3.29) zeigt, dass die Phase der kombinierten Kanalimpulsantwort $\varphi_{F,c}$ in einem Kanal c erst nach einer Halbierung der Summation aller einzelnen Phasenmesswerte $\varphi_{F,p}$ eine physikalische Entsprechung hat, nämlich die Entfernung zwischen beiden Sendern auf der Verbindungsachse der beiden an der Messung beteiligten Empfänger. Der Faktor $\frac{1}{2}$ wirkt sich dabei wie eine paarweise Mittelung zweier Phasenmesswerte aus. Da ein einzelner Phasenwert eindeutig im Intervall $[0, 2\pi[$ ist,

$$\varphi = \varphi^* + n \cdot 2\pi \quad \forall \quad n \in \mathbb{Z}_0, \quad (3.63)$$

ist die Mittelung von zwei Phasenwerten nur noch eindeutig im Intervall $[0, \pi[$:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} (\varphi_A + \varphi_B) &= \frac{1}{2} \left[(\varphi_A^* + n_A \cdot 2\pi) + (\varphi_B^* + n_B \cdot 2\pi) \right] \\ &= \frac{1}{2} (\varphi_A^* + \varphi_B^*) + (n_A + n_B) \cdot \pi. \end{aligned} \quad (3.64)$$

Zum erwarteten arithmetischen Mittelwert aus φ_A und φ_B wird ein ganzzahliges Vielfaches von π addiert, was dazu führt, dass jede Kombination aus zwei gemessenen Phasenwerten im Intervall $[0, 2\pi[$ zwei um π verschiedene arithmetische Mittel besitzt. In der komplexen Ebene lässt sich dies ebenfalls zeigen:

$$e^{\frac{j}{2}(\varphi_A + \varphi_B)} = \sqrt{e^{j\varphi_A} \cdot e^{j\varphi_B}}. \quad (3.65)$$

Die n -te Wurzel aus einer komplexen Zahl hat genau n Lösungen, die gleichmäßig auf dem Einheitskreis verteilt sind. Die Quadratwurzel aus einer komplexen Zahl hat somit genau zwei Lösungen, deren Phasen sich um π unterscheiden [164].

Da für jeden Kanal c genau zwei mögliche Lösungen für (3.29) existieren, ist die Funktion $\varphi_{F,c}$ mit einer wertdiskreten Fehlerfunktion $\psi(c)$ behaftet, welche 2^C mögliche Zustände besitzt, wobei C die Anzahl der genutzten Kanäle ist:

$$\varphi_{F,c}^* = \varphi_{F,c} + \psi(c) \quad \text{mit} \quad \psi(c) \in \{0, \pi\}. \quad (3.66)$$

Aufgrund der Eindeutigkeit einer Phaseninformation im Intervall $[0, 2\pi[$ gilt gleichzeitig auch:

$$\varphi_{F,c}^* = \varphi_{F,c} - \psi(c). \quad (3.67)$$

Die Auswirkungen werden deutlich, wenn die Phasendifferenzfunktion $\varphi_{F,c}^*$ anstelle von $\varphi_{F,c}$ mit Gleichung (3.47) in den Zeitbereich transformiert wird. Die Fouriertransformierte der Fehlerfunktion wird mit der Systemimpulsantwort gefaltet:

$$\begin{array}{ccc} e^{j\varphi_{F,c}^*} & = & e^{j\varphi_{F,c}} \cdot e^{j\psi(c)}, \\ \downarrow & & \downarrow \quad \downarrow \quad \text{IDFT}\{\cdot\} \\ \Phi^*[k] & = & \Phi[k] * \Psi[k], \end{array} \quad (3.68)$$

mit dem Faltungsoperator $*$. Abbildung 3.12 zeigt die möglichen Auswirkungen. Die Fehlerfunktion verfälscht die Systemimpulsantwort auf eine Weise, die eine Laufzeitdifferenzbestimmung unmöglich macht. Dabei ist $d[k]$ der in einen Abstand transformierte Index k der IDFT nach Gleichung (3.50).

Zur Vermeidung dieses Effektes kann auf die Mittelung in Gleichung (3.29) verzichtet werden. Das führt jedoch zu einer Halbierung des Eindeutigkeitsbereichs und weiteren Problemen, wie in Kapitel 3.5.1 dargestellt werden wird. Im Rahmen der vorliegenden Dissertation sind zwei Ansätze entwickelt worden, um der Halbierung des Eindeutigkeitsbereichs entgegenzuwirken. Am 24. Juli 2008 wurden für die in diesem Kapitel enthaltenen Ausführungen Patentschutz beim Deutschen Patent- und Markenamt beantragt, der am 30. September 2010 unter der Nummer DE 10 2008 034 567 B4 erteilt wurde [7]. Diese Ansätze werden in den Kapiteln 3.5.2 und 3.5.3 behandelt.

3.5.1 Halbierung des Eindeutigkeitsbereichs

Ein Ansatz zur Vermeidung der Fehlerfunktion $\psi(c)$ auf der Phasendifferenzfunktion $\varphi_{F,c}$ ist der Verzicht auf die paarweise Mittelung der einzelnen

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

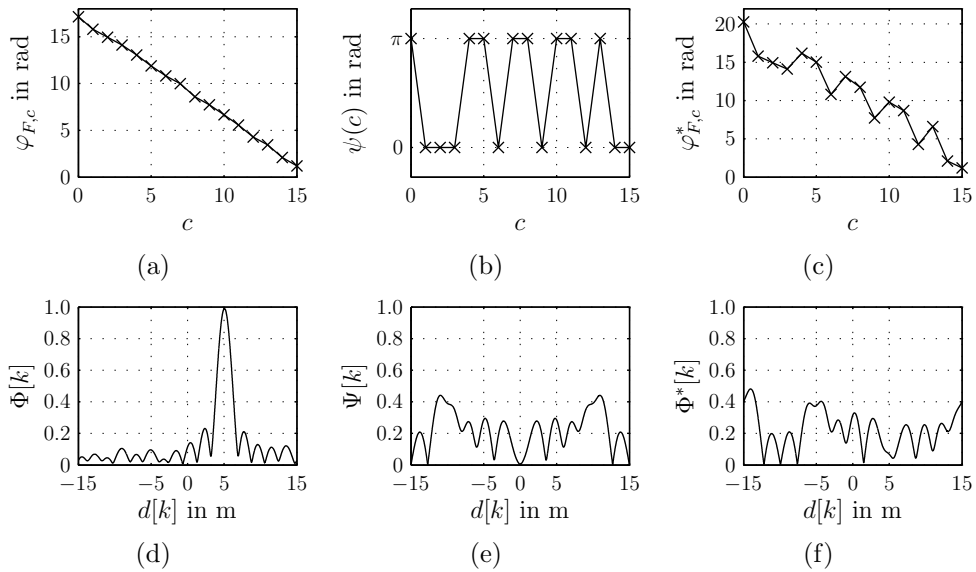


Abbildung 3.12: Auswirkung der Fehlerfunktion $\psi(c)$ auf die Schätzung der Systemimpulsantwort $\Psi[k]$.

Phasemesswerte in Gleichung (3.29):

$$\begin{aligned} \varphi_{F,c} = & \left(\varphi_{F,p_1}^{[T_1,R_1]} + \varphi_{F,P-1-p_1}^{[T_1,R_1]} \right) - \left(\varphi_{F,p_1}^{[T_1,R_2]} + \varphi_{F,P-1-p_1}^{[T_1,R_2]} \right) \\ & - \left(\varphi_{F,p_2}^{[T_2,R_1]} + \varphi_{F,P-1-p_2}^{[T_2,R_1]} \right) + \left(\varphi_{F,p_2}^{[T_2,R_2]} + \varphi_{F,P-1-p_2}^{[T_2,R_2]} \right). \end{aligned} \quad (3.69)$$

Anschließend müssen auch die Gleichungen (3.33), (3.38), (3.45), (3.46), (3.57), (4.9) mit 2 und die Gleichungen (3.49), (3.56) mit $\frac{1}{2}$ multipliziert werden, um weiterhin korrekte Ergebnisse zu erhalten. Ein Nachteil dieser Vorgehensweise besteht darin, dass nun nicht mehr d_0 , sondern $2d_0$ bestimmt wird. Der Eindeutigkeitsbereich bei der Messung von d_0 halbiert sich somit, ebenso wie das Auflösungsvermögen von Mehrwegen, die nun ebenfalls doppelt so lang sind. Das entspricht physikalisch einer Halbierung der effektiven Bandbreite auf $\frac{1}{2}B_\varphi$, obwohl weiterhin eine Bandbreite von B_φ eingeschlossen wird. Dieser Nachteil wird mit dem Umstand erkaufte, dass keine Bestimmung der Fehlerfunktion $\psi(c)$ notwendig wird und der Algorithmus somit in allen Umgebungen eingesetzt werden kann, unabhängig vom Kanalmodell und von der Ausgestaltung der Hoppingsequenz.

Die Auswirkung der Halbierung des Eindeutigkeitsbereichs in Umgebungen mit starken Mehrwegen ist in Abbildung 3.13 anhand eines Beispiels verdeutlicht. Die Systemimpulsantwort in 3.13(a) zeigt den Hauptpfad bei

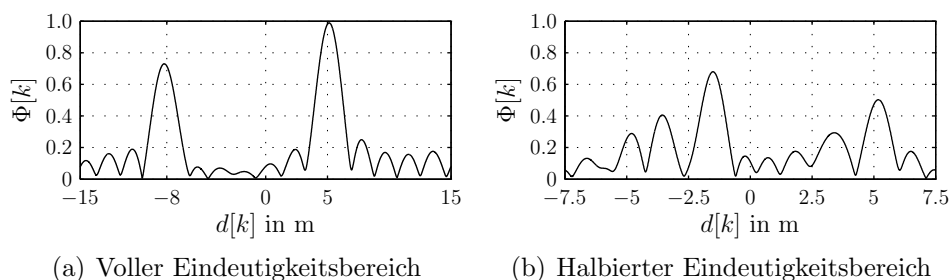


Abbildung 3.13: Auswirkung der Halbierung des Eindeutigkeitsbereichs in Umgebungen mit starken Mehrwegen auf die Systemimpulsantwort $\Phi[k]$.

5 m und einen etwas schwächeren Nebenpfad bei -8 m. Nach der Halbierung des Eindeutigkeitsbereichs in 3.13(b) ist der Hauptpfad deutlich schwächer als ein durch Aliasingeffekte des Nebenpfads entstandener Pfad bei $-1,5$ m. Die Laufzeitdifferenzbestimmung anhand des globalen Maximums mit Gleichung (3.49) liefert für dieses Beispiel einen Fehler von $6,5$ m.

3.5.2 Einfaches Kanalmodell

Ist die in Kapitel 3.5.1 beschriebene Halbierung des Eindeutigkeitsbereichs und des Auflösungsvermögens nicht hinnehmbar, kann die Annahme eines Kanalmodells zur Ermittlung der Fehlerfunktion beitragen. Die Rechnung wird beispielhaft für ein sehr einfaches Kanalmodell durchgeführt. Es ist jedoch auch denkbar, andere Kanalmodelle zu verwenden.

In reflexionsarmen Umgebungen, wie beispielsweise offenen Flächen und sehr großen Hallen, enthält der Betrag der Systemimpulsantwort idealerweise nur ein ausgeprägtes Maximum bei der gesuchten Entfernungsdifferenz. Ausgehend von (3.67) gilt für diese Grundannahme:

$$\Phi^*[k] * \Psi[k] \stackrel{!}{=} \delta[k - k_0], \quad (3.70)$$

mit dem um die unbekannte Entfernungsdifferenz zwischen beiden Sendern und beiden Empfängern k_0 verschobenen Diracpuls $\delta[\cdot]$. Transformiert in den Zeitbereich ergibt dies:

$$\begin{aligned} e^{j\varphi_{F,c}^*} \cdot e^{j\psi(c)} &= e^{jk_0c} \\ \Rightarrow \varphi_{F,c}^* + \psi(c) &= k_0c. \end{aligned} \quad (3.71)$$

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

Um einen einzelnen Peak im Bildbereich zu erhalten, muss die Phase erwartungsgemäß linear mit der Kanalnummer c ansteigen. Das gilt nur für eine äquidistante Kanalwahl gemäß Gleichung (3.23).

Zur Lösung nach $\psi(c)$ wird (3.71) zweifach abgeleitet:

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dc^2} \varphi_{F,c}^* &= \frac{d^2}{dc^2} (k_0 c - \psi(c)) & (3.72) \\ \Leftrightarrow \varphi_{F,c}^* - 2\varphi_{F,c-1}^* + \varphi_{F,c-2}^* &= -(\psi(c) - 2\psi(c-1) + \psi(c-2)) \\ \Rightarrow \psi(c) &= -(\varphi_{F,c}^* - 2\varphi_{F,c-1}^* + \varphi_{F,c-2}^*) - \psi(c-2) \\ &\quad \forall c = 2, \dots, C-1. \end{aligned}$$

mit Vereinfachung durch $2\psi(c-1) = 0$. Weil $\psi(c)$ definitionsgemäß nur Werte aus der Menge $\{0, \pi\}$ annehmen kann, muss der in (3.72) ermittelte Wert $\psi(c)$ für jedes c auf einen Wert aus dieser Menge phasenrichtig abgebildet werden. Dafür ist in der Regel eine Rundungsoperation notwendig, wobei zweckmäßig zum nächsten Vielfachen von π gerundet wird.

Die Fehlerfunktion $\psi(c)$ lässt sich also ohne Kenntnis von k_0 durch eine einfache Abfolge von Additionen und Subtraktionen bestimmen, wenn vorab sinnvolle Annahmen für $\psi(0)$ und $\psi(1)$ getroffen wurden. Es wird $\psi(0) = 0$ angenommen, da ein konstanter Phasenoffset auf $\varphi_{F,c}$ auf den Betrag des IDFT-Operators keine Auswirkung hat. Es ist jedoch unmöglich eine Annahme für $\psi(1)$ zu treffen. Es verbleibt somit eine Zweideutigkeit auf $\psi(c)$, je nachdem, welcher Wert für $\psi(1)$ aus der Menge $\{0, \pi\}$ angenommen wird. Die beiden möglichen Entfernungsdifferenzschätzungen unterscheiden sich um den halben Eindeutigkeitsbereich.

Das Auflösungsvermögen von Mehrwegen wird mit diesem Ansatz wiederhergestellt, der Eindeutigkeitsbereich bleibt jedoch halbiert. Eine Wiederherstellung des vollen Eindeutigkeitsbereichs ist möglich, wenn eine Schätzung für k_0 existiert. Aufgrund des sehr einfachen Kanalmodells kann diese Schätzung mit Hilfe des Algorithmus in Kapitel 3.5.1 gewonnen werden. Auch andere Informationen, wie beispielsweise die Laufzeitdifferenzschätzung $n_{F,c}$ gemäß Kapitel 3.4.2, können herangezogen werden.

Wenn die Grundannahme des Kanalmodells stimmt und kaum Mehrwege vorhanden sind, ist dieser Algorithmus gut geeignet, um die volle effektive Bandbreite B_φ des Messsystems zu bewahren. Die Ausgestaltung der Hoppingsequenz spielt dabei keine Rolle. Sollte das Kanalmodell jedoch falsch gewählt worden sein, wird die Systemimpulsantwort mit Hilfe dieses Ansatzes in eine Form gezwungen, die eventuell nur noch wenig mit der tatsächlichen gemein hat, was wiederum zu einem sehr großen Schätzfehler

auf der gesuchten Entfernungsdifferenz führen kann. Da eine große effektive Bandbreite und ein damit einhergehendes hohes Auflösungsvermögen nur in Mehrwege-behafteten Umgebungen wichtig ist, bringt dieser Ansatz kaum Vorteile.

3.5.3 Ausnutzung des Signalmodells

Die Ansätze in den beiden vorangegangenen Kapiteln sind nur in Umgebungen anwendbar, die eine geringe Mehrwegeausbreitung aufweisen. Für beliebige Umgebungen eignet sich dagegen der im Folgenden präsentierte Ansatz, der Besonderheiten des Signalmodells des in dieser Arbeit präsentierten Ortungssystems vorteilhaft ausnutzt.

In Gleichung (3.29) werden alle gemessenen Phasenwerte in einem Kanal c direkt miteinander verknüpft. Eine Unterteilung der gesamten Hoppingsequenz in einen Teil links und einen rechts von der Symmetrieachse in der Mitte des Hoppingschemas erlaubt jedoch eine andere Art der Verknüpfung. Der linke Teil der Hoppingsequenz wird im Folgenden als Up Ramp bezeichnet, analog zur Nomenklatur bei FMCW-Radaren. Ursprünglich gilt diese Bezeichnung nur, wenn die Kanalnummer linear mit der Paketnummer ansteigt. Um eine Vergleichbarkeit mit der FMCW-Theorie zu ermöglichen, wird der linke Teil jedoch unabhängig von der Ausgestaltung der Hoppingsequenz als Up Ramp bezeichnet. Analog dazu wird der Teil rechts von der Symmetrieachse als Down Ramp bezeichnet [128]. Die Phasendifferenz $\varphi_{F,c}$ lässt sich somit unterteilen in $\varphi_{F,c,up}$ und $\varphi_{F,c,dn}$:

$$\begin{aligned}\varphi_{F,c,up} &= \varphi_{F,p_1}^{[T_1,R_1]} - \varphi_{F,p_1}^{[T_1,R_2]} - \varphi_{F,p_2}^{[T_2,R_1]} + \varphi_{F,p_2}^{[T_2,R_2]}, \\ \varphi_{F,c,dn} &= \varphi_{F,P-1-p_1}^{[T_1,R_1]} - \varphi_{F,P-1-p_1}^{[T_1,R_2]} - \varphi_{F,P-1-p_2}^{[T_2,R_1]} + \varphi_{F,P-1-p_2}^{[T_2,R_2]},\end{aligned}\tag{3.73}$$

mit den Indizes up für die Up Ramp und dn für die Down Ramp. Um die bisher übliche Phasendifferenz $\varphi_{F,c}$ zu erhalten, müssen beide Teile nur wie folgt miteinander verknüpft werden:

$$\varphi_{F,c} = \frac{1}{2} \left(\varphi_{F,c,up} + \varphi_{F,c,dn} \right).\tag{3.74}$$

Im Folgenden soll betrachtet werden, welche Erkenntnisse sich aus der Subtraktion von Up und Down Ramp erzielen lassen:

$$\varphi_{F,c,sub} = \frac{1}{2} \left(\varphi_{F,c,up} - \varphi_{F,c,dn} \right).\tag{3.75}$$

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

Da in (3.75) ein Faktor $\frac{1}{2}$ enthalten ist, ist auch auf $\varphi_{F,c,sub}$ mit einer Fehlerfunktion aufgrund der Mehrdeutigkeit der Phaseninformation gemäß (3.64) zu rechnen. Bemerkenswert ist jedoch, dass diese Fehlerfunktion mit der auf $\varphi_{F,c}$ übereinstimmt, wie folgende Überlegung zeigt:

$$\begin{aligned}\frac{1}{2}(\varphi_{F,c,up}^* + \varphi_{F,c,dn}^*) &= \frac{1}{2}(\varphi_{F,c,up} + \varphi_{F,c,dn}) + (n_{up} + n_{dn})\pi, \\ \frac{1}{2}(\varphi_{F,c,up}^* - \varphi_{F,c,dn}^*) &= \frac{1}{2}(\varphi_{F,c,up} - \varphi_{F,c,dn}) + (n_{up} - n_{dn})\pi, \\ n_{up} + n_{dn} &= n_{up} - n_{dn}, \text{ da } e^{jn\pi} = e^{-jn\pi} \quad \forall n \in \mathbb{Z}_0.\end{aligned}\quad (3.76)$$

Es gilt somit, die auf $\varphi_{F,c,sub}^*$,

$$\varphi_{F,c,sub}^* = \varphi_{F,c,sub} \pm \psi(c), \quad (3.77)$$

enthaltene Fehlerfunktion $\psi(c)$ zu bestimmen, um $\varphi_{F,c}$ mit den Gleichungen (3.66) oder (3.67) rekonstruieren zu können.

Das Einsetzen von (3.22) und (3.73) in (3.75) ergibt:

$$\begin{aligned}\varphi_{F,c,sub} = \frac{\pi N f_{RI,c}}{f_{SI}} \cdot \left[\right. & - \frac{(1+\delta\omega_T^{[T1]}) (\dot{\tau}^{[T1,R1]} - 1)}{1+\delta\omega_L^{[R1]}} \left(p_{c,up}^{[T1]} - p_{c,dn}^{[T1]} \right) \\ & + \frac{(1+\delta\omega_T^{[T1]}) (\dot{\tau}^{[T1,R2]} - 1)}{1+\delta\omega_L^{[R2]}} \left(p_{c,up}^{[T1]} - p_{c,dn}^{[T1]} \right) \\ & + \frac{(1+\delta\omega_T^{[T2]}) (\dot{\tau}^{[T2,R1]} - 1)}{1+\delta\omega_L^{[R1]}} \left(p_{c,up}^{[T2]} - p_{c,dn}^{[T2]} \right) \\ & \left. - \frac{(1+\delta\omega_T^{[T2]}) (\dot{\tau}^{[T2,R2]} - 1)}{1+\delta\omega_L^{[R2]}} \left(p_{c,up}^{[T2]} - p_{c,dn}^{[T2]} \right) \right],\end{aligned}\quad (3.78)$$

mit den inversen Funktionen $p_{c,up}^{[T]}$ und $p_{c,dn}^{[T]}$ des Hoppingschemas $c_p^{[T]}$. Sie beschreiben, welche Paketnummer das Signal in Kanal c des Senders T innerhalb der Up bzw. Down Ramp hat. Es gilt zu beachten, dass (3.78) keinen Bezug mehr auf die Signallaufzeiten $\tau^{[T,R]}$ oder die Anfangsphasen der Oszillatoren in den Empfängern $\varphi_{S0}^{[R]}$ hat. Die einzigen Unbekannten sind die Radialgeschwindigkeiten $\dot{\tau}^{[T,R]}$ zwischen allen Teilnehmern und die relativen Fehler $\delta\omega_T^{[T]}$ und $\delta\omega_L^{[R]}$ der Taktgeber in den Sendern bzw. Empfängern.

Unter Ausnutzung der auch hier gültigen Vereinfachungen in (3.31) und

3.5 Vermeidung von Mehrdeutigkeiten

(3.32) kann (3.78) weiter vereinfacht werden:

$$\begin{aligned}
\varphi_{F,c,sub} \approx \frac{\pi N f_{RI,c}}{f_{SI}} \cdot \left[- \left(\dot{\tau}^{[T_1,R_1]} + \delta\omega_L^{[R_1]} \right) \left(p_{c,up}^{[T_1]} - p_{c,dn}^{[T_1]} \right) \right. \\
+ \left(\dot{\tau}^{[T_1,R_2]} + \delta\omega_L^{[R_2]} \right) \left(p_{c,up}^{[T_1]} - p_{c,dn}^{[T_1]} \right) \\
+ \left(\dot{\tau}^{[T_2,R_1]} + \delta\omega_L^{[R_1]} \right) \left(p_{c,up}^{[T_2]} - p_{c,dn}^{[T_2]} \right) \\
\left. - \left(\dot{\tau}^{[T_2,R_2]} + \delta\omega_L^{[R_2]} \right) \left(p_{c,up}^{[T_2]} - p_{c,dn}^{[T_2]} \right) \right]. \tag{3.79}
\end{aligned}$$

Dabei ist auch berücksichtigt, dass $\dot{\tau}^{[T,R]} \ll 1$ für Geschwindigkeiten gängiger Transportmittel. Die Fehler der Senderquarze sind nicht mehr enthalten. Findet keine Relativbewegung statt und sind die Empfängerquarze fehlerfrei bzw. mit demselben Fehler behaftet, also für $\dot{\tau}^{[T,R]} = 0$ und $\delta\omega_L^{[R]} = 0$ bzw. $\delta\omega_L^{[R_1]} = \delta\omega_L^{[R_2]}$, ist $\varphi_{F,c,sub} \approx 0$. In jedem anderen Fall sind die Relativgeschwindigkeiten und Quarzfehler zumindest konstant für hinreichend kurze Hoppingsequenzen, so dass (3.79) weiter zusammengefasst werden kann:

$$\varphi_{F,c,sub} \approx \frac{\pi N f_{RI,c}}{f_{SI}} \cdot \left[k_1 \left(p_{c,up}^{[T_1]} - p_{c,dn}^{[T_1]} \right) + k_2 \left(p_{c,up}^{[T_2]} - p_{c,dn}^{[T_2]} \right) \right], \tag{3.80}$$

mit den beiden konstanten und unbekanntenen Größen k_1 und k_2 . Aus den Gleichungen (3.26) und (3.28) folgt:

$$p_{c,up}^{[T_1]} - p_{c,dn}^{[T_1]} \neq p_{c,up}^{[T_2]} - p_{c,dn}^{[T_2]} \quad \forall \quad c = 0, \dots, C-1. \tag{3.81}$$

Werden Relativgeschwindigkeiten vorerst vernachlässigt, $\dot{\tau}^{[T,R]} = 0$, ist $k_1 = -k_2$ und (3.80) wird zu:

$$\begin{aligned}
\varphi_{F,c,sub} &\approx \frac{\pi N f_{RI,c}}{f_{SI}} \left(\delta\omega_L^{[R_2]} - \delta\omega_L^{[R_1]} \right) \left(p_{c,up}^{[T_1]} - p_{c,dn}^{[T_1]} - p_{c,up}^{[T_2]} + p_{c,dn}^{[T_2]} \right) \\
&= \frac{\pi N f_{RI,c}}{f_{SI}} \left(\delta\omega_L^{[R_2]} - \delta\omega_L^{[R_1]} \right) p_c, \tag{3.82}
\end{aligned}$$

mit der für das Hoppingschema charakteristischen Funktion p_c .

Wird das Hoppingschema nun so konstruiert, dass $p_c = \text{const.}$, so kann die Fehlerfunktion $\psi(c)$ auf $\varphi_{F,c,sub}^*$ sehr einfach bestimmt werden, falls gilt:

$$\left| \frac{d}{dc} \varphi_{F,c,sub} \right| < \frac{\pi}{2}. \tag{3.83}$$

3 Kohärente Kombination von Kommunikationssignalen

Für das im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute Demonstratorsystem und dessen Parameter in Tabelle 5.1 ergibt sich die Forderung nach einem maximalen Unterschied zwischen den Fehlern der Empfängerquarze von $|\delta\omega_L^{[R_2]} - \delta\omega_L^{[R_1]}| < 20$ ppm. Für gängige temperaturkompensierte Quarzoszillatoren (TCXO) ist eine Langzeitstabilität von weniger als 10 ppm üblich. Durch Wahl eines kleineren Frequenzhubs oder zeitlich kürzeren Hops kann die Forderung zudem weiter entspannt werden.

Ist die Forderung in (3.83) erfüllt und die charakteristische Funktion p_c der Hoppingsequenz konstant, kann die Fehlerfunktion $\psi(c)$ durch Einsetzen von Gleichung (3.23) wie folgt bestimmt werden:

$$\begin{aligned} \varphi_{F,c,sub}^* + \psi(c) &\stackrel{!}{=} \frac{\pi N (f_{R0} + c\Delta f_R)}{f_{SI}} \left(\delta\omega_L^{[R_2]} - \delta\omega_L^{[R_1]} \right) p_c \quad (3.84) \\ \Rightarrow \frac{d}{dc} \varphi_{F,c,sub}^* + \frac{d}{dc} \psi(c) &= \underbrace{\frac{\pi N \Delta f_R}{f_{SI}} \left(\delta\omega_L^{[R_2]} - \delta\omega_L^{[R_1]} \right) p_c}_{k=\text{const.}, |k| < \pi/2} \\ \Rightarrow \psi(c) &= \psi(c-1) + k - \varphi_{F,c,sub}^* + \varphi_{F,c-1,sub}^* \quad \forall c = 1, \dots, C-1. \end{aligned}$$

Die konstante Größe k ist unbekannt, kann für den Algorithmus jedoch zu $k = 0$ angenommen werden, da nach jedem Rechenschritt der neue Wert $\psi(c)$ auf das nächste ganzzahlige Vielfache von π gerundet und anschließend phasenrichtig auf einen Wert aus der Menge $\{0, \pi\}$ abgebildet werden muss. Für $|k| < \pi/2$ führt dieses Vorgehen auch dann zum richtigen Ergebnis, wenn k fälschlicherweise zu 0 angenommen wurde. Es wird erneut $\psi(0) = 0$ angenommen, ohne den Betrag des IDFT-Operators zu beeinflussen. Die Fehlerfunktion $\psi(c)$ ist nun bekannt und kann von $\varphi_{F,c}^*$ gemäß Gleichung (3.66) oder (3.67) durch Subtraktion bzw. Addition entfernt werden.

Es bleibt zu klären, für welche Hoppingsequenzen die charakteristische Funktion p_c konstant ist. Nach (3.82) muss dafür der Abstand Δp zwischen beiden Sendern während der Up Ramp und der Down Ramp jeweils konstant, also unabhängig von der Kanalnummer c , sein. Da mit (3.26) zusätzlich Symmetrie um die Mitte der Hoppingsequenz gefordert ist, kann die Forderung nur für lineare Up und Down Ramps erfüllt werden. Die Menge aller möglichen Hoppingschemata gemäß Kapitel 3.3.1 wird durch die Forderung nach einer konstanten charakteristischen Funktion demnach sehr stark eingeschränkt. Es verbleiben lediglich zwei grundsätzliche Formen übrig mit dem zeitlichen Abstand zwischen beiden Sendern Δp als Parameter, wie Abbildung 3.14 zeigt.

Für nicht konstante charakteristische Funktionen p_c , also für Hoppingsequenzen, deren Up und Down Ramps nicht über den gesamten Frequenz-

3.5 Vermeidung von Mehrdeutigkeiten

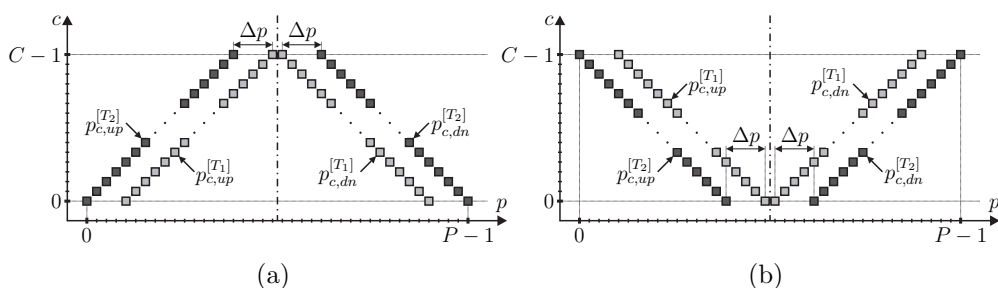


Abbildung 3.14: Mögliche Hoppingschemata zur Vermeidung von Mehrdeutigkeiten.

bereich linear sind, ergibt sich an jeder Unstetigkeit ein mitunter großer Sprung auf $\varphi_{F,c,sub}^*$, so dass bei der Rekonstruktion der Fehlerfunktion $\psi(c)$ pro Unstetigkeit eine Zweideutigkeit auf $\psi(c)$ hinzukommt. Von der Verwendung solcher Hoppingsequenzen sollte bei Anwendung dieses Ansatzes zur Wiederherstellung der Eindeutigkeit daher abgesehen werden.

Während der Herleitung wurde von Gleichung (3.80) zu (3.82) angenommen, dass die Radialgeschwindigkeiten der Sender und Empfänger untereinander Null sind. Tatsächlich kann es jedoch vorkommen, dass die Wiederherstellung der Eindeutigkeit auch bei Bewegung der Teilnehmer zueinander stattfinden muss [129]. In dem Zusammenhang wird auf den geringen Einfluss der Geschwindigkeitsterme $\dot{\tau}^{[T,R]}$ verwiesen, wie er selbst für hohe Geschwindigkeiten in Abbildung 3.6 identifiziert wurde. Um (3.84) auch bei Relativbewegung anwenden zu können, sollte daher die doppelte maximale Geschwindigkeit in Ungleichung (3.83) berücksichtigt werden. Für eine maximale Geschwindigkeit von 100 m/s ergibt sich nach (3.1) $\dot{\tau}^{[T,R]} \leq 0,33$ ppm und somit ein verbleibender maximaler Quarzfehler von $|\delta\omega_L^{[R_2]} - \delta\omega_L^{[R_1]}| < 19,3$ ppm.

Der große Vorteil des in diesem Kapitel präsentierten Ansatzes ist dessen Unabhängigkeit von einem Kanalmodell und anderen Voraussetzungen bezogen auf die Messumgebung. Der Eindeutigkeitsbereich und das Auflösungsvermögen von Mehrwegen wird vollständig wiederhergestellt, so dass die gesamte effektive Bandbreite B_φ des Messsystems genutzt werden kann. Nachteilig wirkt sich dagegen aus, dass nur lineare und stetige Hoppingsequenzen genutzt werden können und zudem Einschränkungen bezüglich der maximalen Empfängerquarzfehler gemacht werden müssen.

Das in diesem Kapitel dargestellte Verfahren wird im Demonstratorsystem eingesetzt.

4 Mehrdimensionale Positionsschätzer für TDOA

Ein Schätzwert der Laufzeitdifferenz in einem TDOA-basierten Funkortungssystem kann für jede Kombination aus zwei Empfängern gebildet werden, wobei die Reihenfolge der beiden Empfänger innerhalb der Kombination keine Rolle spielt. Die maximale Anzahl der Empfängerkombinationen K lässt sich daher mit Hilfe des Binominalkoeffizienten berechnen,

$$K(E) = \binom{E}{2} = \frac{E!}{2(E-2)!}, \quad (4.1)$$

mit der Zahl der Empfänger E . Tabelle 4.1 gibt die Zahl der Empfängerkombinationen für einige beispielhafte Empfängerzahlen wieder. K wächst schnell mit E^2 :

$$\lim_{E \rightarrow \infty} \frac{K(E)}{E^2} = \frac{1}{2}. \quad (4.2)$$

Empfänger, die das Signal eines Senders nicht empfangen können, nehmen nicht an der Ortung teil. Je nach Geometrie der Räumlichkeiten, in denen die Infrastruktur installiert ist, und in Abhängigkeit von der Position des mobilen Senders und der Referenzsender, sinkt die Zahl der nutzbaren Empfängerkombinationen. Die minimal benötigte Anzahl von Empfängern für eine eindimensionale Ortung beträgt zwei, für eine zweidimensionale drei und für eine dreidimensionale vier, da neben den Koordinaten des Senders auch ein zeitlicher Offset zur Synchronisation der Empfänger mit dem mobilen Sender geschätzt werden muss.

Die pro Empfängerkombination bestimmten Laufzeitdifferenzen τ_0 können auf unterschiedliche Weise derart miteinander verknüpft werden, dass eine Ortsbestimmung der mobilen Sender in der Ebene oder im Raum ermöglicht wird. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass nur genau zwei

E	2	3	4	5	6	7	8	9	10	100
K	1	3	6	10	15	21	28	36	45	4950

Tabelle 4.1: Zahl der Empfängerkombinationen K bei E Empfängern.

Sender an der Ortsbestimmung teilnehmen, nämlich der mobile Sender T_1 und ein, von allen Empfängerkombinationen sichtbarer, Referenzsender T_2 . Eine gemessene Laufzeitdifferenz wird als $\tau_0^{x,y}$ bezeichnet, mit den beiden an der Kombination beteiligten Empfänger R_x und R_y und mit $x, y = 1, 2, \dots, E$.

Kapitel 4.1 zeigt, wie die Ortsbestimmung durch Aufstellen eines überbestimmten Gleichungssystems gelöst werden kann. Heute häufig verwendete Optimierungsverfahren finden sich in Kapitel 4.2. Ein Ansatz, der gut zur Beurteilung der Rohgenauigkeit des Ortungssystems verwendet werden kann, ist in Kapitel 4.3 dargestellt. In Kapitel 4.4 wird ein Kalman-Filter vorgestellt, das ein Bewegungsmodell zur Prädiktion des Ortes verwendet. Ein moderner Ansatz, der in der Lage ist, mehrere Hypothesen gleichzeitig zu verfolgen, ist in Kapitel 4.5 nachzulesen.

Alle vorgestellten Lösungsansätze sind sowohl in der Ebene als auch im Raum anwendbar.

4.1 Hyperbelschnittverfahren

Für jede Empfängerkombination kann eine Gleichung aufgestellt werden, die den Zusammenhang zwischen den bekannten Positionen der Empfänger und des Referenzsenders, der unbekannt Position des mobilen Senders sowie den gemessenen Laufzeitdifferenzen $\tau_0^{x,y}$ bildet, siehe auch Abbildungen 3.1 und 3.2 sowie Gleichungen (3.1) und (3.3):

$$\begin{aligned} \tau_0^{x,y} c_0 &= r_0^{[T_1, R_x]} - r_0^{[T_1, R_y]} - r_0^{[T_2, R_x]} + r_0^{[T_2, R_y]} \\ &= |\mathbf{P}_{R_x} - \mathbf{P}_{T_1}| - |\mathbf{P}_{R_y} - \mathbf{P}_{T_1}| - |\mathbf{P}_{R_x} - \mathbf{P}_{T_2}| + |\mathbf{P}_{R_y} - \mathbf{P}_{T_2}|. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Die kartesischen Koordinaten des Geräts J seien in dem Vektor $\mathbf{P}_J = (x_J, y_J, [z_J])$ zusammengefasst. Bei K Empfängerkombinationen ergibt sich ein Gleichungssystem mit K Gleichungen zur Bestimmung der zwei oder drei unbekannt Einträge des Vektors \mathbf{P}_{T_1} . Da die letzten beiden Terme von (4.3) a priori bekannt und konstant sind, können sie zusammengefasst und das Gleichungssystem vereinfacht werden:

$$\tau_0^{x,y} c_0 + d_{R_x, R_y, T_2} = |\mathbf{P}_{R_x} - \mathbf{P}_{T_1}| - |\mathbf{P}_{R_y} - \mathbf{P}_{T_1}|, \quad (4.4)$$

$$d_{R_x, R_y, T_2} = |\mathbf{P}_{R_x} - \mathbf{P}_{T_2}| - |\mathbf{P}_{R_y} - \mathbf{P}_{T_2}| = \text{const.} \quad (4.5)$$

Gleichung (4.4) weist die Struktur einer Hyperbel im zweidimensionalen oder eines Hyperboloiden im dreidimensionalen Raum auf, wodurch

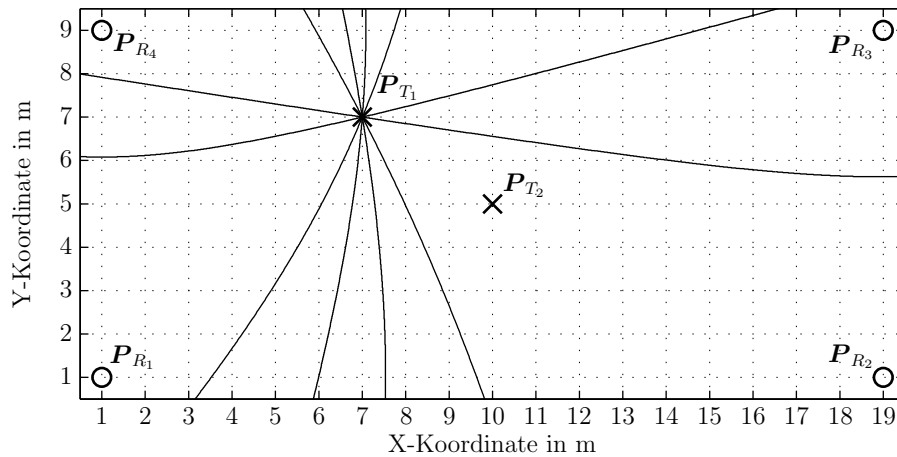


Abbildung 4.1: Beispiel eines Hyperbelschnitts mit 4 Empfängern in der Ebene. Die 6 Hyperbeln der 6 Empfängerkombinationen schneiden sich im Aufenthaltsort des mobilen Senders T_1 .

sich der Name *Hyperbelschnittverfahren* erklärt. Die Empfängerpositionen sind die Brennpunkte der Hyperbeln, und die Menge aller Punkte P_{T_1} , die das Gleichungssystem erfüllen, kommen als Aufenthaltsort des mobilen Senders T_1 in Frage. Abbildung 4.1 verdeutlicht den Hyperbelschnitt in der Ebene. Eine gute Abhandlung über die geometrischen Zusammenhänge am Beispiel des mittlerweile außer Dienst gestellten maritimen und aeronautischen Funknavigationssystems LORAN findet sich in [165]. Geschlossene Lösungen des Gleichungssystems sind ebenfalls bekannt, beispielsweise der Bancroft-Algorithmus [166].

Es ist leicht ersichtlich, dass das in der Regel überbestimmte Gleichungssystem bei realen, also beispielsweise verrauschten, Messwerten $\tau_0^{x,y}$ keine Lösung hat. Bei ungünstiger Wahl der Empfänger- und Referenzsenderpositionen ist zudem eine sehr große Lösungsmenge möglich. Die Lösung des nichtlinearen Systems erfordert einen aufwendigen Algorithmus. Speziell bei Ortungssystemen, die eine Kanalimpulsantwort messen, stellt die Konzentration der gesamten Impulsantwort auf den stärksten Pfad einen großen Informationsverlust dar. Aus den genannten Gründen wird auf die explizite Lösung des Gleichungssystems (4.4) verzichtet. Stattdessen wurden im Lauf der Zeit andere Verfahren entwickelt, die eine implizite Lösung liefern und auf Messfehler deutlich toleranter reagieren.

4.2 Least-Squares-Verfahren

Neben der direkten Lösung des Gleichungssystems (4.4) ist auch eine Formulierung als Optimierungsproblem möglich, bei dem das Minimum einer quadratischen Kostenfunktion die optimale Lösung im Sinne der minimalen quadratischen Abweichung darstellt:

$$\mathbf{P}_{T_1} = \arg \min_{\mathbf{P}} \left(|\mathbf{P}_{R_x} - \mathbf{P}| - |\mathbf{P}_{R_y} - \mathbf{P}| - (\tau_0^{x,y} c_0 + d_{R_x, R_y, T_2}) \right)^2. \quad (4.6)$$

Für die Lösung von (4.6) und damit verwandten Gleichungen existiert heute eine große Zahl von Ansätzen, die sich hinsichtlich der Anzahl der benötigten Rechenschritte, der erzielbaren Genauigkeit und der, für die Algorithmenimplementierung wichtigen, Vorhersagbarkeit der Laufzeit unterscheiden. Eine Linearisierung des TDOA-Problems findet sich in [167], doch auch nichtlineare Lösungen sind bekannt [12]. Eine Transformation in sphärische Gleichungen findet sich in [168, 169]. Ein moderner Ansatz mit *Constrained Linear Least Squares*, also einer Optimierung eines linearen Problems unter Berücksichtigung von Randbedingungen, findet sich in [170].

Einen direkten Vergleich zwischen einem geschlossenen Ansatz von Bancroft und einem *Least-Squares-Verfahren* stellt [171] an. Sind einzelne Messungen mit Ausreißern behaftet, ist der geschlossene Ansatz unterlegen.

4.3 Grid-Search-Verfahren

Motiviert durch die große Informationsmenge, die bei Ortungssystemen anfällt, deren Schätzgröße aus einer gemessenen Kanal- oder Systemimpulsantwort extrahiert wird, wurde für das in dieser Arbeit entwickelte System ein *Grid-Search-Verfahren* implementiert, das nicht nur den stärksten Pfad, sondern die gesamte Systemimpulsantwort ausnutzt. Dazu wird ein zwei- oder dreidimensionales Gitter (Grid) aufgebaut, dessen Stützstellen äquidistant sind und das den Messraum repräsentiert. Die mit Gleichung (3.47) berechneten Systemimpulsantworten aller Empfängerkombinationen werden nach Gleichung (4.3) auf dieses Grid projiziert.

Die Systemimpulsantwort $\Phi[k]$ wird als inverse, diskrete Fouriertransformation auf den berechneten Phasendifferenzwerten $\varphi_{F,c}$ in C Kanälen berechnet. Gesucht ist die induzierte Phasenverschiebung f_{ips} , die für fehlerfrei messende Systeme und für reine AWGN-Kanäle tatsächlich monofre-

quent ist. Unter realen Bedingungen wird sich jedoch eine Summation unterschiedlich gewichteter und zeitverzögerter Pfade ergeben, so dass $|\Phi[k]|$ in der Regel mehrere unterschiedlich große lokale Maxima aufweist. Da eine Fouriertransformation als Optimalfilter (matched filter) für harmonische Signale konstanter Frequenz aufgefasst werden kann, zeigt uns $|\Phi[k]|$ als Korrelationsergebnis die Wahrscheinlichkeit an, mit der ein Signal einer bestimmten Frequenz in dem Verlauf von $\varphi_{F,c}$ enthalten ist. Voraussetzung dafür ist die Normierung der Systemimpulsantwort der Empfänger x und y auf einen Energiegehalt von 1:

$$\Phi_{x,y}^*[k] = \frac{1}{C} \left| \Phi_{x,y}[k] \right|. \quad (4.7)$$

Die Verknüpfung der normierten Systemimpulsantworten der einzelnen Empfängerkombinationen geschieht mittels Multiplikation, um der Interpretation als Wahrscheinlichkeiten gerecht zu werden. Die Vorschrift zur Berechnung der Kostenfunktion G des Grids an der Stützstelle \mathbf{P} lautet somit:

$$G(\mathbf{P}) = \prod_{\forall x,y} \Phi_{x,y}^*[g(x,y,\mathbf{P})], \quad (4.8)$$

mit dem Index $g(x,y,\mathbf{P})$,

$$g(x,y,\mathbf{P}) = -\frac{2\pi\Delta f_R}{c_0} \left(|\mathbf{P}_{R_x} - \mathbf{P}| - |\mathbf{P}_{R_y} - \mathbf{P}| - d_{R_x,R_y,T_2} \right), \quad (4.9)$$

der auf eine ganze Zahl gerundet und beim Verlassen des Wertebereichs wieder in den Bereich projiziert werden muss. Andere Verfahren verknüpfen die Impulsantworten additiv, beispielsweise SAR [172].

Letztendlich wird das absolute Maximum im gesamten Grid gesucht und als zwei- oder dreidimensionale Position des mobilen Senders ausgewiesen:

$$\mathbf{P}_{T_1} = \arg \max_{\mathbf{P}} G(\mathbf{P}). \quad (4.10)$$

Der Vorteil dieses Verfahrens ist der skalierbare und dennoch deterministische Rechenaufwand. Einzelne Empfängerkombinationen können flexibel ausgelassen werden. Große Ausreißer wirken sich nicht sehr stark auf die Positionsschätzung aus, wenn sie zwischen den Empfängerkombinationen unkorreliert sind und dadurch eine geringe Gesamtwahrscheinlichkeit im Grid bewirken. Für die Charakterisierung des in dieser Arbeit entwickelten Ortungssystems ist das Grid-Search-Verfahren sehr gut geeignet, da es kein

4 Mehrdimensionale Positionsschätzer für TDOA

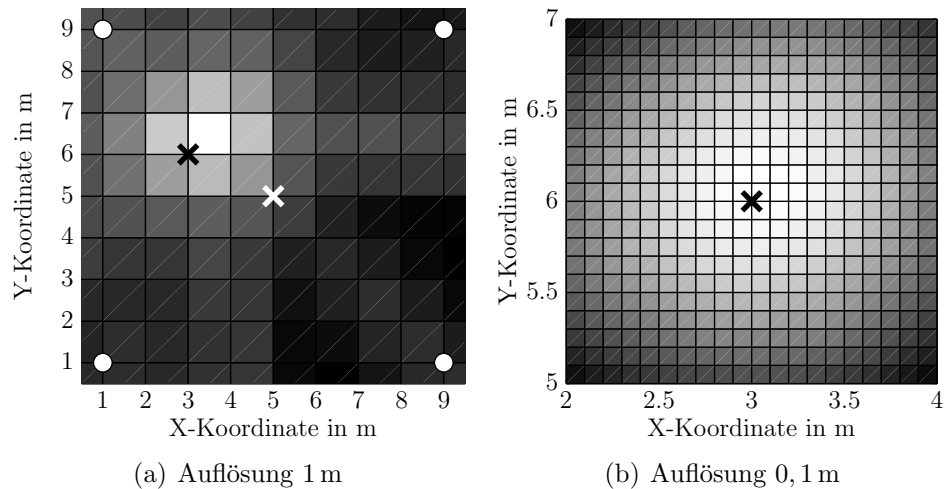


Abbildung 4.2: Zweistufiges Grid-Search-Verfahren mit 4 Empfängern (weiße Kreise) in der Ebene. Der Referenzsender ist als weißes, der Mobilsender als schwarzes Kreuz dargestellt. Eine helle Füllfarbe entspricht einem großen G , eine dunkle Füllfarbe einem kleinen G .

Modell der Senderbewegung benutzt und keine Filter anwendet, und somit die Beurteilung der Rohgenauigkeit des Messsystems erlaubt.

Nachteilig sind der hohe Rechenaufwand und der große Speicherbedarf pro Messung für große Räume und kleine Grid-Abstände. Sollten diese Kriterien den Einsatz des Grid-Search-Verfahrens behindern, empfiehlt sich eine Vorgehensweise, die dem Hineinzoomen in ein Bild ähnelt: Im ersten Schritt wird ein Grid mit großen Abständen berechnet. In dem groben Grid wird das absolute Maximum gesucht und an dieser Stelle ein neues, deutlich feineres Grid kleiner Abmessung aufgezogen, das zur Bestimmung der fein aufgelösten Position herangezogen wird. Abbildung 4.2 verdeutlicht solch ein zweistufiges Vorgehen beispielhaft.

Beispiele für TDOA-Ortungssysteme, die zur Positionsschätzung Grid-Search-Verfahren einsetzen finden sich in [9, 89]. Aufgrund der stetig wachsenden verfügbaren Ressourcen Rechenleistung und Speicher in modernen Signalverarbeitungssystemen, finden sich in jüngster Zeit vermehrt Grid-Search-Anwendungen auch für andere Ortungsverfahren, siehe [173, 174, 175, 176, 177].

4.4 Kalman-Filter

Die *probabilistischen Filter* wurden 1949 von Wiener mit einer wegweisenden Veröffentlichung begründet, die sich intensiv mit dem Einfluss stochastischer Größen auf die Schätzung und Regelung von Zustandsgrößen beschäftigte [178]. In den Jahren 1960 bis 1961 wurden durch Kalman [179] und Bucy [180] die Grundlagen für eine Klasse von Filtern gelegt, die den mittleren quadratischen Fehler einer Messung gegenüber der Vorhersage eines Modells minimieren können. Dieser als *Kalmanfilter* (KF) bekanntgewordene Ansatz wurde vermutlich erstmals bei den Apollomissionen der NASA eingesetzt, um die Navigation von Weltraumfahrzeugen präziser zu gestalten.¹ Kalmanfilter basieren auf einem Zustandsmodell, das die Veränderung eines Zustandsvektors zwischen zwei Zeitpunkten beschreibt, und einem Beobachtungsmodell, das einen Zustandsvektor, dessen Komponenten mitunter nicht direkt messbar sind, auf messbare Größen abbildet. Die Modelle müssen linear sein und ihre Verknüpfung mit dem Zustandsvektor \mathbf{x}_k und dem Mess- oder Ausgangsvektor \mathbf{y}_k wird beschrieben durch:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_k, \quad (4.11)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k, \quad (4.12)$$

mit dem vorherigen Zustand \mathbf{x}_{k-1} und den Rauschvektoren \mathbf{w}_k und \mathbf{v}_k , die durch die Kovarianzmatrizen \mathbf{Q} bzw. \mathbf{R} charakterisiert werden. Da die Messung dieser Größen meist erschwert ist, werden sie häufig analytisch modelliert. Die Matrizen \mathbf{F}_k und \mathbf{H}_k beschreiben lineare Zustandsübergänge. Gleichungen (4.11) und (4.12) bilden somit einen *räumlichen Gauß-Markov-Prozess*. Die Besonderheit gegenüber älteren Ansätzen ist, dass die mit dem Zustandsvektor \mathbf{x}_k verknüpfte Kovarianzmatrix \mathbf{P}_k bei jedem Filterschritt aktualisiert wird. \mathbf{F}_k und \mathbf{H}_k können ebenfalls zu jedem Filterschritt angepasst werden, auch wenn diese Forderung zum Zeitpunkt der ersten Veröffentlichungen noch nicht bestand.

Ein Filtervorgang mit einem Kalmanfilter wird in zwei Abschnitte unterteilt: *Vorhersage* und *Korrektur*. Die Vorhersage unterteilt sich weiter in die Zustandsvorhersage sowie die Schätzung der Zustandskovarianzmatrix. Die Korrektur besteht aus der Berechnung der sogenannten Kalman-Verstärkung und der Aktualisierung des Zustands und der Zustandskovarianzmatrix. Vor der ersten Anwendung sind dabei Grundannahmen über \mathbf{x}_0 , \mathbf{P}_0 , \mathbf{Q} , \mathbf{R} , \mathbf{F}_0 und \mathbf{H}_0 zu treffen.

¹Diese Aussage entstammt einer frei zugänglichen Enzyklopädie im World Wide Web und ist nicht belegt. Angesichts der technischen Herausforderungen dieser Zeit ist sie dennoch plausibel.

4 Mehrdimensionale Positionsschätzer für TDOA

Für die Zustandsvorhersage und die Vorhersage der Zustandskovarianzmatrix gilt:

$$\mathbf{x}'_k = \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{x}_{k-1}, \quad (4.13)$$

$$\mathbf{P}'_k = \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{P}_{k-1} \cdot \mathbf{F}_k^T + \mathbf{Q}. \quad (4.14)$$

Die Kalman-Verstärkung \mathbf{K}_k für den aktuellen Filterschritt bestimmt sich mit:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}'_k \cdot \mathbf{H}_k^T \cdot (\mathbf{H}_k \cdot \mathbf{P}'_k \cdot \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R})^{-1}. \quad (4.15)$$

Nur wenn der Zustandsraum linear ist, stellt die mit (4.15) beschriebene Gewichtungsmatrix \mathbf{K}_k eine Optimallösung dar [179].

Die korrigierte Schätzung des Zustandsvektors, basierend auf dem aktuellen Messvektor, und die Aktualisierung der Zustandskovarianzmatrix erfolgt abschließend mit:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}'_k + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_k \cdot \mathbf{x}'_k), \quad (4.16)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \cdot \mathbf{H}_k) \cdot \mathbf{P}'_k, \quad (4.17)$$

mit der Einheitsmatrix \mathbf{I} . Der durch (4.13)-(4.17) festgelegte Algorithmus wiederholt sich für jede neue Messung mit äquidistanten Zeitabständen. Doch auch unregelmäßig abgetastete Systeme lassen sich filtern, wenn das zeitveränderliche Abtastzeitintervall $T(t)$ in das Modell aufgenommen wird.

Die Anwendung eines Kalmanfilters zur Positionsschätzung in einem TDOA-basierten Ortungssystem erfordert die Modellierung der einzelnen Größen. Der Zustandsvektor \mathbf{x}_k enthält zweckmäßig die unbekannt Position \mathbf{P}_{T_1} des mobilen Senders und die Einträge des Geschwindigkeitsvektors in einem lokalen Koordinatensystem. Bei sehr dynamischen Bewegungen des Mobilsenders wird häufig auch der Beschleunigungsvektor in den Zustandsvektor aufgenommen. Die Matrix \mathbf{F}_k zur Beschreibung des Zustandsübergangs stellt somit ein Bewegungsmodell in der Ebene oder im Raum dar, je nach gewählter Dimensionalität. Der Messvektor \mathbf{y}_k enthält die gemessenen Laufzeitdifferenzen aller Empfängerkombinationen. Die Schwierigkeit besteht nun darin, das nichtlineare Gleichungssystem (4.3) in die Matrix \mathbf{H}_k für eine lineare Abbildung des Zustandsvektors auf den Messvektor zu überführen.

Die Theorie des sogenannten *erweiterten Kalmanfilters* (EKF) [181] ersetzt die linearen Transfermatrizen \mathbf{F}_k und \mathbf{H}_k durch nichtlineare Funk-

tionen $f(\mathbf{x})$ und $h(\mathbf{x})$:

$$\mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{w}_k, \quad (4.18)$$

$$\mathbf{y}_k = h(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k. \quad (4.19)$$

Die Zustandsvorhersage in (4.13) wird somit zu:

$$\mathbf{x}'_k = f(\mathbf{x}_{k-1}). \quad (4.20)$$

Die Vorhersage der Zustandskovarianzmatrix in (4.14) lässt sich dagegen nicht direkt mit der nichtlinearen Funktion durchführen, weshalb diese um die Zustandsvorhersage \mathbf{x}'_k linearisiert wird:

$$\mathbf{F}'_k = \left. \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} f(\mathbf{x}) \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}'_k}. \quad (4.21)$$

Die Vorhersage der Zustandskovarianzmatrix erfolgt mit:

$$\mathbf{P}'_k = \mathbf{F}'_k \cdot \mathbf{P}_{k-1} \cdot \mathbf{F}'_k{}^T + \mathbf{Q}. \quad (4.22)$$

Die Kalmanverstärkung in (4.15) lässt sich ebenfalls nicht direkt mit der nichtlinearen Funktion $h(\mathbf{x})$ bestimmen, weshalb auch diese linearisiert wird:

$$\mathbf{H}'_k = \left. \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} h(\mathbf{x}) \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}'_k}, \quad (4.23)$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}'_k \cdot \mathbf{H}'_k{}^T \cdot \left(\mathbf{H}'_k \cdot \mathbf{P}'_k \cdot \mathbf{H}'_k{}^T + \mathbf{R} \right)^{-1}. \quad (4.24)$$

Während die Korrektur des Zustandsvektors mit der nichtlinearen Funktion $h(\mathbf{x})$ erfolgen kann, muss zur Korrektur der Zustandskovarianzmatrix erneut die linearisierte Form verwendet werden:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}'_k + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - h(\mathbf{x}'_k)), \quad (4.25)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \cdot \mathbf{H}'_k) \cdot \mathbf{P}'_k. \quad (4.26)$$

Das erweiterte Kalmanfilter, beschrieben durch die Gleichungen (4.20)-(4.26), ist in der Lage, die Position, Geschwindigkeit und, falls notwendig, auch Beschleunigung eines Mobilsenders in einem TDOA-basierten Ortungssystem zu schätzen. Die Schätzung erfolgt jedoch nicht mehr nach einem Optimalkriterium aufgrund der Vernachlässigung nichtlinearer Terme, was unter anderem zu Divergenz führen kann. Eine Anwendung auf

TDOA-Systeme findet sich beispielhaft in [182, 183]. Eine Anwendung auf ein RTOF-System findet sich in [130].

Ein moderner Ansatz zur Reduzierung des Schätzfehlers und zur Erhöhung der Robustheit bei Verwendung nichtlinearer Modelle ist das sogenannte *Unscented Kalmanfilter* (UKF) [184]. Zur Vorhersage der Zustandskovarianzmatrix wird dabei keine Linearisierung der Modellgleichungen durchgeführt, sondern mehrere sogenannte Sigma-Punkte, die nach einer gegebenen Gesetzmäßigkeit im Zustandsraum um den Zustandsvektor verteilt sind, nichtlinear transformiert. Aus dem Ergebnis dieser Transformation lässt sich die Zustandskovarianz deutlich genauer vorhersagen als durch bloße Vernachlässigung aller nichtlinearen Terme einer Taylorreihen-Entwicklung wie beim EKF. Aufgrund der hohen Komplexität dieses Ansatzes wird auf eine detaillierte Darstellung in dieser Arbeit verzichtet, eine Anwendung auf Ortungssysteme findet sich jedoch beispielsweise in [70].

4.5 Multihypothesenfilter

Neben den bereits angesprochenen Schwierigkeiten von Kalmanfiltern und erweiterten Kalmanfiltern mit linearen Modellen und nicht-gaußischem Prozessrauschen, existiert eine weitere Unzulänglichkeit, die gerade beim Aufspüren und Verfolgen von Objekten in Ortungsverfahren problematisch sein kann. Kalmanfilter können zu jedem Zeitpunkt nur eine Hypothese verfolgen und lassen sich nur durch Reinitialisierung dazu bringen, bei mangelnder Konvergenz nach einer passenderen Hypothese zu suchen. Bei Navigationssystemen treten Zustände mit mehreren, anfangs gleichwertigen Hypothesen jedoch sehr häufig auf, beispielsweise bei dem Befahren einer von mehreren parallel und in geringem Abstand zueinander verlaufenden Straßen, oder beim Durchfahren eines Tunnels mit mehreren Ausgängen ohne Sichtkontakt zu GPS-Satelliten. In beiden Fällen muss das Navigationssystem mehrere Hypothesen nebeneinander verfolgen und mit der Zeit, wenn sich eine Hypothese als wahrscheinlicher herausstellt, die anderen nach und nach fallen lassen. Ebenso treten mit der Zeit neue Hypothesen hinzu, deren Wahrscheinlichkeit groß genug ist, um sie wiederum für einige Zeit zu verfolgen.

Berühmte Vertreter dieser *Multihypothesenfilter* sind *sequenzielle Monte-Carlo-Verfahren*, auch als *Partikelfilter* bekannt. Grundgedanke ist die Verfolgung nicht eines, sondern mehrerer Zustandsvektoren, hier *Partikel* genannt, gleichzeitig unter Angabe von Gewichtungen. Die Erforschung begann 1990 und wird bis heute fortgeführt, ein wichtiger Entwicklungsschritt

wurde durch [185, 186] begründet.

Wichtigstes Dimensionierungsmerkmal eines Partikelfilters ist die Anzahl der Partikel, welche meist direkt von der verfügbaren Hardware in Form von Rechenleistung und Speicher, und von der verlangten Aktualisierungsrate des Filters abhängt. Eine höhere Partikelzahl bedeutet dabei generell eine Verbesserung der Schätzung. Der Einschwingvorgang wird dagegen eher von kürzeren Aktualisierungsintervallen verbessert, es muss somit ein Kompromiss gefunden werden. Einige Tausend Partikel sind heute meist das Minimum.

Die Initialisierung des Filters geschieht durch sogenanntes *Sampling*. Dabei werden die Zustandsvektoren der Partikel nach einer Vorschrift erzeugt und gewichtet. In der Regel geht man dabei von einer bekannten Dichtefunktion aus und platziert die Partikel so, dass deren Anzahl und Gewichte mit steigender Wahrscheinlichkeit ansteigt. Die Partikel eines Ortungssystems, das in einem kleinen Raum angewendet wird, könnten beispielsweise gleichverteilt mit gleicher Gewichtung sein, da keine Vorzugsposition des Mobilsenders existiert. Das Sampling wird häufig nicht nur einmalig bei der Initialisierung durchgeführt. Stattdessen wird regelmäßig überprüft, ob noch genügend Partikel mit ausreichend hoher Gewichtung innerhalb vorgegebener Grenzen des Zustandsvektors existieren. Ist dies nicht der Fall, wird ein *Resampling* durchgeführt, das im einfachsten Fall einer Reinitialisierung gleichkommt. Existieren dagegen noch verwertbare Informationen aus früheren Filterschritten, beispielsweise die ungefähre letzte Aufenthaltsposition und Geschwindigkeit des Mobilsenders, können diese zur gezielteren Platzierung der Partikel genutzt werden. Die optimierte Ausgestaltung des Resampling-Schritts ist Gegenstand aktueller Forschungen [187, 188, 189].

Das Filter selber gliedert sich in die Schritte *Auswahl*, *Zustandsschätzung*, *Messung* und *Gewichtung*, die wiederholt nacheinander ausgeführt werden, bis ein Resampling notwendig wird. Im Auswahlschritt werden Partikel nach einer Vorschrift pseudo-zufällig so ausgewählt, dass Partikel mit höherem Gewicht häufiger gewählt werden als solche mit niedrigem. Das führt dazu, dass etliche Partikel gelöscht und viele dupliziert werden. Anschließend werden die neuen Zustände aller Partikel anhand einer Übergangsvorschrift geschätzt. Im einfachsten Fall kann dies ein lineares Modell wie in (4.11) sein, doch auch andere Vorschriften sind denkbar. Durch eine Messung wird nun ein Beobachtungsvektor ermittelt und die Partikel anhand der Verteilungsfunktion der Messanordnung gewichtet und über alle

Partikel normiert:

$$\pi_k^{(n)} = \frac{p\left(\mathbf{z}_k \mid \mathbf{x}_k = \mathbf{s}_k^{(n)}\right)}{\sum_{j=1}^N p\left(\mathbf{z}_k \mid \mathbf{x}_k = \mathbf{s}_k^{(j)}\right)}, \quad (4.27)$$

mit dem Gewicht $\pi_k^{(n)}$ des n -ten Partikels im Filterschritt k , der Anzahl der Partikel N , dem Beobachtungsvektor \mathbf{z}_k und dem Zustandsvektor des n -ten Partikels $\mathbf{s}_k^{(n)}$. $p(\mathbf{z}_k \mid \mathbf{x}_k)$ beschreibt dabei die Wahrscheinlichkeit, mit der der Zustand \mathbf{x}_k bei Beobachtung von \mathbf{z}_k vorliegt. Diesem Filterschritt liegt die Eingliederung der Partikelfilter in die Klasse der probabilistischen oder auch *Bayes-Filter* zugrunde. Das Partikelfilter hat seinen Zyklus mit der Gewichtung beendet. Meist wird noch das Partikel mit dem höchsten Gewicht als aktuell beste Lösung präsentiert, während das Partikel mit der zweithöchsten Gewichtung die zweite Hypothese darstellt, die jedoch häufig nicht visualisiert wird.

Die Darstellung zeigt, dass Partikelfilter keine starre Rechenvorschrift bilden wie beispielsweise Kalmanfilter, sondern stattdessen ein Gerüst darstellen, das mit eigenen Modellen und Vorschriften gefüllt werden muss. Für Ortungssysteme, die Objekte verfolgen (engl. *to track*), gibt beispielsweise [190] solch ein Partikelfiltermodell wieder. Für die dreidimensionale Verfolgung von Tieren wurde in [131] ein Kalman-basiertes Partikelfilter eingesetzt.

Ein Vorteil eines Partikelfilters gegenüber eines Kalmanfilters ist, ähnlich wie beim Grid-Search-Algorithmus, die Möglichkeit, die gesamte Systemimpulsantwort auszunutzen und nicht nur deren lokale Maxima. Auf eine Implementierung im Rahmen dieser Arbeit wurde dennoch verzichtet zugunsten der Vergleichbarkeit mit den Ortungssystemen in [9, 89], auch wenn dank der Arbeiten von [70] ein leistungsfähiges Framework zur Implementierung eines Partikelfilters in der Programmiersprache C zur Verfügung stand.

5 Demonstratorsystem

Zur Demonstration der in Kapitel 3 hergeleiteten Zusammenhänge zur kohärenten Kombination von Kommunikationssignalen wurde ein System, bestehend aus zwei Sendern und sechs Empfängern, aufgebaut. Das System wurde für Messungen im Freien und in unterschiedlichen Räumen verwendet. Nach Abschluss dieser Arbeit wurde das System an die Siemens AG Industry Automation in Karlsruhe übergeben. Dort ist es weiterhin zu Demonstrationszwecken in der sogenannten *Smart Automation*, einer Prozess- und Fertigungsautomatisierungsanlage, installiert.

5.1 Systemkonzept

Ziel war es, ein System gemäß der in Kapitel 3 dargestellten kohärenten Kombination von standardkonformen Kommunikationssignalen zu entwickeln, das zu Demonstrationszwecken jederzeit vorführbereit ist. Als Installationsort wurde die Smart Automation in Karlsruhe gewählt, ein L-förmiger Raum mit den in Abbildung 5.1 dargestellten Abmessungen. In dem Raum werden unterschiedliche Produkte der Siemens AG für die Prozess- und Fertigungsautomatisierung demonstriert. Abbildung 5.2 zeigt den Raum und einen installierten Empfänger des Ortungssystems.

Aufgrund der großen prozesstechnischen Anlagen wurden sechs Einbaupositionen für Empfänger ausgewählt, die ebenfalls in Abbildung 5.1 eingezeichnet sind. Ein ortsfest installierter Referenzsender und ein mobiler Handsender komplettieren das Ortungssystem. Die Einbauhöhen der Empfänger und des Referenzsenders betragen jeweils 2,7 m, was zu einer Platzierung aller Geräte knapp unterhalb der 3 m hohen Decke führt. Eine ungestörte, direkte Sichtverbindung aller Empfänger zum Referenzsender ist gegeben. Die Ortung soll in zwei Dimensionen, das heißt in der Fläche, erfolgen. Die Höhe des mobilen Senders wird nicht mitgeschätzt, sondern als konstant angenommen. Die sechs Empfänger sind mittels Ethernet-Kabeln mit einem PC verbunden. Die Schätzung der Phasen- und Laufzeitdifferenzen findet in den Empfängern statt, die endgültige Positionsschätzung nimmt eine Software vor, die auf dem PC läuft.

Die Sender können Kommunikationssignale gemäß IEEE 802.15.4 aus-

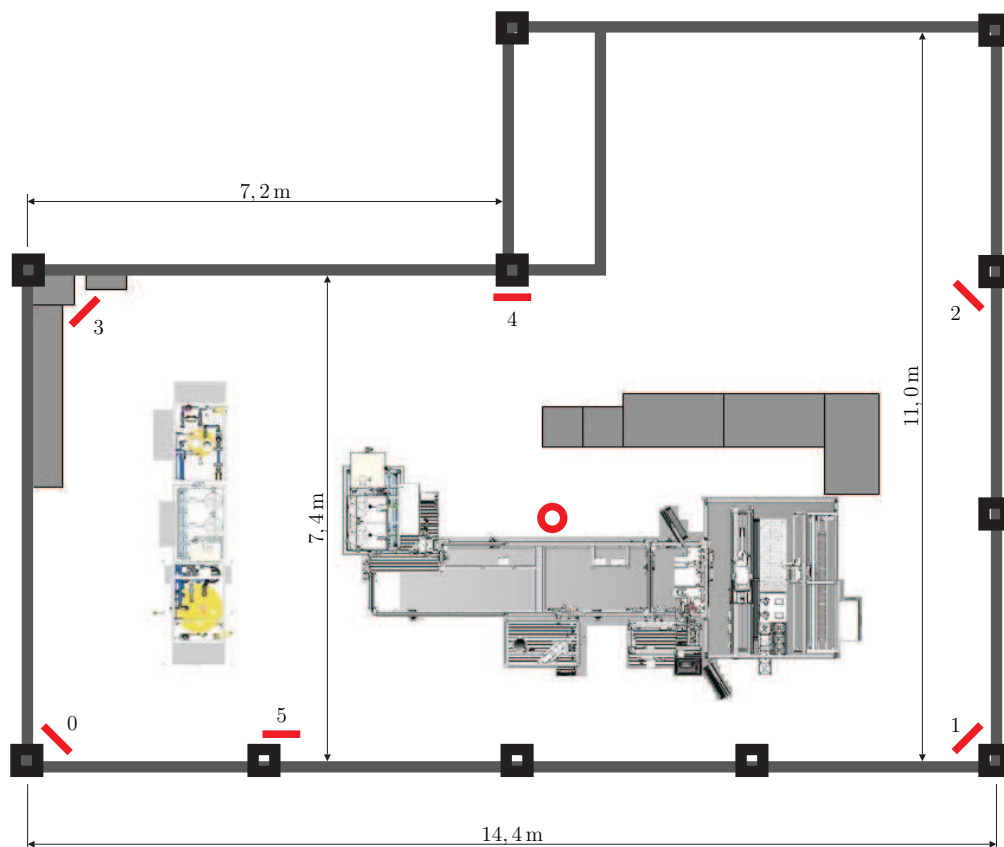


Abbildung 5.1: Grundriss des Demoraums mit Hauptabmessungen. Raumhöhe 3m. Schwarze Kästen sind Betonsäulen, dunkelgraue Linien sind Betonwände, hellgraue Flächen sind Schreibtische. Rote Linien sind sechs nummerierte Empfängerantennen mit der Normalen als Blickrichtung zur Raummitte. Roter Kreis ist der Referenzsender.

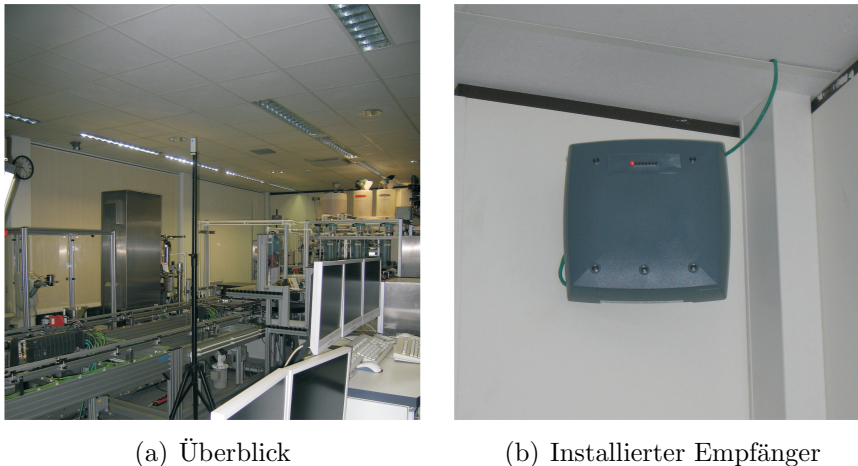


Abbildung 5.2: Bilder des Demoraums und eines Empfängers.

senden. Dies ermöglicht den Betrieb des Systems als *Short Range Device* (SRD) im lizenzfreien ISM-Band bei 2,4 GHz. Die Anbindung der Empfänger erfolgt über Ethernetkabel an einen Power-over-Ethernet Midspan, der die Empfänger mit Energie versorgt. Ein zusätzliches Stromkabel ist somit unnötig und die Installation wird vereinfacht. Zudem eröffnet sich damit die Möglichkeit, alle Empfänger gleichzeitig und zentral ein- und auszuschalten. Weiterhin kann die Empfänger-Firmware über die Ethernetverbindung aktualisiert werden. Die Empfänger und Sender wurden in präsentationsfähige Gehäuse eingebaut.

Nach einem kurzen Überblick über die Signale gemäß IEEE 802.15.4 werden in den folgenden Kapiteln die einzelnen Systemkomponenten im Detail beschrieben.

5.2 Kommunikationsstandard IEEE 802.15.4

Der Kommunikationsstandard IEEE 802.15.4-2006 wurde zur Realisierung von sogenannten *Personal Area Networks* (PAN) geschaffen [152]. Dabei handelt es sich um paketorientierte, drahtlose Netzwerke, die sich im persönlichen Umfeld einzelner Personen befinden, wie beispielsweise bei der Heimautomatisierung. In dem Standard sind die beiden untersten Schichten, die *Bitübertragungsschicht* (physical layer, PHY) und die *Sicherungsschicht* (medium access layer, MAC), geregelt. Von den im Standard enthaltenen Luftschnittstellen wird nur die im ISM-Band bei 2,4 GHz näher

betrachtet, da sie für das in dieser Arbeit entwickelte Ortungssystem benutzt wird und die größte Bandbreite zur Verfügung stellt.

Zur Signalerzeugung werden binäre Nutzdaten in adressierte Pakete verpackt. Der resultierende Bitstrom wird bei einer festen Bitrate von 250 kbit/s auf einen Symbolstrom mit einer Symbolrate von 62,5 kSym/s abgebildet. Jeweils 4 Bit bilden dabei ein Symbol. Der Symbolstrom wird anschließend mittels DSSS auf eine Chiprate von 2 MChip/s gespreizt. Jedem Symbol wird eines von 16 binären Codeworten der Länge 32 zugewiesen. Der resultierende Chipstrom wird mit der Modulationsart *Offset Quadrature Phase Shift Keying* (OQPSK) mit sinusförmigem Puls moduliert. Diese Art der Modulation ist auch als *Minimum Shift Keying* (MSK) bekannt und zeichnet sich durch eine konstante Einhüllende aus. Die gesamte Modulationsinformation befindet sich in der Signalphase. Die 3 dB-Bandbreite des resultierenden Signals beträgt etwa 2 MHz. Dieses Basisbandsignal wird auf eine von 16 Hochfrequenzen zwischen 2405 und 2480 MHz umgesetzt, wodurch 16 Kanäle mit einer Kanalbandbreite von je 5 MHz entstehen. Der Kommunikationsstandard sieht in der neuesten Fassung eine Frequenzagilität vor; die Kommunikationsfrequenz kann bei schlechten Ausbreitungsbedingungen gewechselt werden. Somit existieren in IEEE 802.15.4 zwei Techniken zur Erhöhung der Robustheit der Kommunikation: Codespreizung mittels DSSS und Frequenzagilität. Beide Eigenschaften konnten für das in dieser Arbeit entwickelte Ortungssystem vorteilhaft ausgenutzt werden.

Eine Kommunikation gemäß IEEE 802.15.4 findet in mehreren höherwertigen Netzwerkstandards Verwendung. Die erste Anwendung fand mit *ZigBee* statt, einem Routing-basierten Multi-Hop-Netzwerk für die Gebäudeautomatisierung. Erste Produkte aus der Heimautomatisierung sind bereits erhältlich, die mit diesem Netzwerkprotokoll ausgestattet sind. Aufgrund der erwarteten starken Verbreitung des Standards haben zahlreiche Hersteller integrierte Schaltkreise auf den Markt gebracht, die sowohl IEEE 802.15.4 als auch zum Teil ZigBee unterstützen. Die hohe Komplexität des ZigBee-Protokolls hat jedoch letztlich dazu geführt, dass sehr viele proprietäre Netzwerkprotokolle auf der Basis von IEEE 802.15.4 entwickelt wurden, die untereinander bis auf die Bitübertragungsschicht inkompatibel sind. Auch für das in dieser Arbeit entwickelte Ortungssystem wird nicht auf ZigBee gesetzt, sondern nur auf die unteren Schichten von IEEE 802.15.4. Gründe dafür sind das komplexe Binding von ZigBee-Geräten sowie das unberechenbare und teilweise pseudo-zufällige Timing, das den Ansprüchen an das Hoppingschema nicht genügen kann. Ein anderes Netzwerk-Protokoll, das auf IEEE 802.15.4 basiert, ist *Wireless-*

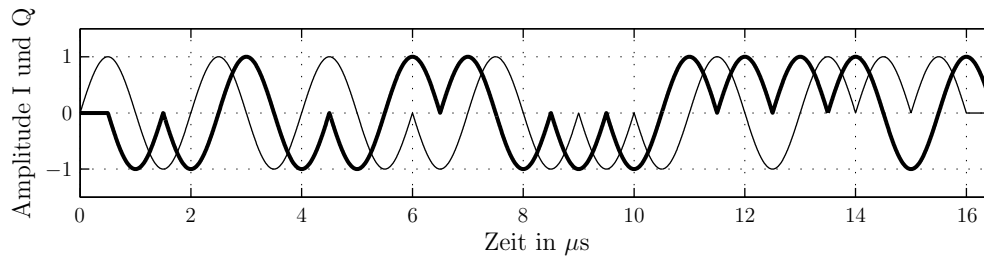


Abbildung 5.3: Codewort 0 einer IEEE 802.15.4-Präambel mit I- (dünn gedruckt) und Q-Anteil (fett gedruckt). Eine komplette Präambel besteht aus vier dieser Codewörter und ist insgesamt $64 \mu s$ lang.

HART. Diese Weiterentwicklung des drahtgebundenen *HART*-Protokolls dient der Prozess- und Fertigungsautomatisierung und hat nach heutigem Stand einen größeren wirtschaftlichen Erfolg als ZigBee. WirelessHART setzt, aufgrund der strengen Anforderungen bezüglich Verfügbarkeit und Echtzeitfähigkeit in Automatisierungsanwendungen, auf die Frequenzagilität, um die Robustheit der Kommunikation zu erhöhen. Eine Untersuchung der Anwendbarkeit des in dieser Arbeit entwickelten Ortungsverfahrens auf WirelessHART-Produkte findet sich in Kapitel 3.3.2.

Abbildung 5.3 zeigt das zur Bildung einer Paketpräambel vier Mal wiederholte Codewort 0. Durch den Offset zwischen I- und Q-Anteil von einem halben Chip ergibt sich eine Wortlänge von $16,5 \mu s$, die bei Aneinanderreihung mehrerer Codewörter auf $16 \mu s$ schrumpft. Im Bild gut zu erkennen sind die sinusförmigen Pulse, die, zusammen mit dem Offset, dazu führen, dass sich die Signalphase bei einer konstanten Signalamplitude von 1 auf einem Einheitskreis bewegt. Die vierwertige Modulationsart OQPSK kann kohärent und, dank der Codespreizung mittels DSSS, auch nichtkohärent demoduliert werden.

Abbildung 5.4 zeigt die Autokorrelationsfunktion des in Abbildung 5.3 gezeigten Codeworts. Gut zu erkennen ist das ausgeprägte Maximum bei $16,5 \mu s$. Die weiteren Maxima weisen maximale eine Höhe von 28,4% der Höhe des Hauptmaximums auf. Die Breite der Hauptmaximums an der 3 dB-Grenze beträgt ca. $0,5 \mu s$, entsprechend der Signalbandbreite von rund 2 MHz. Die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen den Codewörtern 0 und 15 zeigt kein ausgeprägtes Maximum, alle lokalen Maxima bleiben weit unter dem Hauptmaximum der Autokorrelationsfunktion. Ein ähnliches Verhalten zeigt die Autokorrelationsfunktion des Spektrums von Codewort 0, wie in Abbildung 5.5 dargestellt. Das Hauptmaximum befindet

5 Demonstratorsystem

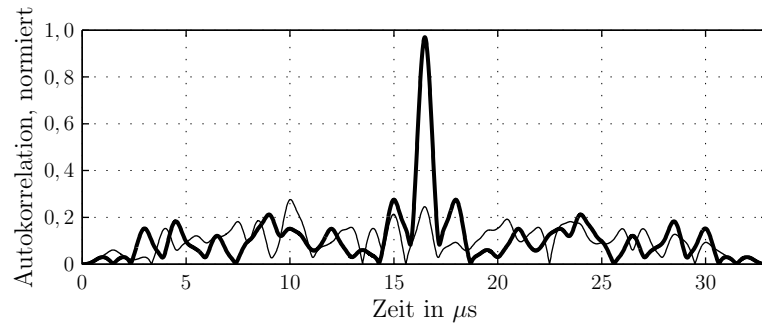


Abbildung 5.4: Autokorrelationsfunktion eines Präambel-Codeworts 0 (fett) und Kreuzkorrelationsfunktion zwischen den Codewörtern 0 und 15 (dünn).

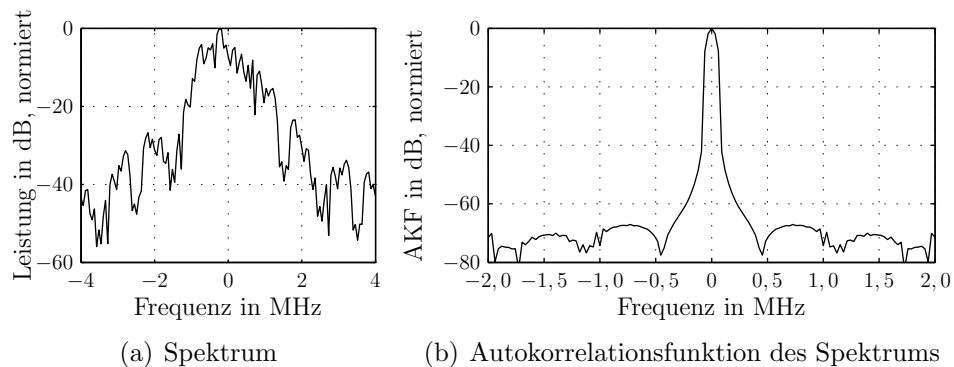


Abbildung 5.5: Spektrum und logarithmierte Autokorrelationsfunktion des Spektrums des Präambel-Codeworts 0. Beide Darstellungen sind auf den jeweiligen Maximalwert normiert.

sich rund 135 dB über dem nächsten lokalen Maximum. Diese Eigenschaft ist wichtig für die Schätzung der Signalphase nach Kapitel 3.4.1.

Abbildung 5.6 zeigt das im Demonstratorsystem verwendete Hoppingschema, das allen Anforderungen in Kapitel 3.3.1 genügt, und das die Anwendung des in Kapitel 3.5 vorgestellten Verfahrens zur Vermeidung von Mehrdeutigkeiten erlaubt. In insgesamt $P = 40$ Zeitschlitzen senden entweder beide oder nur ein Sender jeweils ein Signal aus. Die Kanäle werden dabei gemäß $c_p^{[T_1]}$ für den mobilen Handsender und $c_p^{[T_2]}$ für den Referenzsender gewählt. Die Symmetrieachse liegt nach (3.26) genau in der Mitte des Hoppingschemas. Die Form der Sequenz ist linear und stetig für beide Sender, und der Paketabstand ist mit $\Delta p = 4$ konstant, um eine Überlappung der Signalspektren auszuschließen. Durch diesen großen Abstand

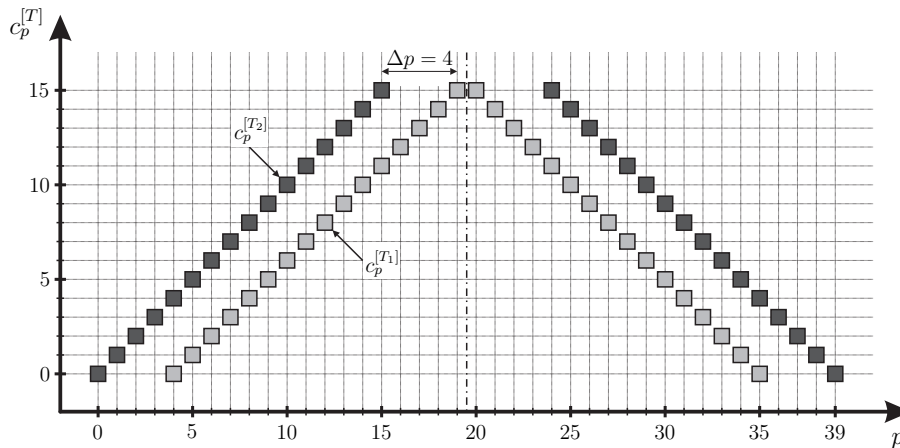


Abbildung 5.6: Hoppingschema des Demonstrationssystems.

verlängert sich das Schema auf 40 Zeitschlitze.

Abbildung 5.7 beschreibt die zeitlichen Abstände innerhalb eines Hoppingschemas. Ein Ortungsvorgang beginnt mit dem Aussenden jeweils eines Triggersignals pro Sender. Dabei gilt folgende Vorgehensweise: Der mobile Handsender generiert das erste Triggerpaket, ein standardkonformes IEEE 802.15.4-Kommunikationssignal mit eindeutiger Adressierung an den Referenzsender. Die Nutzdaten des Pakets bestehen aus einer laufenden Nummer und einer eindeutigen Bezeichnung des Hoppingschemas. Letztere Angabe ist für zukünftige Erweiterungen des Systems gedacht und ermöglicht die Verwendung verschiedener Hoppingschemata bei aufeinanderfolgenden Messvorgängen. Empfängt der Referenzsender das Triggersignal des mobilen Senders, wird von ihm ein zweites Triggerpaket generiert und an die Empfänger adressiert. Wie in Kapitel 5.4 dargestellt, beinhaltet jeder Empfänger eine den Sendern baugleiche Platine zum Empfang und zur Dekodierung von IEEE 802.15.4-Signalen. Das zweite Triggerpaket beinhaltet die selben Nutzdaten wie das erste. Nach den beiden Triggerpaketen erzeugen beide Sender die auf ca. ± 500 ns synchronisierten Ortungssignale. Diese Signale bestehen jeweils aus den ersten $50 \mu\text{s}$ der Präambel eines IEEE 802.15.4-Signals.

Die Triggerpakete beider Sender werden in Kanal 0 ausgesendet, dementsprechend hören auch alle Sender und Empfänger zwischen zwei Hoppingsequenzen auf genau diesem Kanal. Die Kanäle, in denen die Ortungssignale ausgesendet werden, können Abbildung 5.6 entnommen werden.

Die zeitlichen Abstände im Hoppingschema sind so gewählt, dass die Sender und Empfänger ausreichend Zeit für das Generieren und die Ver-

5 Demonstratorsystem

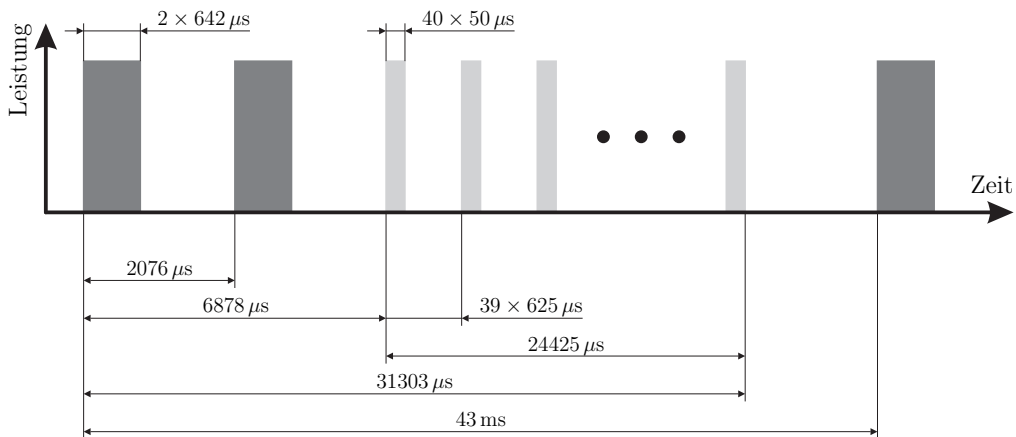


Abbildung 5.7: Timingdiagramm des Hoppingschemas, bestehend aus zwei Triggersignalen (dunkelgrau) und 40 Zeitschlitzten für Ortungssignale (hellgrau).

arbeitung der Kommunikationssignale haben. Die hohe Dauer von $625 \mu\text{s}$ zwischen zwei Ortungssignalen resultiert aus dem Einschwingen des PLL-Regelkreises in den Sender-ICs und lässt sich für die gewählten Schaltkreise nicht weiter verkleinern. Das Einhalten dieses nach (3.24) konstanten Abstands zwischen zwei Ortungssignalen ist entscheidend für die kohärente Kombination der einzelnen Signale.

Nach dem Ablauf einer Hoppingsequenz wird eine Pause von $11,7 \text{ ms}$ eingefügt, bevor eine neue Sequenz startet. Ein kompletter Ortungsvorgang dauert 43 ms , was zu einer maximalen Messrate von $23,25 \text{ Hz}$ führt. Dabei ist festzuhalten, dass die Erhöhung der Empfängerzahl nicht zu einer Erhöhung der Messdauer führt, solange die Signale beider Sender alle Empfänger erreichen. Das Hinzufügen weiterer Sender ist möglich und führt in diesem Fall nur zu einer geringen Reduzierung der Messrate, indem weitere Frequenzrampen zeitverschoben in das bestehende Hoppingschema integriert werden.

5.3 Sender

Der Senderaufbau in Abbildung 5.8 stellt eine konkrete Umsetzung des allgemeinen Blockschaltbilds in Abbildung 3.3(a) dar. Der Grundtaktgeber ist ein Quarzoszillator (XO) mit der nominellen Frequenz $f_{CI} = 16 \text{ MHz}$. Die eigentliche Senderkette vom digitalen Modulator bis zum Leistungsverstär-

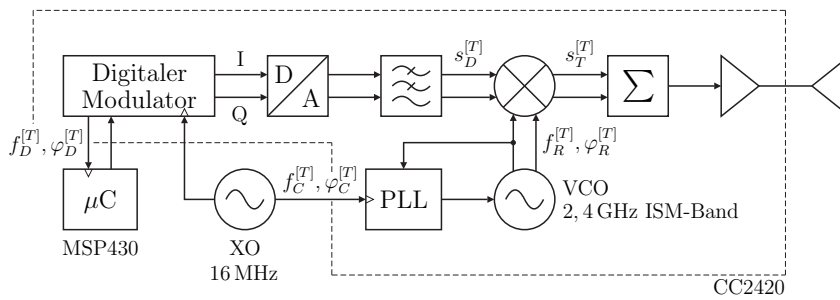


Abbildung 5.8: Blockschaltbild eines Referenz- oder Handsenders, bestehend aus zwei integrierten Schaltkreisen von Texas Instruments (Radio-Frontend CC2420 und Mikrocontroller MSP430) sowie einem Quarzoszillator.

ker mit Antennenanschluss ist in dem integrierten Schaltkreis CC2420 von Texas Instruments enthalten. Als Antenne wird eine Chipantenne verwendet, siehe Abbildung 5.9(a). Der zeitliche Ablauf des Hoppingschemas und das Beantworten der Triggerpakete ist als C- und Assembler-Programm in dem Mikrocontroller MSP430 von Texas Instruments realisiert. Dieser wird von dem Funkchip mit einem Datentakt versorgt, der der halbierten Frequenz des Grundtakts entspricht, es gilt also $f_{DI} = 8$ MHz. Auch der Lokalszillator, realisiert mit einer Ganzzahl-PLL (integer PLL) im CC2420, bekommt den Grundtakt als Referenztakt. Dadurch sind, wie in Kapitel 3.1 verlangt, alle Takte des Senders von nur einem Grundtakt abgeleitet. Die digitale Modulation erfolgt auf einer Zwischenfrequenz von 2 MHz.

Der Funkchip CC2420 von TI kann Signale gemäß IEEE 802.15.4 im 2,4 GHz-Band erzeugen und empfangen. Die zu sendenden Daten werden in einen FIFO geschrieben, dessen Inhalt auf Kommando ausgelesen, moduliert und auf eine Hochfrequenz gemischt wird. Untersuchungen haben ergeben, dass dieses Kommando in einem asynchronen System auf eine Periodendauer des Grundtakts genau abgearbeitet wird, der maximale Jitter beträgt somit $\pm 31,25$ ns. In einem synchronen System ist der Jitter nicht mehr vorhanden, da alle Register starr getaktet sind. Die PLL (phase locked loop) erzeugt im gesamten ISM-Band ganzzahlige Vielfache der durch 16 geteilten Frequenz des Grundtakts, also ganzzahlige Vielfache von 1 MHz. Alle in IEEE 802.15.4 definierten Kanäle sind somit realisierbar. Die Struktur einer Ganzzahl-PLL sorgt für die Phasenkohärenz des Grundtakts und des Lokalszillators und erfüllt die Forderung nach einer konstanten Phasenbeziehung zwischen dem Datentakt und der Hochfrequenz in Gleichung (3.25).

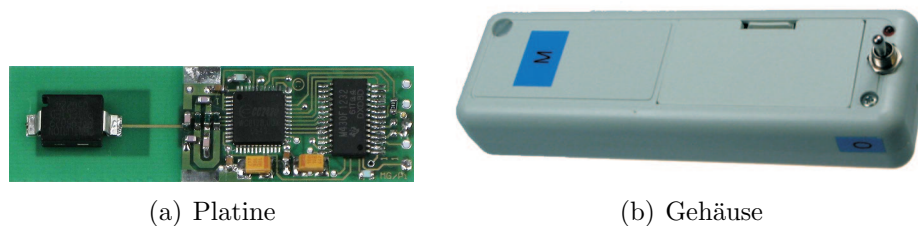


Abbildung 5.9: Mobiler Handsender und Referenzsender.

Der Mikrocontroller MSP430 besitzt eine RISC-Architektur mit einer Wortbreite von 16 bit. Durch die Versorgung mit einem Datentakt, der von dem Grundtakt um einen ganzzahligen Teiler abgeleitet wurde, bilden der Mikrocontroller und der Funkchip ein synchrones System, deren Register kohärent getaktet sind. Die Verarbeitung einzelner Kommandos auf Maschinensprachenebene dauert eine bis vier Perioden des Datentakts, also 125 bis 500 ns. Um die Forderung nach einer konstanten Zahl von Datentakten zwischen zwei aufeinanderfolgenden Signalen eines Hoppingschemas in Gleichung (3.24) erfüllen zu können, muss diese zeitliche Unsicherheit in der Befehlsverarbeitung zusätzlich umgangen werden. In dem entwickelten Demonstratorsystem wurde dazu der Timer-Interrupt mit einer speziellen Synchronisation auf Maschinensprachenebene versehen, die diesen Jitter entfernt. Das restliche Programm ist, für einfache Wartbarkeit und Erweiterbarkeit, in der Hochsprache C realisiert worden.

Abbildung 5.9(a) zeigt die Platine eines Senders, wie sie in allen Handsendern und mobilen Sendern, und zusätzlich als Triggereinheit in allen Empfängern, eingebaut ist. Links ist die Chipantenne zu erkennen, in der Mitte der Funkchip CC2420 und rechts der Mikrocontroller MSP430. In Abbildung 5.9(b) ist das Gehäuse des Handsenders zu sehen. Links unter dem Schild „M“ sitzt die Antenne, rechts sind ein Batteriefach für eine 9 V-Blockbatterie und ein Ein-/Ausschalter zu erkennen.

5.4 Empfänger

Ein Empfänger gemäß Abbildung 3.3(b) kann prinzipiell auf zwei Arten realisiert werden: Als breitbandiger Einkanalempfänger oder als schmalbandiger Mehrkanalempfänger. Ein Mehrkanalempfänger, der die Signale aller zeitgleich aktiven Sender in getrennten Empfangsketten verarbeitet, kann vergleichsweise günstig hergestellt werden. Die Flexibilität ist jedoch stark eingeschränkt, da die Anzahl der gleichzeitig aktiven Sender sowie

die Kanalbandbreite a priori bekannt sein müssen. Eine nachträgliche Änderung ist nur mit Änderungen an der Hardware möglich. Daher wurde ein Breitbandempfänger realisiert, der das gesamte ISM-Band bei 2,4 GHz abtasten kann. Die Trennung der einzelnen Signale erfolgt in der digitalen Signalverarbeitung. Auf diese Weise ist die Zahl der gleichzeitig aktiven Sender und deren Signalbandbreite nur durch die ISM-Bandbreite beschränkt. Das ermöglicht die Verwendung der Hardware zum Empfang breiterer Signale, beispielsweise von WLAN-Geräten. Nachteilig ist die eingeschränkte Dynamik dieser Empfängerlösung, da ein starkes Signal im Band die Demodulation eines schwachen Signals in einem Nachbarkanal erschweren kann. Dieses sogenannte *Near-Far-Problem* lässt sich auch durch eine automatische Verstärkerregelung (AGC) nicht beheben ohne den Analog-Digital-Wandler (ADC) zu übersteuern.

Das Blockschaltbild des Breitbandempfängers ist in Abbildung 5.10 dargestellt. Das Empfangssignal $s_R^{[T,R]}$ wird durch einen Verstärker mit niedriger Rauschzahl (LNA) verstärkt und durch einen OFW-Filter (engl. SAW filter) auf das ISM-Band begrenzt. Die weitere Verarbeitung ist durchgehend reellwertig auf einer Zwischenfrequenz realisiert. Das bandbegrenzte Signal bei 2400...2483,5 MHz wird mit einem Lokaloszillator $f_{LI} = 2490$ MHz als unteres Seitenband auf den Frequenzbereich 6,5...90 MHz gemischt. Das Rauschen auf der Spiegelfrequenz wurde zuvor von dem OFW-Filter unterdrückt. Der Lokaloszillator wird, ebenso wie der Takt des Analog-Digital-Wandlers, von einem temperaturkompensierten Quarzoszillator (TCXO) mit einer nominellen Frequenz von $f_{SI} = 200$ MHz abgeleitet. Die Frequenzfehler beider Takte sind in der Schleifenbandbreite der PLL des Lokaloszillators korreliert, es gilt somit näherungsweise $\Delta\omega_L^{[R]} = \Delta\omega_S^{[R]}$. Nach der Abtastung wird das digitalisierte Signal in einem FPGA Spartan-3A DSP von Xilinx verarbeitet, der auf der Entwicklungsplattform XtremeDSP enthalten ist. Das analoge Frontend bis zum ADC wurde auf einer 4-lagigen Leiterplatte (PCB) aus FR-4 aufgebaut und mittels Steckverbindern von Samtec, die für die Übertragung differenzieller, digitaler Signale mit hoher Datenrate geeignet sind, auf der FPGA-Entwicklungsplatine befestigt.

Die Signalverarbeitung im FPGA ist in Abbildung 5.11 dargestellt. Das reellwertige Signal $s_S^{[T,R]}$ mit einer Abtastrate von 200 MHz wird einer diskreten Fouriertransformation zugeführt, die als schnelle Fouriertransformation (FFT) ausgeführt ist. Die 8192 Abtastwerte, die für die FFT verwendet werden, entsprechen einem 41 μ s langen Zeitsignal. Der Imaginärteil des Signals wird auf 0 gesetzt. Das resultierende Spektrum hat eine Frequenzauflösung von 24,4 kHz pro Bin. Ein auf 5 MHz bandbegrenztes Signal kann

5 Demonstratorsystem

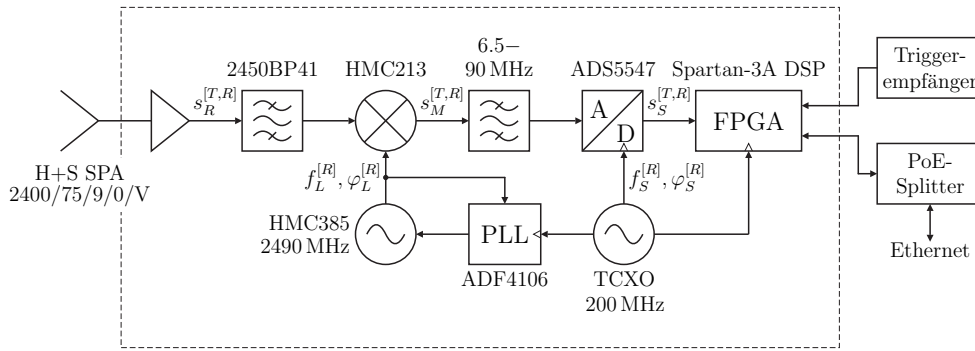


Abbildung 5.10: Blockschaltbild eines Empfängers.

durch 205 Bins der FFT dargestellt werden. Da eine FFT nur für ganzzahlige Zweierpotenzen definiert ist, wird die Breite auf 256 aufgerundet. Für jeden Sender werden also die um die Mittenfrequenz zentrierten 256 aus 8192 Bins ausgeschnitten. An dieser Stelle ist die Dynamik der Signale möglicherweise stark unterschiedlich, weshalb die Signalpegel normiert werden. Eine anschließende inverse, schnelle Fouriertransformation (IFFT) transformiert die komplexwertigen, bandbegrenzten Signalspektren zurück in den, nun ebenfalls komplexwertigen, Zeitbereich. Die Abtastrate wird dabei um $N/M = 32$ auf 6,25 MHz reduziert.

Die Schätzung der Signalparameter Frequenz \hat{k}_0 , Zeitverschiebung \hat{n}_0 und der komplexwertigen Amplitude \hat{a}_0 erfolgt gemäß Kapitel 3.4.1. Die Abtastrate \hat{T}_0 wird dabei auf die nominelle Abtastrate gesetzt, da deren Einfluss für sehr kurze Signale zu vernachlässigen ist. Die Schätzung der Zeitverschiebung erfolgt durch eine inverse, diskrete Fouriertransformation des Produkts der beiden Spektren $S_{S,p}^{[T,R]}$ und S_0^* gemäß (3.39). Die Position des Maximums im Betrag der IFFT ist proportional zur gesuchten Zeitverschiebung. Die anderen Parameter können durch diskrete Fouriertransformation des Produkts der beiden Zeitsignale $s_{S,p}^{[T,R]}$ und s_0^* gemäß (3.39) und (3.40) ermittelt werden. Die Position des Maximums im Betragsspektrum der FFT ist proportional zur gesuchten Frequenzverschiebung. Die komplexwertige Amplitude des Maximums entspricht dem gesuchten Amplituden- und Phasenwert.

Zur Realisierung der Signalverarbeitung im FPGA wurde die Software SystemGenerator von Xilinx verwendet. Zusätzlich ist ein Microblaze-Prozessor mit der Software EDK von Xilinx im FPGA integriert worden, der über einen UDP/IP-Netzwerkstack verfügt und für die Kommunikation der Messwerte an den PC über Ethernet zuständig ist. Ein Bootloa-

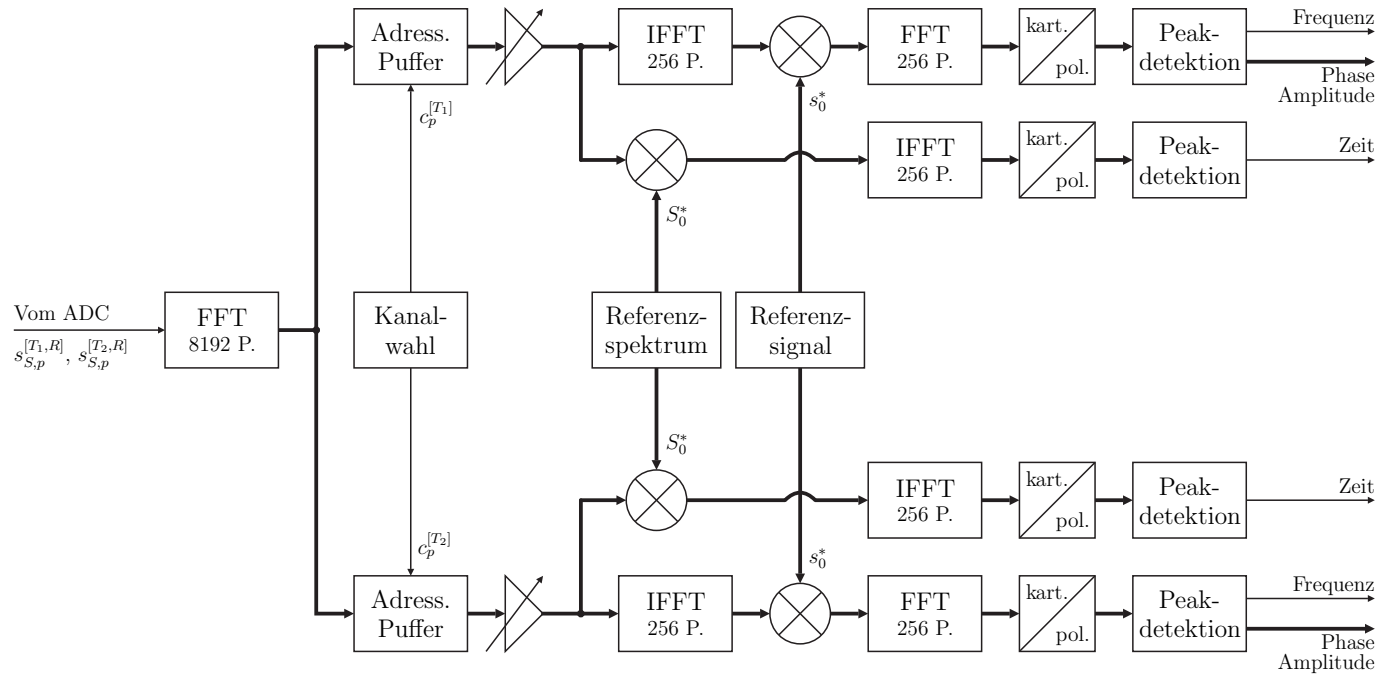


Abbildung 5.11: Signalverarbeitungskette eines Empfängers. Dünn gedruckte Linien für reellwertige Signale und fett gedruckte Linien für komplexe Signale (Real- und Imaginärteil bzw. Amplitude und Phase).



Abbildung 5.12: Empfänger im Gehäuse.

der mit TCP/IP-Anbindung ist ebenfalls realisiert worden, um komplexere Aufgaben über das Netzwerk erledigen zu können, wie beispielsweise eine Aktualisierung der Firmware mittels Ethernet oder das Ausführen von Testroutinen zur Überprüfung von analogen Bauteilen wie PLL und ADC.

Abbildung 5.12 zeigt einen Empfänger in einem Gehäuse der Serie Scalance der Siemens AG. In diesen Gehäusen werden üblicherweise WLAN Access Points für den Außeneinsatz angeboten. Im geöffneten Gehäuse sind die großen Platinen des FPGA-Entwicklungsboards und des analogen Frontends hinter einer Antenne von Huber+Suhner zu erkennen. Die zirkular polarisierte Antenne bietet einen Gewinn von 8 dBi bei einem horizontalen Öffnungswinkel von 75° . Links ist eine Senderplatine als Triggereinheit zu sehen, am unteren Rand befindet sich ein Power-over-Ethernet-Splitter, der die Spannung von 48 V, die auf den ungenutzten Litzen des Ethernetkabels anliegt, auf 9 V regelt. Bei geschlossenem Deckel sind 8 rote LEDs sichtbar, die für Statusanzeigen genutzt werden.

Tabelle 5.1 fasst alle Parameter des Demonstratorsystems zusammen, die für die Anwendung der in dieser Arbeit hergeleiteten Algorithmen benötigt werden.

5.5 Positionsschätzer

Das in dieser Arbeit entwickelte und aus $E = 6$ Empfängern bestehende Ortungssystem verwendet einen PC, um aus den, von den Empfängern

Parameter	Wert	Quelle	Gleichung
E	6	Festlegung	
K	15	Festlegung	(4.1)
f_{CI}	16 MHz	Festlegung	(3.4)
f_{DI}	2 MHz	IEEE 802.15.4	(3.5)
s_0	Abbildung 5.3	IEEE 802.15.4	(3.6), (3.39)
S_0	Abbildung 5.5(a)	IEEE 802.15.4	(3.6), (3.39)
$B_0 = B_n$	2 MHz	IEEE 802.15.4	(3.44)
f_{LI}	2490 MHz	Festlegung	(3.10)
f_{SI}	200 MHz	Festlegung	(3.12)
$\delta\omega_L^{[R]}$	$= \delta\omega_S^{[R]}$	Selber TCXO	
N	125000	Abstand $625 \mu\text{s}$	(3.14)
M	3906	$N/M = 32$	(3.17)
f_{RO}	2405 MHz	IEEE 802.15.4	(3.23)
Δf_R	5 MHz	IEEE 802.15.4	(3.23)
C	16	IEEE 802.15.4	(3.27)
P	40	Abbildung 5.6	
p_c	8	Abbildung 5.6	(3.82)

Tabelle 5.1: Parameter des Demonstratorsystems.

gemessenen, Zeit-, Frequenz-, Phasen- und Amplitudeninformationen der, von den Sendern ausgesendeten, Signale eine Ortinformation zu schätzen. Nach (4.1) können $K = 15$ Empfängerkombinationen gebildet werden.

Abbildung 5.13 zeigt die Zusammenfassung des Algorithmus, der aus den Einzelmessungen einer Empfängerkombinationen (R_x, R_y) einen Wert für die Laufzeitdifferenz $\tau_0^{x,y}$ schätzt, deren Auflösung auf einer effektiven Bandbreite des Hoppingschemas B_φ beruht und die mit Hilfe der Zeitmessungen $\tau_{0,n}$ in den korrekten Eindeutigkeitsbereich abgebildet wurde.

Aus den K Laufzeitdifferenz-Schätzwerten $\tau_0^{x,y}$ für alle Empfängerkombinationen muss letztendlich die Position des mobilen Handsenders \mathbf{P}_{T_1} geschätzt werden. Dazu wird der Grid-Search-Algorithmus nach Kapitel 4.3 verwendet, da er ohne Bewegungsmodell des mobilen Senders auskommt und keine Filterung vornimmt, so dass die Rohgenauigkeit des Ortungssystems beurteilt werden kann. Das gewählte zweidimensionale Grid hat eine Abmessung von 17 m mal 13 m, bei einem Gridabstand von 10 cm in beiden Dimensionen. Nach der Berechnung aller normierten Systemimpulsantworten $\Phi_{x,y}^*[k]$ mit 1024 Stützstellen gemäß (4.7) wird das Grid nach Gleichung (4.8) gefüllt und anschließend das absolute Maximum mit (4.10) ermittelt. Das gefundene Maximum wird noch zweidimensional parabolisch interpoliert, um bei der Angabe von \mathbf{P}_{T_1} nicht auf den Gridabstand beschränkt zu sein. Die PC-Software wurde mit LabWindows/CVI von National Instruments in der Hochsprache C realisiert.

5.6 Visualisierung und Auswertung

Ein nicht zu unterschätzender Teil des im Rahmen dieser Arbeit realisierten Demonstrationssystems ist die Visualisierung und Auswertung der geschätzten Ortinformation. Zur Visualisierung wurde die Software Sinema der Siemens AG verwendet. Für die Auswertung der Daten wurde das Abspeichern in einem MATLAB-kompatiblen Format ermöglicht.

5.6.1 Visualisierung mit Sinema

Sinema ist ein Softwareprodukt der Siemens AG und dient der Planung von WLAN-Funknetzen in Gebäuden. Die Software gliedert sich grob in drei Bereiche, siehe Abbildung 5.14. Es gibt einen 2D-Editor zum Erstellen von Umgebungsmodellen, bestehend aus Wänden, Decken und Böden, Einrichtungsgegenständen und installierter WLAN-Infrastruktur, inklusive deren Ausrichtung im Raum. Die von Siemens angebotenen WLAN-Geräte

5.6 Visualisierung und Auswertung

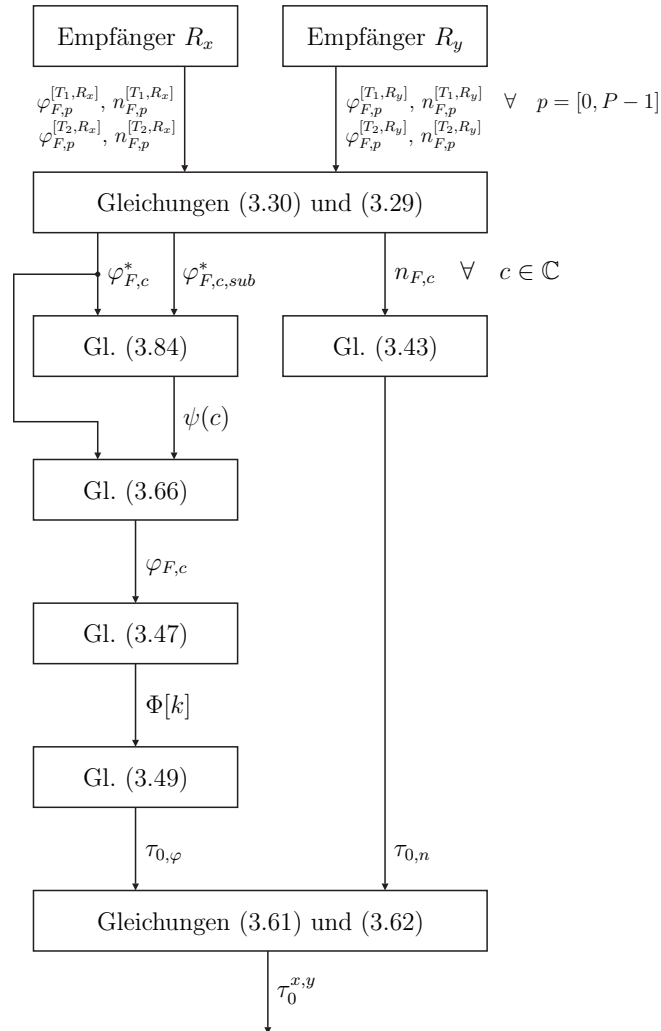


Abbildung 5.13: Ablauf der Laufzeitdifferenzmessung einer Empfängerkombination (R_x, R_y) .

5 Demonstratorsystem

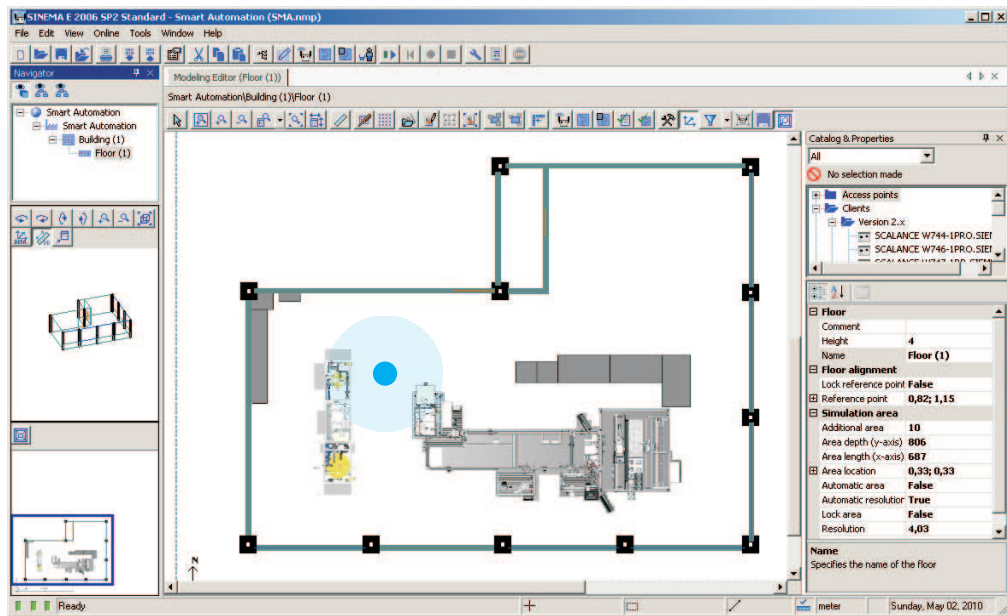


Abbildung 5.14: Funknetzplanungssoftware Sinema der Siemens AG und Visualisierung einer Ortinformation (dunkelblau) mit Unsicherheitsbereich (hellblau transparent).

sind in einer Datenbank mit allen benötigten Detailangaben hinterlegt. Der dritte Softwareteil ermöglicht die Simulation der Signalausbreitung in dem modellierten Gebäude(-teil) und eine teilautomatische Optimierung der Access-Point-Parameter Funkkanal und Sendeleistung. Für dieses Demonstrationssystem wurde der Editor so umfunktioniert, dass er zur Visualisierung der Ortinformation benutzt werden kann. Dazu wurde der Software eine TCP/IP-Schnittstelle hinzugefügt, die Ortangaben von der PC-Software des Ortungssystems akzeptiert. Die zu visualisierenden Angaben, die über diese Schnittstelle übertragen werden, sind eine Teilnehmerbezeichnung, ein Zeitstempel, die X-, Y- und Z-Koordinaten des Ortes sowie ein Unsicherheitsbereich der Ortsbestimmung, jeweils in Millimetern. Der Ort des Teilnehmers und der Unsicherheitsbereich werden durch zwei konzentrische und mit einer Farbe gefüllte Kreise visualisiert, deren Transparenz nach außen zunimmt. Diese Lösung ist in der Lage, mehrere Sender zeitgleich in unterschiedlichen Farben darzustellen. Auch die hohe Messrate des realisierten Systems wird unterstützt.

Die Darstellung ungefilterter Rohdaten mit einer hohen Messrate erzeugt in realen Umgebungen häufig eine unruhige Visualisierung. Das Rauschen

auf den Schätzgrößen sowie systematische Fehler, wie beispielsweise ortabhängige Ausreißer, empfindet der technisch nicht versierte Benutzer als störend. In Folge sinkt das Vertrauen in die Ortsbestimmung. Teil der Arbeit war daher auch eine Untersuchung von Möglichkeiten zur Steigerung des Benutzervertrauens in die Ortsbestimmung, die im Folgenden kurz vorgestellt werden.

Unsicherheitsbereich

Jede auf Messungen beruhende Schätzung ist mit stochastischen und deterministischen Fehlern behaftet. Beide Fehler lassen sich modellieren, beispielsweise mit Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen, die parameterabhängig sein können. So gibt es nach Kapitel 6.1.8 einen ortabhängigen, deterministischen Fehler, der auf das Systemkonzept TDOA zurückzuführen ist. Ein Beispiel für einen stochastischen Fehler ist das Phasenrauschen der Sender- und Empfängeroszillatoren gemäß Kapitel 6.1.3.

Gelingt die Modellierung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (probability density function, PDF) des Gesamtfehlers, kann eine daraus abgeleitete Größe dem Benutzer eine Information zur Vertrauenswürdigkeit der Schätzgröße liefern. Für das realisierte System wird die 1σ -Ungenauigkeit der PDF als Unsicherheitsbereich um die geschätzte Position eingezeichnet. Zur Vereinfachung wird dieser Bereich kreisförmig angenommen und ist vorberechnet hinterlegt. Zusätzliche Einflüsse, wie geringe Signalstärken, fließen während der Schätzung ebenfalls mit ein und vergrößern den Unsicherheitsbereich relativ. Die Darstellung dieses Bereichs erfolgt mit Hilfe eines halbtransparenten Kreises, siehe Abbildung 5.14.

Versuche mit Benutzern haben gezeigt, dass die Einblendung des Unsicherheitsbereichs, der bei dem realisierten System meist zwischen einem und drei Metern Durchmesser aufweist, die Toleranz gegenüber Schätzfehlern stark anhebt, da sich die tatsächliche Position mit einer hohen Wahrscheinlichkeit in dem Unsicherheitsbereich befindet. Doch auch ein Bereich mit konstantem Durchmesser, der durchaus kleiner sein kann als der tatsächlich mögliche Fehler, bewirkt eine tolerantere Bewertung von Fehlern.

Filterung

Trotz der Einblendung eines halbtransparenten Unsicherheitsbereichs bleibt das Rauschen auf den Schätzgrößen sichtbar, das besonders bei hoher Messrate stark auffällt. Hier bietet sich an, die Ortinformation im zeitlichen Verlauf zu filtern. Falls solch eine Filterung nicht schon während der Posi-

5 Demonstratorsystem

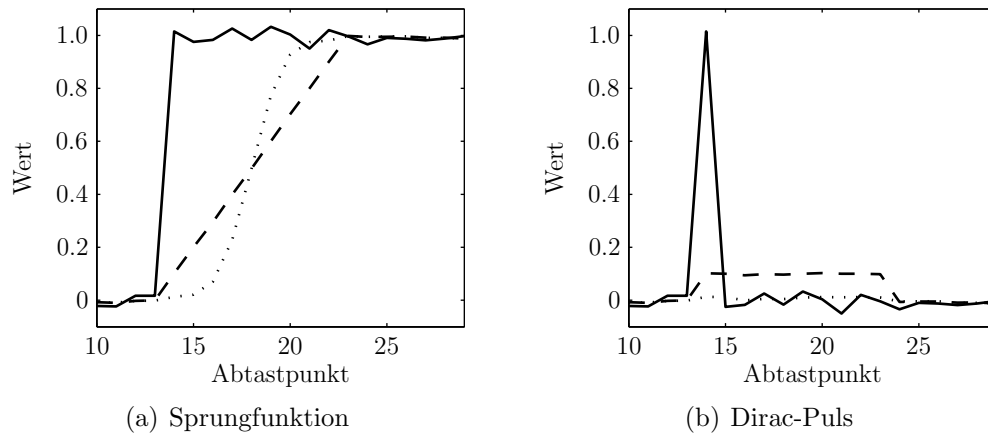


Abbildung 5.15: Filterantworten der gleitenden Mittelung (gestrichelt) und der gewichteten gleitenden Mittelung (gepunktet) im Zeitbereich auf ein Eingangssignal (durchgezogen).

tionsschätzung vorgenommen wurde, beispielsweise mit einem erweiterten Kalmanfilter, bietet sich auch die nachträgliche Filterung der zu visualisierenden Informationen an. Die für eine einfache Filterung variierbaren Parameter sind die Filterlänge und die Filterkoeffizienten, die den Frequenzgang des Filters maßgeblich bestimmen. Abbildung 5.15 zeigt die Filterantworten der gleitenden Mittelung und der mit dem Kehrwert der quadrierten Varianz gewichteten gleitenden Mittelung, zwei sehr einfach zu realisierende Filter.

Versuche mit Benutzern haben gezeigt, dass die Darstellung gefilterter und mithin geglätteter Ortsinformationen als positiv und vertrauensbildend empfunden wird, falls die Filterlänge und somit die Gruppenlaufzeit nicht zu groß sind, da schnelle Richtungsänderungen des mobilen Senders sonst nur merklich verzögert zur Anzeige kommen. Auch ist das Verhalten bei Ausreißern, also sehr großen ortabhängigen Fehlern, kritisch für die Akzeptanz durch den Benutzer. Die gewichtete gleitende Mittelung hat sich dabei als besonders vorteilhaft erwiesen, da sie kurzzeitig auftretende Ausreißer stark unterdrückt, gleichzeitig aber bei Richtungsänderungen schnell einschwingt.

Einfaches Bewegungsmodell

Wurde während der Ortsbestimmung noch kein Filter mit Bewegungsmodell eingesetzt, kann dies auch während der Visualisierung geschehen. Der

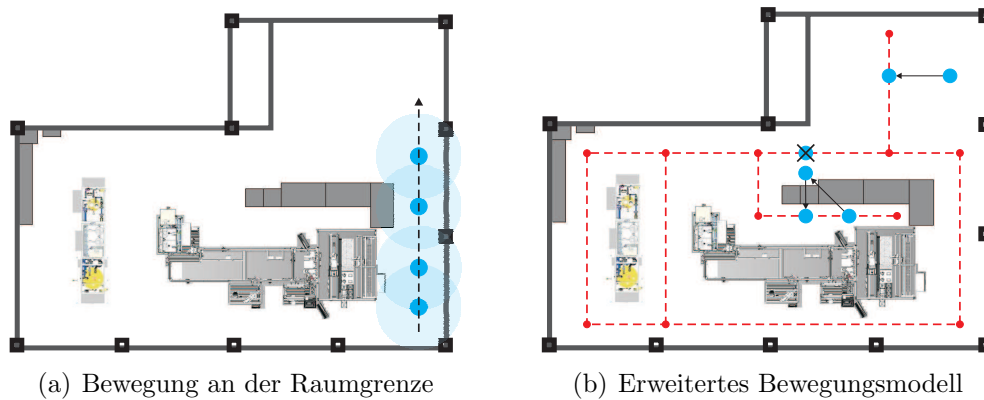


Abbildung 5.16: (a) Eine lineare Bewegung an der Raumgrenze wird in die Gangmitte projiziert. (b) Erweitertes Bewegungsmodell bestehend aus Knoten (rote Kreise) und Kanten (rote Linien).

Ansatz ist, ein einfaches Modell möglicher Senderbewegung aufzustellen, das Grenzen hinsichtlich der maximal auftretenden Beschleunigung und Verzögerung enthält. Ausreißer widersprechen diesem Modell und werden nicht visualisiert. Auch absolute Positionsgrenzen, wie die Raumabmessungen, sind realisierbar. In der Radartechnik werden solche Maßnahmen auch *Speed Gating* und *Range Gating* genannt [154].

Versuche mit Benutzern haben gezeigt, dass der Einfluss des Speed Gating nicht explizit erkannt wird, da das Ausbleiben von Ausreißern als selbstverständlich angesehen wird. Das Begrenzen der Positionsschätzung auf die Raumabmessungen dagegen wird erkannt, da der Fehler durch Mehrwege gemäß Kapitel 6.1.4 in dem Demonstrationsraum in Richtung der äußeren Raumabmessungen tendiert. Um diesen als negativ empfundenen Effekt weniger offensichtlich erscheinen zu lassen, können die Raumabmessungen etwas kleiner hinterlegt werden, als sie tatsächlich sind. Dadurch wandert die Positionsschätzung mittig auf den Wegen um den Maschinenpark herum, was als besonders positiv empfunden wird und in Abbildung 5.16(a) dargestellt ist.

Erweitertes Bewegungsmodell

Wird neben dem einfachen Bewegungsmodell des Senders auch die Umgebung modelliert, ergibt sich ein erweitertes Bewegungsmodell, das mit einem Navigationssystem verglichen werden kann. Unmögliche Übergänge

in kurzer Zeit, beispielsweise durch Wände oder über hohe Maschinen hinweg, wie in Abbildung 5.16(b) dargestellt, werden dabei nicht zugelassen. Vergeht zwischen zwei Messungen mehr Zeit und wird die daraus resultierende Sendergeschwindigkeit von dem einfachen Bewegungsmodell zugelassen, wird der Übergang erlaubt. Solch ein Modell ist sehr komplex und muss laufend an die Gegebenheiten vor Ort angepasst werden. Zudem werden Sonderfälle, wie das Reichen eines Senders über die Maschinen hinweg an einen zweiten Benutzer, nicht abgedeckt und führen zu großen Fehlern, die erst nach einiger Zeit korrigiert werden. Für den gegebenen Demonstrationsraum hat sich das erweiterte Bewegungsmodell nicht als vorteilhaft erwiesen.

Ortdiskriminierung

Der in dieser Arbeit realisierte Demonstrator beinhaltet keine explizite Einschränkung der Auflösung der Ortsbestimmung. Erst die Datenübertragung der Ortinformation an Sinema erfolgt auf ganze Millimeter gerundet. Durch die Umrechnung in Bildschirmkoordinaten liegt die endgültige Auslösung der Visualisierung bei wenigen Millimetern pro Bildschirmpunkt. Die Anforderung vieler Applikationen setzt keine so hohe Auflösung voraus, zumal das System aufgrund seiner zahlreichen, in Kapitel 6.1 angesprochenen, Fehlerquellen eine deutlich geringere Genauigkeit aufweist. Ein Ansatz zur Nutzung dieses Umstands ist, den visualisierten Ort deutlich gröber zu quantisieren als auf benachbarte Bildschirmpunkte. Abbildung 5.17(a) zeigt solch eine Ortdiskriminierung. Erst wenn sich die, intern weiterhin fein geschätzte, Senderposition einem der eingezeichneten Punkte annähert, wird dieser als Ort des mobilen Handsenders visualisiert. Wird dieses Verfahren zusätzlich um eine Hysterese erweitert, entfällt das bei dieser Art der Visualisierung als besonders negativ empfundene Springen zwischen zwei benachbarten Punkten. Bei der Wahl der Punkte ist darauf zu achten, dass sie in etwa äquidistant sind und natürliche Bewegungspfade, wie die Wege um die Maschinen herum, mittig abdecken. Auch sollte in jeder Wegbiegung und -gabelung jeweils ein Punkt mittig platziert werden. Große Flächen werden gleichmäßig bedeckt, wobei die Ränder der Fläche wieder so belegt sein sollten, dass ein ausreichender Abstand zur nächsten Wand vorliegt.

Versuche mit Benutzern haben gezeigt, dass eine Ortdiskriminierung als sehr angenehm empfunden wird, da die zur Verfügung stehende Information bei der vorliegenden Anwendung als ausreichend für die Lokalisierung gilt. Zudem schränkt die intern weiterhin hohe Messrate nicht die Visuali-

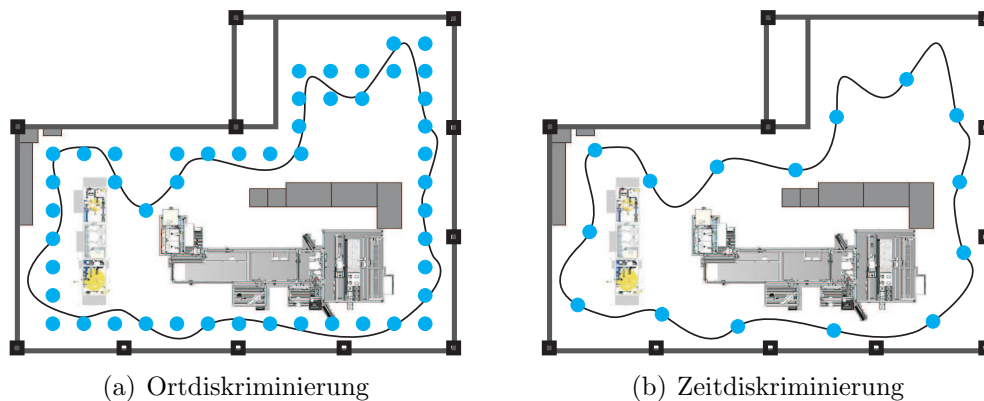


Abbildung 5.17: Beispielhafte Ort- und Zeitdiskriminierung für eine gemessene Sendertrajektorie.

sierung besonders schnell bewegter Handsender ein. Die Wahl des Punktabstandes hat sich dabei als wichtigste Variable erwiesen. Vorteilhaft ist ein Abstand, der maximal so groß ist wie der Radius des Unsicherheitsbereichs. Dies bestärkt den Eindruck, dass die Messungenaugigkeit des Systems mit der ortdiskriminierten Anzeige harmonisiert.

Zeitdiskriminierung

In Abbildung 5.17(b) ist eine Zeitdiskriminierung dargestellt. Die Ortinformation wird fein aufgelöst und die Messung erfolgt weiterhin mit hoher Messrate, damit die Filter und das Bewegungsmodell korrekte Werte liefern. Die Visualisierung des Ortes erfolgt jedoch nur nach dem Ablauf eines vorbestimmten Zeitintervalls. Angezeigt wird der Wert, der bei Ablauf dieses Intervalls vorliegt.

Versuche mit Benutzern haben gezeigt, dass die Akzeptanz der Zeitdiskriminierung stark von dem gewählten Zeitintervall abhängt. Der technisch nicht versierte Nutzer setzt die Visualisierungsrate mit der Messrate gleich und zweifelt an der Leistungsfähigkeit des Systems. Ein Zeitintervall von maximal 200 ms scheint vorteilhaft zu sein, größere Werte führen zu Desorientierung bei schnellen Bewegungen, da ein Durchqueren des Raumes dann nur noch durch sehr wenige Punkte dargestellt wird, die von dem Benutzer nicht mehr als zusammengehörig wahrgenommen werden. Die Ortdiskriminierung ist der Zeitdiskriminierung daher vorzuziehen. Eine Ausnahme bildet die geschwindigkeitsabhängige Zeitdiskriminierung, die eine Ortdiskriminierung in Bewegungsrichtung darstellt.

5.6.2 Auswertung mit Matlab

Neben der Visualisierung der Daten ist auch eine eingehende Analyse der aufgezeichneten Daten unumgänglich. Dazu wurde eine MATLAB-kompatible Schnittstelle implementiert, die für jede Messung einen Zeitstempel und zahlreiche Mess- sowie Schätzgrößen in eine Datei schreibt. Dies erlaubt das nachträgliche Durchrechnen einer Messung mit verändertem Algorithmus, ebenso wie die Extraktion von Genauigkeitsangaben. Die meisten in dieser Arbeit vorgestellten Genauigkeitsangaben des realisierten Demonstrationssystems wurden unter Zuhilfenahme dieser Schnittstelle protokolliert.

6 Simulationen und Messungen

Das in Kapitel 5 beschriebene Demonstrationssystem wurde während der Entwicklung häufig für Messungen eingesetzt. Kapitel 6.1 zeigt Simulationen zur Bewertung des Einflusses unterschiedlicher Fehlergrößen, die anhand von Messungen in unterschiedlichen Umgebungen in Kapitel 6.2 verifiziert wurden.

6.1 Simulatorische Fehlerabschätzung

6.1.1 Simulationsmodell

Die Fehlerabschätzung wird durch Simulationen unterstützt. Ein mit MATLAB/Simulink erstelltes Simulationsmodell ist in Abbildung 6.1 zu sehen. Es ist geeignet, ein einzelnes Signal eines Senders in einem Empfänger darzustellen. Ein ohne Fehler generiertes MSK-moduliertes Signal wird einmal durch realistische Effekte im Sender, Kanal und Empfänger modifiziert, und ein zweites Mal unverändert ausgegeben. Das Modell wird von einem Matlabskript für jeden Sender, jeden Empfänger und jeden Hop des Hoppingschemas konfiguriert und aufgerufen. Das Skript unterstützt die Sender- und Empfängeranordnung in den Abbildungen 3.1 und 3.2.

Der Signalgenerator des Simulationsmodells ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Die Parameter der Modulation entsprechen dem aufgebauten Demonstratorsystem gemäß Kapitel 5. Das Signal wird mit dem Faktor 25 überabgetastet generiert und anschließend um 32 dezimiert, um den gebrochen rationalen Wert von $3,125$ Abtastpunkten pro DSSS-Chip zu generie-

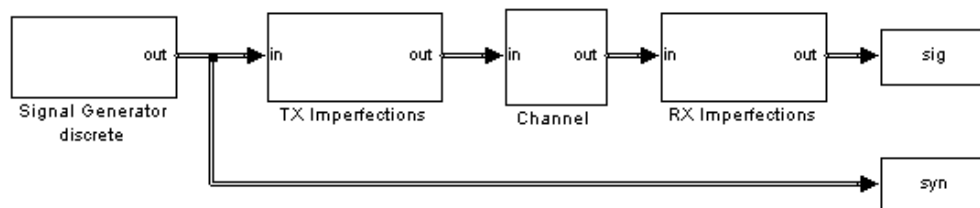


Abbildung 6.1: Simulationsmodell, erstellt mit MATLAB/Simulink.

6 Simulationen und Messungen

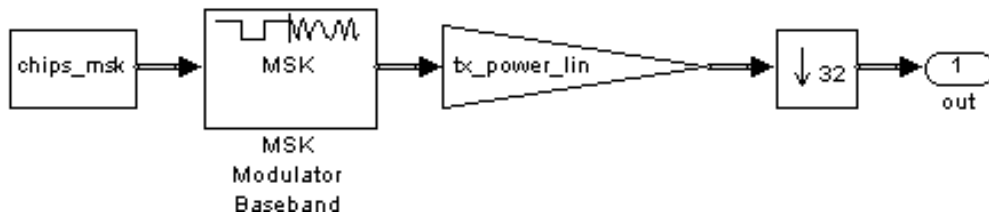


Abbildung 6.2: MSK-Signalgenerator mit Oversampling im Modulator und anschließender Dezimation.

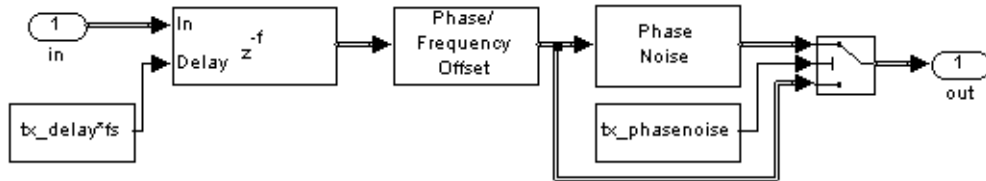


Abbildung 6.3: Realistische Sendereffekte.

ren. Dieses Submodul erlaubt außerdem die Einstellung der Sendeleistung.

Die Modellierung der realistischen Effekte im Sender sind in Abbildung 6.3 zu sehen. Der erste Block bildet eine Verzögerungsleitung mit gebrochen rationaler Verzögerung. Ein konstanter Phasen- und Frequenzversatz kann ebenso konfiguriert werden wie das Phasenrauschen des Senders. Oszillatorfehler können als Kombination aus Verzögerung, Phasen- und Frequenzversatz modelliert werden.

Die Kanaleigenschaften sind in Abbildung 6.4 dargestellt. Die Signalausbreitung im Freiraum wird gebildet aus einer gebrochen rationalen Verzögerungsleitung, einem Phasenversatz und einer Freiraumdämpfung. Diese drei Blöcke haben den Abstand zwischen Sender und Empfänger und die Signalmittelfrequenz als Parameter. Ein Mehrweg mit parametrierbarem Abstand und Leistung, jeweils relativ zum Hauptpfad, wird additiv hinzugefügt. Eine Dopplerverschiebung kann als Frequenzversatz eingestellt werden.

Die Empfängereigenschaften sind in Abbildung 6.5 dargestellt. Der Emp-

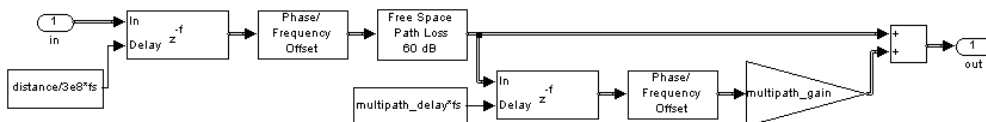


Abbildung 6.4: Realistische Kanaleffekte mit einem Mehrweg.

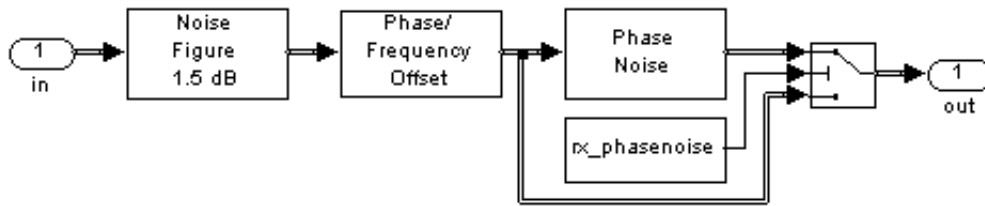


Abbildung 6.5: Realistische Empfängereffekte.

fänger weist eine Rauschzahl auf, die in dB parametrieren werden kann. Zur Darstellung von Oszillatorfehlern kann ein Phasen- und Frequenzversatz eingestellt werden. Das Phasenrauschen im Empfänger ist getrennt vom Sender konfigurierbar.

Die zur Darstellung der Modulation und der realistischen Effekte verwendeten Blöcke entstammen den Signal Processing und Communications Blocksets von Mathworks und wurden vorab in Einzelbetrachtungen verifiziert. Die Rauschquellen in dem Modell sind unkorreliert. Nicht durch die Simulation abgedeckt sind Oszillatorjitter bei der Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandlung sowie diffuse Mehrwegeausbreitung. Das Simulationsmodell wird von einem Matlabskript aufgerufen, das für jedes Signal die einzelnen Parameter Zeit-, Frequenz- und Phasenversatz schätzt und anschließend den Abstand zwischen beiden Sendern gemäß Abbildung 5.13, getrennt nach Laufzeit- und Phasendifferenz, berechnet.

Zur Visualisierung des Einflusses einzelner Parameter auf das Messergebnis wird für die Phasen- und Zeitmessung die Differenz aus der gemessenen Laufzeitdifferenz τ_0 und der erwarteten Distanz d_0 gebildet und über dem Simulationsparameter aufgetragen:

$$\epsilon_\varphi = \frac{1}{2}\tau_{0,\varphi}c_0 - d_0 \quad \wedge \quad \epsilon_n = \frac{1}{2}\tau_{0,n}c_0 - d_0. \quad (6.1)$$

6.1.2 Additives, weißes Rauschen

In jedem elektronischen und signalverarbeitenden System gibt es mehrere Rauschquellen, die begrenzend auf die Genauigkeit des Systems einwirken. Dazu zählen das thermische Rauschen und das Phasenrauschen in analogen Bauelementen – aktiven wie passiven – und das Quantisierungsrauschen in der digitalen Signalverarbeitung. Zur Trennung der Einflüsse dieser Rauscharten werden Simulationen durchgeführt, bei denen jeweils nur eine Rauschquelle aktiv ist.

6 Simulationen und Messungen

$[T, R]$	$r_0^{[T,R]}$	$A^{[T,R]}$
$[T_1, R_1]$	2,5 m	48,1 dB
$[T_1, R_2]$	7,5 m	57,7 dB
$[T_2, R_1]$	7,5 m	57,7 dB
$[T_2, R_2]$	2,5 m	48,1 dB

Tabelle 6.1: Teilnehmerabstände und resultierende Freiraumdämpfungen für die Simulation mit AWGN.

Das thermische Rauschen in den Bauteilen des Senders und des Empfängers ist mittelwertfrei und weist eine konstante Rauschleistungsdichte über eine große Bandbreite auf. Das Gesamtrauschen ist dabei die Summe einer sehr großen Zahl von unkorrelierten Rauschquellen im Sender und Empfänger. Aus diesem Grund wird thermisches Rauschen meist als additives, normalverteiltes Rauschen (additive white Gaussian noise, AWGN) im Empfänger modelliert [191].

Für die Simulation des Einflusses von AWGN auf den Fehler bei der Entfernungsbestimmung wird die Sendeleistung von -45 dBm bis -24 dBm in Schritten von 3 dBm variiert. Die Entfernungen der Sender und Empfänger gemäß Abbildung 3.2 sind Tabelle 6.1 zu entnehmen. Daraus ergibt sich auch die Freiraumdämpfung der Signale auf der Luftschnittstelle bei einer mittleren Frequenz von $f_m = 2440$ MHz, die sich wie folgt in dB errechnet:

$$A^{[T,R]} = 20 \log_{10} \frac{4\pi r_0^{[T,R]} f_m}{c_0}. \quad (6.2)$$

Die Teilnehmer weisen keine Relativgeschwindigkeit zueinander auf.

Das thermische Rauschen wird im Empfänger als mittelwertfreies, normalverteiltes Rauschen, unkorreliert zwischen Real- und Imaginärteil des Signals, modelliert. Dazu wird dem Empfänger die Rauschzahl 10 dB bei einer Abtastrate von 6,25 MHz zugewiesen. Weitere Rausch- und Fehlerquellen sind nicht vorhanden.

Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 6.6 dargestellt, getrennt nach Phasen- und Zeitmessungen. Aufgetragen ist die Statistik des absoluten Fehlers ϵ_φ und ϵ_n über jeweils 200 Simulationsdurchläufe mit zwischen den Durchgängen unkorreliertem Rauschen. Der Einfluss thermischen Rauschens ist mittelwertfrei und zeigt einen ähnlichen Verlauf für Phasen- und Zeitmessungen über der Sendeleistung. Der Fehler ist bei Zeitmessungen jedoch zwischen 18 und 23 mal größer als bei Phasenmessungen.

Bereits ab einer Sendeleistung von -45 dBm ist die Standardabweichung

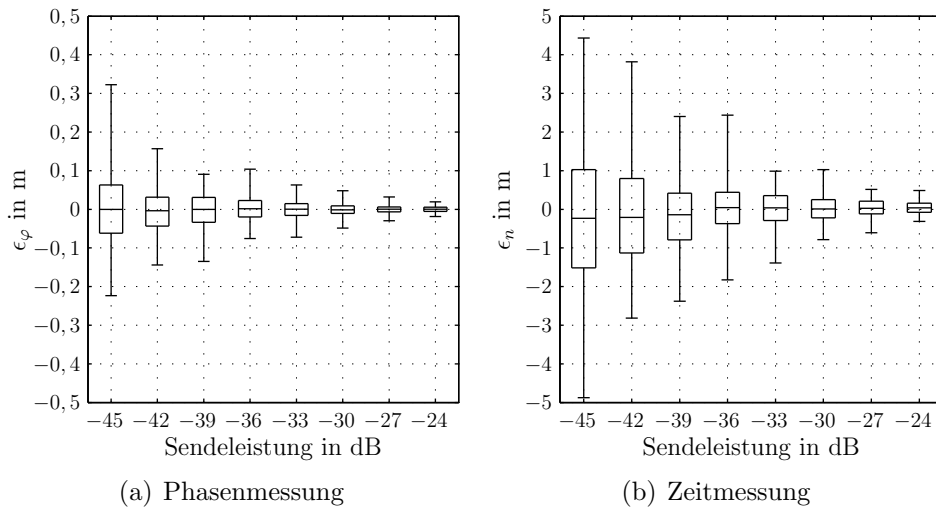


Abbildung 6.6: Simulationsergebnis mit AWGN. Die mittlere horizontale Linie zeigt den Median an, die Rechtecke die 25%- und 75%-Perzentile. Die äußeren horizontalen Linien zeigen die Minimal- und Maximalwerte an.

des Fehlers bei Phasenmessungen kleiner als 0,1 m, der Maximalwert des Fehlers ab -33 dBm. Für eine angenommene tatsächliche Sendeleistung von 0 dBm ergibt sich daraus nach (6.2) ein möglicher Abstand zwischen T_1 und R_2 von 1335 m und zwischen T_2 und R_1 von 335 m zur Erreichung der beiden Grenzwerte.

Um die Verteilungsdichtefunktion des Rauscheintrags auf den Fehler bei der Abstandsdifferenzmessung abschätzen zu können, wurden zudem 2000 Messungen mit unkorreliertem thermischen Rauschen und einer konstanten Sendeleistung von -45 dBm simuliert. Die Histogramme der absoluten Fehler, getrennt nach Phasen- und Zeitmessungen, sind in Abbildung 6.7 dargestellt.

Die Mittel- bzw. Erwartungswerte μ , $\mu = E(\epsilon)$, und Standardabweichungen σ der Messreihen, $\sigma = \sqrt{\text{Var}(\epsilon)}$, finden sich in Tabelle 6.2. Die Normalverteilungen $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ beider Messgrößen sind als Kurven auf den Histogrammen in Abbildung 6.7 eingezeichnet. Die gute Übereinstimmung der Verteilungsfunktion von ϵ_φ und ϵ_n mit der Normalverteilung bestätigt auch der χ^2 -Test gegen eine Normalverteilung auf einem Signifikanzniveau von 5%. Die Nullhypothese H_0 kann für beide Messgrößen nicht zurückgewiesen werden. Die Wahrscheinlichkeit p , dass die in Tabelle 6.2 aufgeführten Normalverteilungen zutreffen beträgt 92,9% für Phasen- und 21,1% für

6 Simulationen und Messungen

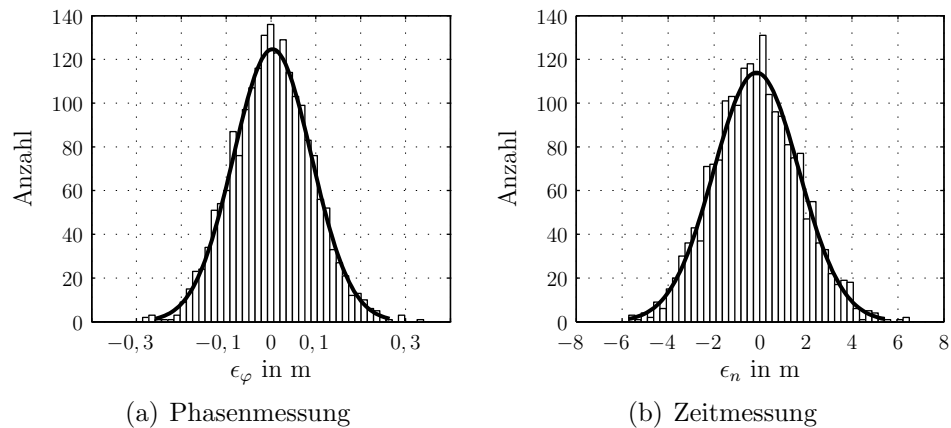


Abbildung 6.7: Fehlerhistogramme bei AWGN mit eingezeichneten Verteilungsdichtefunktionen passender Normalverteilungen.

Messgröße	$E(\epsilon)$	$\sqrt{\text{Var}(\epsilon)}$	p
Phasemessungen	0,0033 m	0,087 m	92,9%
Zeitmessungen	-0,158 m	1,857 m	21,1%

Tabelle 6.2: Mittelwerte und Standardabweichungen passender Normalverteilungen bei Simulation mit AWGN.

Zeitmessungen. Das normalverteilte, thermische Rauschen bewirkt normalverteilte Fehler auf den Schätzgrößen. Der Einfluss thermischen Rauschens auf das Schätzergebnis kann also durch Mittelung einer großen Zahl von Messungen reduziert werden.

Die empirischen, kumulativen Verteilungsfunktionen (cumulative distribution function, CDF) der Fehlerbeträge $|\epsilon_\varphi|$ und $|\epsilon_n|$ sind in Abbildung 6.8 dargestellt. Der Fehlerbetrag bei Zeitmessungen ist bei Simulationen mit einer Sendeleistung von -45 dBm in etwa um den Faktor 21 höher als bei Phasemessungen.

6.1.3 Phasenrauschen

Neben dem in Kapitel 6.1.2 besprochenen thermischen Rauschen fügt jeder Oszillator in den Sendern und Empfängern Phasenrauschen hinzu. Dieses Rauschen beeinflusst nicht die Amplitude, sondern die Momentanphase des Signals, beispielsweise des Lokaloszillators. Jeder Fundamentalszillator weist Phasenrauschen auf, ebenso wie jeder zur Frequenzstabilisierung

6.1 Simulatorische Fehlerabschätzung

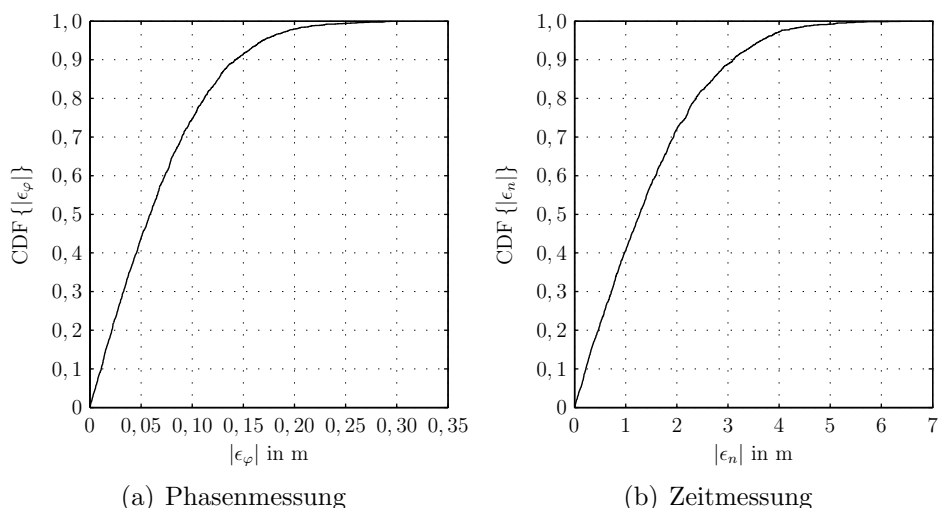


Abbildung 6.8: Empirische, kumulative Verteilungsfunktionen der Fehlerbeträge bei Simulation mit AWGN.

eingesetzte Phasenregelkreis (phase-locked loop, PLL). Angegeben wird das Phasenrauschen als Leistungsdichte in einem 1 Hz breiten Band, bezogen auf die Trägerleistung; die Einheit ist dBc/Hz. Das Phasenrauschen eines Fundamentalsoszillators fällt nach dem Leeson-Modell trägernah mit $1/f^3$ ab und geht in eine $1/f^2$ -Verteilung über, bis es vom thermischen Rauschen überdeckt wird [192]. Durch die Rückkopplung in einem Phasenregelkreis wird das Phasenrauschen innerhalb der Bandbreite des Schleifenfilters stark unterdrückt, indem die Phase des spannungsgeregelten Oszillators (voltage controlled oscillator, VCO) kontinuierlich mit der eines Referenzoszillators niedrigerer Frequenz verglichen wird [193]. Alle hier vorkommenden Rauscharten können modelliert werden, jedoch steht in der Communications Toolbox von Mathworks nur ein $1/f$ -verteiltes Phasenrauschen als Rauschquelle zur Verfügung, weshalb dieses verwendet wird [194].

Zur realitätsnahen Simulation des Einflusses von Phasenrauschprozessen auf die Messgenauigkeit des Systems wird das modulierte Signalspektrum im Sender mit einem Phasenrauschspektrum gefaltet, wobei die Einhüllende der Amplitude konstant gehalten wird. Die Leistungsdichte wird mit $P_{dB}(f) = 20 \log_{10}(1 \text{ Hz}/f) + P_{0,dB}$ modelliert, wobei ein Punkt $(f_x|P_{x,dB})$ der Kurve fest vorgegeben werden muss, wodurch $P_{0,dB}$ bestimmt werden kann:

$$P_{0,dB} = P_{x,dB} - 20 \log_{10} \frac{1 \text{ Hz}}{f_x}. \quad (6.3)$$

Die Erzeugung und Faltung des Spektrums geschieht für 400 Punkte bei einer Abtastrate von $f_s = 6,25$ MHz, was zu einer Frequenzauflösung von 15,625 kHz führt. Als Frequenzoffset wird $f_x = 1$ kHz mit einer maximalen Rauschleistungsdichte von $P_{x,\text{dB}} = -60$ dBc/Hz festgelegt.

Die geometrische Anordnung der Sender und Empfänger wurde wie bei der Simulation des thermischen Rauschens in Kapitel 6.1.2 gewählt. Das thermische Rauschen, Frequenz- und Phasenoffsets wurden während der Simulation zu Null angenommen. Auch Teilnehmerbewegung und Mehrwege wurden nicht simuliert. Das Phasenrauschen wurde mit gleicher Leistungsdichte in allen Sendern und Empfängern modelliert. Dabei wurde jedoch darauf geachtet, dass die Rauschwerte zwischen allen Teilnehmern unkorreliert sind. Die Initialisierung der Zufallszahlengeneratoren wird vor jeder Simulation mit einem ebenfalls zufälligen Wert durchgeführt, um eine Korrelation zwischen aufeinanderfolgenden Simulationsdurchläufen zu vermeiden. Simuliert wurden 200 Messungen pro Phasenrauschleistungsdichte.

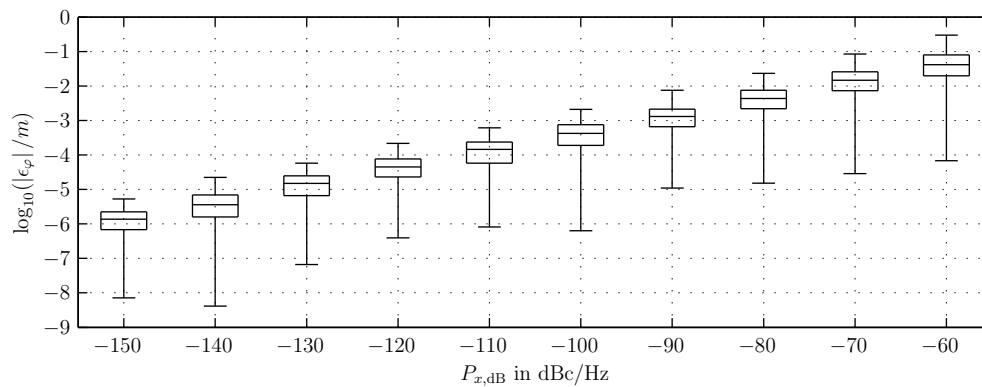
Die Auswertung der simulierten Messfehler ist in Abbildung 6.9 dargestellt. Der Messfehler ist logarithmiert aufgetragen, um den starken Abfall angemessen visualisieren zu können. Sowohl die Zeit- als auch die Phasenmessungen zeigen einen linearen Zusammenhang zwischen der Phasenrauschleistungsdichte und der Standardabweichung des Messfehlers. Dabei zeigen die Zeitmessungen einen um 5 bis 9 größeren Mittelwert des Fehlers als die Phasenmessungen.

6.1.4 Mehrwegeausbreitung

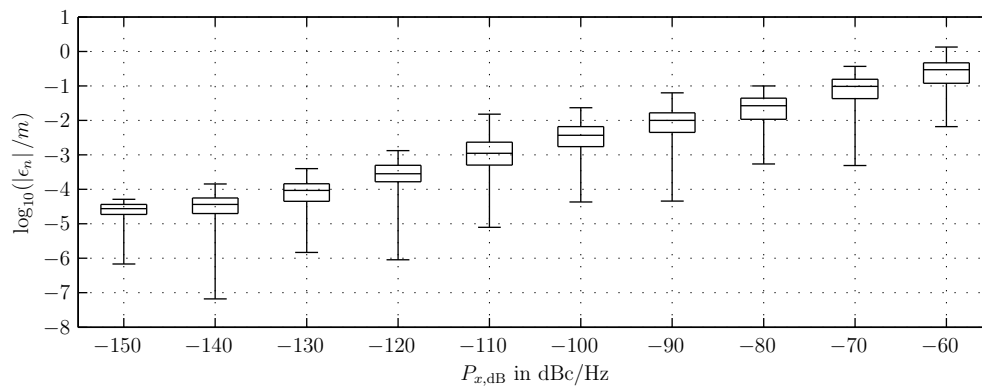
Neben Rauscheinflüssen ist vor allem die Robustheit gegen Mehrwegeausbreitung eine wichtige Eigenschaft von Funkortungssystemen, die in Umgebungen mit vielen Reflektoren eingesetzt werden. Dazu gehören insbesondere Industrieumgebungen mit zahlreichen ortsfesten und beweglichen Maschinen, Regalen und Menschen. Wie in Kapitel 3.4.3 dargelegt, ist die Auflösungsfähigkeit des Messsystems bei Phasenmessungen bestimmt durch die eingeschlossene Bandbreite zwischen der niedrigsten und höchsten Signalmittelfrequenz. Für Laufzeitmessungen gilt dagegen, dass das Auflösungsvermögen von der Signalbandbreite eines einzelnen Signals festgelegt wird, ungeachtet der Zahl der verwendeten Kanäle. Es wird erwartet, dass sich diese Behauptung auch in den Simulationsergebnissen widerspiegelt.

Die geometrische Anordnung der Sender und Empfänger ist in Abbildung 6.10 dargestellt. Während beide Empfänger R_1 und R_2 sowie der Referenzsender T_2 ortsfest sind, wird der Mobilsender T_1 in Schritten von 2,5 cm

6.1 Simulatorische Fehlerabschätzung



(a) Phasenmessung



(b) Zeitmessung

Abbildung 6.9: Simulation des Einflusses von Phasenrauschen.

6 Simulationen und Messungen

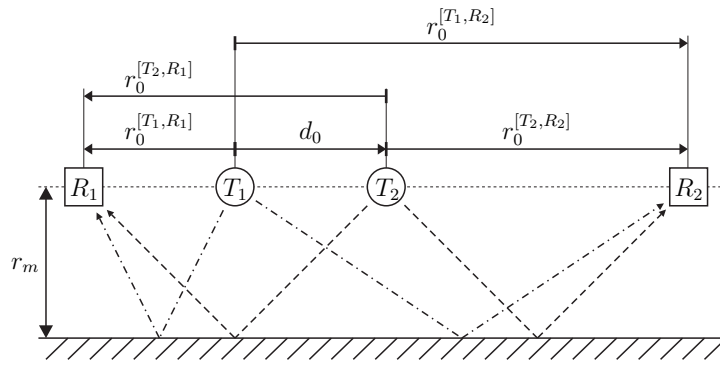


Abbildung 6.10: Simulationsmodell mit Mehrweg.

zwischen R_1 und T_2 bewegt. Daraus resultieren 199 Simulationsdurchläufe. Für jeden Durchlauf wird der Abstand der virtuellen Wand r_m in Schritten von 20 cm bis 25 m variiert. Weitere Fehlereinflüsse wie thermisches Rauschen, Phasenrauschen oder Teilnehmerbewegung existieren nicht. Es werden alle 16 Kanäle zur Simulation herangezogen, woraus nach (3.54) eine Bandbreite von $B_\varphi = 80$ MHz resultiert. Die Signalbandbreite beträgt dagegen nur etwa $B_n = 2$ MHz. Die Signalausbreitung wird auf den gestrichelten und gepunkteten Strecken simuliert und berücksichtigt einen Zeit- und Phasenversatz. Der Mehrweg ist stets 10 dB schwächer als der Direktpfad, unabhängig von der Pfadlänge.

Um die Abstandsfehler ϵ_φ und ϵ_n aussagekräftig darstellen zu können, wird die Quadratwurzel der mittleren quadratischen Abweichung (root mean square error, RMSE) über alle $I = 199$ Messungen eines Durchlaufs gebildet:

$$\bar{\epsilon}_\varphi(r_m) = \sqrt{\frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \epsilon_{\varphi,i}^2(r_m)} \quad \wedge \quad \bar{\epsilon}_n(r_m) = \sqrt{\frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \epsilon_{n,i}^2(r_m)}. \quad (6.4)$$

Diese Vorgehensweise ist üblich zur Beurteilung des Fehlers eines Ortungssystems. Große Fehler gehen wesentlich stärker in den RMSE ein als kleine Fehler, wodurch große Ausreißer den RMSE maßgeblich bestimmen können.

Die RMSE für die Phasen- und Zeitmessungen sind in Abbildung 6.11 im Vergleich dargestellt. Während die Zeitmessungen für Wandabstände kleiner 4,3 m etwas kleinere mittlere Fehler produzieren, sind Phasenmessungen ab diesem Abstand deutlich überlegen mit einem Fehler von nahezu konstant 3 cm. Zeitmessungen dagegen zeigen sehr große RMSE

6.1 Simulatorische Fehlerabschätzung

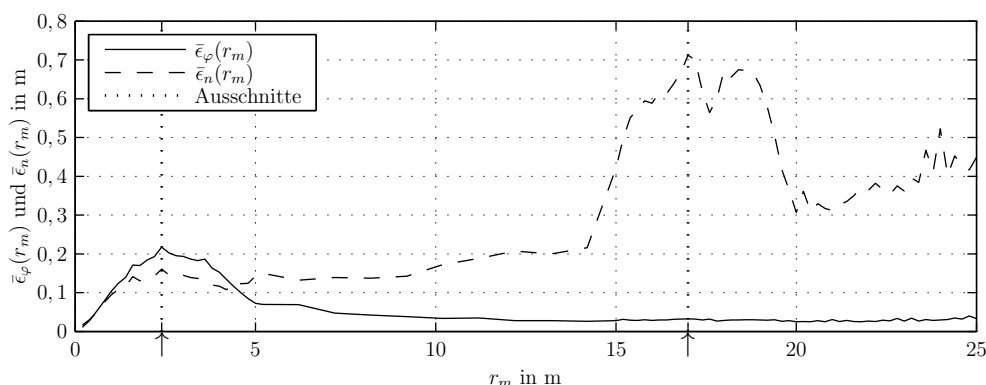


Abbildung 6.11: Simulationsergebnis eines Mehrweges über eine Wand im Abstand r_m .

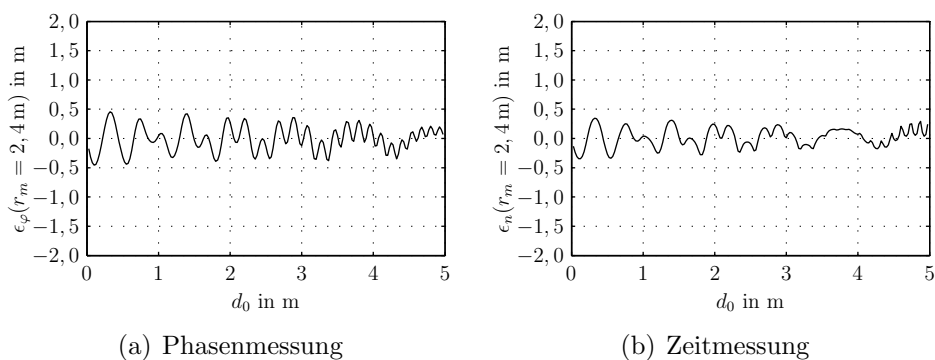


Abbildung 6.12: Simulation eines Mehrweges mit $r_m = 2,4$ m.

bis zu 70 cm. Abbildung 6.12 zeigt die Einzelfehler bei einem Wandabstand $r_m = 2,4$ m. Die Korrelation zwischen den dargestellten Kurven der Phasen- und Zeitmessungen ist sehr hoch und die stärkere Oszillation des Fehlers der Phasenmessungen führt dazu, dass die Zeitmessung einen kleineren RMSE aufweist. Für kurze Mehrwege, die unterhalb der Auflösung der Phasenmessungen liegen, ist somit kein Vorteil der Phasenmessungen gegenüber der Zeitmessungen gegeben. Erst bei Mehrwegen oberhalb des Auflösungsvermögens zeigt sich ein deutlicher Vorteil der Phasenmessungen, wie in Abbildung 6.13 dargestellt ist. Die Korrelation der beiden Kurven ist sehr gering und die Zeitmessungen zeigen Einzelfehler bis zu 2 m.

Die dargestellten Ergebnisse zeigen, dass die Verbesserung der Robustheit gegen Mehrwegeausbreitung durch Phasenmessungen bei unterschiedlichen Signalmittelfrequenzen und durch die kohärente Kombination der

6 Simulationen und Messungen

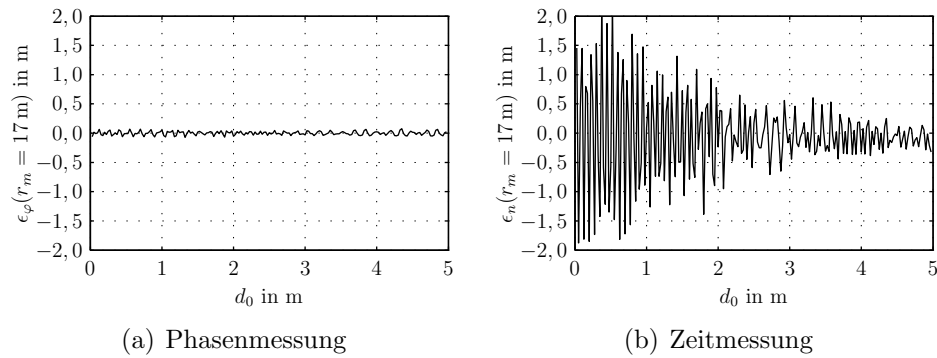


Abbildung 6.13: Simulation eines Mehrweges mit $r_m = 17$ m.

Signalphasen gegeben ist. Nur bei sehr kurzen Mehrwegen ist der Vorteil nicht vorhanden, was die Wahl eines Lokalisierungssystems von der zu erwartenden Messumgebung abhängig machen sollte.

6.1.5 Einfluss der Bandbreite

Kapitel 6.1.4 demonstriert das verbesserte Auflösungsvermögen von Mehrwegen bei der kohärenten Kombination der Signalphasen im Vergleich zu den reinen Zeitmessungen. Dabei ist die insgesamt eingeschlossene Bandbreite B_φ nach Kapitel 3.4.3 umgekehrt proportional zum Auflösungsvermögen ΔR . Die Mehrwegesimulation wurde daher für $C = 4$ und 8 Kanäle wiederholt, wobei der Kanalabstand mit $\Delta f_R = 5$ MHz konstant gehalten wurde. Daraus resultieren die eingeschlossenen Bandbreiten der Phasenmessungen von $B_{\varphi,4} = 20$ MHz und $B_{\varphi,8} = 40$ MHz nach (3.54). Verglichen werden die Simulationsergebnisse mit denen der eingeschlossenen Bandbreite von 16 Kanälen, $B_{\varphi,16} = 80$ MHz. Bei allen Simulationen bleibt die Signalbandbreite konstant bei etwa $B_n = 2$ MHz.

Der Vergleich der RMSE nach (6.4) bei Phasenmessungen ist in Abbildung 6.14 dargestellt. Mit sinkender Bandbreite B_φ steigen sowohl der Betrag als auch der Wandabstand des maximalen Fehlers an. Für 4 Kanäle ist außerdem zu erkennen, dass der Fehler nach dem Erreichen eines lokalen Minimums nicht mehr annähernd konstant bleibt, sondern weiterhin mit großer Amplitude oszilliert.

Für Zeitmessungen sind die RMSE in Abbildung 6.15 über dem Wandabstand aufgetragen. Für kurze Mehrwege zeigt sich ein ähnliches Bild wie bei den Phasenmessungen und auch für eine kleinere Kanalzahl sind Zeitmessungen dort leicht überlegen. Für längere Mehrwege dagegen wach-

6.1 Simulatorische Fehlerabschätzung

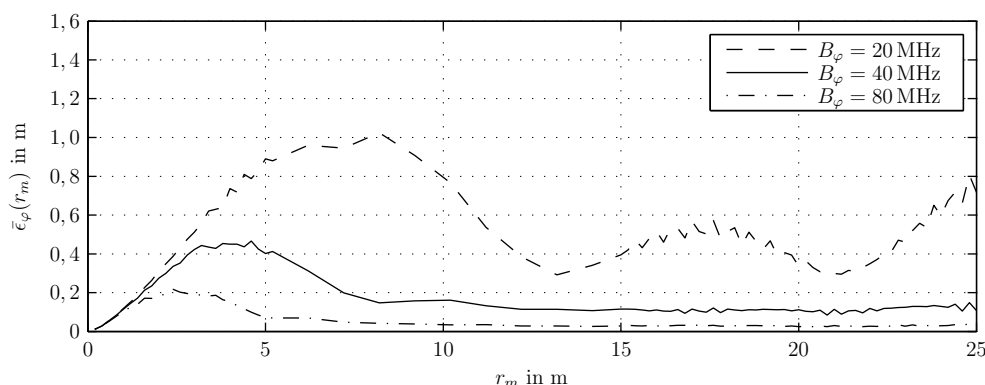


Abbildung 6.14: Simulationsergebnis eines Mehrweges mit unterschiedlichen Bandbreiten für Phasenmessungen.

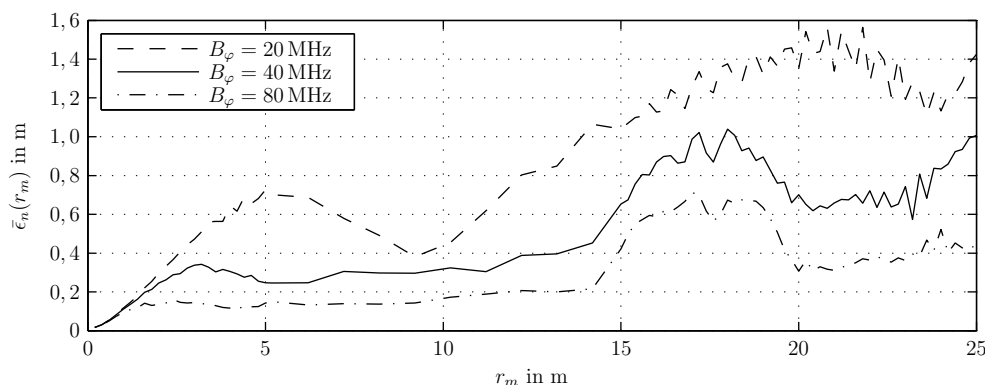


Abbildung 6.15: Simulationsergebnis eines Mehrweges mit unterschiedlichen Bandbreiten für Zeitmessungen.

sen die Fehler schnell an und auch hier verhält sich der maximale Fehler umgekehrt proportional zur Kanalzahl.

Der Einfluss der eingeschlossenen Bandbreite auf das Auflösungsvermögen lässt sich gut anhand der Systemimpulsantwort $\Phi[k]$ visualisieren. Abbildung 6.16 zeigt die normierten Systemimpulsantworten bei einem Wandabstand von $r_m = 6,2$ m und dem Senderabstand $d_0 = 4,325$ m. Für $B_\varphi = 80$ MHz ist rechts neben dem globalen Maximum ein ausgeprägtes lokales Maximum zu sehen, das von den Mehrwegen gebildet wird. Für geringere Kanalzahlen verschmelzen diese Maxima zu einem globalen Maximum mit steigendem Entfernungsfehler. Die 3 dB-Breite der Maxima wächst zudem mit sinkender Kanalzahl an und repräsentiert das Auflösungsvermögen ΔR des Systems.

6 Simulationen und Messungen

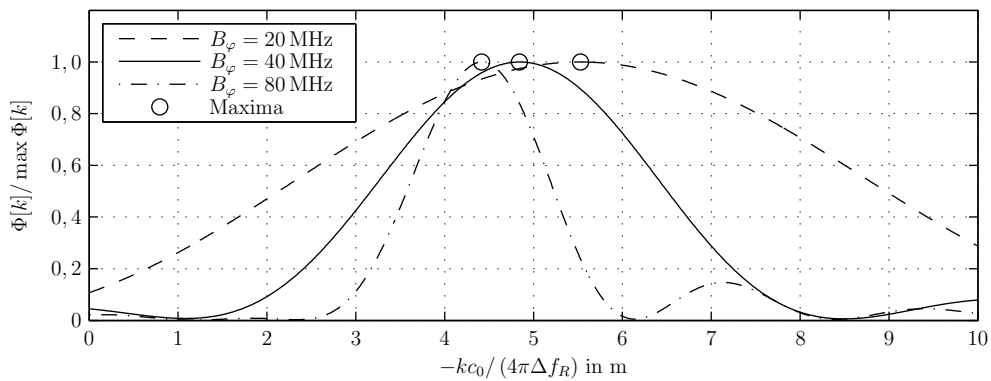


Abbildung 6.16: Simulation eines Mehrweges mit unterschiedlichen Bandbreiten. Dargestellt sind die Systemimpulsantworten $\Phi[k]$.

6.1.6 Teilnehmerbewegung

Bereits in Kapitel 3.3.1 wurde auf den geschwindigkeitsabhängigen Fehler durch Relativbewegung zwischen einem Sender und einem Empfänger eingegangen. Wie jedoch in Kapitel 3.1 eingangs erläutert, wurde dabei nur die Radialkomponente der Geschwindigkeit modelliert, die Tangentialkomponente jedoch nicht. Die Radialkomponente hat nur einen sehr kleinen Einfluss auf den Messfehler, wie in Abbildung 3.6 dargestellt ist. Die Tangentialkomponente kann dagegen einen weitaus größeren Fehler produzieren, wenn die Geschwindigkeit in Relation zur Dauer des Hoppingschemas groß ist. Aufgrund der großen Abhängigkeit von einem Bewegungsmodell wurde darauf in der Herleitung des Signalmodells in Kapitel 3.2 verzichtet. Die Teilnehmeranordnung in Abbildung 6.17 wird verwendet, um diesen Fehler stattdessen in einer Simulation abzuschätzen. Die Empfänger R_1 und R_2 sowie der Referenzsender T_2 sind fest angeordnet, der Mobilsender T_1 bewegt sich auf einer Kreisbahn mit Radius $r = 2,5$ m um T_2 . Die Abstände zwischen den übrigen Teilnehmern betragen $r_0^{[T_2, R_1]} = r_0^{[T_2, R_2]} = 5$ m. Der Betrag der Geschwindigkeit von T_1 wird von $v = |\vec{v}| = 1$ m/s bis 10 m/s in 10 Durchläufen mit der Schrittweite 1 m/s simuliert. Während eines Durchlaufs ist der Betrag der Geschwindigkeit konstant.

Für jede Geschwindigkeit v werden 360 Simulationen durchgeführt, so dass der Winkel α den gesamten Kreis mit einer Schrittweite von 1° abgedeckt. Der Winkel α ist dabei so definiert, dass er die Position von T_1 bezogen auf die Hoppingschemamitte angibt. Für jedes Signal p innerhalb

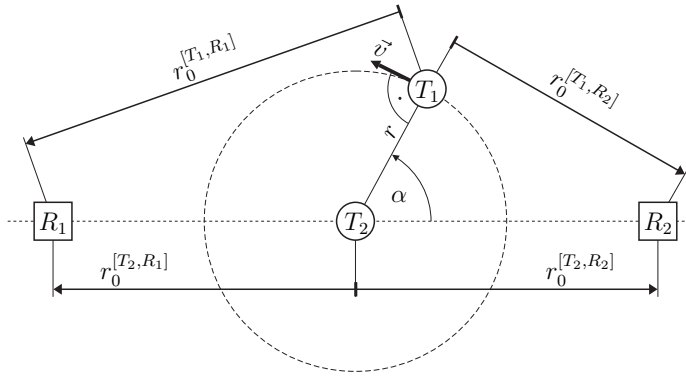


Abbildung 6.17: Simulationsmodell mit Senderbewegung.

des Hoppingschemas werden die Abstände neu berechnet,

$$r_0^{[T_1,R_1]}(p) = \sqrt{\left(r_0^{[T_2,R_1]} + r \cos \alpha_p\right)^2 + \left(r \sin \alpha_p\right)^2}, \quad (6.5)$$

$$r_0^{[T_1,R_2]}(p) = \sqrt{\left(r_0^{[T_2,R_2]} - r \cos \alpha_p\right)^2 + \left(r \sin \alpha_p\right)^2}, \quad (6.6)$$

und die Simulation durchgeführt. Dabei gilt:

$$\alpha_p = \alpha + \omega T \left(P - \frac{P-1}{2} + p \right), \quad (6.7)$$

mit der Winkelgeschwindigkeit $\omega = v/r$ und der Zeitspanne zwischen der Aussendung zweier Signale $T = N \cdot f_{SI}$. Es werden keine weiteren Fehleinflüsse wie thermisches Rauschen, Phasenrauschen oder Mehrwege betrachtet. Die Bandbreite beträgt $B_\varphi = 80$ MHz.

In Abbildung 6.18 sind die absoluten Fehler der Zeit- und Phasenmessungen über der Geschwindigkeit v und dem Winkel α aufgetragen. Bei beiden Messmodi ist der Fehler bei $\alpha = 90^\circ$ und 270° nahezu Null, da dort nur der sehr kleine Fehler aufgrund der Dopplerverschiebung bei Radialbewegung auftritt. Für $\alpha = 0^\circ$ und 180° ist der Betrag der Fehler maximal, da dort ausschließlich die Tangentialkomponente der Geschwindigkeit wirkt. Auffällig ist, dass der maximale Fehler bei Zeitmessungen $\epsilon_{n,max} = 22$ mm für alle v beträgt, während sich der maximale Fehler bei Phasenmessungen mit steigendem v stetig vergrößert und mit $\epsilon_{\varphi,max}(v) = 30$ mm für $v = 5$ m/s bereits größer ist als $\epsilon_{n,max}$.

Erklären lässt sich dieser Umstand mit der starken Abhängigkeit des Schätzergebnisses von den gemessenen Phasenwerten. Bei reiner Radialbewegung eines Senders relativ zu allen Empfängern wird zwar der Peak im

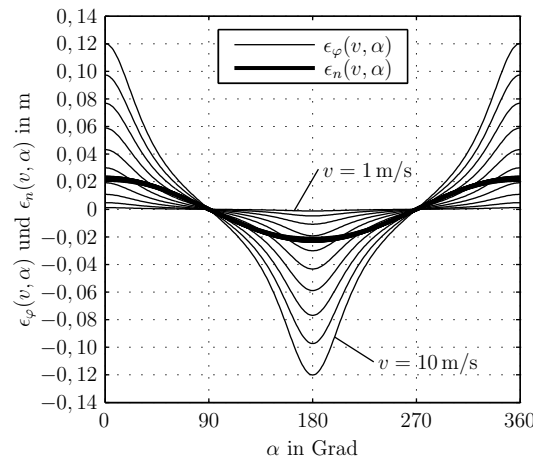


Abbildung 6.18: Absolute Fehler der Simulation mit Senderbewegung.

Spektrum geweitet, sein Maximum bleibt jedoch bei der gesuchten Laufzeitdifferenz erhalten. Eine Tangentialkomponente der Bewegung kann dagegen innerhalb des Hoppingschemas für ein An- und Absteigen einzelner Abstände r_0 sorgen und somit den Peak nicht nur aufweiten, sondern gleichzeitig auch verschieben. Bei Zeitmessungen hängt der Fehler nicht von der Geschwindigkeit v ab. Es handelt sich dort um einen Effekt, der, unabhängig von der Geschwindigkeit, nur von den vier Teilnehmerabständen $r_0^{[T_{1,2}, R_{1,2}]}$ zur Hoppingschemamitte abhängt.

Ins Gewicht fällt die starke Geschwindigkeitsabhängigkeit der Phasemessungen vor allem bei zweidimensionalen Szenarien mit schneller Bewegung und schnellen Richtungsänderungen einzelner Teilnehmer. Durch Reduzierung des Hopabstands T oder der Paketzahl des Hoppingschemas P kann die Auswirkung der Tangentialgeschwindigkeit begrenzt werden. Eine Reduzierung der Bandbreite B_φ ist dazu ebenfalls geeignet, reduziert jedoch gleichzeitig das Auflösungsvermögen von Mehrwegen.

6.1.7 Ungenauigkeit durch TDOA in der Ebene

Die Wahl des Messprinzips TDOA kann dazu führen, dass der absolute Fehler bei der Positionsbestimmung des Mobilsenders in der Ebene oder im Raum deutlich größer ist als Messfehler auf einzelnen Empfängerkombinationen. Abbildung 6.19 zeigt die Ausdehnung des Gebiets größter Aufenthaltswahrscheinlichkeit für einen Mobilsender an der Position (5|5) m und zwei Empfänger. Befindet sich der Mobilsender zwischen den beiden an

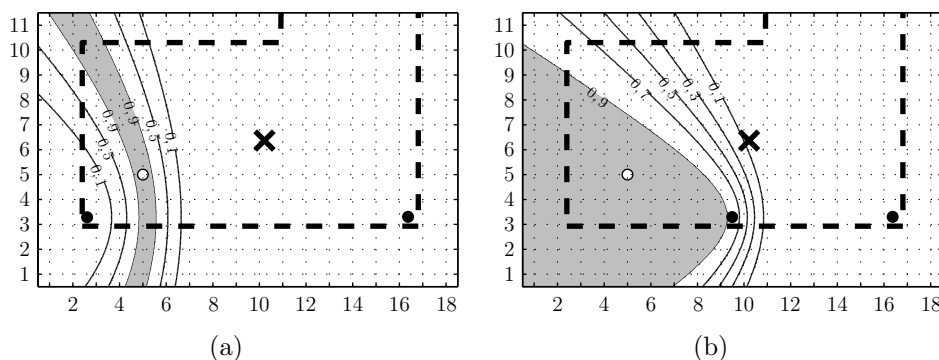


Abbildung 6.19: Aufenthaltswahrscheinlichkeit zwischen 0 und 1 bei zwei unterschiedlichen Empfängerkombinationen (a) und (b). Die fett gestrichelte Linie zeigt die Raumabmessungen. Die beteiligten Empfänger sind als ● eingezeichnet, der mobile Sender als ○. × zeigt den Aufenthaltsort des Referenzsenders. Das Gebiet mit einer Aufenthaltswahrscheinlichkeit $> 90\%$ ist grau eingefärbt.

der Messung beteiligten Empfängern, wie in Abbildung 6.19(a) dargestellt ist, so ist das Gebiet auf der Verbindungsachse beider Empfänger schmal und senkrecht dazu stark ausgedehnt. In Abbildung 6.19(b) befindet sich der Mobilsender außerhalb des Gebiets zwischen beiden Empfängern. Das Gebiet größter Aufenthaltswahrscheinlichkeit ist sehr groß und erlaubt nur Rückschlüsse auf die Raumphälfte, in der sich der Mobilsender befindet. Bei $E = 6$ Empfängern führt die Überlagerung aller $K = 15$ dieser Gebiete nach Gleichung (4.8) dazu, dass die endgültige Genauigkeit der Positionsbestimmung ortsabhängig ist.

Zur Quantifizierung dieser Abhängigkeit der Genauigkeit der Positionsbestimmung von der Mobilsenderposition wurden Simulationen an allen Punkten der Ebene durchgeführt, die in X- und Y-Richtung jeweils 5 cm entfernt sind. An jeder Mobilsenderposition wurden 100 komplette Messungen simuliert, wobei die einzelnen Zeitdifferenzmessungen aller K Empfängerkombinationen mit Rauschgrößen beaufschlagt wurden. Die Verteilung der K Zufallsvariablen entspricht jeweils einer Normalverteilung $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$, wobei für den Mittelwert μ und die Standardabweichung σ gilt:

$$\begin{aligned} -10^{-5} \text{ m} &\leq \mu \leq 10^{-5} \text{ m}, \\ (0, 1 - 10^{-5}) \text{ m} &\leq \sigma \leq (0, 1 + 10^{-5}) \text{ m}. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Zudem sind alle K Zufallsvariablen statistisch unabhängig. Auf diese Weise

ist gewährleistet, dass das Ergebnis nicht durch unbeabsichtigte Abhängigkeiten der Variablen oder durch große Abweichungen von der gewünschten Verteilungsfunktion verfälscht wird.

Abbildung 6.20 zeigt die resultierenden mittleren quadratischen Abweichungen (RMSE) in Metern für 4 und 6 Empfänger. Die Kombination der $K = 6$ bzw. 15 Empfängerkombinationen geschieht mit Hilfe des in Kapitel 4.3 vorgestellten Grid-Search-Verfahrens. Es ist zu erkennen, dass der längliche Raum mit 6 Empfängern gleichmäßiger und mit einem insgesamt kleineren Fehler abgedeckt werden kann als mit 4 Empfängern in den vier Raumecken. Innerhalb der von den Empfängern aufgespannten Fläche ergibt sich ein RMSE, der stets kleiner ist als die Standardabweichung von 10 cm auf den einzelnen Messungen. Die mathematische Verknüpfung der K Empfängerkombinationen gemäß Gleichung (4.8) führt dazu, dass Einzelfehler nicht mehr so stark ins Gewicht fallen, falls sie statistisch unabhängig sind. Erst außerhalb des Messraums ergeben sich deutlich größere Fehler von bis zu 40 cm im Abstand von 2 m.

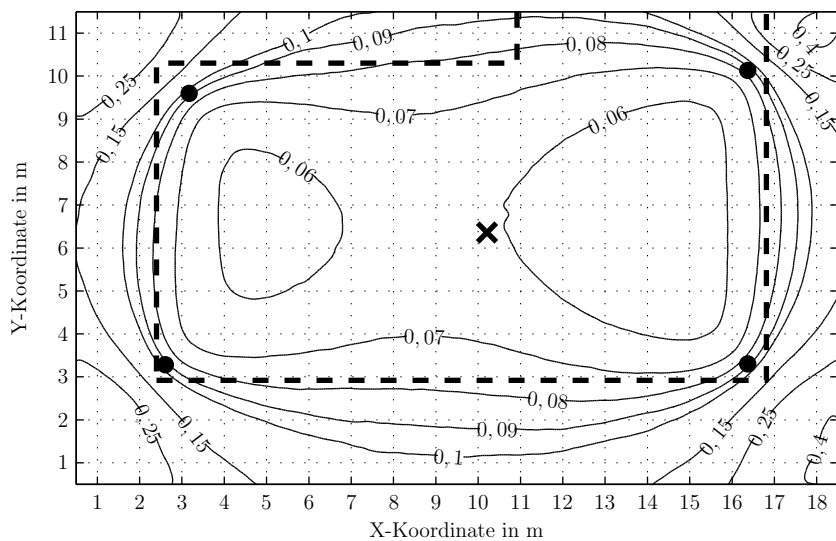
Das Messverfahren TDOA setzt demnach voraus, dass die Empfänger so im Messraum verteilt werden, dass ein Mobilsender möglichst nicht außerhalb der von allen Empfängern aufgespannten Fläche positioniert werden kann. Dann ist sichergestellt, dass der RMSE bei der Positionsbestimmung maximal so groß ist wie Fehler bei der Lautzeitdifferenzschätzung einzelner Empfängerkombinationen. Diese Aussage gilt nicht bei statistisch abhängigen Fehlern auf den Einzelschätzungen, wie sie beispielsweise bei Mehrwegeausbreitung häufig auftreten.

6.1.8 Höhenversatz

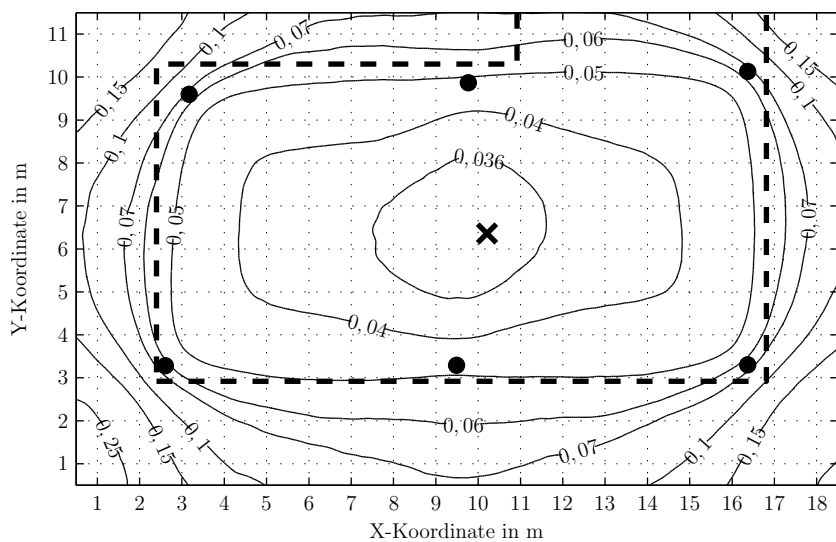
Bisher wurde stets angenommen, dass alle Sender und Empfänger des Ortungssystems auf einer Geraden angeordnet sind und dieselbe Höhe über Grund aufweisen. In realistischen Anwendungen, speziell bei der Ortung in einer Ebene (2D), ergibt sich jedoch häufig ein Höhenversatz zwischen einzelnen Teilnehmern. Gerade der zu ortende Mobilsender ist bei vielen Anwendungen nicht in der Höhe festgelegt, beispielsweise bei dem Tragen in der Hand. Die vier bei der Simulation verwendeten Empfänger sind in den Ecken des in Abbildung 5.1 dargestellten Raums in einer Höhe von 2,76 m befestigt und in der Abbildung von 0 bis 3 durchnummeriert. Die dargestellten Empfänger 4 und 5 nehmen an der Simulation nicht teil. Der Referenzsender befindet sich in der Raummitte in einer Höhe von 2,45 m.

Abbildung 6.21 zeigt das geometrische Simulationsmodell in der Seitenansicht und definiert den Begriff Höhenversatz Δh als die Differenz aus der

6.1 Simulatorische Fehlerabschätzung



(a) 4 Empfänger



(b) 6 Empfänger

Abbildung 6.20: Mittlere quadratische Abweichungen (RMSE) in Metern bei der Verwendung von (a) 4 und (b) 6 als • eingezeichneten Empfängern. Die fett gestrichelte Linie zeigt die Raumabmessungen. × zeigt den Aufenthaltsort des Referenzsenders.

6 Simulationen und Messungen

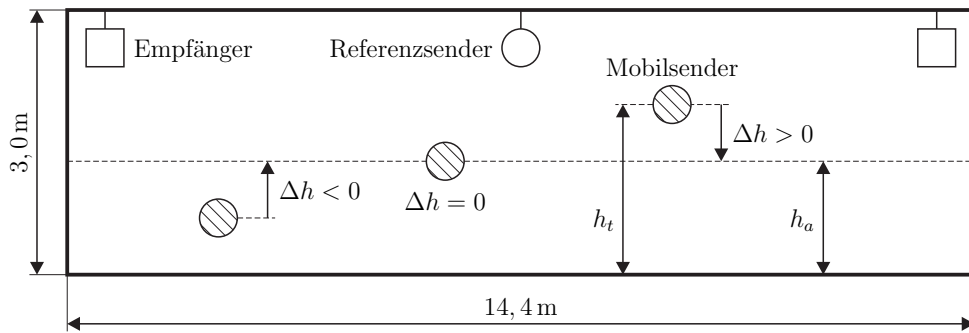


Abbildung 6.21: Simulationsmodell 2D mit Höhenversatz Δh des Mobilsenders.

tatsächlichen Höhe des Mobilsenders h_t und der bei der Positionsschätzung angenommenen Höhe h_a :

$$\Delta h = h_t - h_a. \quad (6.9)$$

Die Schätzung der Position des Mobilsenders aus den einzelnen Laufzeitdifferenzen wird gemäß dem in Kapitel 5.5 erläuterten Algorithmus des Demonstratorsystems durchgeführt, um eine größtmögliche Vergleichbarkeit zu gewährleisten.

Der Schätzfehler ist nicht von der tatsächlichen Höhe des Mobilsenders h_t , sondern nur von dem Höhenversatz Δh abhängig. Abbildung 6.22 zeigt den Verlauf der Positionsschätzungen für unterschiedlichen Höhenversatz zwischen -250 und 250 cm bei linearer Bewegung des Mobilsenders auf der gestrichelten Linie. Die Geschwindigkeit des Mobilsenders wird bei der Simulation nicht berücksichtigt. Auch andere Fehlerquellen wie thermisches Rauschen, Phasenrauschen und Mehrwege bleiben unberücksichtigt.

Ohne Höhenversatz ($h_t = h_a$) wird die Position des Mobilsenders stets korrekt geschätzt. Positiver Höhenversatz ($h_t > h_a$) führt zu einem Schätzfehler, der nach außen gerichtet ist und mit der Mobilsenderhöhe ansteigt. Negativer Höhenversatz ($h_t < h_a$) bedingt einen in die Raummitte gerichteten Schätzfehler, der mit sinkender Mobilsenderhöhe ansteigt. Diese kissenförmige Verzeichnung hat besonders große Fehler in den Raumecken zur Folge, während die Fehler an den Längsseiten vergleichsweise gering sind. Schätzfehler bis zu 1 m sind bei großem Höhenversatz jedoch an fast allen Punkten des Raums zu erwarten.

Zur Reduzierung des Einflusses eines Höhenversatzes auf das Schätzergebnis sollte die tatsächliche Höhe des Mobilsenders a priori möglichst

6.1 Simulatorische Fehlerabschätzung

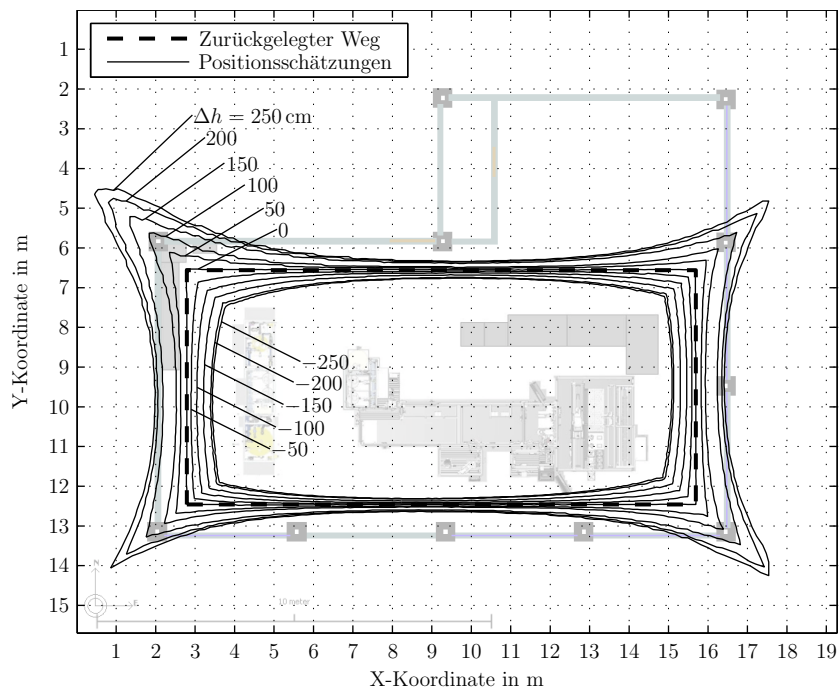


Abbildung 6.22: Simulationsergebnis mit Höhenversatz des Mobilsenders und $h_a = 150$ cm.

exakt gemessen oder geschätzt werden. Dies kann entweder durch die Erweiterung des Ortungssystems auf die dritte räumliche Dimension geschehen oder durch ein zweites Messsystem. Falls keine Messung möglich ist, sollte die Höhe so abgeschätzt werden, dass der Fehler in typischen Anwendungen klein und nach innen gerichtet ist. Eine Fixierung des Mobilsenders in einer definierten Höhe führt dazu, dass der Fehler vernachlässigt werden kann.

6.1.9 Mehrwegeausbreitung in der Ebene

Zur Untersuchung des Einflusses von Mehrwegeausbreitung auf einen zweidimensionalen Aufbau des Ortungssystems wird dasselbe Systemsetup wie bei der Simulation des Höhenversatzes in Kapitel 6.1.8 zugrunde gelegt. Zusätzlich zum Höhenversatz werden die Maschinen jedoch als undurchdringbare Quader modelliert, siehe Abbildung 6.23. Die elektromagnetischen Signale des Mobilsenders werden an der Raumdecke reflektiert, wenn der Direktpfad von einem Maschinenteil blockiert wird. Der Referenzsender hat stets Sichtverbindung zu den vier Empfängern in den Raumecken und die Signale werden ohne Reflexionsanteile propagiert. Der Mobilsender umrundet die Maschinen in einem Abstand von 0,75 m zur Wand. Die Höhe des Mobilsenders wird stets zu $h_a = 100$ cm angenommen.

Abbildung 6.22 zeigt das Simulationsergebnis der einzelnen Durchläufe bei unterschiedlichem Höhenversatz. An der oberen Längsseite und der rechten Querseite des Weges zeigt sich nahezu dasselbe Bild wie bei reinem Höhenversatz. Auch bei drei von vier Ecken ist dies der Fall. Die untere Längsseite und die linke Querseite dagegen weisen einen großen zusätzlichen Fehler auf, der nach außen zeigt. Die Stirnseiten der Maschinen erzeugen diesen Fehler ebenfalls. Mit steigendem Abstand zur Raumdecke, also mit sinkendem Höhenversatz, steigt dieser Fehler aufgrund des länger werdenden Reflexionspfades stark an. Bei einem Höhenversatz von $\Delta h = -100$ cm kann der zusätzliche Schätzfehler durch Mehrwege bereits bis zu 2 m betragen.

Sind einzelne Ausbreitungspfade stark von Mehrwegeausbreitung betroffen, ihre Pfade sind also signifikant länger als der Direktpfad, so werden die geschätzten Laufzeitdifferenzen stets in Richtung der weniger stark betroffenen Empfänger verschoben. Für das gewählte Modell ergibt sich daher die zu beobachtende Konsequenz, dass eine Abschattung der entfernt liegenden Empfänger durch die Maschinen zu einem Schnitt der Hyperbeln gleicher Aufenthaltswahrscheinlichkeit in Richtung der sichtbaren Empfänger, also außerhalb des Raums, erfolgt. Sind die abschattenden Objekte ortsfest

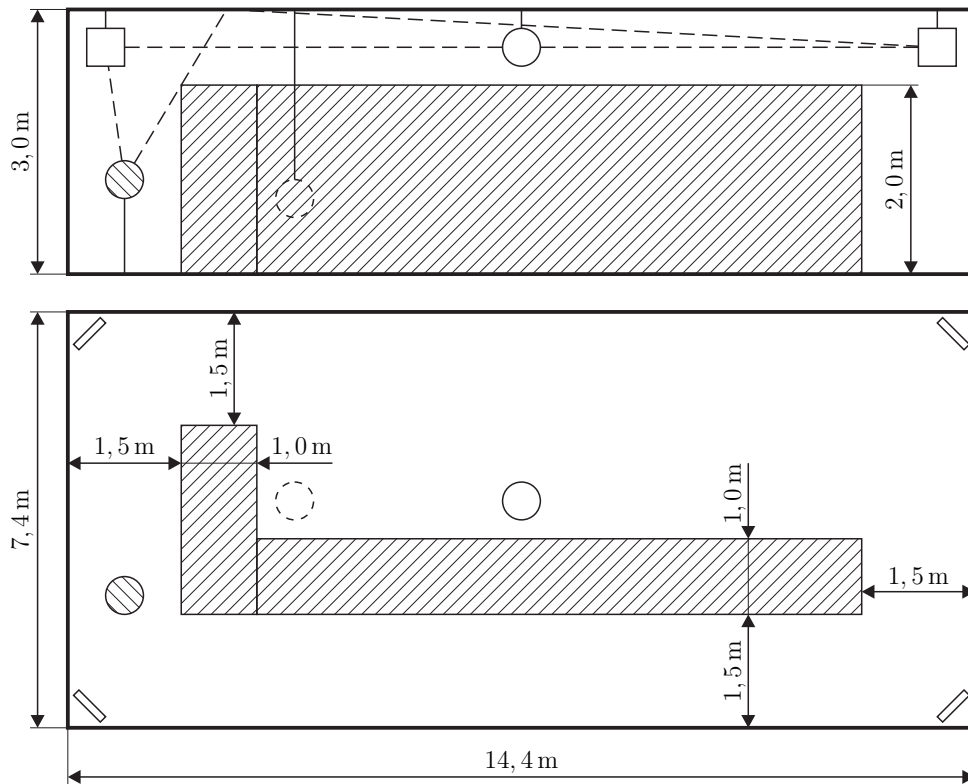


Abbildung 6.23: Simulationsmodell mit Mehrwegeausbreitung in der Ebene. Der Referenzsender ist zusätzlich gestrichelt in einer Alternativposition für die Simulation in Kapitel 6.1.10 eingezeichnet.

6 Simulationen und Messungen

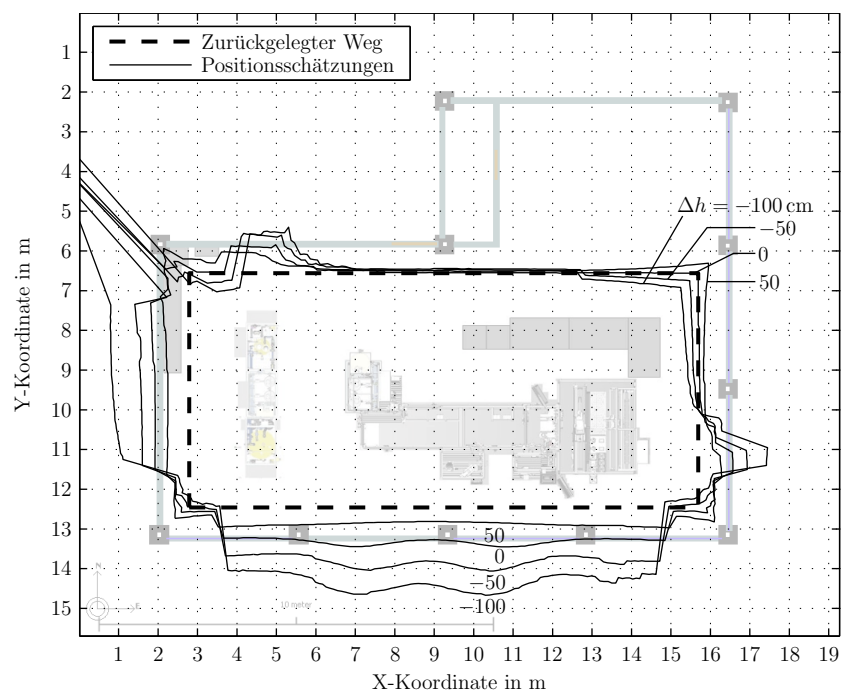


Abbildung 6.24: Simulationsergebnis mit Mehrwegeausbreitung in der Ebene und $h_a = 100$ cm.

und bekannt, können sie in das Modell integriert und die Fehler durch Mehrwegeausbreitung reduziert werden. Auch Ansätze zur automatischen Identifizierung und Modellierung des Einflusses solcher Objekte existieren bereits [31].

6.1.10 Referenzsenderpositionierung

Kapitel 6.1.9 hat gezeigt, wie groß der Einfluss von Mehrwegeausbreitung der Signale vom Mobilsender auf den Positionsschätzfehler sein kann. Es zeigt aber auch, dass die Position in Bereichen ohne Mehrwegeausbreitung mit hoher Genauigkeit geschätzt wird, falls der Höhenversatz des Mobilsenders vernachlässigbar ist. Wird dagegen der Referenzsender so platziert, dass der Direktpfad zu einzelnen Empfängern stets blockiert ist und die Signale nur über Reflexionen ihr Ziel erreichen, so tritt ein systematischer Schätzfehler an allen Raumpositionen auf. Abbildung 6.23 zeigt die für diese Simulation zugrundeliegende geometrische Anordnung mit dem Referenzsender in der gestrichelt dargestellten Alternativposition. Die Maschinen stellen erneut undurchdringbare Quader dar. Der Referenzsender hat also nur zu einem Empfänger direkte Sichtverbindung. Die angenommene Höhe der Mobilsenders beträgt $h_a = 150$ cm.

Abbildung 6.25 zeigt die Auswirkung der Abschattung des Referenzsenders auf die Positionsschätzung. Unabhängig vom Höhenversatz des Mobilsenders wird ein zusätzlicher Fehler von rund 0,5 m in Richtung Südwest induziert. An einigen Stellen kann dieser systematische Fehler die übrigen Fehlerursachen – Höhenversatz und Mehrwege – ausgleichen. Die meiste Zeit wird der Schätzfehler durch die ungünstige Referenzsenderpositionierung jedoch größer.

Bei ortsfesten Abschattungen des Referenzsenders ist der Fehler systematisch und für alle Raumpositionen und Höhenversatz nahezu konstant in Richtung und meist auch Betrag. Eine einfache Reduzierung des Fehlers durch Subtraktion des mittleren Fehlervektors von der Positionsschätzung in der Ebene ist möglich. Die einfachste Möglichkeit ist jedoch die Platzierung aller Empfänger und des Referenzsenders auf eine Weise, die direkte und reflexionsarme Sichtverbindungen zwischen den genannten Teilnehmern erlaubt.

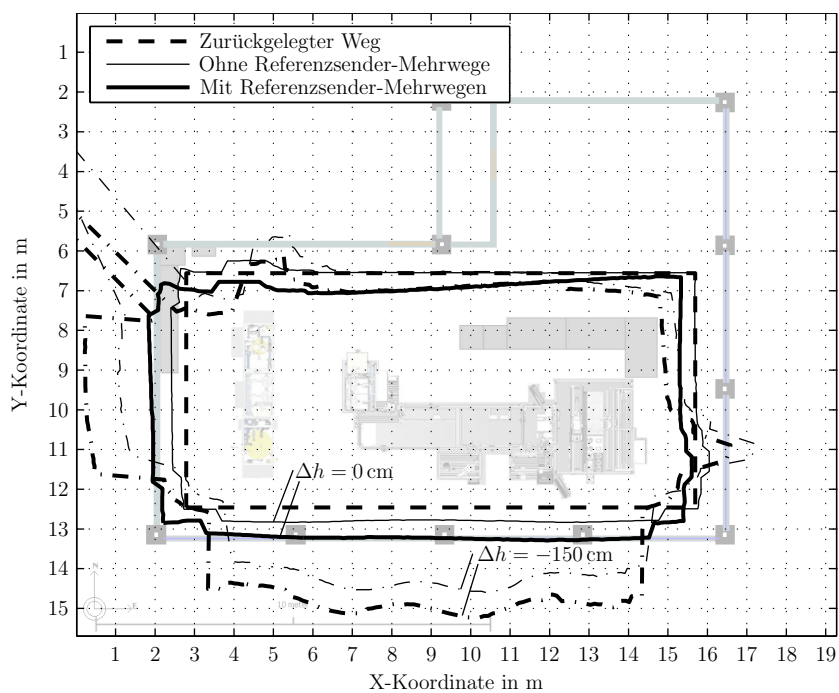


Abbildung 6.25: Simulationsergebnis in der Ebene mit ungünstiger Referenzsenderpositionierung.

6.2 Messungen

Während der Entwicklung des Demonstratorsystems wurden zu unterschiedlichen Zeitpunkten Messungen durchgeführt, die dem Entwicklungsstand des Systems zum jeweiligen Zeitpunkt angepasst waren. Eindimensionale Abstandsschätzungen in den Kapiteln 6.2.1 und 6.2.2 wurden mit jeweils zwei Empfängern und zwei Sendern auf einer Geraden durchgeführt. Mit steigender Empfängerzahl wurden zweidimensionale Messungen auf einer Fläche möglich, wie Kapitel 6.2.3 zeigt. Das fertiggestellte Demonstratorsystem wurde anschließend eingehend in dem Demoraum Smart Automation der Siemens AG in Karlsruhe vermessen, wie in Kapitel 6.2.4 nachzulesen ist.

6.2.1 Außenmessungen

Abbildung 6.26(a) zeigt den Messaufbau für die eindimensionale Außenmessung in einer parkähnlichen Umgebung auf dem Gelände der Siemens AG in München-Neuperlach. In einer Entfernung von rund 30 Metern zum Messaufbau befindet sich Gebäude 31. Gelegentlicher Auto- und Fußgängerverkehr war während der Messung unvermeidbar. Die Sende- und Empfangsantennen der vier Teilnehmer sind in einer Höhe von 100 cm über dem Boden montiert. Kurze Mehrwege über den diffus reflektierenden Boden (Grasbewachsung) und lange Mehrwege über die spiegelnd reflektierenden Gebäudeteile (lackierte Metallverkleidungen) stellen somit Störquellen dar. Der Messaufbau nach Abbildung 3.2 weist einen Empfängerabstand von 10 m auf. Die beiden Sender befinden sich stets auf einer Geraden mit den Empfängern. Der Senderabstand d_0 wird von 0 bis 9 m in Schritten von 1 m variiert, der Abstand der Sender zu den Empfängern ist dabei wechselseitig gleich groß. Alle Teilnehmer sind während der Aufzeichnung von rund 200 Einzelmessungen je Senderabstand unbewegt.

Die Statistiken der Messfehler ϵ_φ und ϵ_n sind, getrennt nach Zeit- und Phasenmessungen, in Abbildung 6.27 aufgeführt. Der mittlere Fehler bewegt sich für Phasenmessungen zwischen -24 und 19 cm, die Standardabweichung zwischen $2,4$ und $7,4$ cm. Mit Zeitmessungen sind diese Werte um den Faktor $2,5$ bis 16 größer. Vergleiche von Messungen bei unterschiedlichen Windstärken und Belaubungssituationen der umstehenden Bäume zeigen eine starke Abhängigkeit der Standardabweichung der Messfehler von den Laubbewegungen. Ein χ^2 -Konfidenztest gemäß Kapitel 6.1.2 zeigt, dass die Fehlerverteilungen von sieben Messreihen der Phasenmessungen und acht Messreihen der Zeitmessungen auf einem Signifikanzniveau von

6 Simulationen und Messungen



Abbildung 6.26: Messumgebungen unter freiem Himmel und im Gang.

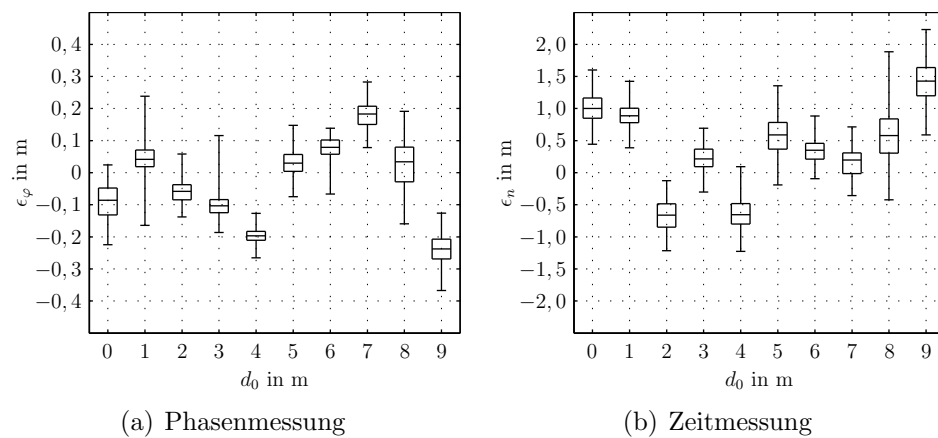


Abbildung 6.27: Statistik der Außenmessung.

5% Normalverteilungen entsprechen.

Das Hinzufügen von zwei weiteren Empfängern, die den Aufbau zu einem Rechteck erweitern, und der Einsatz eines zweidimensionalen Positionsschätzers gemäß Kapitel 4.3 ermöglichte Messungen in der Ebene. Die Abmessungen des Messfeldes betragen 14 m mal 12 m. Der Referenzsender wurde in der Mitte platziert. Alle Teilnehmer befanden sich erneut auf derselben Höhe. Der Mobilsender wurde von einem Mitarbeiter in unterschiedlichen Mustern in Schrittgeschwindigkeit über das Messfeld bewegt. Da kein Referenzmesssystem zur Verfügung stand, kann nur eine qualitative Bewertung des Messergebnisses stattfinden.

Abbildung 6.28 zeigt zwei verschiedene Muster, die abgelaufen wurden. Dargestellt sind ausschließlich Phasenmessungen. Die Diagonalen in 6.28(a)

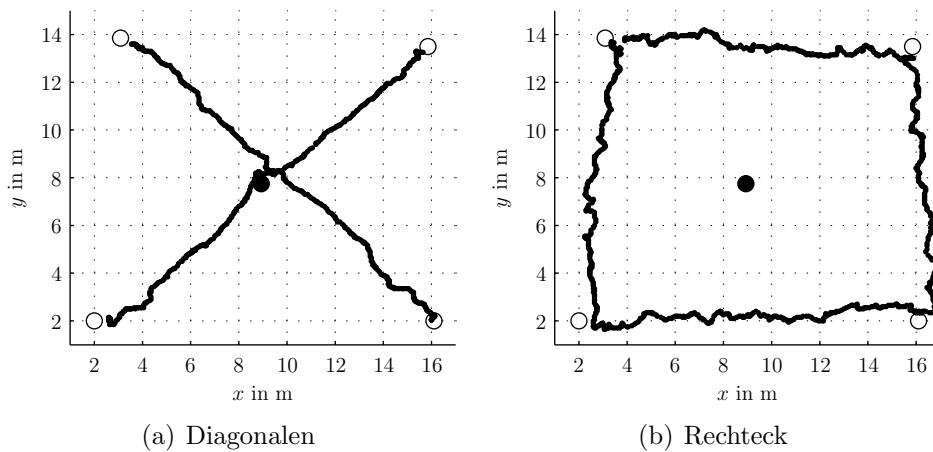


Abbildung 6.28: Visualisierung der Außenmessung.

weisen eine gute Linearität der beiden Strecken auf. Das Umgehen des Referenzsenders ist als Schwenk erkennbar. Alle Punkte waren bei dieser Messung innerhalb des Messfeldes. Schwieriger ist der in 6.28(b) dargestellte Pfad auf den Außenkanten des Messfeldes. Auf jeder der vier Strecken haben jeweils zwei Empfänger aufgrund der gerichteten Antennen keine direkte Sicht auf den Mobilsender. Dennoch ist der Pfad erkennbar, der Fehler nimmt jedoch zu.

6.2.2 Gangmessung

Anspruchsvoller als eine Außenmessung mit moderater Mehrwegebelastung ist eine Messung in einem langen Gang, wie er in Abbildung 6.26(b) zu sehen ist. Stahlbetonteile und Holztüren mit dahinterliegenden Stahlrohren für die Medienversorgung des Gebäudes 31 der Siemens AG in München-Neuperlach bilden eine komplexe Mehrwegesituation. Am Ende des Gangs befindet sich eine Mauer, die einen Aufzugschacht verdeckt. Auf der dem Betrachter abgewandten Seite ist eine Fensterfront. Die zahlreichen Reflektoren in unmittelbarer Nähe des Messaufbaus (nicht im Bild) erzeugen in Summe eine starke, annähernd diffuse Reflexion. Der Aufzugschacht in einer Entfernung von rund 20 m erzeugt eine spiegelnde Reflexion. Gemäß Kapitel 6.1.4 wirken sich kurze Mehrwege negativ auf die Genauigkeit der Phasenmessungen aus, während lange Mehrwege eher schädlich für Zeitmessungen sind. Gelegentlicher Publikumsverkehr, auch hinter den im Bild nicht sichtbaren, hölzernen Labortüren, war während der Messung nicht auszuschließen.

6 Simulationen und Messungen

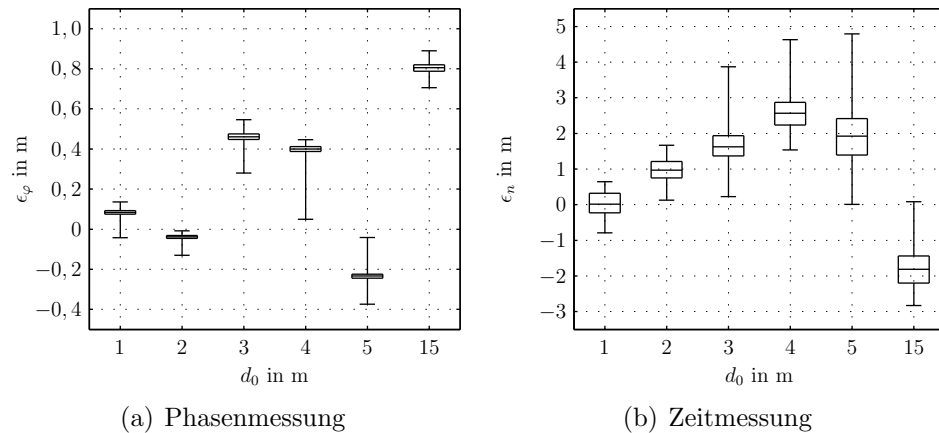


Abbildung 6.29: Statistik der Gangmessung.

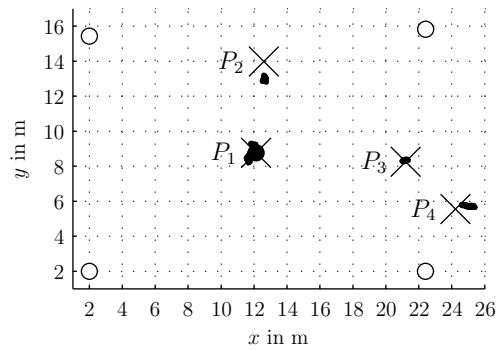
Die Anordnung nach Abbildung 3.2 weist einen Empfängerabstand von 20 m entlang des Gangs auf. Die beiden Sender waren mittig angeordnet und wurden mit unterschiedlichen Abständen zueinander platziert. Abbildung 6.29 zeigt die Statistik der Messfehler für je rund 200 Einzelmessungen pro Senderabstand. Die Mittelwerte streuen deutlich stärker als bei der Außenmessung. Für Zeitmessungen ergeben sich zudem sehr große absolute Fehler von mehreren Metern. Die Standardabweichungen der Fehler bei Phasenmessungen sind insgesamt niedriger als bei den Außenmessungen, was auf die fehlende Belaubung in unmittelbarer Nähe des Messaufbaus zurückzuführen ist. Bei Zeitmessungen ergibt sich der Vorteil nicht. Auffallend sind die großen Beträge der Fehlerminima und -maxima. Ausreißer sind in der Messumgebung im Gang deutlich häufiger und ausgeprägter zu beobachten als bei Außenmessungen, was durch den Verkehr in unmittelbarer Nähe des Messaufbaus bedingt ist.

6.2.3 Großraummessung

Das Messsystem, bestehend aus vier Empfängern und zwei Sendern, wurde im Mitarbeiterrestaurant „Forum 1“ der Siemens AG in München-Neuperlach eingesetzt, siehe Abbildung 6.30(a). Es handelt sich um einen großen Raum mit einer hohen Decke und zu drei Seiten verglasten Fassade. Die Einrichtung besteht aus Tischen und Stühlen, die aus Metallrohren und Holz gefertigt sind. Die Empfänger wurden in einem Rechteck mit den Maßen 20 m mal 13 m aufgestellt, der Referenzsender befand sich in der Mitte des Rechtecks. Alle Teilnehmer wiesen eine Höhe von 180 cm auf. In



(a) Umgebung



(b) Messungen

Abbildung 6.30: Umgebung und Ergebnis der Großraummessung.

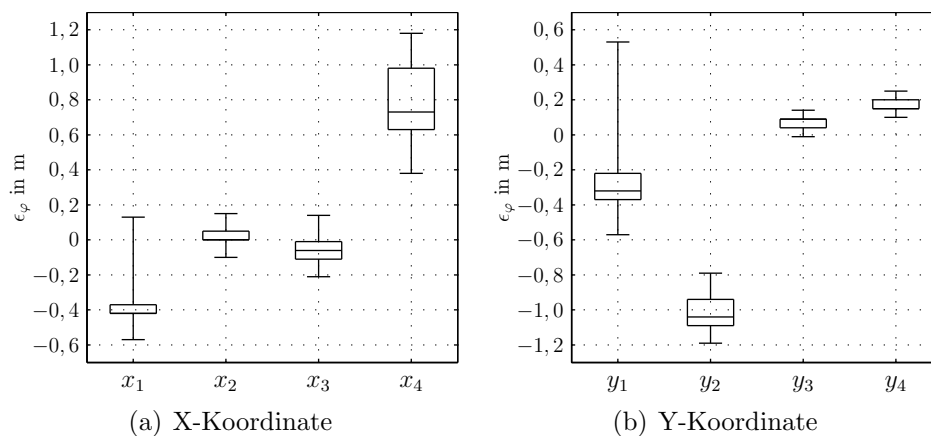


Abbildung 6.31: Statistik der Großraummessung.

dieser Anordnung wird ein starker Mehrweg durch Reflexion der Signale am Stahlbetonboden erwartet. Weitere Mehrwege über die Decke oder die unverglaste Raumseite sind lang. Einige zusätzliche Einbauten können als starke Reflektoren dienen, darunter eine große metallene Brandschutztür.

Messungen an vier unterschiedlichen Punkten innerhalb des abgedeckten Messfeldes sind in Abbildung 6.30(b) dargestellt. Die dazu passende Statistik findet sich in Abbildung 6.31. Dargestellt sind ausschließlich Phasenmessungen. Tabelle 6.3 zeigt die mittlere quadratische Abweichung gemäß Gleichung (6.4). Die Standardabweichungen sind aufgrund der fehlenden Bewegung innerhalb des Raums gering, die Mittelwerte zeigen Beträge bis zu 1 m, vor allem in der Nähe des Messfeldrandes.

In dem Raum wurden drei Fahrten des Mobilsenders auf einem Servier-

Messpunkt	P_1	P_2	P_3	P_4
RMSE in m	0,50	1,01	0,13	0,83

Tabelle 6.3: Mittlere quadratische Fehler der Großraummessung.

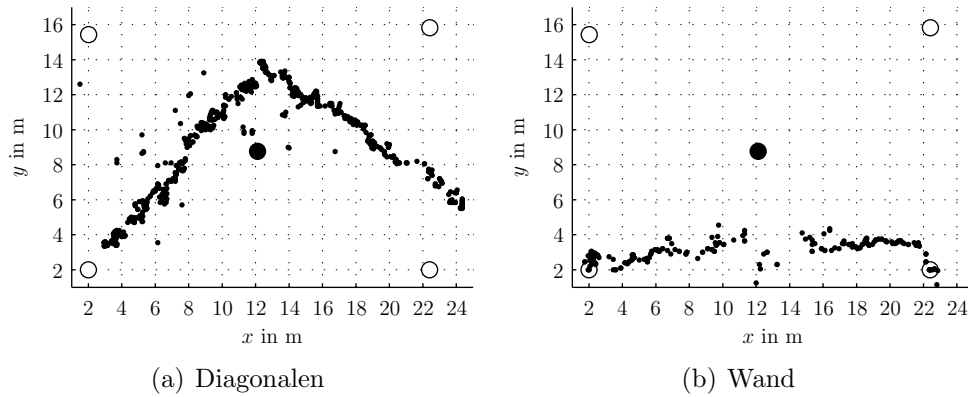


Abbildung 6.32: Visualisierung der Großraummessung.

wagen in Schrittgeschwindigkeit durchgeführt. Die während der Fahrten mit hoher Messrate geschätzten Positionen des Mobilsenders sind in Abbildung 6.32 dargestellt. In 6.32(a) wurden zwei gerade Strecken in der Raummitte abgefahren. Neben einigen Ausreißern sind die Wege klar erkennbar. In 6.32(b) ist der Weg entlang der verglasten Außenwand dargestellt. Genau in der Mitte des Fahrwegs wurde eine große metallene Brandschutztür in einer kurzen Entfernung von ca. 50 cm passiert. An dieser Stelle reißen die Positionsschätzungen weit aus und liegen zeitweise nicht mehr in dem vom Grid-Search-Algorithmus abgedeckten Bereich. Die starken, kurzen und zeitvarianten Mehrwege im Bereich der Metalltür stellen ein großes Problem für die Positionsschätzung anhand von Phasemessungen dar.

6.2.4 Messungen in einer Industrieumgebung

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Ortungssystem in voller Ausbaustufe mit sechs Empfängern und zwei Sendern wurde im Demoraum Smart Automation der Siemens AG in Karlsruhe installiert. Der Raum wurde bereits in Kapitel 5.1 vorgestellt und ist in Abbildung 5.1 schematisch dargestellt. Im Gegensatz zu den bisher verwendeten vier Empfängern wurde in diesem Szenario der Einsatz von sechs Empfängern notwendig, weil die

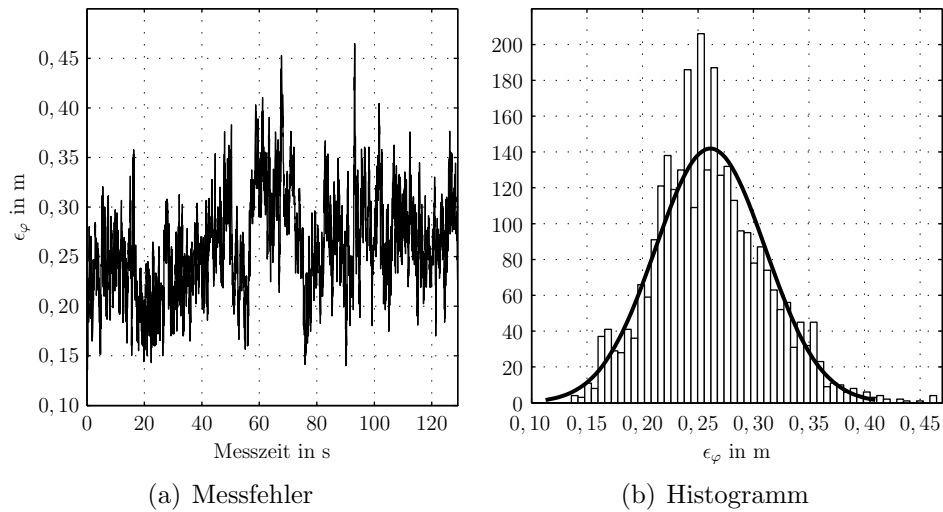


Abbildung 6.33: Messfehler und Histogramm einer Langzeitmessung in einer Industrieumgebung.

fast raumhohen Maschinen im linken Raumteil Gänge ausbilden, in die zur besseren Abdeckung zwei dedizierte Empfänger gerichtet sind. Der obere rechte Raumteil, der den rechteckigen Raum zu einer L-Form erweitert, wird nicht explizit abgedeckt.

Abbildung 6.33 zeigt die Auswertung einer Langzeitmessung aus 3000 Einzelmessungen an einem Punkt des Raums. In 6.33(a) ist der Fehler der 129 Sekunden dauernden Messreihe dargestellt. Es fällt auf, dass der Fehler nicht normalverteilt ist. Das Histogramm in 6.33(b) bestätigt diese Vermutung. Auch ein χ^2 -Test weist die Nullhypothese, das es sich bei der Verteilung des Fehlers um eine Normalverteilung handle, auf dem Signifikanzniveau von 5% zurück. Die Untersuchung kürzerer Abschnitte der gesamten Messung weist dagegen auf einen normalverteilten Fehler hin. Die niederfrequenten Anteile des Fehlers sind somit deterministisch, während die hochfrequenten Anteile stochastisch sind. Erklärt werden kann dies mit zeitvarianten Effekten in der Sender- und vor allem Empfängerhardware, wie beispielsweise das Erwärmen der Schaltung. Auch menschliche Bewegung in dem Raum, wenn auch nicht in unmittelbarer Nähe des Mobilsenders, kann den Determinismus erklären.

Neben der Fehlerverteilung ist die Genauigkeit im statischen und dynamischen Messfall von Bedeutung. Statisch bedeutet dabei, dass keine Senderbewegung stattfindet, während der Mobilsender im dynamischen Fall im Schritttempo von einem Mitarbeiter getragen wird. Abbildung 6.34 stellt

6 Simulationen und Messungen

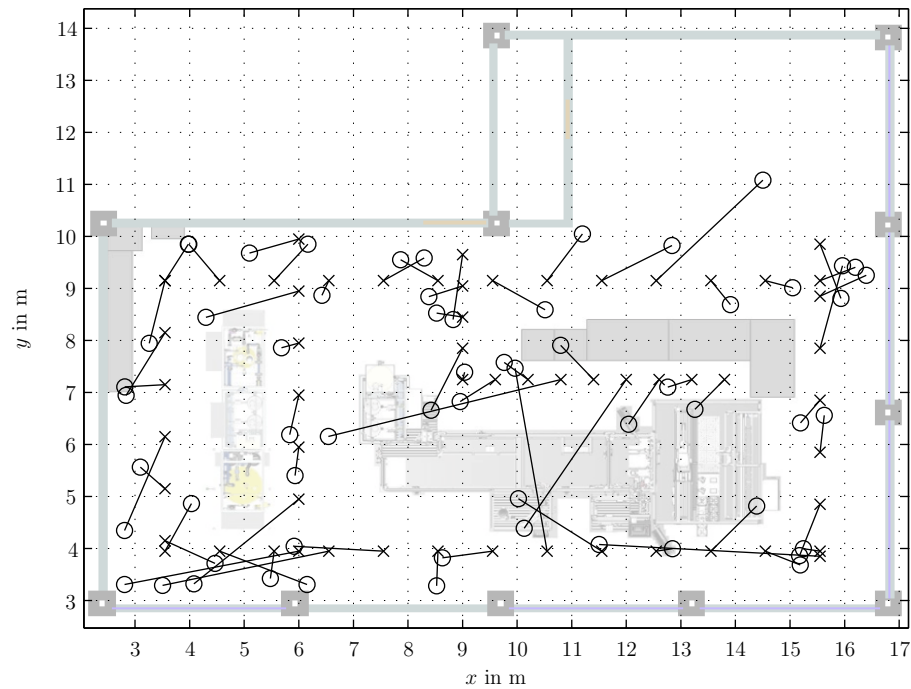


Abbildung 6.34: Statische Messungen an 59 Raumpunkten in einer Industrieumgebung. \times zeigt die Aufenthaltspunkte des Mobilsenders und \circ zeigt die Positionsschätzungen.

die mittlere quadratische Fehlerabweichung (RMSE) nach Gleichung (6.4) für Messungen an 59 Raumpunkten dar. Der Mobilsender war dabei in einer Höhe von 170 cm auf einem Stativ montiert. An jedem Raumpunkt wurden rund 50 Einzelmessungen aufgezeichnet. Die zugehörige kumulative Verteilungsfunktion (CDF) des absoluten Fehlers findet sich in Abbildung 6.35(a). Der RMSE liegt unter 1,25 m in 50% der Fälle. Die Mobilsenderposition konnte an jedem zehnten Raumpunkt nur mit einem mittleren quadratischen Fehler größer 3,85 m geschätzt werden. Es fällt auf, dass viele Messungen an der Wand zu Positionsschätzungen in Richtung Raumäußeres führen. Dieser Einfluss der Signalabschattung durch die Maschinen wurde bereits in Kapitel 6.1.9 hergeleitet.

Wird der Mobilsender von einem Mitarbeiter im Schrittempo durch den Raum bewegt, zeigen sich die Einzelschätzungen wie in Abbildung 6.36. Die Schätzungen werden an den Wänden des Raumes begrenzt, wodurch sich eine vorteilhafte kumulative Verteilungsfunktion ergibt, siehe Abbildung 6.35(a). Die linke Raumhälfte wird aufgrund der raumhohen Maschinen

6.3 Genauigkeit des Funkortungssystems

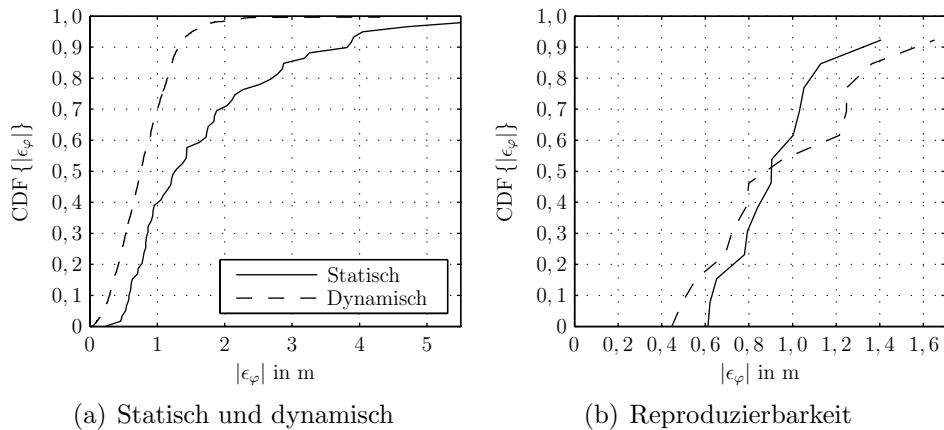


Abbildung 6.35: Kumulative Verteilungsfunktionen für statische, dynamische und reproduzierte Messungen in einer Industrieumgebung.

nur schlecht abgedeckt und die obere rechte Hälfte enthält keine Empfänger, was ebenfalls zu einer Verschlechterung der Positionsschätzung führt. Es fällt erneut auf, dass viele Schätzungen aufgrund von Mehrwegeausbreitung in Richtung Raumäußeres erfolgen. Bei 50% aller Messungen war der RMSE kleiner 76 cm. Jede zehnte Messung hatte einen mittleren quadratischen Fehler von mehr als 1,31 m zur Folge. Die CDF wurde erstellt, indem der möglichst unbeschleunigte Rundgang des Mitarbeiters an den Eckpunkten des Weges mit einer Stoppuhr protokolliert wurde. Die daraus erstellte Referenzbewegung wurde an jedem Messpunkt mit der Schätzung verglichen. Diese Vorgehensweise kann zusätzliche Fehler induzieren.

Um eine Aussage darüber treffen zu können, wie stark die Verteilungsfunktion bei zeitlich auseinanderliegenden Messungen variiert, wurden 13 Messungen in einem gut abgedeckten Bereich wiederholt durchgeführt, siehe Abbildung 6.37. Die Punkte decken einen Bereich von $2,5 \text{ m} \times 1 \text{ m}$ ab, die Schätzungen liegen innerhalb eines Rechtecks mit den Abmessungen $3,8 \text{ m} \times 1,9 \text{ m}$. Die beiden kumulativen Verteilungsfunktionen in Abbildung 6.35(b) ähneln sich sehr stark, die Reproduzierbarkeit der Messungen an gut abgedeckten Raumpunkten ist demnach gegeben.

6.3 Genauigkeit des Funkortungssystems

Zur Abschätzung des Einflusses unterschiedlicher Fehler auf die Genauigkeit der Abstands- und Positionsbestimmung wurden Simulationen und

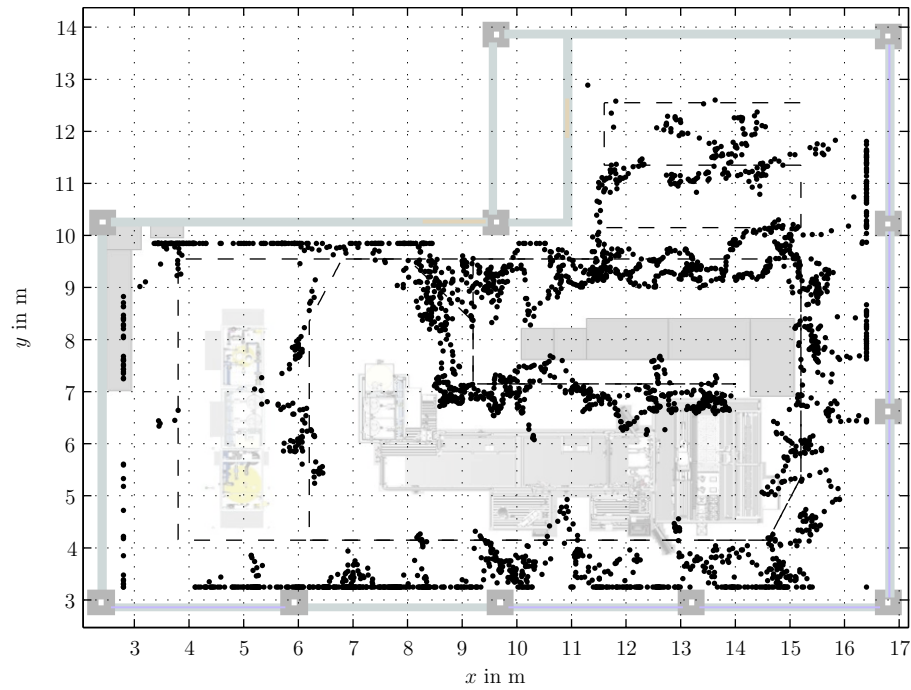


Abbildung 6.36: Dynamische Messung in einer Industrieumgebung mit Bewegung des Mobilsenders im Schrittempo. Die gestrichelte Linie zeigt die zurückgelegte Strecke, die Punkte die Einzelschätzungen.

6.3 Genauigkeit des Funkortungssystems

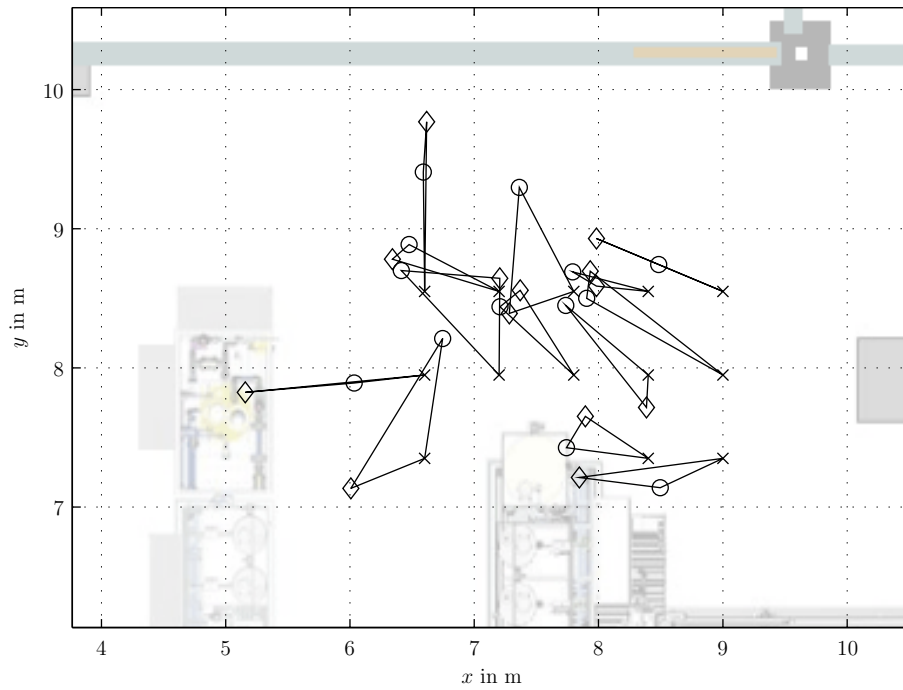


Abbildung 6.37: Messungen zur Reproduzierbarkeit in einer Industrieumgebung. \times zeigt die Aufenthaltspunkte des Mobilsenders, \circ zeigt die Schätzungen der ersten Messung und \diamond die der Wiederholungsmessung.

Messungen durchgeführt. Das Simulationsmodell ist dem Demonstratorsystem nachempfunden. Berücksichtigt wurden bei der Modellierung Frequenz- und Phasenversatz im Sender und Empfänger, ein AWGN-Kanal mit einem Mehrweg, Phasenrauschen der Oszillatoren sowie thermisches Rauschen im Empfänger.

Die Simulation mit AWGN zeigt, dass sich thermisches Rauschen auf den Fehler der Abstandsschätzung bei Zeitmessungen 18 bis 23 mal stärker auswirkt als bei Phasenmessungen. Wird ein maximaler Schätzfehler von 10 cm bei einer Sendeleistung von 0 dBm festgelegt, können die Sender und Empfänger jeweils einen Abstand von bis zu 335 m zueinander aufweisen. Der Fehler ist normalverteilt. Phasenrauschen im Sender und Empfänger wirkt sich bei Zeitmessungen 5 bis 9 mal stärker auf den Schätzfehler aus als bei Phasenmessungen. Unterhalb einer $1/f$ -verteilten Phasenrauschleistungsdichte von -70 dBc/Hz bei einem Frequenzoffset von 1 kHz ist der maximale Fehler bei Phasenmessungen kleiner 10 cm. Bei Zeitmessungen gilt dies erst unterhalb -80 dBc/Hz.

Mehrwege mit einer Länge unterhalb des Auflösungsvermögens erzeugen bei Phasenmessungen im Mittel einen bis zu 20% größeren Fehler als bei Zeitmessungen, wenn der Direktpfad 10 dB stärker ist. Bei längeren Mehrwegen sind Phasenmessungen dagegen deutlich im Vorteil. Eine Reduzierung der eingeschlossenen Bandbreite durch Verringerung der Kanalzahl bewirkt eine proportionale Verschlechterung der Genauigkeit bei beiden Messarten, was sich auch in der geringeren Auflösung der Systemimpulsantwort zeigt.

Radiale Teilnehmerbewegung erzeugt nur einen sehr kleinen Fehler im Bereich weniger ppm aufgrund einer Dopplerverschiebung. Tangentiale Bewegung, beispielsweise auf einer Kreisbahn, kann dagegen einen großen, geschwindigkeitsproportionalen Fehler bei Phasenmessungen erzeugen. Zeitmessungen sind davon nicht in dem Maße betroffen.

Wird das Messsystem mit mindestens vier Empfängern in der Ebene eingesetzt, so bedingt ein Höhenversatz des Mobilsenders einen Fehler von bis zu 1 m; in den Ecken des Messfeldes und bei einem Höhenversatz von mehr als 2,5 m kann dieser auch deutlich größer sein. Die Abschattung der Sichtverbindung des Mobil- oder Referenzsenders zu einzelnen Empfänger erzeugt einen großen, systematischen Schätzfehler in Richtung der nicht verdeckten Empfänger. In Gängen oder Räumen mit mittig platzierten Maschinen kann dies regelmäßig zu einer Schätzung der Mobilsenderposition außerhalb des eigentlichen Messfeldes führen.

Messungen in unterschiedlichen Umgebungen und sowohl mit zwei als auch mit vier und sechs Empfängern haben die Simulationsergebnisse wei-

6.3 Genauigkeit des Funkortungssystems

testgehend bestätigt. Bei nahezu ungestörten Außenmessungen zeigen sich sehr kleine Schätzfehler im Bereich weniger Zentimeter und die deutliche Überlegenheit der Phasen- gegenüber der Zeitmessungen. Große Räume mit langen Mehrwegen wirken sich ebenfalls nicht sehr stark auf die Genauigkeit aus. Messungen in einer Industrieumgebung zeigen dagegen die große Abhängigkeit der Genauigkeit von Empfängerabschattung und kurzen Mehrwegen. Bei einem Rundgang in Schrittgeschwindigkeit zeigen sich mittlere quadratische Fehler von 76 cm. Jede zehnte Messung weist Fehler größer 1,31 m auf. Dabei wurde die Schätzfläche des Grid-Search-Algorithmus auf die tatsächlichen Raumabmessungen beschränkt. Bedingt durch die Abschattung durch Maschinen wird die Position häufig in Richtung der Raumwände geschätzt. Die Fehlerverteilung ist reproduzierbar. Eine Langzeitmessung zeigt einen Fehler, der in höheren Frequenzanteilen normalverteilt und in niedrigen deterministisch ist.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Das Ziel dieser Arbeit war die Entwicklung, Bewertung und Demonstration eines Funkortungssystems, das Kommunikationssignale von IEEE 802.15.4-Geräten in mehreren Funkkanälen kohärent kombiniert, um eine hohe Auflösung von Mehrwegen und damit eine hohe Ortungsgenauigkeit in anspruchsvollen Industrieumgebungen zu ermöglichen. Dazu wurde ein Signalmodell aufgestellt, das die Erzeugung der Kommunikationssignale in den mobilen Sendern, die Ausbreitung zu den infrastrukturbildenden Empfängern und die Signalverarbeitung in den Empfängern beschreibt. Bei der Modellierung wurden zahlreiche Fehlerquellen, insbesondere inkohärente Taktquellen in den beteiligten Teilnehmern und Relativgeschwindigkeit, berücksichtigt. Das Signalmodell wurde genutzt, um Anforderungen an ein Frequenzbelegungsschema zu formulieren, das in einem TDOA-Ortungssystem die kohärente Kombination von Signalen ermöglicht. Die Synchronisation der Empfänger übernimmt dabei ein Referenzsender. Die Schätzung der Parameter Amplitude, Frequenzversatz, Laufzeit und Signalphase aus den empfangenen Signalen und verschiedene Ansätze zur Kombination der Messungen in einzelnen Kanälen wurden vorgestellt. Dabei wurde die Kombination von Laufzeitmessungen ebenso untersucht wie die kohärente Kombination der Signalphasen bei äquidistanter und nicht-äquidistanter Kanalwahl. Das dabei auftretende Problem der Mehrdeutigkeit der Phaseninformation wurde mit einem neuartigen Ansatz begegnet, für den Patentschutz beim Deutschen Patent- und Markenamt erteilt wurde. Dieser beruht auf der Schätzung der Fehlerfunktion anhand des hergeleiteten Signalmodells. Das Auflösungsvermögen des in dieser Arbeit entwickelten Funkortungssystems ist umgekehrt proportional zu der, von dem Frequenzbelegungsschema eingeschlossenen, Bandbreite und ist der Mittelung von Laufzeitmessungen überlegen.

Zahlreiche, zur mehrdimensionalen Positionsschätzung bekannte, Algorithmen wurden vorgestellt. Für das in der vorliegenden Arbeit entwickelte Funkortungssystem wurde ein Grid-Search-Algorithmus ausgewählt, da er geeignet ist, die Rohgenauigkeit des Messsystems darzustellen.

Das in dieser Arbeit entwickelte Funkortungssystem wurde mit zwei Sendern und sechs Empfängern aufgebaut, um Messungen in unterschiedlichen

Umgebungen vornehmen zu können. Dazu wurden IEEE 802.15.4-konforme integrierte Schaltkreise von Texas Instruments in den Mobil- und Referenzsendern eingesetzt, die für die Signalsynthese zuständig sind. Die Empfänger wurden diskret aufgebaut und sind in der Lage, das gesamte ISM-Band bei 2,4 GHz breitbandig abzutasten. Die Signalverarbeitung wurde in einem FPGA integriert, um die hohe Datenrate verarbeiten zu können. Die Messrate des aufgebauten Funkortungssystems beträgt 23,25 Hz. Das Frequenzbelegungsschema besteht aus 40 Zeitschlitzten mit zwei vorangestellten Kommunikationspaketen zur Grobsynchronisation aller Teilnehmer und nutzt alle 16 Kanäle des IEEE 802.15.4. Die eingeschlossene Bandbreite beträgt 80 MHz, die eine Mehrwegeauflösung von 4 m ermöglicht. Die eigentlichen Ortungssignale bestehen jeweils aus den ersten 50 μ s der Paketpreamble.

Ein dem Demonstratorsystem nachempfundenen Simulationsmodell wurde mit MATLAB/Simulink erstellt und zur Abschätzung des Einflusses einiger Fehlerarten eingesetzt. Dabei zeigte sich, dass die kohärente Kombination der Signalphasen unter dem Einfluss verschiedener Fehler eine 5 bis 20 mal höhere Genauigkeit aufwies als die Mittelung von Zeitmessungen. Nur Mehrwege unterhalb des Auflösungsvermögens führen mit Zeitmessungen zu einem etwas kleineren Fehler. Mehrwege oberhalb des Auflösungsvermögens werden von dem Messsystem dagegen klar vom Direktpfad abgetrennt. Messungen in unterschiedlichen Umgebungen zeigen die Leistungsfähigkeit des Funkortungssystems. So liegt die Genauigkeit in mehrwegearmen Umgebungen bei wenigen Zentimetern. In einer großen Halle mit langen Mehrwegen liegt die Genauigkeit bei wenigen Dezimetern und nur Messungen in der direkten Nähe einer Metalltür konnten die Genauigkeit deutlich verschlechtern. Eine realistische Industrieumgebung mit einer prozess- und fertigungstechnischen Anlage zeigte die Genauigkeit in einer anspruchsvollen Umgebung. Mit dem Mobilsender in der Hand eines Menschen, der sich in der Anlage bewegt, lag die mittlere quadratische Abweichung bei der Hälfte der Messungen unterhalb 76 cm. Nur jede zehnte Messung war mit einem Fehler größer 1,31 m behaftet. Das Ziel, ein Funkortungssystem mit mittlerer Genauigkeit zu entwickeln, das auf standardkonformen IEEE 802.15.4-Funksendern basiert, wurde erfüllt.

Die Zukunft des in dieser Arbeit entwickelten Ortungssystems liegt in der Integration der Signalphasenmessung in existierende oder zukünftige integrierte Schaltkreise, die Kommunikationssignale nach IEEE 802.15.4 senden und empfangen können. Dadurch sinkt die Komplexität der heute noch diskret aufgebauten Empfänger auf das Niveau der Mobil- und Referenzsender. Erste Anstrengungen der Halbleiterhersteller sind bekannt.

Auch die Integration in andere, weit verbreitete Funkstandards, wie beispielsweise Bluetooth oder WLAN, kann zahlreiche neue Anwendungen eröffnen. Speziell das 150 MHz breite WLAN-Band bei 5,8 GHz kann eine weitere Erhöhung der Ortungsgenauigkeit ermöglichen.

Die durchgeführten Simulationen und Messungen in einer realistischen Industrieumgebung zeigen, dass Mehrwege und eine ungünstige Infrastrukturpositionierung die Ortungsgenauigkeit systematisch negativ beeinflussen können. Die selbstlernende Modellierung und teilweise Kompensation dieser Effekte wurde in [31] demonstriert. Die Untersuchungen basieren auf Messungen, die mit dem in dieser Arbeit entwickelten Funkortungssystem vorgenommen wurden.

Literaturverzeichnis

- [1] M. Vossiek, L. Wiebking, P. Gulden, J. Wieghardt, C. Hoffmann, and P. Heide, "Wireless local positioning," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 4, no. 4, pp. 77–86, Dec. 2003.
- [2] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and J. Liu, "Survey of wireless indoor positioning techniques and systems," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 37, no. 6, pp. 1067–1080, Nov. 2007.
- [3] L. Wirola, T. Laine, and J. Syrjärinne, "Mass-market requirements for indoor positioning and indoor navigation," in *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, Switzerland, Sep. 2010.
- [4] M. Vossiek, R. Miesen, and J. Wittwer, "RF identification and localization - recent steps towards the internet of things in metal production and processing," in *18th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, Jun. 2010, pp. 272–279.
- [5] K. P. S. Lanzisera, D. Lin, "RF time of flight ranging for wireless sensor network localization," in *International Workshop on Intelligent Solutions in Embedded Systems*, 2006.
- [6] S. Lanzisera and K. Pister, *RF Ranging for Location Awareness*. Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California at Berkeley, May 2009.
- [7] S. Schwarzer and C. Seisenberger, "Verfahren zur Ortung von drahtlos kommunizierenden Funkteilnehmern," German Patent DE 10 2008 034 567 B4, Sep. 30, 2010.
- [8] F. Ellinger, R. Eickhoff, R. Gierlich, J. Hüttner, A. Ziroff, S. Wehrli, T. Ußmüller, J. Carls, V. Subramanian, M. Krcmar, R. Mosshammer, S. Spiegel, D. Doumenis, A. Kounoudes, K. Kurek, Y. Yashchyshyn, C. Papadias, A. Kalis, E. Avatagelou, and P. Tragas, "Local positioning for wireless sensor networks," in *IEEE Globecom Workshops*, 2007.

- [9] R. Gierlich, *A Reconfigurable MIMO System for High-Precision FM-CW Radiolocation*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Jan. 2010.
- [10] A. Stelzer, A. Fischer, and M. Vossiek, "A new technology for precise local position measurement - LPM," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 655–658, 2004.
- [11] M. Vossiek, L. Wiebking, P. Gulden, J. Weighardt, and C. Hoffmann, "Wireless local positioning - concepts, solutions, applications," in *Proc. of Radio and Wireless Conference*, 2003, pp. 219–224.
- [12] W. H. Foy, "Position-location solutions by taylor-series estimation," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 12, pp. 187–194, 1976.
- [13] D. Manolakis, "Efficient solution and performance analysis of 3-D position estimation by trilateration," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, no. 4, pp. 1239–1248, Oct. 1996.
- [14] R. Gierlich, J. Hüttner, A. Ziroff, and M. Huemer, "Indoor positioning utilizing fractional-N PLL synthesizer and multi-channel base stations," in *European Conference on Wireless Technology*, 2008, pp. 49–52.
- [15] D. Mastela, L. Reindl, L. Wiebking, and L. Zander, "Development of a cylindrical microstrip phased array antenna for a radio tracking system," in *IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, 2006, pp. 381–383.
- [16] D. Mastela, L. Reindl, L. Wiebking, M. Kawalkiewicz, and T. Zander, "Angle tracking using FMCW radar based localization system," in *International Radar Symposium*, 2006.
- [17] ———, "Angle tracking using FMCW radar based localization system (industrial, environmental and medical applications)," in *International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications*, 2006, pp. 29–32.
- [18] D. Adamy, "Review of emitter-location techniques," *Journal of Electronic Defense*, vol. 28, no. 8, pp. 64–65, Aug. 2005.

- [19] H. Friis, "A note on a simple transmission formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, pp. 254–256, 1946.
- [20] C. Levis, *Encyclopedia of Electrical & Electronics Engineering*. Wiley, 1999, vol. 8.
- [21] P. Bahl and V. Padmanabhan, "RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system," in *19th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*, vol. 2, 2000, pp. 775–784.
- [22] M. Berberan-Santos, E. Bodunov, and L. Pogliani, "On the barometric formula," *American Journal of Physics*, vol. 65, no. 5, pp. 404–412, 1997.
- [23] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
- [24] L. Ni, L. Yunhao, C. Yiu, and A. Patil, "LANDMARC: indoor location sensing using active RFID," in *IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications*, 2003, pp. 407–415.
- [25] K. Kaemarungsi and P. Krishnamurthy, "Modeling of indoor positioning systems based on location fingerprinting," in *IEEE INFOCOM*, vol. 2, 2004, pp. 1012–1022.
- [26] K. Kaemarungsi, "Efficient design of indoor positioning systems based on location fingerprinting," in *International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing*, vol. 1, 2005, pp. 181–186.
- [27] B. B. Parodi, H. Lenz, A. Szabo, H. Wang, J. Horn, J. Bamberger, and D. Obradovic, "Initialization and online-learning of RSS maps for indoor / campus localization," in *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, 2006, pp. 164–172.
- [28] B. Parodi, H. Lenz, A. Szabo, J. Bamberger, and J. Horn, "SLL: Statistical conditions and algebraic properties," in *4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication*, 2007, pp. 113–120.
- [29] B. B. Parodi, H. Lenz, A. Szabo, J. Bamberger, and J. Horn, "Algebraic and statistical conditions for use of SLL," in *European Control Conference*, 2007.

- [30] B. Parodi, A. Szabo, J. Bamberger, and J. Horn, "Indoor online learning of feature maps using SPLN," in *IEEE International Conference on Control and Automation*, Dec. 2009, pp. 1591–1596.
- [31] T. Weiherer, A. Szabo, and J. Bamberger, "Unsupervised learning of propagation time for indoor localization," in *IEEE 73rd Vehicular Technology Conference*, 2011 (to be published).
- [32] M. Cover, K. Kanukurthy, and D. Andersen, "Microwave tomography using dynamic 802.15.4 wireless networks," in *IEEE International Conference on Electro/Information Technology*, 2007, pp. 251–256.
- [33] K. Hunt and D. Andersen, "Intensity only microwave diffraction tomography using 802.15.4 wireless networks," in *IEEE International Conference on Electro/Information Technology*, 2010.
- [34] A. Kak and M. Slaney, *Principles of Computerized Tomographic Imaging*, 2nd ed. SIAM, 2001.
- [35] J. Wilson and N. Patwari, "Radio tomographic imaging with wireless networks," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 9, pp. 621–632, May 2010.
- [36] N. Patwari and J. Wilson, "RF sensor networks for device-free localization: Measurements, models, and algorithms," *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no. 11, pp. 1961–1973, Nov. 2010.
- [37] S. Gandhi, A. Ganz, and G. Mullett, "FIREGUIDE: Firefighter guide and tracker," in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology*, 2010, pp. 2037–2040.
- [38] J. Demongeot, N. Noury, and N. Vuillerme, "Data fusion for analysis of persistence in pervasive actimetry of elderly people at home, and the notion of biological age," in *International Conference on Complex, Intelligent and Software Intensive Systems*, 2008, pp. 589–594.
- [39] J. V. Brzeski, "Cosmological redshift and related electromagnetic phenomena in static hyperbolic universe," *Acta Physica Polonica B*, vol. 39, no. 6, pp. 1501–1520, 2008.
- [40] L. Doherty, K. pister, and L. E. Ghaoui, "Convex position estimation in wireless sensor networks," in *Conference on Computer Communications*, vol. 3, 2001, pp. 1655–1663.

- [41] H. Speck and N. Bender, “Mapping wireless networks - SSID WLAN(D)SCAPE,” in *IEEE/Sarnoff Symposium on Advances in Wired and Wireless Communications*, 2004, pp. 43–47.
- [42] C. Amsel, G. Florissen, and S. Pietzonka, “Die naechste Generation lichtbasierter Fahrerassistenzsysteme,” *Automobiltechnische Zeitschrift - ATZ*, vol. 112, no. 10, pp. 758–763, Oct. 2010.
- [43] J. Effertz, “Sensor architecture and data fusion for robotic perception in urban environments at the 2007 DARPA Urban Challenge,” *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 4931, pp. 275–290, 2008.
- [44] L. Tamas, G. Lazea, M. Popa, I. Szoke, and A. Majdik, “Laser based localization techniques for indoor mobile robots,” in *Advanced Technologies for Enhanced Quality of Life*, 2009, pp. 169–170.
- [45] K. Narayana, F. Goulette, and B. Steux, “Planar landmark detection using a specific arrangement of LIDAR scanners,” in *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, 2010, pp. 1057–1069.
- [46] S. Kunkel, *Entwicklung und Erprobung eines infrastrukturunabhängigen Lokalisierungssystems zum Auffinden von RFID-Transpondern und zu deren Visualisierung mittels erweiterter Realität*. Dissertation, TU Clausthal, 2010.
- [47] B. Williams, G. Klein, and I. Reid, “Real-time SLAM relocalisation,” in *IEEE 11th International Conference on Computer Vision*, 2007.
- [48] M. Oskoei and H. Huosheng, “Application of feature tracking in a vision based human machine interface for Xbox,” in *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 2009, pp. 1738–1743.
- [49] S. Barley, “The next multicoloured wave of computer interaction,” *New Scientist*, vol. 206, no. 2763, pp. 18–19, Jun. 2010.
- [50] K. Langer, L. del Rosal, C. Kottke, J. Walewski, S. Nerreter, K. Habel, and J. Vucic, “Implementation of a 84 Mbit/s visible-light link based on discrete-multitone modulation and LED room lighting,” in *7th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing*, 2010, pp. 528–531.
- [51] R. Want, A. Hopper, V. Falcao, and J. Gibbons, “The active badge location system,” *ACM Transactions on Information Systems*, vol. 10, no. 1, pp. 91–102, 1992.

- [52] F. Alonge, M. Branciforte, and F. Motta, "A novel method of distance measurement based on pulse position modulation and synchronization of chaotic signals using ultrasonic radar systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 318–329, 2009.
- [53] M. Addlesee, R. Curwen, S. Hodges, J. Newman, P. Steggles, A. Ward, and A. Hopper, "Implementing a sentient computing system," *Computer*, vol. 34, no. 8, pp. 50–56, Aug. 2001.
- [54] O. Woodman and R. Harle, "Concurrent scheduling in the Active Bat location system," in *8th IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications Workshops*, 2010, pp. 431–437.
- [55] N. Priyantha, A. Chakraborty, and H. Balakrishnan, "The Cricket location-support system," in *6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, 2000, pp. 32–43.
- [56] H. Piontek, M. Seyffer, and J. Kaiser, "Improving the accuracy of ultrasound-based localisation systems," *Personal and Ubiquitous Computing*, vol. 11, no. 6, pp. 439–449, 2007.
- [57] D. Scalise, "Fanny packs track," *Hospitals & Health Networks*, vol. 80, no. 5, p. 26, May 2006.
- [58] P. Giraudet and H. Glotin, "Echo-robust and real-time 3D tracking of marine mammals using their transient calls recorded by hydrophones array," in *IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings*, vol. 4, 2006.
- [59] F. Benard and H. Glotin, "Sperm whales records indexation using passive acoustics localization," in *7th International Workshop on Content-Based Multimedia Indexing*, 2009, pp. 207–212.
- [60] V. Bardyshev, "Drifting underwater acoustic antenna array," *Acoustical Physics*, vol. 49, no. 3, pp. 285–289, 2003.
- [61] M. Sato and T. Takayama, "High range resolution directional borehole radar for 3-D fracture delineation," in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 1, 2009, pp. 132–135.

- [62] W. Andra, H. Danan, W. Kirmsse, H. Kramer, P. Saupe, and R. Schmieg, “A novel method for real-time magnetic marker monitoring in the gastrointestinal tract,” *Physics in Medicine and Biology*, vol. 45, no. 10, pp. 3081–3093, 2000.
- [63] S. Song, C. Hu, M. Li, W. Yang, and M. Meng, “Two-magnet-based 6D-localization and orientation for wireless capsule endoscope,” in *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 2009, pp. 2338–2343.
- [64] H. Rimminen, J. Lindstrom, and R. Sepponen, “Positioning accuracy and multi-target separation with a human tracking system using near field imaging,” *International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 156–175, 2009.
- [65] M. Marzencki, L. Zajiczek, B. Kaminska, and A. Sixsmith, “Device-less capacitive indoors localization and activity tracking system,” in *8th IEEE International NEWCAS Conference*, 2010, pp. 113–116.
- [66] B. Pottier, L. Rasolofondraibe, and D. Nuzillard, “A novel capacitive safety device for target localization and identification,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, pp. 1640–1647, Oct. 2008.
- [67] S. Bosio, A. Capone, and M. Cesana, “Radio planning of wireless local area networks,” *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 15, no. 1, pp. 1414–1427, Dec. 2007.
- [68] H. Wang, H. Lenz, A. Szabo, J. Bamberger, and U. Hanebeck, “WLAN-based pedestrian tracking using particle filters and low-cost MEMS sensors,” in *4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication*, 2007.
- [69] A. Sayed, A. Tarighat, and N. Khajehnouri, “Network-based wireless location: challenges faced in developing techniques for accurate wireless location information,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 22, no. 4, pp. 24–40, Jul. 2005.
- [70] T. Zander, *Applied low-cost inertial sensor systems and efficient measurement data processing*. Dissertation, Universität Freiburg, Dec. 2006.

- [71] S. Max, M. Vossiek, and P. Gulden, "Verfahren zur Integration von lokaler Funkortung und Inertialsensorik zur Objektverfolgung innerhalb von Gebäuden," in *VDI-Berichte, Sensoren und Messsysteme*, no. 2011, 2008, pp. 677–686.
- [72] M. Grewal, L. Weill, and A. Andrews, *Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration*. Wiley, 2001.
- [73] P. Misra and P. Enge, *Global Positioning System: Signals, Measurement and Performance*, 2nd ed. Ganga-Jamuna Press, 2008.
- [74] B. Arbesser-Rastburg and G. Hein, "The Galileo project and scientific applications," in *40th European Microwave Conference*, 2010, pp. 1790–1793.
- [75] P. Henkel and C. Gunther, "Precise point positioning with multiple Galileo frequencies," in *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, 2008, pp. 592–599.
- [76] J. Prost, B. Godefroy, and S. Terrenoir, "Navigate the city improving GPS accuracy for urban pedestrians." *Wireless Asia*, vol. 11, no. 5, pp. 20–22, Sep. 2008.
- [77] H. Trautenberg, T. Weber, and C. Schäfer, "GALILEO system overview," *Acta Astronautica*, vol. 55, no. 3-9, pp. 643–647, 2004.
- [78] D. Borio, C. O'Driscoll, and G. Lachapelle, "Coherent, noncoherent, and differentially coherent combining techniques for acquisition of new composite GNSS signals," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, 2009, pp. 1227–1240.
- [79] G. Roth and P. Schick, "New Loran capabilities enhance performance of hybridized GPS/Loran receivers," *Journal of the Institute of Navigation*, vol. 46, no. 4, pp. 249–260, 1999.
- [80] F. Marklund and S. Holmberg, "Effects of early release from prison using electronic tagging in Sweden," *Journal of Experimental Criminology*, vol. 5, no. 1, pp. 41–61, Jan. 2009.
- [81] J. Peng, "A survey of location based service for Galileo system," in *International Symposium on Computer Science and Computational Technology*, vol. 1, 2008, pp. 737–741.

- [82] T. Fu and B. Huang, “How about the real capacity of cell-ID based algorithms for LBS,” in *International Conference on E-Business and E-Government*, 2010, pp. 1331–1337.
- [83] H. Tian, L. Xia, and E. Mok, “A novel method for metropolitan-scale Wi-Fi localization based on public telephone booths,” in *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, 2010, pp. 357–364.
- [84] E. Kaasinen, “User acceptance of location-aware mobile guides based on seven field studies,” *Behaviour & Information Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 37–49, Jan. 2005.
- [85] L. Wiebking, M. Glanzer, D. Mastela, M. Christmann, and M. Vossiek, “Remote local positioning radar,” in *Proc. of IEEE Radio and Wireless Conference*, 2004, pp. 191–194.
- [86] P. Khrebtov, A. Pottker, S. Max, and M. Vossiek, “A wireless location system for sensing the relative position between mining vehicles,” in *IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference*, 2007.
- [87] M. Mahfouz, Z. Cemin, B. Merkl, M. Kuhn, and A. Fathy, “Investigation of high-accuracy indoor 3-D positioning using UWB technology,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 6, pp. 1316–1330, Jun. 2008.
- [88] J. Hüttner, R. Gierlich, A. Zirotz, and R. Weigel, “A low cost ultra-wide-band pulse radar in a guided wave gauging application,” in *European Radar Conference*, 2009, pp. 101–104.
- [89] J. Hüttner, *Concepts for Ultra-Wideband Impulse-Radio Localization and Ranging*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Jan. 2010.
- [90] M. Pichler, A. Stelzer, P. Gulden, C. Seisenberger, and M. Vossiek, “Phase-error measurement and compensation in PLL frequency synthesizers for FMCW sensors – I: Context and application,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 1, pp. 1006–1017, May 2007.
- [91] ———, “Phase-error measurement and compensation in PLL frequency synthesizers for FMCW sensors – II: Theory,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 1, pp. 1224–1235, Jun. 2007.

- [92] M. Pichler, A. Stelzer, and C. Seisenberger, “Modeling and simulation of PLL-based frequency-synthesizers for FMCW radar,” in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2008, pp. 1540–1543.
- [93] M. Pichler, *Phase-Locked-Loop-Based Signal Synthesis for Frequency-Modulated Continuous Wave Radar*. Dissertation, Johannes Kepler Universität Linz, Oct. 2007.
- [94] M. Pichler, A. Stelzer, P. Gulden, and M. Vossiek, “Influence of systematic frequency-sweep non-linearity on object distance estimation in FMCW/FSCW radar systems,” in *European Microwave Conference*, 2003, pp. 1203–1206.
- [95] M. Pichler, A. Stelzer, P. Gulden, C. Seisenberger, and M. Vossiek, “Frequency-sweep linearization for FMCW sensors with high measurement rate,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [96] J. Wittwer, F. Kirsch, and M. Vossiek, “A distance-bounding concept for bilateral IEEE 802.15.4 communication,” in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, 2009.
- [97] D. Cyganski, J. Duckworth, S. Makarov, W. Michalson, J. Orr, V. Amendolare, J. Coyne, H. Daempfling, J. Farmer, D. Holl, S. Kulkarni, H. Parikh, and B. Woodacre, “WPI precision personnel locator system,” in *ION-NTM*, 2007.
- [98] D. Cyganski, J. Duckworth, S. Makarov, W. Michalson, J. Orr, V. Amendolare, J. Coyne, H. Daempfling, S. Kulkarni, H. Parikh, and B. Woodacre, “WPI precision personnel locator system - indoor location demonstrations and RF design improvements,” in *ION-NTM*, 2007.
- [99] T. Webb, P. Groves, P. Cross, R. Mason, and J. Harrison, “A new differential positioning method using modulation correlation of signals of opportunity,” in *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, 2010, pp. 972–981.
- [100] M. Rabinowitz and J. Spilker, “A new positioning system using television synchronization signals,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 1, pp. 51–61, 2005.

- [101] M. Enright and C. Kurby, “A signals of opportunity based cooperative navigation network,” in *National Aerospace&Electronics Conference*, 2009, pp. 213–218.
- [102] H. Stockman, “Communication by means of reflected power,” *Proceedings of the IRE*, vol. 36, pp. 1196–1204, Oct. 1948.
- [103] A. Koelle, S. Depp, and R. Freyman, “Short-range radio-telemetry for electronic identification, using modulated RF backscatter,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 8, pp. 1260–1261, 1975.
- [104] A. Koelle and S. Depp, “Doppler radar with cooperative target measures to zero velocity and senses the direction of motion,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 65, no. 3, pp. 492–493, 1977.
- [105] S. Schwarzer, *Entwicklung eines semi-passiven RFID-Systems im UHF-Band mit integrierter Reichweitenbeschränkung*. Diplomarbeit, TU Clausthal, 2006.
- [106] A. Aleksieieva and M. Vossiek, “Design and optimization of amplitude-modulated microwave backscatter transponders,” in *German Microwave Conference Digest of Papers*, Mar. 2010, pp. 134–137.
- [107] J. Heidrich, D. Brenk, J. Essel, S. Schwarzer, K. Seemann, G. Fischer, and R. Weigel, “The roots, rules, and rise of RFID,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 3, pp. 78–86, May 2010.
- [108] S. Schwarzer and S. Kunkel, “Methods and advantages of RFID localization,” in *RADCOM*, Hamburg, Mar. 2007.
- [109] J. Heidrich, D. Brenk, J. Essel, S. Schwarzer, and R. Weigel, “Local positioning with passive UHF RFID transponders,” in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID*, Sep. 2009.
- [110] J. Heidrich, D. Brenk, J. Essel, S. Schwarzer, R. Herschmann, B. Geck, G. Fischer, and R. Weigel, “Local positioning with sensor-enabled passive multi-standard RFID transponders,” in *Advances in Radio Science*, vol. 8, no. 263-273, 2010.
- [111] J. Heidrich, D. Brenk, J. Essel, S. Schwarzer, R. Weigel, and G. Fischer, “Distance measurement with UHF transponders by means of

- modulated backscattering,” in *20th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, Sep. 2010, invited paper.
- [112] S. Max, M. Vossiek, and P. Gulden, “Fusion of FMCW secondary radar signal beat frequency and phase estimations for high precision distance measurement,” in *European Radar Conference*, 2008, pp. 124–127.
- [113] S. Max, C. Bohn, and M. Vossiek, “State observation using the phase and the beat frequency of a FMCW radar for precise local positioning and line-of-sight detection,” in *IEEE 68th Vehicular Technology Conference*, 2008.
- [114] M. Vossiek, A. Urban, S. Max, and P. Gulden, “Inverse synthetic aperture secondary radar concept for precise wireless positioning,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 1, pp. 2447–2453, 2007.
- [115] S. Max, P. Gulden, and M. Vossiek, “Localization of backscatter transponders based on a synthetic aperture secondary radar imaging approach,” in *5th IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, 2008, pp. 437–440.
- [116] S. Kunkel, R. Bieber, H. Ming-Shih, and M. Vossiek, “A concept for infrastructure independent localization and augmented reality visualization of RFID tags,” in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID*, 2009.
- [117] S. Kunkel, H. Ming-Shih, R. Bieber, and M. Vossiek, “SAR-like localization of RFID tags for non-uniform trajectory,” in *The 40th European Microwave Conference*, Sep. 2010, pp. 1758–1761.
- [118] L. Wiebking, *Entwicklung eines zentimetergenauen mehrdimensionalen Nahbereichsnavigationssystems*. Dissertation, TU Clausthal, Feb. 2003.
- [119] N.N., “Radar-Präzision am Burchardkai,” *Hebezeuge Fördermittel*, vol. 11, pp. 556–558, 2010.
- [120] J. F. Michel, M. Christmann, M. Fiegert, P. Gulden, and M. Vossiek, “Multisensor based indoor vehicle localization system for production and logistic,” in *IEEE International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, Sep. 2006, pp. 553–558.

- [121] M. Vossiek, T. Schafer, and D. Becker, “Regenerative backscatter transponder using the switched injection-locked oscillator concept,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, pp. 571–574.
- [122] M. Vossiek and P. Gulden, “The switched injection-locked oscillator: A novel versatile concept for wireless transponder and localization systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, pp. 859–866, Apr. 2008.
- [123] T. Schafer, F. Kirsch, and M. Vossiek, “A 13.56 MHz localization system utilizing a switched injection locked transponder,” in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, 2009.
- [124] S. Wehrli, R. Gierlich, J. Hüttner, D. Barras, F. Ellinger, and H. Jackel, “Integrated active pulsed reflector for an indoor local positioning system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 267–276, 2010.
- [125] S. Röhr, M. Vossiek, and P. Gulden, “Method for high precision radar distance measurement and synchronization of wireless units,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Jun. 2007, pp. 1315–1318.
- [126] S. Röhr, *System-Theoretic Analysis and Optimization of a Novel Secondary Radar Concept for Precise Distance and Velocity Measurement*. Dissertation, TU Clausthal, Oct. 2009.
- [127] S. Röhr, P. Gulden, and M. Vossiek, “Method for high precision clock synchronization in wireless systems with application to radio navigation,” in *IEEE Radio and Wireless Symposium*, Jan. 2007, pp. 551–554.
- [128] S. Röhr, P. Gulden, and M. Vossiek, “Novel secondary radar for precise distance and velocity measurement in multipath environments,” in *European Microwave Conference*, Oct. 2007, pp. 1461–1464.
- [129] ———, “Precise distance and velocity measurement for real time locating in multipath environments using a frequency modulated continuous wave secondary radar approach,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, pp. 2329–2339, Oct. 2008.

- [130] J. Michel, H. Millner, and M. Vossiek, "A novell wireless forklift positioning system for indoor and outdoor use," in *5th Workshop on Positioning, Navigation and Communication*, 2008, pp. 219–227.
- [131] H. Millner, R. Ebelt, G. Hoffmann, and M. Vossiek, "Wireless 3D localization of animals for trait and behavior analysis in indoor and outdoor areas," in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID*, 2009.
- [132] R. Ebelt, H. Millner, and M. Vossiek, "Wireless network-to-network localization for measuring the spatial position and orientation of vehicles," in *IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, Aug. 2010.
- [133] H. Millner, R. Ebelt, and M. Vossiek, "Network based vehicle-to-infrastructure and vehicle-to-vehicle localization," in *IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems, Workshop on Innovative Circuits, Systems and Applications for Local Position Estimation*, Aug. 2010.
- [134] J. F. Michel and M. Vossiek, "Wireless sensor network approach for robust localization of mobile nodes with minimal complexity," *Elektrotechnik und Informationstechnik*, vol. 125, no. 10, pp. 341–346, 2008.
- [135] ———, "An optimization approach for robust transformation of measured range data into position estimates in wireless networks," in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID*, Sep. 2009, pp. 87–90.
- [136] A. Stelzer, K. Pourvoyeur, and A. Fischer, "Concept and application of LPM - a novel 3-D local position measurement system," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 12, pp. 2664–2669, 2004.
- [137] K. Pourvoyeur, A. Stelzer, and G. Gassenbauer, "Position estimation techniques for the local position measurement system LPM," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006, pp. 1509–1514.
- [138] ———, "The local position measurement system LPM used for cow tracking," in *IEEE International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, Sep. 2006, pp. 536–540.

- [139] A. Stelzer, K. Pourvoyeur, A. Fischer, and G. Gassenbauer, "A local position measurement system with integrated telemetry channel," in *IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2006, pp. 91–94.
- [140] K. Pourvoyeur, T. Gahleitner, G. Gassenbauer, A. Stelzer, and S. Schuster, "Effects of motion models and sensor data on the accuracy of the LPM positioning system," in *9th International Conference on Information Fusion*, 2006.
- [141] K. Pourvoyeur, A. Stelzer, S. Schuster, and G. Gassenbauer, "Error propagation of GPS in comparison to the local position measurement system LPM," in *European Conference on Wireless Technology*, 2006, pp. 215–218.
- [142] F. Ellinger, J. Carls, S. Wehrli, H. Jackel, C. Kromer, L. Wiebking, A. Dabek, J. Hüttner, R. Roskosch, R. Gierlich, C. Seisenberger, M. Huemer, R. Mosshammer, T. Ußmüller, R. Weigel, V. Subramanian, M. Krcmar, G. Bock, D. Doumenis, A. Kounoudes, K. Kurek, Y. Yashchyshyn, R. Szumny, A. Kalis, E. Avatagelou, A. Garbi, S. Spiegel, L. Vasiu, and R. Caldeirinha, "EU project RESOLUTION: reconfigurable systems for mobile local communication and positioning," in *International Conference on Wireless Information Networks and Systems*, Portugal, Aug. 2006, pp. 427–431.
- [143] F. Ellinger, R. Eickhoff, A. Ziroff, J. Hüttner, R. Gierlich, J. Carls, and G. Bock, "European project RESOLUTION – local positioning systems based on novel FMCW radar," in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2007, pp. 499–502.
- [144] A. Ziroff, J. Hüttner, R. Gierlich, R. Eickhoff, and F. Ellinger, "A wireless sensor network with radiolocation subsystem," in *IEEE Globecom Workshops*, 2008.
- [145] S. Scheiblhofer, S. Schuster, M. Jahn, R. Feger, and A. Stelzer, "Performance analysis of cooperative FMCW radar distance measurement systems," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, pp. 121–124.
- [146] R. Gierlich, J. Hüttner, A. Dabek, and M. Huemer, "Performance analysis of FMCW synchronization techniques for indoor radiolocation," in *European Conference on Wireless Technologies*, 2007, pp. 24–27.

- [147] S. Schwarzer, M. Vossiek, M. Pichler, and A. Stelzer, “Precise distance measurement with IEEE 802.15.4 (ZigBee) devices,” in *IEEE Radio and Wireless Symposium*, Jan. 2008, pp. 779–782.
- [148] M. Pichler, S. Schwarzer, A. Stelzer, and M. Vossiek, “Multi-channel distance measurement with IEEE 802.15.4 (ZigBee) devices,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, no. 5, pp. 845–859, Oct. 2009.
- [149] —, “Positioning with moving IEEE 802.15.4 (ZigBee) transponders,” in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID*, Sep. 2009, pp. 61–64.
- [150] *Bluetooth specification*, Bluetooth SIG Std. Core 4.0, Dec. 2009.
- [151] *TDMA Data Link Layer*, HART Communication Foundation Std. HCF_SPEC-075, Rev. 1.0, Aug. 2007.
- [152] *802.15.4-2006*, IEEE Std., Sep. 2006.
- [153] *802.11-2007*, IEEE Std., Nov. 2007.
- [154] M. Skolnik, *Radar handbook*, 3rd ed. McGraw-Hill, 2008.
- [155] T. Watteyne, S. Lanzisera, A. Mehta, and K. Pister, “Mitigating multipath fading through channel hopping in wireless sensor networks,” in *IEEE International Conference on Communications*, 2010.
- [156] J. Scheer and J. Kurtz, *Coherent Radar Performance Estimation*. Artech House Inc., 1993.
- [157] S. Kay, *Fundamentals of Statistical Processing – Estimation Theory*. Prentice Hall, 1993, vol. 1.
- [158] A. Poularikas, *The Transforms and Applications Handbook*, 2nd ed. Crc Pr Inc, 2000.
- [159] A. Dutt and V. Rokhlin, “Fast Fourier transforms for nonequispaced data,” *SIAM Journal on Scientific Computing*, vol. 14, no. 6, pp. 1368–1393, Nov. 1993.
- [160] —, “Fast Fourier transforms for nonequispaced data, II,” *Applied and Computational Harmonic Analysis*, vol. 2, no. 1, pp. 85–100, 1995.

- [161] G. Steidl, “A note on fast Fourier transforms for nonequispaced grids,” *Advances in Computational Mathematics*, vol. 9, no. 3, pp. 337–352, 1998.
- [162] D. Potts and M. Tasche, “Numerical stability of nonequispaced fast Fourier transforms,” *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 222, no. 2, pp. 655–674, 2008.
- [163] S. Kunis and D. Potts, “Time and memory requirements of the nonequispaced FFT,” *Sampling Theory in Signal & Image Processing*, vol. 7, no. 1, pp. 77–100, Jan. 2008.
- [164] G. Merziger and T. Wirth, *Repetitorium der höheren Mathematik*, 4th ed. Binomi, Aug. 1999.
- [165] R. O. Schmidt, “A new approach to geometry of range difference location,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 821–835, 1972.
- [166] S. Bancroft, “An algebraic solution of the GPS equations,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 21, no. 1, pp. 56–59, Jan. 1985.
- [167] J. Delosme, M. Morf, and B. Friedlander, “Source location from time differences of arrival: Identifiability and estimation,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, 1980, pp. 818–824.
- [168] J. Smith and J. Abel, “The spherical interpolation method of source localization,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 12, pp. 246–252, 1987.
- [169] J. Abel and J. Smith, “The spherical interpolation method for closed-form passive source localization using range difference measurements,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 12, 1987, pp. 471–474.
- [170] Y. Zhou and L. Lamont, “Constrained linear least squares approach for TDOA localization: A global optimum solution,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 2008, pp. 2577–2580.

- [171] R. Pfeil, S. Schuster, P. Scherz, A. Stelzer, and G. Stelzhammer, “A robust position estimation algorithm for a local positioning measurement system,” in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID*, 2009.
- [172] S. Mehrdad, *Synthetic Aperture Radar Signal Processing*, 1st ed. Wiley, 1999.
- [173] Y. Xie, Y. Wang, P. Zhu, and X. You, “Grid-search-based hybrid TOA/AOA location techniques for NLOS environments,” *IEEE Communications Letters*, vol. 13, pp. 254–256, 2009.
- [174] Y. Xie, Y. Wang, B. Wu, X. Yang, P. Zhu, and X. You, “Localization by hybrid TOA, AOA and DSF estimation in NLOS environments,” in *IEEE 72nd Vehicular Technology Conference*, 2010.
- [175] L. Blanco, J. Serra, and M. Najar, “Minimum variance time of arrival estimation for positioning,” *Signal Processing*, vol. 90, no. 8, pp. 2611–2620, 2010.
- [176] K. Dogancay and H. Hmam, “Profile likelihood estimator for passive scan-based emitter localization,” *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 3, pp. 1117–1120, Jul. 2007.
- [177] V. Pinsky, “Using beamforming for the global network location,” *Physics of the Earth and Planetary Interiors*, vol. 158, no. 1, pp. 75–83, 2006.
- [178] N. Wiener, *Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series*. Wiley, 1949.
- [179] R. Kalman, “A new approach to linear filtering and prediction problems,” *Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering*, vol. 82, pp. 35–45, 1960.
- [180] R. Kalman and R. Bucy, “New results in linear filtering and prediction theory,” in *Journal of Basic Engineering*, Mar. 1961, pp. 95–108.
- [181] A. Gelb, *Applied Optimal Estimation*. Cambridge, MA: MIT Press, 1974.

- [182] M. A. Spirito and A. G. Mattioli, “On the hyperbolic positioning of GSM mobile stations,” in *URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics. Conference Proceedings*, 1998.
- [183] M. Glänzer, *Kopplung eines Extended Kalman Filters mit Messdaten über ein synchronisiertes Netzwerk zur mehrzielfähigen dreidimensionalen Positionsbestimmung*. Diplomarbeit, FH Kaiserslautern, Oct. 2003.
- [184] S. Julier, J. Uhlmann, and H. F. Durrant-Whyte, “A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 3, pp. 477–482, 2000.
- [185] M. Isard and A. Blake, “CONDENSATION – conditional density propagation for visual tracking,” *International Journal of Computer Vision*, vol. 29, no. 1, pp. 5–28, 1998.
- [186] ———, “A mixed-state condensation tracker with automatic model-switching,” in *Sixth International Conference on Computer Vision*, 1998, pp. 107–112.
- [187] G. Kitagawa, “Monte Carlo filtering and smoothing for nonlinear non-Gaussian state space model,” in *Proceedings of the 29th ISCIE International Symposium on Stochastic Systems Theory and its Applications*, Japan, Nov. 1998.
- [188] M. Bolic, P. M. Djuric, and S. Hong, “New resampling algorithms for particle filters,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 2, 2003.
- [189] X. Fu and Y. Jia, “An improvement on resampling algorithm of particle filters,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 10, pp. 5414–5420, 2010.
- [190] J. Ansari, J. Riihijarvi, and P. Mahonen, “Combining particle filtering with Cricket system for indoor localization and tracking services,” in *IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2007.
- [191] K. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*, 4th ed. Teubner, 2008.

Literaturverzeichnis

- [192] D. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 329–330, 1966.
- [193] U. Rohde, "Frequency synthesizers," *Encyclopedia of Telecommunications*, vol. 2, pp. 830–865, 2003.
- [194] N. Kasdin, "Discrete simulation of colored noise and stochastic processes and $1/f^\alpha$ power law noise generation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 5, pp. 802–827, May 1995.

Lebenslauf von Stefan Schwarzer

Persönliche Daten

Geburtsdatum/-ort: 23.02.1981 in Werdohl
Familienstand: verheiratet, keine Kinder
Nationalität: deutsch

Berufserfahrung

2009 – heute Engineer
 Siemens AG Corporate Technology

2006 – 2009 Doktorand
 Siemens AG Corporate Technology

2005 Wissenschaftliche Hilfskraft am Institut für
 Elektrische Informationstechnik, TU Clausthal

2003 Wissenschaftliche Hilfskraft am Institut für Ma-
 schinelle Anlagentechnik und Betriebsfestigkeit,
 TU Clausthal

2003 Wissenschaftliche Hilfskraft am Institut für
 Technische Mechanik, TU Clausthal

Ausbildung

2001 – 2006 Studium des Maschinenbaus
 Technische Universität Clausthal
 Abschluss mit Diplom

1991 – 2000 Abitur
 Albert-Schweitzer-Gymnasium Plettenberg

Taufkirchen, im Oktober 2011