

TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN
Fachgebiet Höchstfrequenztechnik

Kooperative Abstandsmessung zum Schutz verletzlicher Verkehrsteilnehmer

Christian Morhart

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Eckehard Steinbach

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing., Dr.-Ing. habil. Erwin Biebl
2. apl. Prof. Dr. Gabriella Kókai
(nur schriftliche Beurteilung)
Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing., Dr.-Ing. habil. Robert Weigel
(nur mündliche Prüfung)
Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Die Dissertation wurde am 13.10.2009 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 29.03.2010 angenommen.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	5
1.1 Stand der Technik	6
1.2 Projektziele	8
2. Systemmodell	11
2.1 Multiplexverfahren	11
2.1.1 Raum-Multiplex	11
2.1.2 Frequenz-Multiplex	12
2.1.3 Zeit-Multiplex	12
2.1.4 Code-Multiplex	13
2.2 ToA Abstandsmessung	14
2.2.1 Abstandsgenauigkeit	15
2.2.2 Abstandsauflösung	16
2.3 Modulation	17
2.3.1 Zweiseitenband-Amplitudenmodulation mit Restträger	18
2.3.2 Demodulation	19
2.3.3 Leistung	19
2.3.4 Signal-Rauschanalyse	19
2.4 Kanalmodell	20
2.4.1 Kanaleigenschaften	21
2.5 Codierung	22
2.5.1 Pulskompression	22
2.5.2 Korrelationsempfänger	23
2.5.3 Amplitudenmodulierte Pulskompression	25
2.5.4 Korrelationscodes	26
2.5.5 Mehrpfadinterferenzen	28
2.6 Detektion	30
2.6.1 Detektion des Empfangssignals	30
2.6.2 Detektion des Korrelationsergebnisses	31
2.7 Ankunftszeitbestimmung	32
2.7.1 Interpolierte Pulskompression	32
2.7.2 Superresolution-Algorithmen	34
2.7.3 Autoregressive Parameterschätzung	35
2.7.4 Music Algorithmus	36

2.7.5	Vergleich der Ankunftszeitbestimmung	38
2.8	RToF Messung	39
2.8.1	Spiegelungsmodell	39
2.8.2	Symmetriemodell	42
3.	Systemrealisierung	44
3.1	Kanaluntersuchungen	45
3.1.1	Verfügbare Frequenzbänder	45
3.1.2	Kanaldämpfung	46
3.1.3	Abschattung und Beugung	47
3.1.4	Transmission durch den menschlichen Körper	48
3.1.5	Frequenzwahl	50
3.2	Prototyp-Implementierung	50
3.2.1	Systemanforderungen	51
3.3	Analog-Hardware	52
3.3.1	Modulator	53
3.3.2	Demodulator	54
3.3.3	Automatische Pegelregelung	57
3.3.4	Frequenzumsetzung	59
3.3.5	Empfänger	60
3.4	Digitale Hardware	62
3.4.1	Analog-Digital-Wandler	63
3.4.2	Digital-Analog-Wandler	65
3.4.3	FPGA	66
3.5	Systemuhr	66
3.5.1	Schwingquarz	67
3.5.2	Oszillator	68
3.5.3	Synthesizer	69
3.5.4	Uhrenfehler	70
3.6	Signalverarbeitung	72
3.6.1	Sendesignal	72
3.6.2	Korrelator	73
3.6.3	Interpolation	74
3.6.4	Hochauflösende Ankunftszeitbestimmung	75
3.6.5	RToF Messung	76
4.	Systemverifizierung	78
4.1	Analyse des analogen Übertragungssignals	78
4.1.1	Basisband-Sendesignal	79
4.1.2	Zwischenfrequenz-Sendesignal	80
4.1.3	Hochfrequentes Sendesignal	80
4.1.4	Zwischenfrequenz-Empfangssignal	81
4.1.5	Basisband-Empfangssignal	82
4.2	Meßdynamik	83
4.2.1	Signalkompression	84
4.3	Einfluß des Uhrenfehlers	85

4.3.1	Frequenzablage	86
4.3.2	Phasenrauschen	87
4.4	Freiraummessungen	88
4.4.1	Einfluß der Fahrzeugantenne	89
4.4.2	Geschwindigkeitsreferenz	89
4.4.3	Ortsreferenz	91
4.5	Mehrfadauflösung	92
4.5.1	Simulation der Mehrpfadauflösung	94
4.5.2	Messung der Mehrpfadauflösung	95
5.	Zusammenfassung	97
	Anhang	99
A1	Energie und Leistung eines Signals	99
A2	Zirkulare Korrelation	99
A3	Berechnung des Kanal-Fadings	100
A4	Interpolationsfehler	101
A5	Verwendung einer Geschwindigkeitsreferenz	101
	Literaturverzeichnis	104

1. Einleitung

Ein Kennzeichen einer modernen Gesellschaft ist eine gesteigerte Mobilität in Wirtschafts- und Privatleben. Die Erhöhung der Produktivität und des Wohlstandes der Bevölkerung geht einher mit einem stetig wachsenden Verkehrsaufkommen. So hat sich die Zahl der in Deutschland zugelassenen Kraftfahrzeuge von 20 Millionen im Jahr 1970 auf 50 Millionen im Jahr 2008 erhöht [Sta08b]. Trotz dieses Zuwachses an Verkehrsteilnehmern ist die Zahl der im Verkehr getöteten Personen jedoch seit 1970 rückläufig. Während in diesem Jahr noch über 20000 Personen im Straßenverkehr getötet wurden, lag diese Zahl 2008 unter 5000 [Sta08a]. Die Ursachen hierfür liegen in einer schnelleren und hochwertigeren ambulanten medizinischen Versorgung und in einer stetigen Verbesserung der Sicherheitstechnologie im Fahrzeug. Meilensteine in dieser Entwicklung sind die Einführung von Sicherheitsgurt (Gurtpflicht Vordersitze 1976) und Kopfstütze, bewußte Implementierung von Deformationszonen („Knautschzone“) sowie die Ausrüstung mit Airbags. Diese Technologien sind vor allem dazu geeignet, das Leben von Fahrzeuginsassen zu schützen, bieten aber nur wenig Schutz für verletzte Verkehrsteilnehmer außerhalb der Fahrgastzelle wie Fußgänger oder Fahrradfahrer. Aus diesem Grund wurde in jüngerer Zeit aktiv damit begonnen, Fußgängerschutz in Fahrzeuge zu integrieren, welcher z. B. auf einer Anpassung der Aufprallfläche beruht. Es wird hier die Verformbarkeit der Motorhaube erhöht, indem der Motorblock abgesenkt wird oder eine aktive Federung im Aufprallfall durchgeführt wird. Diese Maßnahmen sind bei Fahrzeugherstellern umstritten, da sie nur für einen begrenzten Teil von Fußgängerunfällen zu Verbesserungen führen, jedoch entsprechende Mehrkosten und Designeingriffe verursachen. Untersuchungen haben gezeigt, daß ein Großteil der schweren Unfälle im Bereich der Windschutzscheibe und der A-Säule auftreten, welche von einer Anpassung der Motorhaube nicht beeinflusst werden [RCCD09, WGHH09].

Ein alternativer Ansatz beruht auf der Implementierung von präventiven Maßnahmen. Es wird versucht in Realzeit Verkehrssituationen zu analysieren und im Gefahrenfall vorausschauend in das Verkehrsgeschehen einzugreifen, indem z. B. der Fahrer gewarnt wird oder eine autonome Bremsung ausgelöst wird. Die Leistungsfähigkeit derartiger Systeme wird über die Qualität der Sensordaten bestimmt. Je präziser und früher das Unfallgeschehen vorhergesagt werden kann, desto größer ist der Nutzen des präventiven Systems. Aktuell verfügbare Sensoren wie Radar, Lidar oder Kamera bieten hierbei nur einen begrenzten Mehrwert, da sie Objekte erst wahrnehmen, wenn diese gegenüber dem Fahrer visuell sichtbar sind. Hier besitzt die Verwendung kooperativer Sensorik entscheidende Vorteile. Der Fußgänger wird mit einem aktiven Transponder ausgerüstet, welcher auf einen Abfrageimpuls eines Fahrzeugs mit einem eigenen Signal antwortet. Dieses Signal kann selbst dann wahrgenommen werden, wenn der Transponder visuell verdeckt ist, wie es z. B. zwischen parkenden Fahrzeugen oder

hinter einem Hauseck der Fall ist. Mit Kenntnis von Laufzeit und Richtung des Signals ist es nun möglich, auf die Position des Fußgängers rückzuschließen. Man benötigt hierfür kooperative Sensoren für exakte und sichere Abstands- und Winkelbestimmung am Fahrzeug. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich dabei vornehmlich mit der präzisen Abstandsbestimmung für den vorausgehend beschriebenen Anwendungsfall.

1.1 Stand der Technik

Die vergangenen zehn Jahre haben erstaunliche Entwicklungen im Bereich drahtloser Lokalisierungstechnologien hervorgebracht. Navigationssysteme in Pkws bieten dem Fahrer eine komfortable Zielführung an. Mobiltelefone können bei Bedarf die eigene Position bestimmen und über aktuelle Kartendaten eine Umkreissuche zu ausgewählten Themen durchführen. Lokalisierungstechnologie wird in Form von RFIDs (**R**adio **F**requency **I**Dentification) in Kaufhäusern eingesetzt für Warenerfassung oder Diebstahlschutz. Transponder werden vorausschauend in Winter-Funktionskleidung vernäht, um im Notfall eine Lawinenrettung zu erleichtern. Obwohl die Anwendungsfälle fast grenzenlos zu sein scheinen, können alle diese Technologien auf einige wenige Meßprinzipien zurückgeführt werden. Dazu zählen die empfangene Signalleistung (**R**eceived **S**ignal **S**trength **I**ndication), die Winkelbestimmung (**A**ngle **o**f **A**rrival) und verschiedene Laufzeitverfahren. Man unterscheidet hier zwischen den Ankunftszeitmethoden (**T**ime **o**f **A**rrival), den Zeitdifferenzverfahren (**T**ime **D**ifference **o**f **A**rrival) und den Umlaufzeitverfahren (**R**ound **T**rip **T**ime **o**f **F**light).

Ein Verfahren mit minimalem Hardware- und Bandbreitenaufwand stellt die RSSI Methode dar. RSSI Systeme schätzen die Position des Transponders über die Empfangsleistung bei normierter Sendeleistung [YA05, BP00]. Dabei werden Ausbreitungsverluste in Form der Freiraumdämpfung ebenso wie Leistungskarten des beobachteten Gebiets verwendet. In einem ersten Schritt muß deshalb zunächst die empfangene Leistung kartographiert werden. Dies ist vor allem in Gebäuden wichtig, da hier Mehrpfadüberlagerung und Signalabschattungen gegenüber der Freiraumdämpfung dominieren. Auf der anderen Seite hat dieses Vorgehen einen großen Nachteil. Wird die Geometrie der Umgebung nachhaltig beeinflusst, z. B. durch die Anwesenheit eines Menschen oder durch die Verschiebung von Gegenständen, ist mit Fehlern zu rechnen oder eine erneute Kalibrierung durchzuführen. Bezüglich der Genauigkeit derartiger Systeme bewegt man sich dabei in einem Bereich von mehreren Metern bis zu einigen zehn Metern Fehler. Diese Genauigkeit in Zusammenhang mit der benötigten vorausschauenden Kartographierung verhindert einen Einsatz dieser Technologie für Sicherheitsanwendungen.

Die Winkelmessung über AoA Verfahren basiert auf der Messung des Gangunterschiedes bzw. des Phasenunterschiedes einer elektromagnetischen Welle an einem Antennenarray. Für die Winkelschätzung selbst wird dabei keine spezielle Signalform oder Signalbandbreite benötigt, so daß sie für fast jedes Sendesignal implementiert werden kann. Dies macht diese Technologie interessant für Erweiterungen bestehender Protokolle wie z. B. einer GSM- oder WLAN-Lokalisierung. Eine Positionsbestimmung, welche ausschließlich über Winkelschätzung erfolgt, wird dabei *Triangulation* genannt. Der gesuchte Ort ergibt sich aus dem Schnittpunkt zweier Geraden über einer gemeinsamen Basis. Für die Bestimmung der Geradenrichtung werden zwei getrennte Winkelmessungen jeweils an den Ecken der Basislinie benötigt. Diese Methode ist seit dem Altertum bekannt und wird heutzutage vor allem optisch für Geodäsie verwendet. In Kombination mit elektromagnetischen Wellen im Stadtbereich

besitzt dieses Verfahren vor allem zwei Nachteile. Einerseits führt Mehrpfadausbreitung zu Mehrdeutigkeiten in der Winkelbestimmung - in der Kombination zweier Winkelmessungen entsteht somit eine Anzahl unterschiedlicher Geisterziele [Hel06]. Andererseits ist die Genauigkeit der Winkelbestimmung abhängig vom Abstand des beobachteten Objekts. Dies führt zu einer wachsenden Ungenauigkeit für fernere Ziele. Da die Winkelmessung vor allem im Nahbereich jedoch sehr gute Ergebnisse erzielt, empfiehlt es sich AoA Messungen mit Laufzeitverfahren zu kombinieren.

Bei den Laufzeitmethoden unterscheidet man zwischen drei verschiedenen Grundprinzipien. Die methodisch einfachste Variante ist sicherlich die ToA Messung. Hier wird die Laufzeit über die Ankunftszeit des Signals bestimmt. Dabei ist eine genaue absolute Kenntnis des Sendezeitpunkts nötig, was eine hohe Synchronität zwischen Sender und Empfänger voraussetzt. Diese kann entweder durch hochgenaue Systemuhren erreicht werden oder durch Verwendung eines gemeinsamen Systemtaktes. Hochgenaue Systemuhren können im Automobilbereich aus Kostengründen ausgeschlossen werden, weshalb allein die Synchronisierung aller Transponder bleibt. Dieser Ansatz verbietet sich jedoch aufgrund der außerordentlichen hohen Mehrnutzeranforderungen im Straßenverkehr, welche eine gemeinsame Synchronität aller Teilnehmer äußerst schwierig machen. Anwendungsbeispiele für diese Methode sind Kanalschätzer [JK08] und infrastrukturgestützte Positionsbestimmung.

Ähnlich wie bei der ToA Methode wird für eine TDoA Messung nur die Einzellaufzeit zwischen einem Transponder und mehreren Basisstationen genutzt. Die genaue Position kann dabei über die Laufzeitdifferenz berechnet werden, mit der das Signal die verschiedenen Basisstationen erreicht. Während man bei der ToA Methode hohe Synchronität zwischen Sender und Empfänger benötigt, ist diese bei der TDoA Messung nur zwischen unterschiedlichen Basisstationen nötig. Für mobile Lokalisierung ist dies ein großer Vorteil, da auf Transponderseite keine hochgenauen Systemuhren benötigt werden und damit Kosten eingespart werden können. Die bekanntesten Beispiele für diese Technologie stellen die GPS- bzw. Galileo Lokalisierung dar [Eng94, Get93, Hol04]. Als Sendestationen werden hierfür Satelliten mit Atomuhren verwendet, welche ihre genaue Position und Uhrzeit an den Transponder übertragen. Dieser kann mittels der Signale von mindestens vier Satelliten die eigene Position bestimmen. Im Optimalfall einer ungestörten Freiraumübertragung (**Line of Sight**) können mit diesen Sensoren hohe Genauigkeiten erreicht werden. Unter ungünstigen Mehrpfad- und Abschattungsszenarien treten jedoch auch Meßfehler jenseits von 10 m auf [SEN⁺08]. Dies liegt vor allem an den langen Ausbreitungswegen zwischen Transponder und Satelliten. Ein zusätzlicher Nachteil ist, daß diese Effekte besonders im städtischen Bereich auftreten, so daß diese Technologien für die angestrebte Sicherheitsfunktion wenig geeignet sind. Ein weiterer Anwendungsbereich für die TDoA Methode ist infrastrukturgestützte Lokalisierung [SPF04, EEG⁺07]. Die Basisstationen werden hier ortsfest auf dem überwachten Gelände installiert. Anwendungsbeispiele sind Fahrzeugverfolgung in Fabrikhallen, drahtlose Personenführer in Museen, Einkaufszentren, usw. . Obwohl aktuell verfügbare Systeme eine hohe Genauigkeit bieten, ist ein Einsatz im Straßenverkehr aufgrund der großen Infrastrukturkosten nur partiell denkbar.

Die für diesen Einsatz vielversprechendste Variante ist das RToF Verfahren. Der Abstand ergibt sich ähnlich wie beim klassischen Radar aus der Umlaufzeit eines Signals. Im Gegensatz zum Radar werden jedoch keine passiven Ziele, sondern aktive Transponder detektiert. Dies hat große Vorteile bezüglich der Eindeutigkeit und Reichweite der Messung. Auf der anderen Seite muß jedoch für die Laufzeitschätzung die genaue Verarbeitungs- bzw. Verzögerungszeit

am Transponder bekannt sein. Damit vereinfacht sich die absolute Synchronität der ToA und TDoA Messung auf eine relative, die für die Dauer der Verzögerung bzw. Wartezeit gilt. Für eine maximale Genauigkeit muß man deshalb entweder die Verzögerung und damit die Meßzeit so niedrig wie möglich halten oder ähnlich wie bei einem ToA Verfahren eine Synchronität zwischen Sender und Empfänger herstellen. Für beide Möglichkeiten gibt es bereits funktionsfähige Beispiele [MVG08, RGV08]. Im ersten Fall wird eine sofortige Transponderantwort durch ein reflektiertes Sendesignal erzeugt. Im zweiten Fall werden die Transponderuhren über einen Synchronisationsalgorithmus aufeinander abgestimmt. Beide Methoden besitzen Schwächen in Mehrnutzerszenarien aufgrund von zeitgleicher Überlagerung mehrerer Ziele bzw. der Notwendigkeit alle Teilnehmer zu synchronisieren. Eine mögliche Lösung ist deshalb, ein Verfahren zu entwickeln, welches keine Synchronität der Nutzer voraussetzt und darüber hinaus eine zeitliche Trennung der Transponderantworten z. B. in einem Zeitschlitzverfahren ermöglicht [MB08, MB09].

Lokalisierung, welche nur mit Laufzeitverfahren durchgeführt wird, nennt sich *Trilateration*. Die gesuchte Position ergibt sich hier als Schnittpunkt zweier Kreise, wobei der Kreisradius dem gemessenen Abstand entspricht. Dafür werden zwei räumlich getrennte Abstandsmessungen über einer gemeinsamen Basis benötigt. Ähnlich wie bei der Triangulation ergeben sich hier Eindeutigkeitsprobleme in Mehrpfadszenarien und Lokalisierungsfehler in Abhängigkeit des Objektabstandes [Hel06]. Die reine Abstandsmessung besitzt dabei in der Entfernung eine relativ gesehen höhere Genauigkeit als die Winkelschätzung. Während der Winkelmeßfehler linear mit dem Abstand skaliert, erhöht sich der Abstandsfehler nur durch ein kleineres Signal-Rauschverhältnis (**S**ignal to **N**oise **R**atio). Aufgrund dieses komplementären Verhaltens empfiehlt es sich deshalb für eine Lokalisierung, Winkel- und Abstandsmessung zu kombinieren [RSB⁺07]. Der Mehrdeutigkeitsbereich wird damit in relativer Nähe zum Fahrzeug über die Meßfehler der Abstandsschätzung bestimmt, während er in großem Abstand über die Meßfehler der Winkelschätzung bestimmt wird.

Ein neuer sehr interessanter Ansatz ist die Verwendung von synthetischen Aperturen (**S**ynthetic **A**perture **R**adar) in Verbindung mit drahtloser Lokalisierung [VUMG07]. Die räumliche Überlagerung klassischer Meßverfahren mit SAR Methoden ermöglicht vor allem in Mehrpfad- und Abschattungsszenarien eine bessere Detektion gegenüber dem Einsatz von Kalman Filter. Für die Realisierung dieser Technologie wird jedoch eine kohärente Detektion benötigt, welche aktuell nur in Form der reflektierten Übertragung mittels eingangsgekoppelter Oszillatoren erreicht wird [VSB08]. Dieses Modell besitzt Nachteile im Mehrnutzerbetrieb. Es ist jedoch zu erwarten, daß in Zukunft weitere kohärente transponderbasierte SAR Lösungen entwickelt werden.

1.2 Projektziele

Die Projektziele für die Abstandsmessung lassen sich aus den Anforderungen der gewünschten Sicherheitsapplikation ableiten. Im Gegensatz zum herkömmlichen Fußgängerschutz basiert dabei das Prinzip der kooperativen Sensorik [RSB⁺07] nicht auf einer Verbesserung der Aufprallbedingungen, sondern auf einer Vermeidung der Kollision. Man faßt diese Methoden unter dem Überbegriff des präventiven Fußgängerschutzes zusammen. Für dieses Ziel wird eine realistische Einschätzung der Kollisionswahrscheinlichkeit benötigt und damit eine äußerst genaue Lokalisierung des Fußgängers. Weiterhin muß dieser auch dann detektiert werden können, wenn er visuell verdeckt ist, z. B. durch parkende Fahrzeuge. Diese Bedingung

der sicheren und eindeutigen Detektion kann aktuell nur über die Verwendung von kooperativen Transpondern sichergestellt werden. Für eine sinnvolle Verwendung im Straßenverkehr ist es zusätzlich nötig, daß in jedem Meßdurchgang eine große Zahl von Fußgängern gleichzeitig lokalisiert werden kann. Dementsprechend kann man als Hauptziele für die kooperative Abstandsmessung eine hohe Meßgenauigkeit, eine große Empfangsdynamik und eine hohe Mehrnutzerfähigkeit definieren.

Die Lokalisierung des Fußgängers ergibt sich aus der Kombination von Winkel- und Abstandsmessung. Die jeweiligen Meßfehler führen dabei zu einer imaginären Fußgängerbewegung. Während Winkelmeßfehler die Position radial verfälschen, führen Abstandsmeßfehler zu einer Relativbewegung in direkter Richtung des Fahrzeugs. Dieses Verhalten ist besonders nachteilig für die Bestimmung der Kollisionswahrscheinlichkeit bei niedrigen Distanzen. Für eine optimale Funktion des Sicherheitssystems wird deshalb eine Abstandsmessung mit hoher Meßgenauigkeit benötigt. Eine weitere Ursache für Lokalisierungsfehler liegt in der Mehrpfadausbreitung der Übertragung. Entsprechend der Situation entstehen Überlagerungen mehrerer Signalpfade, wobei der kürzeste Ausbreitungspfad der LoS Verbindung am nächsten kommt. Für die genaue Bestimmung der Laufzeit dieser Übertragungspfade wird deshalb eine möglichst hochauflösende Ankunftszeitbestimmung benötigt.

Der bedeutendste Mehrwert kooperativer Sensorik gegenüber Radar, Lidar oder Kamerasystemen liegt jedoch in der Detektion visuell verdeckter Ziele. Die Verwendung aktiver Antwortsignale ermöglicht eine eindeutige Lokalisierung und Identifizierung selbst bei schwierigen Ausbreitungsbedingungen. Diese Eigenschaft ist entscheidend für eine möglichst effektive Realisierung eines Fußgängerschutzsystems im Stadtbereich. Auf der anderen Seite erfordert die Berücksichtigung von Verdeckung und Abschattung eine höhere Empfangsdynamik und damit ein aufwendigeres Empfängerdesign. Eine Herausforderung für die Abstandsmessung ist demnach eine ausreichende Empfangsdynamik zu erzielen, um alle gefährdeten Fußgänger im Überwachungsbereich detektieren zu können.

Ein Hauptargument, das gegen die Verwendung aktuell verfügbarer Transpondersysteme spricht, ist die mangelnde Mehrnutzerfähigkeit. Die Begebenheiten des Straßenverkehrs stellen hohe Anforderungen an ein Sicherheitssystem in diesem Bereich. Auf der einen Seite muß die Messung schnell genug erfolgen, um der Verkehrssituation gerecht zu werden. Dies wird im wesentlichen durch die Geschwindigkeit der Verkehrsteilnehmer und damit hauptsächlich durch die Geschwindigkeit der Fahrzeuge bestimmt. Auf der anderen Seite müssen in vielen Situationen nicht nur einige wenige, sondern eine Vielzahl von Fußgängern im Gefährdungsbereich eines Fahrzeugs erkannt werden. Dies schließt eine parallele Verarbeitung und Detektion aller Systeme im Erfassungsbereich ein und damit eine möglichst umfassende Mehrnutzerfähigkeit.

In Kapitel 2 wird hierzu das theoretische Grundgerüst eines Abstandsmeßsystems entwickelt, welches in der Lage ist viele Nutzer mit hoher Meßgenauigkeit zu bedienen. Dabei ist ein entscheidender Punkt die Ankunftszeitbestimmung, welche in jeder Situation möglichst präzise erfolgen soll. Zusätzlich spielen für eine reale Implementierung natürlich Begriffe wie Bandbreite, Stromverbrauch und Störsicherheit eine Rolle. Diese sind jedoch weniger für das Funktionsprinzip, sondern vielmehr für die Prototyp-Realisierung entscheidend, weshalb sie in Kapitel 3 untersucht werden. In diesem Kapitel wird detailliert auf die Meßhardware und -software des aktuellen Prototyps eingegangen.

Die Verifizierung dieses Ansatzes erfolgt in Kapitel 4. In diesem Kapitel werden die Stärken und Schwächen des Systemkonzeptes anhand der aktuellen Hardware analysiert und gegebenenfalls Verbesserungsmöglichkeiten erörtert.

2. Systemmodell

Für die kooperative Abstandsmessung zwischen zwei Transpondern bietet sich vor allem das RToF Verfahren an. Einerseits benötigt diese Methode keine aufwendigen Infrastrukturmaßnahmen. Andererseits entspricht der relative Abstand direkt der Laufzeit und damit dem Ausbreitungspfad des Signals. Dies hat den Vorteil, daß man im Nahbereich aufgrund einer einfacheren Ausbreitungssituation und einer besseren Signalqualität eine höhere Genauigkeit erwarten kann. Dies ist ein entscheidender Mehrwert gegenüber absoluten Lokalisierungssystemen wie GPS, bei denen die Signallaufzeit zu weit entfernten Satelliten bestimmt wird.

In RToF Verfahren kann der Abstand Δs folgendermaßen aus der Umlaufzeit ΔT berechnet werden:

$$\Delta s = \frac{\Delta T}{2} c_0 \quad (2.1)$$

Der Faktor 2 ergibt sich aus der doppelt zurückgelegten Strecke zwischen den beiden Sensoren. Für eine genaue Untersuchung des Systems ist es deshalb wichtig, sowohl die unidirektionale als auch bidirektionale Übertragung zu betrachten. In letzterer muß ausgeschlossen werden, daß bei der Umsetzung des Signals deterministische Zeitfehler entstehen. Ebenso ist die Implementierung einer Mehrnutzerverfähigkeit Grundvoraussetzung für einen späteren Einsatz im Straßenverkehr. Dies gilt in zweierlei Hinsicht: Zum einen muß jedes Auto für sich in der Lage sein, alle Fußgänger in der Umgebung zu detektieren. Zum anderen muß diese Kommunikation auch für verschiedene Autos gleichzeitig funktionieren. Es existieren in der Nachrichtentechnik hierzu verschiedene Möglichkeiten der Mehrnutzerverarbeitung, welche *Multiplexing* genannt werden [PS08].

2.1 Multiplexverfahren

Grundsätzlich sind alle Multiplexverfahren, nämlich Raum-, Frequenz-, Zeit- und Code-Multiplex für eine Implementierung denkbar. Bei einer Verwendung als Abstandsmesssystem weisen einige jedoch spezielle Vorteile auf.

2.1.1 Raum-Multiplex

In einem Raum-Vielfachzugriffsverfahren (**S**pace **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) nutzt man die Möglichkeit eines Antennenarrays, die räumliche Ausbreitung des Signals in spezielle Richtungen zu konzentrieren. Damit können zeit- und frequenzgleich getrennte Übertragungspfade realisiert werden. Dies läßt sich sehr gut mit dem Grundgedanken der Lokalisierung vereinen, da beide Konzepte verwandte Verfahren benutzen. Allerdings erfordert dieses Mul-

tultiplexverfahren ein verstärktes Zusammenwirken von Abstands- und Winkelmessung, was über das Thema dieser Arbeit hinausgeht.

2.1.2 Frequenz-Multiplex

In einem Frequenz-Multiplexverfahren (**F**requency **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) wird die zur Verfügung stehende Kanalbandbreite auf N Einzelkanäle aufgeteilt, welche von einem oder mehreren Systemen zeitgleich genutzt werden können. Für den Einzelnutzer steht damit ein zeitlich unbegrenzter Kanal zur Verfügung, aber nur ein Bruchteil der Bandbreite. Für die Abstandsmessung stellt dies ein Problem dar. So ist die Genauigkeit und Abstandsauflösung eines Systems direkt abhängig von der verwendeten Bandbreite (Abschnitt 2.2.1, 2.2.2). Dies trifft ebenfalls auf den Einfluß des Fadings zu (Abschnitt 2.5.5). Teilt man diese Bandbreite nun in N Teilkanäle auf, so besitzt jeder dieser Teilkanäle auch nur $1/N$ der Maximalperformance der Abstandsmessung.

2.1.3 Zeit-Multiplex

In einem Zeit-Multiplexverfahren (**T**ime **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) nutzen alle Teilnehmer dasselbe Frequenzband, wobei die zur Verfügung stehende Zeit durch die Anzahl der Nutzer geteilt wird. Jeder Teilnehmer erhält damit einen periodisch wiederkehrenden Zeitschlitz definierter Länge, wobei Anfang und Ende des Zeitschlitzes bekannt sind. Diese Eigenschaft kann sehr vorteilhaft mit der Abstandsbestimmung kombiniert werden. Das Fahrzeugsystem initiiert einen Übertragungszyklus mit dem Senden einer Pilotnachricht. Daraufhin antworten alle in der Nähe befindlichen Fußgängersysteme in ihren entsprechenden Zeitschlitzten. Aus der Verzögerung, die sich dabei vom Beginn des Zeitschlitzes am Fahrzeugsystem bis zum Eingang der Fußgängernachricht ergibt, kann der Abstand zum Fußgängersystem geschätzt werden:

$$\Delta s = \frac{\Delta T}{2} c_0 = \frac{T_v - T_w}{2} c_0 \quad (2.2)$$

Den Abstand Δs erhält man dabei aus dem Produkt der Lichtgeschwindigkeit und der Zeitdifferenz, wobei sich diese aus der vergangenen Umlaufzeit T_v minus dem Beginn des jeweiligen Zeitschlitzes T_w ergibt. In einer realen Implementierung muß zusätzlich berücksichtigt werden, daß es sich um eine Zeitmessung mit zwei nicht-synchronisierten Systemuhren handelt. Über die Dauer der Messung führt dies zu Meßabweichungen und damit zu Abstandsfehlern. Um trotz dieses Fehlers eine bestimmte Genauigkeit garantieren zu können, muß die Einzelmessung äußerst kurz sein und der Abfrageimpuls gegebenenfalls nach einer definierten Zeit erneuert werden. Schematisch ergibt sich damit das in Bild 2.1 dargestellte Abfragemuster.

Das Fahrzeugsystem startet einen Übertragungszyklus mit dem Senden des Initialisierungssignals im Zeitschlitz T_1 . Währenddessen sind alle Fußgängersysteme im Empfangsmodus R_1 . Nun muß eine definierte Zeit T_W gewartet werden, bis alle Reflexionen abgeklungen sind. Danach beginnen die Fußgängersysteme die Übertragung der Daten in ihren Zeitschlitzten T_{11} bis T_{1n} . Nach einer Dauer T_{Quarz} muß für die Erhaltung der Meßgenauigkeit der Sendeimpuls des Fahrzeugs im Zeitschlitz T_2 erneuert werden. Daraufhin folgen die Fußgängerzeitschlitzte T_{21} bis T_{2n} . Dieses Verfahren wird wiederholt, bis alle Fußgängersysteme abgearbeitet sind. Die Verwendung eines synchronen Zeitschlitzverfahrens mit fest definierter Zeitschlitzreihenfolge und -länge ist dabei keine zwingende Voraussetzung. Denkbar sind

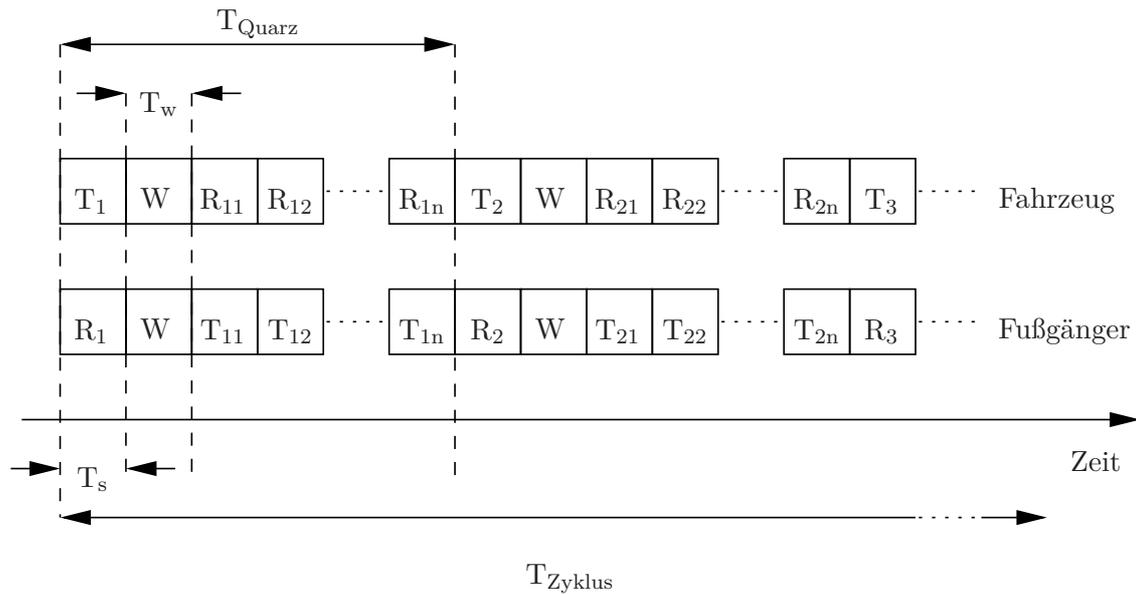


Abb. 2.1: Zeitschlitzverfahren pro Übertragungszyklus

auch asynchrone Verfahren, bei denen Zeitschlitzbeginn und -belegung zusätzlich übertragen werden. Ebenfalls interessant wäre die Möglichkeit einer fahrzeugseitigen Aktivierung bestimmter Transponderantworten.

Die Verwendung des Zeit-Multiplex bietet einen weiteren Vorteil für die Realisierung der Hardware. Sender und Empfänger des jeweiligen Transponders werden nur partiell benötigt und dabei nie gleichzeitig. Dies verhindert Überkopplung, wie sie z. B. bei einem herkömmlichen Radar auftritt, was die Hardwareentwicklung bedeutend vereinfacht. Zusätzlich minimiert das Abschalten nicht benötigter Hardwarekomponenten die Leistungsaufnahme und verlängert dementsprechend die Batterielaufzeit des Transponders.

2.1.4 Code-Multiplex

Über die TDMA Methode wird die Interferenz der Signale eines Fahrzeugs plus der dazugehörigen Transponderantworten vermieden. Damit bleibt aber immer noch das Problem der Interferenz zwischen verschiedenen Fahrzeugen bzw. deren dazugehörigen Fußgängerantworten. Für die Lösung dieses Problems bietet sich die Verwendung eines Code-Multiplex (**C**ode **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) an. Im CDMA Verfahren greifen alle Teilnehmer asynchron auf denselben Kanal zu, wobei sich die einzelnen Signale im Zeit- und Frequenzbereich überlagern. Die Unterscheidung dieser Signale erfolgt allein dadurch, daß jedes Signal mit einem individuellen Code gespreizt wird. Mit Kenntnis des jeweiligen Codes kann die entsprechende Information zurückgewonnen werden. Dies ist ein gängiges Verfahren wie es z. B. für die UMTS Mobilfunkkommunikation eingesetzt wird [DGNS98]. Für die Rückgewinnung der Information existieren hierbei verschiedene Detektionsformen unterschiedlicher Komplexität und Performance. Die einfachste Form stellt hier der konventionelle Einzelnutzer-Detektor [PS08] dar. Er besteht im wesentlichen aus einem Korrelator oder Matched-Filter. Dies hat auf der einen Seite den Vorteil einer höheren Signalqualität aufgrund des Korrelationsgewinns. Auf der anderen Seite ergeben sich bei dieser Detektorart jedoch Schwierigkeiten bei gleichzeitiger Detektion unterschiedlicher Übertragungs-codes. Fremde Codesignale kön-

nen nicht aufgelöst werden und erscheinen dementsprechend als Interferenz gegenüber dem Nutzsignal. Im schlimmsten Fall kann dies zur Verdeckung eines entfernten Ziels durch eine nahe Interferenzquelle führen. In der Literatur wird dieses Problem mit *near-far problem* bezeichnet.

Trotz dieses offensichtlichen Mehrnutzernachteils wurde zunächst ein Einzelnutzer-Detektor gewählt, da er die einfachste Form für die Hard- und Softwarerealisierung aufweist. Für die Minimierung der Mehrnutzerinterferenz sind allerdings komplexere Demultiplexer-Strukturen vorzuziehen. Das CDMA Verfahren wird somit für die Abstandsmessung durch die Verwendung von unterschiedlichen Sendecodes an allen Fahrzeugeinheiten implementiert. Für eine zusätzliche Eindeutigkeit von Up- und Downlink der Übertragung bietet sich eine einfache Invertierung dieses Codes an.

2.2 ToA Abstandsmessung

Eine RToF Abstandsmessung mit kooperativen Sensoren erfordert die Erzeugung einer bidirektionalen Kommunikationsstrecke. Gegenüber einer gewöhnlichen Datenübertragungsstrecke besteht bei einer Laufzeitmessung jedoch ein entscheidender Unterschied. Die Information der Messung liegt in der Kanalimpulsantwort, welche theoretisch eine unendliche Bandbreite besitzen kann. Senderseitig kann auf diese Information kein Einfluß genommen werden, weshalb eine kommunikationstechnische Signalvorverarbeitung wie Kanal- oder Quellcodierung unbrauchbar ist. Empfängerseitig ist es entscheidend, die Kanalantwort mit maximaler Genauigkeit und Auflösung in Zeit und Amplitude zu erfassen, da Quantisierungsfehler zu Informationsverlust führen. Digitale Demodulationsverfahren bieten hierfür keinen Vorteil gegenüber analogen Methoden, da eine entsprechend hohe digitale Quantisierung notwendig ist. Da reale Systeme selbstverständlich nur über eine beschränkte Bandbreite verfügen können, liegt ein Ziel einer Abstandsmessung in einer hohen Bandbreiteneffizienz.

Vor der Charakterisierung der bidirektionalen RToF Messung ist es zunächst jedoch sinnvoll, die Messung einer Einzelstrecke im Up- oder Downlink zu untersuchen. Dies entspricht im wesentlichen der Funktionsweise eines ToA Verfahrens. Obwohl beide Methoden große Unterschiede in Bezug auf ihre Realisierung besitzen, kann die Übertragung einer Einzelstrecke äquivalent modelliert werden.

In Bild 2.2 ist eine schematische Darstellung einer Uplink-Übertragung zu sehen. In

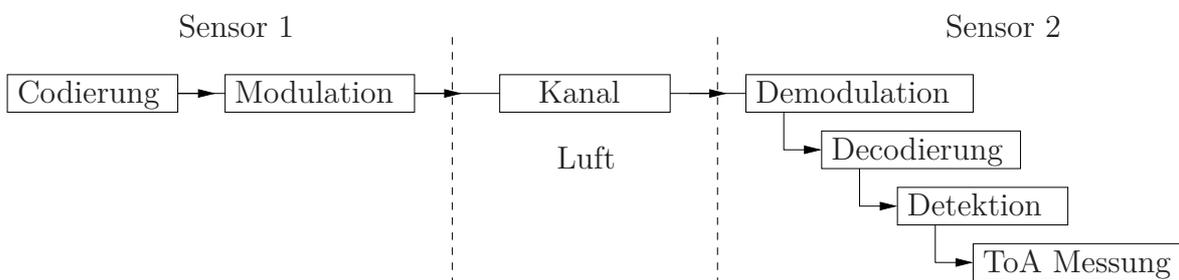


Abb. 2.2: Signal-Übertragungskette einer Einzelstrecke

einem ersten Schritt ist die Codierung der Fahrzeuginformation nötig. Dies hat zwei Gründe: Einerseits kann damit jedes Signal einer spezifischen Fahrzeugeinheit zugeordnet werden. Andererseits erlaubt die Decodierung in Form einer Korrelation eine Pulskompression und damit einen SNR Gewinn am Empfänger (vgl. Abschnitt 2.5).

Bei der Auswahl der Modulation für ein pulsmoduliertes Radar ist die Sensorbandbreite die entscheidende Systemgröße. Diese hat direkten Einfluß auf die Meßgenauigkeit (Gleichung 2.3), die Meßauflösung (Gleichung 2.10) und die Stärke des Signal-Fadings (Abschnitt 2.5.5). Im Vergleich der analogen Modulationsarten besitzt dabei die **Einseitenband** (ESB) Modulation die beste Bandbreiteneffizienz, gefolgt von der **Restseitenbandmodulation** (RSB) und der **Zweiseitenband-Amplitudenmodulation** (ZSB-AM). Die niedrigste Effizienz wird mit einer **Phasen-** oder **Frequenzmodulation** (PM,FM) (Tabelle 2.1) erreicht [PS02]. Aus diesem Grund wurde für die Prototyprealisierung zunächst eine ZSB-AM mit Restträger gewählt, welche sehr einfach zu implementieren ist und eine akzeptable Bandbreiteneffizienz besitzt. Der Übertragungskanal selbst wird als zeitinvarianter Mehrpfadkanal modelliert. Die Annahme der Zeitinvarianz ist sinnvoll, da die Kohärenzzeit des Kanals bedeutend größer ist, als die benötigte Meßzeit (vgl. Abschnitt 2.4.1). Auf der Empfängerseite wird zunächst eine entsprechende Demodulation des Empfangssignals benötigt. Es folgt anschließend eine fahrzeugspezifische Decodierung, verbunden mit einer Korrelation und Ankunftszeitdetektion. Aus der Abschätzung der Ankunftszeit kann anschließend auf die Laufzeit rückgeschlossen werden.

2.2.1 Abstandsgenauigkeit

Für die Performance eines Abstandsmeßsystems spielen die Begriffe Abstandsgenauigkeit und Abstandsauflösung eine wichtige Rolle. Die Genauigkeit bezeichnet hierbei die Standardabweichung σ_t , mit der der Ankunftszeitpunkt des Sendepulses am Empfänger bestimmt werden kann. Dafür muß zunächst die theoretische Genauigkeit einer ToA-Messung unter-

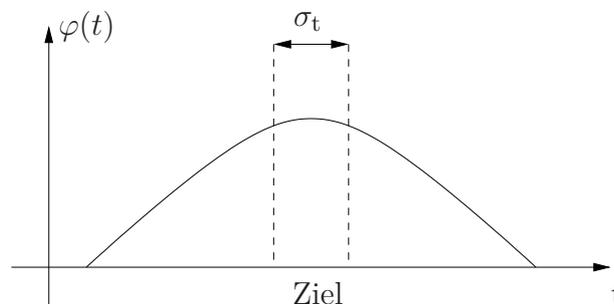


Abb. 2.3: Abstandsgenauigkeit

sucht werden. Als Systemmodell soll ein pulsmoduliertes Sekundärradar betrachtet werden, bei dem der genaue Ankunftszeitpunkt des empfangenen Signals über das Signalmaximum nach Filterung mit einem Matched Filter ($\varphi(t)$) bestimmt wird. Unter der Annahme eines stetigen Signals kann der Extremwert aus der Nullstelle der ersten Ableitung gewonnen werden. Für diesen Fall besteht die optimale Ankunftszeitbestimmung aus einem Matched Filter, einem Differentiator und einem Nullstellendetektor. Für einen derartigen Aufbau ist die Standardabweichung der Ankunftszeit über

$$\sigma_t = \frac{1}{\beta\sqrt{S/N}} \quad (2.3)$$

definiert [BW69]. S/N bezeichnet das SNR des Korrelationsmaximums am Ausgang des Matched Filters und β das auf die Gesamtenergie normierte zweite Moment des Signalenergie-

spektrums auch bekannt als RMS- oder effektive Bandbreite.

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\partial}{\partial t} y(t) \right|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |y(t)|^2 dt} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |Y(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |Y(f)|^2 df} \quad (2.4)$$

$y(t)$ ist das Sendesignal und $Y(f)$ das dazugehörige Spektrum. Dieses Ergebnis ist in zweierlei Hinsicht plausibel. Einerseits ist die Genauigkeit von der zweiten Ableitung der Signalform abhängig. D. h. je stärker die Krümmung und damit die Steigung der ersten Ableitung, desto sicherer kann der Nulldurchgang bestimmt werden. Diese Eigenschaft bezieht sich direkt auf die Impulsform und damit auf die Pulsbandbreite. Auf der anderen Seite haben natürlich die Stärke des Rauschens und damit das SNR einen Einfluß auf die Genauigkeit der Messung. Wichtig in diesem Zusammenhang ist die Tatsache, daß die Bandbreite direkt in die Standardabweichung σ_t eingeht, während das SNR nur über die Wurzel einfließt. Für ein Abstandsmeßsystem mit hoher Genauigkeit ist es deshalb wichtiger eine große Systembandbreite zur Verfügung zu haben, als ein großes SNR. Betrachtet man den Spezialfall eines gleichförmigen Energiespektrums $|Y(f)| = 1$ mit der Bandbreite B , wie es sich z. B. bei einem Chirp Signal ergibt, erhält man folgende Standardabweichung:

$$(\sigma_t)_{\min} = \frac{\sqrt{3}}{\pi B} \frac{1}{\sqrt{S/N}} \quad (2.5)$$

Als Minimalforderung für das SNR einer Einzelstreckenübertragung $\sigma_t = \sigma_s/c_0$ bei einer definierten Ortsgenauigkeit ergibt sich damit folgende Abschätzung:

$$\frac{S}{N} \geq \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi B} \frac{c_0}{(\sigma_s)_{\min}} \right)^2 \quad (2.6)$$

Nimmt man als Zahlenbeispiel die Genauigkeit von 1 cm bei einer Bandbreite von 80 MHz, so ergibt sich eine Minimalanforderung von $S/N \geq 46$ dB. Eine auf die Messung mit bandbegrenzten Pulsen angepaßte Abschätzung existiert in [Sko01]:

$$\sigma_t = \sqrt{\frac{T_p}{2B}} \frac{1}{\sqrt{S/N}} \quad (2.7)$$

T_p entspricht der Pulsdauer, B der Bandbreite des Übertragungssystems. Entsprechend dieser Näherung wird für eine Genauigkeit von 1 cm, einen Puls der Dauer 16.8 ns und der Bandbreite 118,75 MHz ein Signal-Rauschverhältnis von $S/N \geq 48$ dB benötigt (vgl. Abschnitt 3.6.1). Unter Berücksichtigung dieser Ergebnisse wird klar, daß SNR verbessernde Maßnahmen bei begrenzter Bandbreite sehr wichtig sind, um ein hochgenaues Abstandsmeßsystem zu realisieren.

2.2.2 Abstandsauflösung

Unter der Abstandsauflösung versteht man die Fähigkeit eines Systems unterschiedliche Ziele und Pfade getrennt wahrzunehmen. Da eine Zielinterferenz aufgrund des TDMA Verfahrens

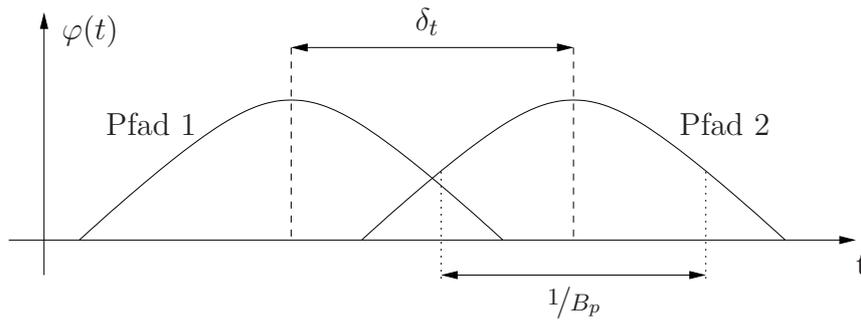


Abb. 2.4: Abstandsauflösung

weitgehend ausgeschlossen ist, betrifft dies vor allem die Mehrpfadinterferenz. In einem pulsmodulierten System können zwei Mehrpfade genau dann getrennt wahrgenommen werden, wenn sie einen zeitlichen Minimalabstand besitzen, welcher der Pulsbreite T_p entspricht. Damit ergibt sich ein Minimalabstand δ_r von [KH00]:

$$\delta_r = c_0 T_p = \frac{c_0}{B_p} \quad (2.8)$$

B_p bezeichnet die Bandbreite des Pulses. Dieses Ergebnis kann äquivalent über das Rayleigh Kriterium [Hec01] oder über die Auflösung nach Woodward abgeleitet werden [Woo53]:

$$(\text{Zeitauflösung}) \times (\text{Frequenzbandbreite}) = 1 \quad (2.9)$$

Berücksichtigt man noch die Tatsache, daß sich die Laufzeit über Hin- und Rückweg, ähnlich wie bei einem Radarsystem, addiert, ergibt sich als Anforderung für den detektierbaren Wegunterschied Δs :

$$\Delta s \geq \frac{\delta_r}{2} = \frac{c_0 T_p}{2} = \frac{c_0}{2B_p} \quad (2.10)$$

Dieses Verhältnis kann durch Verwendung von hochauflösenden Superresolution-Verfahren verbessert werden (Abschnitt 2.7.2). Allerdings zeigt sich auch hier ein direkter Einfluß der Bandbreite auf die erreichbare Auflösung.

2.3 Modulation

Das Ziel der Abstandsmessung ist die Laufzeitmessung des Kanals. Dieser muß als analoges Element betrachtet werden mit einer Zahl verschiedener Übertragungspfade unterschiedlicher Zeitverzögerung und Dämpfung. Im Optimalfall sollte jeder dieser Pfade getrennt aufgelöst werden können, was z. B. über eine analoge Demodulation möglich ist. Dabei stehen unterschiedliche Varianten und Möglichkeiten zur Verfügung (vgl. Tabelle 2.1). Für die Genauigkeit (Gleichung 2.3) und Auflösung (Gleichung 2.10) einer Abstandsmessung ist die Bandbreite wichtiger als das SNR der Messung. Die am besten geeignete Modulationsform wäre damit das Einseitenbandverfahren, gefolgt von dem Restseitenband- und dem Zweiseitenbandverfahren. Die schlechteste Bandbreitenausnutzung erreicht man mit der Phasen- und Frequenzmodulation. Trotz der schlechteren Effizienz wurde für die Realisierung zunächst eine ZSB-AM mit Restträger gewählt, da sie die bei weitem einfachste Implementierungsform darstellt (Abschnitt 3.3.2).

	B_{HF}	$B_{\text{HF}}/B_{\text{BB}}$	$\text{SNR}_{\text{HF}}/\text{SNR}_{\text{BB}}$
ESB-AM	B_{BB}	1	1
RSB-AM	$\approx B_{\text{BB}}$	≈ 1	$0 < \eta \leq 1/2$
ZSB-AM (ohne Restträger)	$2B_{\text{BB}}$	2	1
ZSB-AM (mit Restträger)	$2B_{\text{BB}}$	2	$0 < \eta \leq 1/2$
PM	$2B_{\text{BB}}(\beta_{\text{p}} + 1)$	$2(\beta_{\text{p}} + 1)$	$\beta_{\text{p}}^2/2$
FM	$2B_{\text{BB}}(\beta_{\text{f}} + 1)$	$2(\beta_{\text{f}} + 1)$	$3\beta_{\text{f}}^2/2$

B_{BB}	Basisband-Bandbreite
B_{HF}	Hochfrequenz-Bandbreite
η	Modulationseffizienz AM
$\beta_{\text{p}} > 0$	Modulationsindex PM
$\beta_{\text{f}} > 0$	Modulationsindex FM

Tabelle 2.1: Vergleich analoger Modulationsarten

2.3.1 Zweiseitenband-Amplitudenmodulation mit Restträger

Die Information jeder AM ist in der Amplitude des Signals gespeichert. In einer ZSB-AM mit Restträger wird die Amplitude zusätzlich auf positive Werte beschränkt $a(t) \geq 0$, womit die Information komplett in der Einhüllenden des Signals gespeichert ist. In der Zeitdarstellung kann dies folgendermaßen beschrieben werden:

$$x(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.11)$$

$a(t)$ steht für das Basisbandsignal, welches die Amplitude der Oszillatorschwingung $\cos(2\pi f_c t)$ moduliert. Mit der Bedingung $a(t) \geq c$, $c \geq 0$ kann das Modulationssignal als Summe eines Gleichanteils $a_0 = \text{E}[a(t)]$ und eines mittelwertfreien Modulationsanteils $-1 < m(t) < 1$,

$$a(t) = a_0 + a_1 m(t), \quad (2.12)$$

interpretiert werden. Der Gleichanteil entspricht dabei dem Signalanteil des Trägers, während der Modulationsanteil der Information entspricht. D.h. je mehr Leistung im Träger gespeichert ist, desto weniger Leistung steht für die Signalübertragung zur Verfügung. Aus dem Verhältnis der beiden Amplituden a_0 und a_1 läßt sich damit der Modulationsgrad bestimmen:

$$\mu_{\text{AM}} = \frac{a_1}{a_0} \leq 1 \quad (2.13)$$

Im Grenzfall für $\mu_{\text{AM}} = 1$ sind Trägeramplitude und Modulationsamplitude gleich und die Einhüllende berührt die Null-Durchgangslinie. Dies gleicht der Übertragungsart des **On Off Keyings**. Der zweite Extremfall betrifft den Modulationsgrad $\mu_{\text{AM}} = 0$. Dieser theoretische Fall würde einer Übertragung mit maximalen Trägeranteil ohne Modulationsanteil entsprechen. In einer realen Implementierung muß zusätzlich darauf geachtet werden, daß der Modulationsgrad den Wert eins nicht überschreitet. In diesem Fall ($\mu_{\text{AM}} > 1$) spricht man von Übermodulation, was bei asynchroner Demodulation zu nichtlinearen Verzerrungen im demodulierten Signal führt.

2.3.2 Demodulation

Da die Information einer ZSB-AM mit Restträger in der Einhüllenden des Signals gespeichert ist, kann das Signal ohne Kenntnis der Trägerfrequenz bzw. Trägerphase demoduliert werden. Entsprechend wird diese Demodulationsart *asynchrone Demodulation* genannt. Diese Methode ist vollkommen unabhängig von der Frequenz- und Phasenablage der Oszillatoren und schließt ebenso Signalverzerrungen durch den Dopplereffekt aus. Ein weiterer Vorteil ist der äußerst einfache Aufbau der Demodulatorschaltung.

Auf der anderen Seite ist die fehlende Frequenzselektivität bei entsprechend starken Interferenz- und Störsignalen oft von Nachteil. Aus diesem Grund werden entsprechend frequenzselektive Kanalfilter benötigt. Die für die Demodulation nötige Schaltung wird Spitzenwertgleichrichter oder *Einhüllendendemodulator* genannt. Mathematisch gleicht diese Funktion einer Betragsbildung des Modulationssignals:

$$y(t) = |a(t)| = |a_0 + a_1 m(t)|. \quad (2.14)$$

Durch ein anschließendes Entfernen des Gleichanteils erhält man die Information $a_1 m(t)$.

2.3.3 Leistung

Die ZSB-AM mit Restträger ähnelt einer gewöhnlichen Doppelseitenband Amplitudenmodulation mit dem Unterschied, daß ein Teil der Leistung im Träger gespeichert ist. Das analoge Modulationssignal soll als leistungsbeschränktes, bandbegrenzttes Basisbandsignal der Bandbreite B modelliert werden. Für das einheitenlose, auf die Amplitude $-1 < m(t) < 1$ beschränkte Modulationssignal $m(t)$ kann damit eine einheitenlose Modulationsleistung Ψ bestimmt werden (vgl. Definition Leistung Anhang A1).

$$\Psi_m = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |m(t)|^2 dt \quad (2.15)$$

Die Sendeleistung des amplitudenmodulierten Signals ergibt sich äquivalent zu (Herleitung in [PS02])

$$P_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt = \frac{a_0^2}{2} (1 + \mu_{AM}^2 \Psi_m). \quad (2.16)$$

Für das Beispiel eines cosinusförmigen Modulationssignals

$$m(t) = \cos(2\pi f_m t) \quad (2.17)$$

mit Modulationsfrequenz f_m folgt die spektrale Leistungsdichte einer ZSB-AM mit Restträger dargestellt in Abbildung 2.5.

2.3.4 Signal-Rauschanalyse

Wie im vorhergehenden Kapitel angedeutet, teilt sich in der ZSB-AM mit Restträger die Sendeleistung auf einen Trägerterm und einen die Information enthaltenden Signalterm auf. Da der Träger selbst keine Information enthält und nur für die Demodulation benötigt wird,

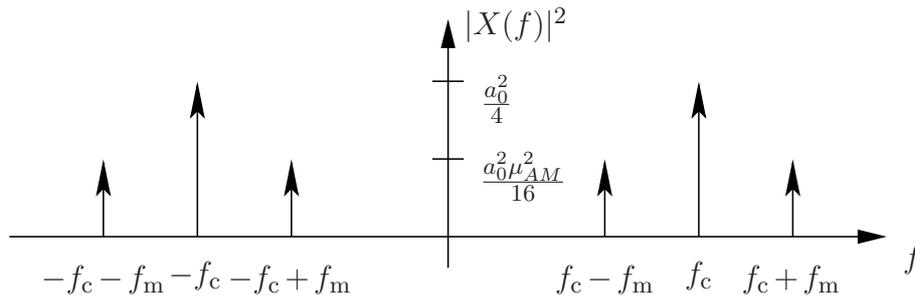


Abb. 2.5: Leistungsdichtespektrum einer ZSB-AM mit Restträger für $m(t) = \cos(2\pi f_m t)$

entfällt sein Anteil in der SNR Analyse. Die Modulationseffizienz η ergibt sich somit aus der Leistung des Informationsanteils zur gesamten Sendeleistung (vgl. Gleichung 2.16):

$$\eta = \frac{\mu_{AM}^2 \Psi_m}{1 + \mu_{AM}^2 \Psi_m} \quad (2.18)$$

Die Modulationsleistung Ψ_m hängt vom Inhalt der Information ab und schwankt zwischen $0 < \Psi_m \leq 1$. 1 entspricht dem Fall, in der die Modulation nur die Extremwerte ± 1 annimmt, während eine stärkere Differenzierung der Amplitudenwerte zum Absinken dieser Leistung führt. μ_{AM} steht für den Modulationsgrad und liegt zwischen $0 < \mu_{AM} \leq 1$.

Setzt man eine ideale, asynchrone Demodulation voraus, dann kann das SNR des empfangenen ZSB-AM Signals mit Restträger aus dem **BasisBand**-SNR und der Modulationseffizienz bestimmt werden:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{ZSB} = \eta \left(\frac{S}{N}\right)_{BB} \quad (2.19)$$

Damit ergibt sich selbst im Optimalfall mit $\Psi_m = 1$ und $\mu_{AM} = 1$ ein SNR Verlust von -3dB . Für ein Sprachsignal z. B. mit $\Psi_m = 0,1$ und $\mu_{AM} = 0,9$ beträgt der Verlust bereits $\eta = -11,2\text{dB}$. Dieser Verlustfaktor muß bei der Dynamik des Meßsystems berücksichtigt werden.

2.4 Kanalmodell

Bei einer Signalübertragung im Stadtbereich entsteht immer Mehrpfadübertragung aufgrund von Reflexion und Streuung am Erdboden, Hauswänden und vielen anderen Störobjekten. Jeder dieser Pfade besitzt dabei eine individuelle Dämpfung, Laufzeit und Dopplerverschiebung. Zusätzlich ändern diese Parameter ihre Werte mit der Bewegung der Verkehrsteilnehmer, weshalb auch eine zeitliche Abhängigkeit berücksichtigt werden muß. Es wird sich jedoch in Abschnitt 2.4.1 zeigen, daß diese Abhängigkeit für die Rahmenbedingungen des Abstandsmeßsystems vernachlässigt werden kann. Als mathematisches Modell ergibt sich damit zunächst ein linearer, zeitvarianter Mehrpfadkanal. Jeder Pfad besitzt eine reelle, zeitveränderliche, positive Zeitverzögerung $T_k(t) \in \mathbb{R}_0^+$ und eine dazugehörige komplexe Pfadamplitude $h_k(t) \in \mathbb{C}$. Die Pfadamplitude setzt sich aus einer reellen positiven Pfaddämpfung $\alpha_k(t) \in \mathbb{R}^+$ und einem komplexen Phasenterm zusammen. Die jeweilige Phasenverschiebung ist abhängig von der Zeitverzögerung und einer additiven Dopplerverschiebung $\omega_{Dk}(t)$ aufgrund der Bewegung von Sender und Empfänger bzw. aufgrund der Reflexion an bewegten Objekten. Damit ergibt sich die Pfadamplitude zu

$$h_k(t) = \alpha_k(t) \exp(j\omega_c t + j\omega_{Dk}(t)t), \quad (2.20)$$

bzw. die Impulsantwort des Kanals zu

$$h(t) = \sum_{k=1}^K h_k(T_k(t))\delta(t - T_k(t)). \quad (2.21)$$

Berücksichtigt man zusätzlich Kanal- und Empfängerrauschen, so ergibt sich das Übertragungsmodell aus Abbildung 2.6.

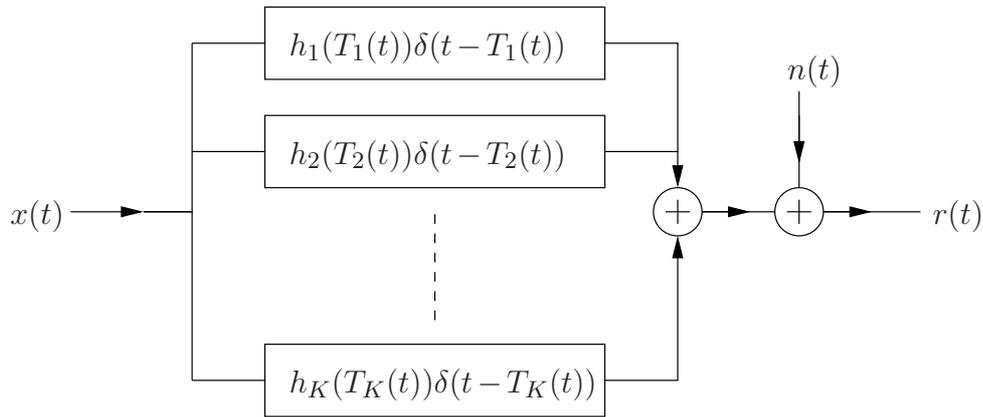


Abb. 2.6: Übertragungsmodell eines zeitvarianten Mehrpfadkanals

2.4.1 Kanaleigenschaften

Abhängig von der Dopplerverschiebung durch bewegte Objekte innerhalb jedes Übertragungspfades ergibt sich eine Frequenzverschiebung und in der Überlagerung eine Frequenzverbreiterung des Empfangssignals. Diese ist für ein sinusförmiges Sendesignal und eine kontinuierliche Dopplerverteilung beispielhaft in Abbildung 2.7 dargestellt. Abhängig von der

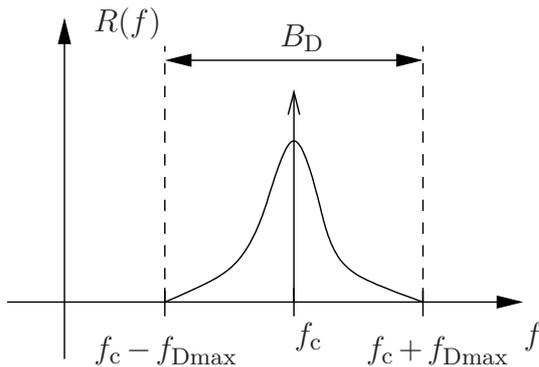


Abb. 2.7: Dopplerspreizung des Kanals

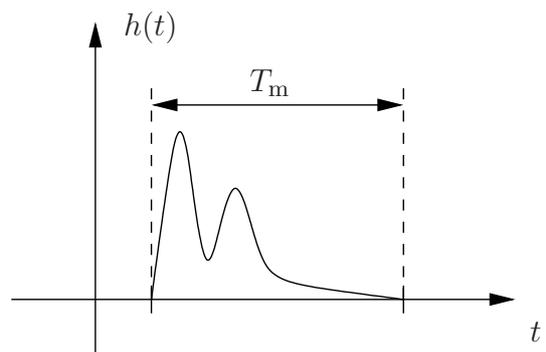


Abb. 2.8: Mehrpfadspreizung des Kanals

jeweiligen Dopplergeschwindigkeit findet eine Frequenzverschiebung des Sinussignals statt. Die Bandbreite, die der maximal möglichen Dopplerverschiebung $[f_c - f_{Dmax}, f_c + f_{Dmax}]$ entspricht, wird Dopplerverbreiterung B_D genannt. Der Kehrwert dieser Bandbreite ist ein Maß für die Veränderung der Kanalparameter und entspricht der Kohärenzzeit des Kanals:

$$T_c = \frac{1}{B_D} \quad (2.22)$$

Für Messungen innerhalb der Kohärenzzeit kann die zeitliche Abhängigkeit der Kanalparameter vernachlässigt werden. Als Abschätzung für einen Ausbreitungskanal im innerstädtischen Bereich ergibt sich eine maximale Dopplerverbreiterung abhängig von der relativen Maximalgeschwindigkeit der Verkehrsteilnehmer.

Setzt man hier einen Zahlenwert von 100 km/h an, so läßt sich die Dopplerverbreiterung für $f_c = 2,44$ GHz mit

$$B_D \approx 2 \frac{v_{\max}}{c_0} f_c \quad (2.23)$$

zu 450 Hz bestimmen. Dies entspricht einer äquivalenten Kohärenzzeit von 2,2 ms. Vergleicht man diesen Wert mit der voraussichtlichen Meßzeit, welche im Bereich von einigen 10 μ s liegt, wird klar, daß der Kanal als zeitlich konstant angesehen werden kann. Damit vereinfacht sich das Kanalmodell auf einen linearen, zeitinvarianten Kanal ($\omega_{Dk}(t) = \omega_{Dk}$, $\alpha_k(t) = \alpha_k$, $T_k(t) = T_k$).

$$h(t) = \sum_{k=1}^K h_k \delta(t - T_k) \quad (2.24)$$

Eine weitere wichtige Eigenschaft ist die zeitliche Spreizung des Signals, welche sich durch die unterschiedlichen Zeitverzögerungen der Übertragungspfade ergibt. In Bild 2.8 ist ein Beispiel für eine Kanalimpulsantwort dargestellt. Entsprechend der Signallaufzeit der Mehrpfade ergeben sich verschiedene Echos des Sendesignals am Empfänger. Die maximale Aufspreizung des Sendesignals wird als Mehrpfadspreizung T_m bezeichnet. Aus dem Kehrwert dieser Zeit läßt sich eine Kohärenzbandbreite B_c des Kanals ableiten:

$$B_c = \frac{1}{T_m} \quad (2.25)$$

Das Verhältnis zwischen dieser Kohärenzbandbreite und der Signalbandbreite B_p entscheidet darüber, ob Mehrpfade des Signals getrennt aufgelöst werden können. Man spricht in diesem Zusammenhang von einem frequenzselektiven ($B_c < B_p$) bzw. nicht-frequenzselektiven Kanal ($B_c > B_p$).

2.5 Codierung

Mit der Codierung der Sendesignale werden zwei Ziele verfolgt. Einerseits benötigt man eine klare Unterscheidung der unterschiedlichen Laufzeitmessungen jedes Fahrzeugsystems. Dies erreicht man, indem jedes Fahrzeug mit einem eindeutigen Code ausgestattet wird. Andererseits ermöglicht die Korrelation dieser Codes eine qualitative Verbesserung der Meßinformation. Diese Methode wird in der Radartechnik *Pulskompression* genannt.

2.5.1 Pulskompression

Eine hohe Meßgenauigkeit erfordert unter anderem ein großes SNR (Gleichung 2.3). Die maximale Signalleistung ist jedoch in der Regel durch Frequenzregularien limitiert, so daß einzig SNR verbessernde Maßnahmen möglich sind. Eine Möglichkeit ist die Technik der Pulskompression. Bei diesem Verfahren wird die Signalenergie erhöht, indem die Information im Zeitbereich bei konstanter Amplitude und Bandbreite gespreizt wird. Die zwei Standardmethoden sind dabei die phasenmodulierte Pulskompression und die frequenzmodulierte Pulskompression [Lud08]. Frequenzmodulierte Systeme arbeiten mit kontinuierlicher

Frequenzvariation z.B. mittels Linear-FM oder Chirp Verfahren, während phasenmodulierte Systeme z.B. pseudo-noise codierte Pulsfolgen verwenden. Der Vorteil der letzten Methode ist die einfache Implementierung eines Mehrnutzersystems im Code-Multiplex durch Verwendung verschiedener Pulsfolgen. Grafik 2.9 zeigt ein Beispiel für diese Methode. Der Puls

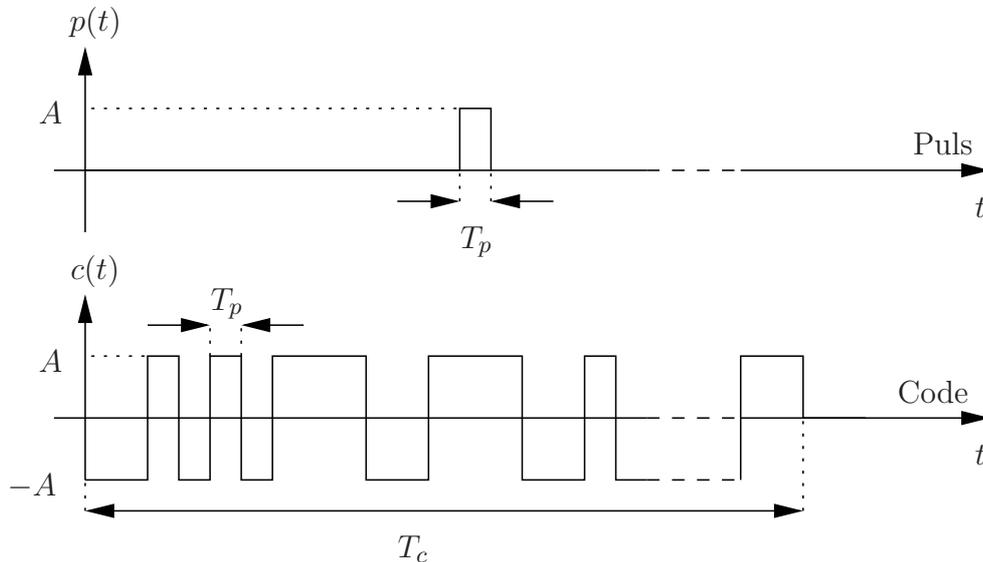


Abb. 2.9: Pulsspreizung im Zeitbereich mittels eines pseudo zufälligen Codes

$p(t)$ mit einer Pulsbreite von T_p wird mittels eines pseudo-noise Codes $c(t)$ auf die Länge T_c gestreckt. Die Energie des Signals erhöht sich dazu äquivalent bei der Streckung um:

$$L_c = \frac{T_c}{T_p} \quad (2.26)$$

Dieser Faktor wird in der Literatur auch *Kompressionsfaktor* genannt. Durch die Verwendung eines Pulscompressionsfilters ist es nun möglich, die ursprüngliche Pulsbreite wiederherzustellen. Im Fall von phasenmodulierten Codes verwendet man dazu ein entsprechendes Matched Filter oder einen Korrelationsempfänger für $c(t)$. Das Ausgangs-SNR ist damit ebenfalls direkt proportional zur Kompression mit dem Faktor L_c . Ein weiterer Vorteil ergibt sich durch die Kombination der konventionellen ZSB-AM mit der biphasenmodulierten Pulscompression. Dabei wird die Phasenmodulation folgendermaßen auf die Amplitudenmodulation abgebildet:

$$c(t) \rightarrow a(t) \quad \begin{cases} -A & \rightarrow 0 \\ +A & \rightarrow 1 \end{cases} \quad (2.27)$$

Eine negative Codeamplitude wird auf ein Minimum der AM abgebildet, während ein positiver Wert einem Maximum entspricht. Dieses Vorgehen hat zwei Vorteile. Einerseits erhält man für diesen Spezialfall die beste Modulationseffizienz ($\eta = 1/2$) für die AM mit einem Verlustfaktor von -3 dB. Andererseits verhindert die asynchrone Demodulation Signalverzerrungen aufgrund von Frequenzablagen in Sender und Empfänger.

2.5.2 Korrelationsempfänger

Eine Abstandsmessung gleicht einer Kanalschätzung mit begrenzter Bandbreite. Das Ziel ist den kürzesten Übertragungspfad herauszufinden, da er dem Abstand zwischen Sender und

Empfänger am nächsten liegt. Mit der Implementierung einer Pulskompression ergibt sich die Impulsantwort des Kanals und dementsprechend die Signallaufzeit durch Senden eines codierten Impulses und durch die Korrelation der empfangenen Kanalantwort. Zunächst soll der einfache Fall einer Pulskompression mit biphasenmodulierten Codes $c(t) \in \{-1, +1\}$ im Basisband untersucht werden. In Abbildung 2.10 ist das Ersatzschaltbild für diese Übertragung zu sehen. Die Pulskompression findet dabei mit einem Korrelationsfilter statt, welches

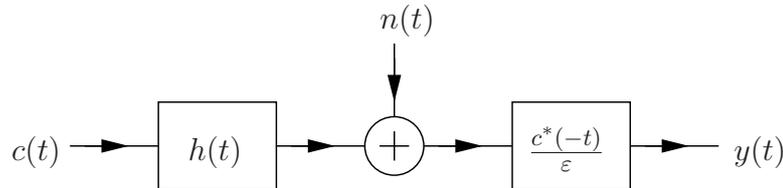


Abb. 2.10: Übertragungsmodell mit Korrelationsempfänger

im Fall einer Codesequenz $c(t)$ mit $c^*(-t)/\varepsilon$ gebildet wird. ε ist dabei eine für den Erhalt der Einheiten notwendige Normierung, welche als $\varepsilon = 1/\sqrt{E_c T_c}$ angegeben wird. E_c bezeichnet den Energieinhalt des Codes und T_c die Codedauer.

Zunächst soll die nachfolgende Untersuchung auf den Spezialfall beschränkt sein, bei dem

- keine Kreuzkorrelation,
- eine von Nebenmaxima freie Autokorrelation,
- keine Mehrpfadinterferenz

auftreten. Diese Vereinfachungen werden in den anschließenden Abschnitten (2.5.4, 2.5.5) relativiert.

Das Korrelationsergebnis $y(t)$ ergibt sich damit als

$$y(t) = c(t) * h(t) * \frac{1}{\varepsilon} c^*(-t) + n(t) * \frac{1}{\varepsilon} c^*(-t). \quad (2.28)$$

Die Faltung des Informationsanteils $y_c(t)$ kann als Multiplikation in den Frequenzbereich transformiert werden:

$$y_c(t) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^{\infty} C(f) C^*(f) H(f) e^{j2\pi f t} df = \frac{1}{\varepsilon} \int_{-\infty}^{\infty} |C(f)|^2 \sum_{k=1}^K h_k e^{j2\pi f (t-T_k)} df \quad (2.29)$$

$C(f)$ bzw. $H(f)$ sind die Fourierspektren der Zeitsignale $c(t)$ und $h(t)$. Aufgrund der Annahme, daß keine Mehrpfadinterferenz auftritt, ist es möglich alle Pfadantworten zeitlich zu trennen. Das maximale Empfangssignal $y_{ck}(t)$ für den einzelnen Übertragungspfad erhält man dabei jeweils um T_k verzögert:

$$y_{ck}(T_k) = \frac{h_k}{\varepsilon} \int_{-\infty}^{\infty} |C(f)|^2 df = \frac{1}{\varepsilon} h_k \cdot E_c \quad (2.30)$$

E_c entspricht dem Energieinhalt von $c(t)$. Damit läßt sich die Signalleistung zum Zeitpunkt T_k bestimmen:

$$P_{sk} = |y_{ck}(T_k)|^2 = \frac{1}{\varepsilon^2} |h_k|^2 \cdot E_c^2 \quad (2.31)$$

Unter der Annahme, daß es sich bei $n(t)$ um weißes, Gaußsches Rauschen handelt, kann die Rauschleistung mit

$$P_n = \frac{1}{\varepsilon^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_n(f) |C(f)|^2 df = \frac{1}{\varepsilon^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} |C(f)|^2 df = \frac{1}{\varepsilon^2} \frac{N_0 E_c}{2} \quad (2.32)$$

bestimmt werden. $\Phi_n(f) = N_0/2$ bezeichnet die spektrale Rauschleistungsdichte. Damit ergibt sich ein SNR für den jeweiligen k ten Übertragungspfad von

$$\text{SNR}_k = \frac{P_{sk}}{P_n} = \frac{2|h_k|^2 E_c}{N_0} = \frac{2|h_k|^2 L_c E_p}{N_0}. \quad (2.33)$$

Dieses Ergebnis entspricht der Matched Filter Lösung, adaptiert an das Abstandsmeßsystem. Unter den festgelegten Voraussetzungen erhalten wir eine Maximierung des Signalrauschabstandes in Abhängigkeit von der Kanaldämpfung $|h_k|$, dem Korrelationsgewinn L_c und der Leistung eines Chips von $c(t)$, welche proportional zur Sendeleistung ist. In Bild 2.11 ist

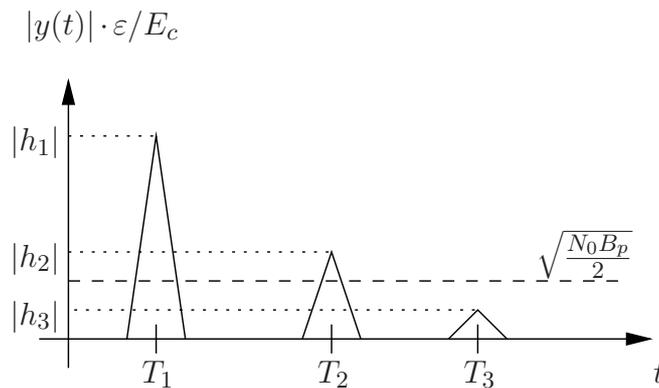


Abb. 2.11: Beispiel für $y(t)$ bei drei getrennten Übertragungspfaden

beispielhaft ein Matched Filter Ergebnis mit drei Übertragungspfaden dargestellt. Abhängig von der Kanaldämpfung ändert sich der Abstand zwischen der Signalstärke und dem Rauschlevel. Die Form der Pfadantworten entspricht der Autokorrelationsfunktion des Codes, weshalb dieses Filter auch *Korrelationsfilter* genannt wird.

2.5.3 Amplitudenmodulierte Pulskompresseion

In den vorhergehenden Überlegungen wurde der Einfluß der HF-Transformation auf die Pulskompresseion ausgeklammert, indem die Korrelation komplett im Basisband stattfand. Bei einer genaueren Betrachtung muß der Einfluß der Modulation jedoch auf jeden Fall berücksichtigt werden. Abhängig von der Frequenzablage der Oszillatoren und der Dopplerverschiebung im Ausbreitungspfad muß bei der Demodulation eine Frequenzverschiebung um $f_{\text{Diff}} + f_{Dk}$ berücksichtigt werden. Das maximale Korrelationsergebnis des k ten Pfades zum Zeitpunkt T_k lautet damit:

$$y_{ck}(T_k) = \frac{1}{\varepsilon} h_k \int_{-\infty}^{\infty} |c(\tau)|^2 e^{j2\pi(f_{\text{Diff}} + f_{Dk})\tau} d\tau \quad (2.34)$$

Dies führt zu einer Verringerung des Korrelationsmaximums abhängig von der Stärke der Frequenzablage. Der SNR Verlust L_{SNR} läßt sich dabei anhand der Frequenzverschiebung abschätzen [Lud08]:

$$L_{\text{SNR}} = \frac{1}{\text{sinc}^2(L_c(f_{\text{Diff}} + f_{\text{Dk}})/B)} \quad (2.35)$$

Zusätzlich muß berücksichtigt werden, daß sich mit dem Abfall der Signalleistung auch das Verhältnis zwischen Haupt- und Nebenmaxima verschlechtert.

Für die Lösung dieses Problems gibt es mehrere Ansätze in der Radartechnik. Eine sehr einfache Variante besteht in der Verwendung eines asynchronen Demodulationsverfahrens. Bei dieser Demodulationsform wird die Phaseninformation des Trägers ausgeblendet, was den negativen Einfluß der Frequenzablage komplett eliminiert. In Grafik 2.12 ist der Korrelationsempfänger bei Übertragung mit einer Amplitudenmodulation dargestellt. Der Co-

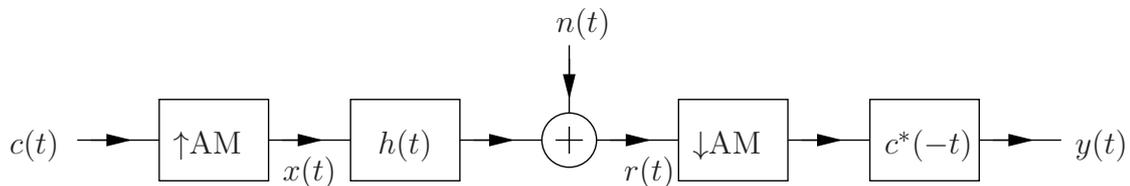


Abb. 2.12: Übertragungsmodell Amplitudenmodulation mit Korrelationsempfänger

de $c(t)$ wird über den AM-Modulator ins HF-Band umgesetzt. Am Empfänger erfolgt die Demodulation der Kanalantwort $r(t)$ und eine anschließende Korrelation. Aufgrund der Betragsbildung im AM-Demodulator handelt es sich dabei um eine rein reelle Korrelation mit $c(-t)$. Bei der AM Modulation bzw. Demodulation finden dabei Signalabbildungen gemäß Formel 2.27 statt:

$$\uparrow \text{AM} \quad \begin{cases} -1 & \rightarrow 0 \\ +1 & \rightarrow 1 \end{cases} \quad (2.36)$$

$$\downarrow \text{AM} \quad \begin{cases} 0 & \rightarrow -1 \\ 1 & \rightarrow +1 \end{cases} \quad (2.37)$$

Damit erhält man am Korrelatorausgang ein SNR ähnlich Gleichung 2.33 mit dem Zusatz der Modulationseffizienz η der ZSB-AM.

$$\text{SNR}_k = \frac{2|h_k|^2 \eta L_c E_p}{N_0} \quad (2.38)$$

2.5.4 Korrelationscodes

Bei der Auswahl der Korrelationscodes stehen zwei Ziele im Vordergrund. Zum einen wird die Codierung benutzt, um verschiedene Fahrzeugsysteme im CDMA Verfahren zu unterscheiden. Dementsprechend werden gute Kreuzkorrelationseigenschaften der Codes benötigt. Zum anderen soll die Autokorrelation möglichst frei von Nebenmaxima sein, um eine Fehldetektion von Geisterzielen durch sogenannten *Eigenclutter* zu vermeiden. Es wurde theoretisch gezeigt [SW78], daß es keine Codes gibt, die gleichzeitig perfekte Auto- und Kreuzkorrelationseigenschaften besitzen. Folglich ist es nur möglich, entweder das Kreuz- oder das Autokorrelationsverhalten zu optimieren.

Die Kreuzkorrelation der Codes ist wichtig für die Unterscheidung der eigenen Meßsignale von unerwünschten Störungen innerhalb des Übertragungskanals. Diese Interferenzen können durch fremde Kommunikationssysteme oder Abstandsmessungen anderer Fahrzeugsysteme ausgelöst werden. Abhängig von der empfangenen Leistung treten dabei Situationen auf, bei denen das Korrelationsergebnis des eigenen Signals von fremden Signalen überdeckt wird, so daß eine Abstandsmessung unmöglich ist. Dies ist ein bekanntes Problem bei CDMA Verfahren und wird *near-far problem* genannt [PS08]. Verbesserungen erreicht man unter anderem durch Verwendung orthogonaler, synchronisierter Impulsformen, durch dynamische Sendeleistungsanpassung und Mehrnutzerempfänger, welche die verschiedenen Sendecodes kennen und digital kompensieren können. Vor allem der letzte Punkt führt zu einer deutlichen Erhöhung der Komplexität des Empfängers. Ein weiterer Vorteil des aktuellen Systems besteht in der Kürze der Sendesignale, welche den Kanal nur für äußerst kurze Zeit blockieren. Durch die Verwendung eines intelligenten Übertragungsprotokolls wie *listen-before talk* sollte die Wahrscheinlichkeit einer zeitlichen Überlagerung zusätzlich minimiert werden können. Aus diesem Grund ist es wichtiger, die Autokorrelationseigenschaften der Codes zu optimieren.

Der Nachteil an Autokorrelationsnebenmaxima ist ihre Fehlinterpretation als Nebenziele. Diese Eigenschaft limitiert die Sensorempfindlichkeit für die Detektion von Mehrpfaden mit dem Verhältnis zwischen der Leistung von Haupt- zu größtem Nebenmaximum. Dieses Verhältnis wird *Nebenmaximumunterdrückung* genannt (**S**ide **l**obe **S**uppression **R**atio) und ist gleichbedeutend mit der Mehrpfaddynamik des Abstandsmeßsystems. Abhängig vom Korrelationsverfahren gibt es nun verschiedene Korrelationscodes mit optimalem SSR. Für die gewöhnliche aperiodische Korrelation bieten vor allem Barker Codes eine optimale Nebenmaximumunterdrückung [Lük92]. Es handelt sich dabei um neun verschiedene Codes von 2 bis 13 Bit Länge. Ihr Korrelationsergebnis ist dreiwertig mit

$$\varphi[n] \in \{-1, 0, N\} \quad \text{mit} \quad N \leq 13. \quad (2.39)$$

Als SSR erhält man damit den Faktor N . Obwohl diese Codes ideale Autokorrelationseigenschaften besitzen, sprechen vor allem zwei Nachteile gegen einen Einsatz für die Abstandsmessung. Einerseits sind keine Barker Codes jenseits der Länge 13 Bit bekannt, was den Korrelationsgewinn auf $L_c = 13$ beschränken würde. Andererseits ist die Anzahl der Codes eng begrenzt, was eine Unterscheidung verschiedener Fahrzeugsysteme schwierig macht. Zwar sind weitere aperiodische Korrelationsfolgen mit entsprechend größerer Länge bekannt [RR86]. Diese sind aber ebenso in ihrer Anzahl beschränkt und besitzen eine schlechtere Performance als Barker Codes.

Eine bessere Alternative besteht in der Verwendung von M-Sequenzen (**M**aximalfolgen) in Kombination mit einem periodischen oder zirkularen Korrelationsverfahren. Die Länge dieser Codes ist nicht begrenzt und verfügbar als Vielfaches von 2. Das Korrelationsergebnis selbst ist zweiwertig

$$\tilde{\varphi}[n] \in \{-1, N\} \quad \text{mit} \quad N = 2^r - 1, \quad r \in \mathbb{N}^+ \quad (2.40)$$

mit einem SSR von N . $\tilde{\varphi}[n]$ ist das periodische Korrelationsergebnis und N die Codelänge. Zusätzlich existieren zu jeder Codelänge mehrere verschiedene M-Sequenzen, was eine Mehrnutzerverarbeitung vereinfacht. Demgegenüber ist die Erzeugung der periodischen Korrelation problematisch, da sie im Zeitbereich unendlich ausgedehnt ist. Als Kompromiß bietet sich hier die Form einer dreifach überlappenden Standard-Korrelation φ_{3xx} an (Grafik 2.13).

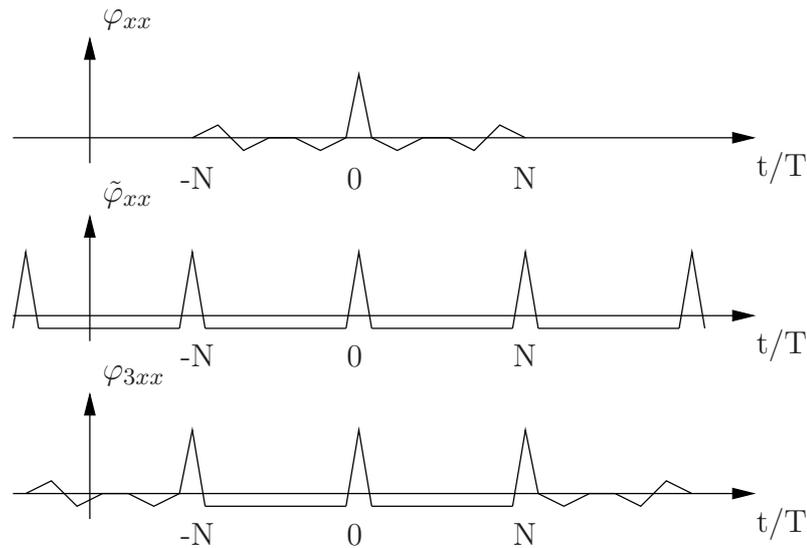


Abb. 2.13: Vergleich zwischen einer aperiodischen, periodischen und dreifach wiederholten Auto-korrelation mit M-Sequenzen

Diese Technik erfordert den dreifachen Aufwand einer aperiodischen Korrelation φ_{xx} . D. h. entweder wird der Code dreimal in Folge gesendet oder dreimal nacheinander korreliert. Für diesen Fall ergibt sich ein Bereich mit optimaler Nebenmaxima-Unterdrückung zwischen den äußeren Hauptmaxima.

Eine einfachere Variante stellt die digitale Korrelation im Frequenzbereich dar. Diese erfolgt aufgrund der Eigenschaften einer FFT immer zirkular (Anhang A2). Allerdings ist hier ein definierter, zeitlicher Auswahlbereich erforderlich, so daß nur die Nebenmaxima des stärksten Ziels minimiert werden können.

Zusammenfassend ist festzustellen, daß es durch Auswahl entsprechender Codes und Korrelationsverfahren möglich ist, die Größe der Nebenmaxima zu minimieren. Allerdings erfordert dies eine Erhöhung der Korrelationskomplexität. Ohne diesen Aufwand müssen im Korrelationsergebnis Nebenmaxima berücksichtigt werden.

2.5.5 Mehrpfadinterferenzen

Mehrfadübertragung entsteht durch Reflexion und Beugung elektromagnetischer Wellen an Hindernissen im Ausbreitungspfad. So muß vor allem im Stadtbereich mit diesem Effekt gerechnet werden, da hier viele Störobjekte in Form von Gebäuden, Fahrzeugen, Personen usw. existieren. Dabei besitzt jeder auftretende Ausbreitungspfad eine individuelle Übertragungsphase, so daß in der Überlagerung der Pfade Interferenzen entstehen. Dieser ortsabhängige Effekt, auch *Fading* genannt, soll im folgenden Abschnitt untersucht werden.

Fading bei gepulsten Übertragungsformen tritt dann auf, wenn der Laufzeitunterschied von mindestens zwei Pfaden kleiner als die Pulsdauer ist ($\Delta T \leq T_p$). Dabei überlagern sich die Signale abhängig von der Phasendifferenz konstruktiv oder destruktiv. Betrachtet man einen Kanal, bei dem alle Mehrfade innerhalb einer Pulsbreite liegen, ergibt sich eine äquivalente Impulsantwort:

$$h(t) = h_{\text{eff}}\delta(t - T_{\text{eff}}) \quad (2.41)$$

Die einzelnen Pfade überlagern sich mit einer effektiven Kanallaufzeit T_{eff} und einem effektiven Kanalkoeffizienten h_{eff} .

$$h_{\text{eff}} \approx \sum_{k=1}^K \alpha_k e^{j2\pi(f_c + f_{Dk})T_k} \quad (2.42)$$

f_c entspricht der Trägerfrequenz und f_{Dk} der Dopplerverschiebung des k -ten Pfades. Die Kanaldämpfung α_k ist dabei abhängig von der physikalischen Umgebung im Kanal und ändert sich relativ langsam während einer Bewegung. Demgegenüber rotiert die Kanalphase bei einer Laufzeitänderung von $1/f_c$ bereits um 360° . Für eine Übertragung im 2,4 GHz Band entspricht dies einer Laufzeitvariation von nur 400 ps. Dementsprechend führen bereits Wegunterschiede weniger Zentimeter zu wechselnder konstruktiver und destruktiver Interferenz. Als Konsequenz erhält man eine Interferenzsituation, bei der die aktuelle Phase als zufällig betrachtet werden kann.

Als nächstes soll der Einfluß des Fadings auf eine biphasenmodulierte Pulskompression untersucht werden. Im Szenario sind zwei Mehrpfade enthalten, welche die gleiche Kanaldämpfung α_k , aber einen variablen Zeit- und Phasenunterschied δT bzw. $\delta\varphi$ besitzen. Das Sendesignal ist eine M-Sequenz der Länge $N = 256$ Bit mit einer Rechteckimpulsform: Abbildung 2.14 und 2.15 zeigen die Einhüllendenfunktionen für konstruktive und destruktive Interferenz in Abhängigkeit des Laufzeitunterschieds δT (Berechnung Anhang A3). Das Fa-

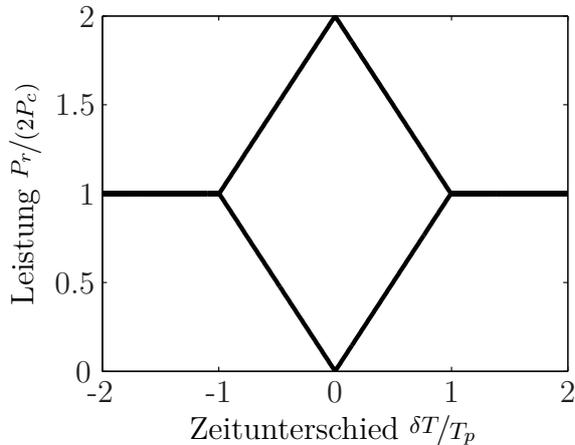


Abb. 2.14: Fading bei Zweipfadinterferenz einer 256 Bit langen M-Sequenz

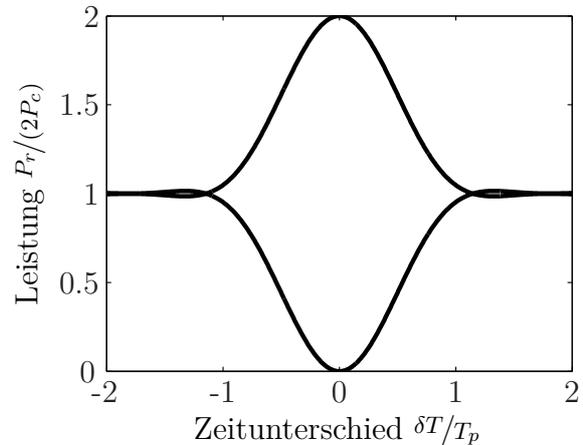


Abb. 2.15: Fading bei Zweipfadinterferenz einer 256 Bit langen, bandbegrenzten M-Sequenz

ding ist dabei offensichtlich auf einen Bereich der doppelten Pulsdauer T_p beschränkt bei einer maximalen Interferenz für identische Laufzeiten. Die Einhüllende der Interferenzfunktion entspricht dabei der Impulsform des Korrelationssignals, welche im Fall unbegrenzter Bandbreite einer Dreiecksfunktion und im Fall einer bandbegrenzten Korrelation einer \cos^2 -Funktion gleicht. Innerhalb der Einhüllenden oszilliert die Interferenz mit der Trägerfrequenz. Aus diesen Ergebnissen ergeben sich zwei Schlußfolgerungen für eine Minimierung des Fadings. Auf der einen Seite führt eine Verkürzung der Pulsbreite und folglich eine Erhöhung der Bandbreite zur Verkleinerung des Fadingbereichs. Auf der anderen Seite kann der Einfluß des Fadings auch durch Verwendung von Diversität unterdrückt werden. Bei

Antennen-Diversität werden mehrere räumlich getrennte Sende- und Empfangsantennen benutzt, deren Signale entweder selektiv oder über ein maximum-ratio Verfahren detektiert wird [PS08]. Dabei reicht bereits ein niedriger Wegunterschied von $\lambda_c/4$ aus, um unterschiedliche Interferenzsituationen herzustellen.

2.6 Detektion

Für eine vollständige informationstechnische Beschreibung der Kommunikationsstrecke fehlt noch die Detektion der Abstandsmessung. Äquivalent zu einer Datenkommunikation benötigen wir einen Algorithmus, der Signale erkennen und entsprechend ihrer Eigenschaften als Objekt oder Rauschen einordnen kann. Ein optimaler Detektionsalgorithmus sollte dabei in der Lage sein, ein Signal selbst bei schwachem SNR, mehreren Übertragungspfaden und eventuellen Störsignalen zu erkennen.

2.6.1 Detektion des Empfangssignals

Die technisch einfachste Form der Detektion ist eine digitale Mustererkennung des Empfangssignals $r(t)$. Diese Detektion findet vor der Korrelation statt. D.h. die Korrelation kann auf das detektierte Signal beschränkt werden, was eine bedeutende Vereinfachung für die Geschwindigkeit und Realzeitfähigkeit des Korrelators zur Folge hat. Das Empfangssignal wird dafür digital demoduliert und bei Erkennung einer pseudo-noise Codefolge als gültiges Abstandsmeßsignal detektiert. Dementsprechend läßt sich die Wahrscheinlichkeit für die Detektion eines n -Bit langen Codes aus der Bitfehlerwahrscheinlichkeit eines einzelnen digitalen Bits ableiten. Diese kann im Falle einer mittelwertfreien, bipolar codierten Pulsfolge $c(t)$, d. h. für ein gleichwahrscheinliches Auftreten der Werte $\{-1, +1\}$ mit

$$P_b = Q(\text{SNR}_b) \quad (2.43)$$

angegeben werden [PS02]. Der Mittelwert einer m-Sequenz beträgt $1/(2^N - 1)$, so daß diese Annahme für lange Codefolgen hinreichend erfüllt ist. Q steht für die Q-Funktion und SNR_b für das SNR eines Pulses bzw. eines digitalen Bits. Nach Filterung mit einem Matched Filter erhält man das SNR eines Pulses ähnlich Gleichung 2.38 zu:

$$P_b = Q\left(\frac{2|h_k|^2 \eta E_p}{N_0}\right) \quad (2.44)$$

Setzt man als Detektion die Erkennung der kompletten N -Bit langen Sequenz voraus, so senkt sich die Wahrscheinlichkeit für einen Fehler 1. Art also der Fehlinterpretation eines Rauschsignals als gültige Codesequenz:

$$P_c(\bar{c}|c) = (P_b)^N \quad (2.45)$$

Auf der anderen Seite steigt aber auch die Wahrscheinlichkeit für einen Fehler 2. Art, also der Nicht-Detektion einer gültigen Sequenz.

$$P_c(c|c) = 1 - (1 - P_b)^N \quad (2.46)$$

D. h. mit dieser Methode können Fehldetektionen bei falschem Signal sehr effektiv ausgeschlossen werden. Bei schwachem SNR und starken Interferenztermen senkt sich aber auch

der Anteil an richtig erkannten Signalen. In diesen Fällen besitzt die Detektion des Korrelationsergebnisses den Vorteil, daß das SNR über die Pulskompression erhöht wird. Zusätzlich kann für die Entscheidung nicht nur das absolute Ergebnis, sondern auch die Form der Korrelationsfunktion verwendet werden.

2.6.2 Detektion des Korrelationsergebnisses

Für die Auswertung des absoluten Korrelationsergebnisses bietet sich zunächst eine Schwellwertdetektion an. Das Korrelationsergebnis wird dabei nach einem Hauptmaximum $A_{\text{Hauptmaximum}}$ durchsucht, welches als Ziel erkannt wird, falls es über einer festgelegten Detektionsschwelle $A_{\text{Detektionsschwelle}}$ liegt:

$$A_{\text{Hauptmaximum}} > A_{\text{Detektionsschwelle}} \quad (2.47)$$

Dieses Verfahren ist sehr einfach zu implementieren, hat aber einige Nachteile. Zunächst wird für die Gültigkeit einer absoluten Entscheidungsschwelle eine Normierung der Empfangsleistung z. B. mittels einer externen Dynamikregelung (**A**utomatic **G**ain **C**ontrol) benötigt. Bei Detektion mehrerer überlappender Signale senkt sich damit der absolute Korrelationswert. Ein weiterer Nachteil ist die fehlende Ausnutzung der typischen Autokorrelationsform. Bei Detektion eines gültigen Signals ergeben sich starke Änderungen des Korrelationsergebnisses zwischen Neben- und Hauptmaximum.

Eine verbesserte Variante erhält man durch Ersetzen der absoluten durch eine relative Detektionsschwelle. Hierfür wird die Amplitude des Korrelationsmaximums mit der Amplitude des jeweils größten Nebenmaximums verglichen.

$$\frac{A_{\text{Hauptmaximum}}}{A_{\text{größtes Nebenmaximum}}} > \text{Detektionsschwelle} \quad (2.48)$$

Diese Implementierung hat den Vorteil, daß das Verhältnis von Haupt- zu größtem Nebenmaximum gleichmäßig mit der Empfangsleistung skaliert, wodurch Regelungsfehler der AGC ignoriert werden. Auf der anderen Seite ist die genaue Bestimmung der Lage und Höhe des jeweils größten Nebenmaximums schwierig. Diese beiden Parameter sind abhängig von der Art und Länge der Codes, von der Stärke der Interferenzen usw. In der Auswertung kommt es daher zu Schwankungen aufgrund der unsicheren Bestimmung der beiden Amplitudenwerte.

Eine sicherere Detektion ergibt sich über den Vergleich mit der mittleren Korrelationsleistung. Dazu wird das Verhältnis der Leistung des Hauptmaximums zur mittleren Leistung der Korrelationswerte betrachtet [Her98].

$$\frac{P_{\text{Hauptmaximum}}}{P_{\text{mittlere Korrelationsleistung}}} > \text{Detektionsschwelle} \quad (2.49)$$

Bei der Autokorrelation von pseudo-noise Codes wird ein großer Teil der Energie im Hauptmaximum gespeichert. Die Korrelationsleistung kann dabei gemäß Anhang A1 gewonnen werden.

Ansätze für eine weitere Verbesserung der Detektionsalgorithmen bestehen in einer Einbeziehung der Korrelationssteigung bzw. einer definierten Korrelationsmustererkennung [Vrz00]. Dabei muß beachtet werden, daß jede dieser zusätzlichen Methoden auch mit einem entsprechenden rechnerischen Mehraufwand verbunden ist.

2.7 Ankunftszeitbestimmung

Die für die Abstandsmessung wichtigste Einzelkomponente ist die Ankunftszeitdetektion. Ein reales Übertragungsszenario besteht aus einem oder mehreren Pfaden unterschiedlicher Laufzeit und Dämpfung (Gleichung 2.24). Das Ziel einer idealen Ankunftszeitbestimmung ist, für jeden Pfad die genaue ToA anzugeben. Dabei ist für eine Abstandsmessung vor allem der kürzeste Pfad interessant, da er der direkten Verbindung am nächsten liegt. In der Realität unterliegt die Auflösung einer derartigen Messung, welche im wesentlichen einer Zeitmessung entspricht, der Bandbreitenbeschränkung der Übertragung. Es muß deshalb ein Meßalgorithmus gewählt werden, der eine möglichst große Auflösung bei einer begrenzten Bandbreite ermöglicht. Die klassischen oder unparametrischen Verfahren, wozu auch der Korrelationsalgorithmus der Pulskompression zählt, erreichen dabei eine Auflösung, welche mit Gleichung 2.8 zu c_0/B angegeben wird. Auf der anderen Seite existieren aber auch Algorithmen, die unter bestimmten Modellannahmen höhere Auflösungswerte erzielen [KV96]. Diese werden dementsprechend hochauflösende oder *Superresolution*-Algorithmen genannt. Für deren Funktionsweise ist entscheidend, daß das zugrunde gelegte theoretische Signalmodell der Realität möglichst nahe kommt. Anderenfalls kann die erreichte Performance auch kleiner als bei den klassischen Verfahren sein. In den nächsten Unterpunkten wird hierzu die Ankunftszeitdetektion der Korrelationsmethodik mit den hochauflösenden Verfahren einer AR (**A**uto**R**egressiven) [Hay95] und einer eigenwertbasierten Music (**MU**ltiple **SI**gnal **C**lassification) Parameterschätzung [Sch86, DFM94, PJ91] verglichen.

2.7.1 Interpolierte Pulskompression

In den bisherigen Überlegungen wurde außer acht gelassen, daß es sich bei den Korrelationswerten nicht um kontinuierliche, sondern um abgetastete Signale handelt. Alle Ergebnisse sind zeitlich quantisiert, wobei die Quantisierungsstufe durch die Taktfrequenz der Abtastung f_T bestimmt wird. Diese muß in Abstimmung mit der Bandbreite B_p des Sendesignals so gewählt werden, daß das Abtasttheorem erfüllt ist [Sha49]:

$$f_T \geq 2B_p \quad (2.50)$$

Liegt ein derart abgetastetes, bandbegrenzttes Signal vor, so kann es fehlerfrei aus den Stützstellen rekonstruiert werden. Unter Verwendung eines Rechteckfensters als Interpolationsfilter ergibt sich damit folgende Interpolationsformel:

$$x(t) = \sum_{n=1}^N x[n] \frac{\sin(\pi(2f_T t - n))}{\pi(2f_T t - n)} \quad (2.51)$$

Geometrisch entspricht dies der Gewichtung jeder Stützstelle mit der $\text{sinc}(2\pi f_T t)$ Funktion, wobei die Überlagerung aller Funktionen die kontinuierliche Signalform ergibt.

Diese Überlegungen können äquivalent auf die Pulskompression angewandt werden. Für eine Abtastung mit $t = nT$, also einer Abtastfrequenz von $f_T = 1/T$, kann der Informationsanteil des Korrelationsergebnisses über die **Z**eit**d**iskrete **F**ourier-**T**ransformation aus

Gleichung 2.29 abgeleitet werden.

$$y_c[n] = \frac{1}{2\pi\varepsilon} \int_0^{2\pi} C(\Omega)C^*(\Omega)H(\Omega)e^{j\Omega n} d\Omega \quad (2.52)$$

$$= \frac{1}{2\pi\varepsilon} \int_0^{2\pi} |C(\Omega)|^2 \sum_{k=1}^K h_k e^{j\Omega(n-T_k/T)} d\Omega \quad (2.53)$$

Dabei ist jedoch in keinem Fall garantiert, daß die analogen Kanalverzögerungen T_k ganzzahlige Vielfache der Abtastzeiten nT darstellen. Dies führt im Umkehrschluß dazu, daß bei der Bestimmung des Korrelationsmaximums und damit bei der Bestimmung der Ankunftszeit ein Quantisierungsfehler in der Größe von $\min(T_k - nT)$ entsteht. Über eine Interpolation des Korrelationsergebnisses kann nun die digitale Auflösung erhöht werden und damit gleichermaßen der auftretende Quantisierungsfehler minimiert werden. Dies ist für ein fiktives Beispiel einer Korrelationsfolge in Abbildung 2.16 dargestellt. Die Interpolation mit der Formel 2.51

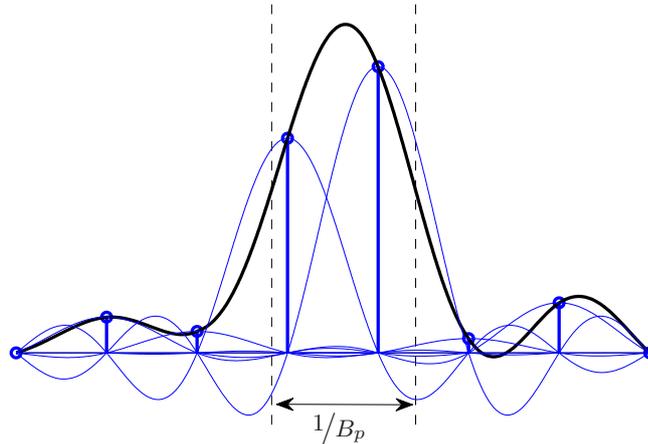


Abb. 2.16: Shannon Interpolation eines Korrelationsergebnisses

ermöglicht die Rückgewinnung des bandbegrenzten kontinuierlichen Korrelationssignals aus den vorhandenen Stützstellen. Unter der zusätzlichen Annahme, daß im Korrelationsergebnis nur ein Signalpfad enthalten ist, kann die Ankunftszeit aus der Position des Maximums bestimmt werden. Die Genauigkeit dieser Messung ist dann gemäß Gleichung 2.3 von der Signalqualität und der Bandbreite der Messung abhängig. Eine weitere Schwierigkeit tritt auf, falls zwei Pfade unmittelbar aufeinander folgen. Hier ist die Breite des Korrelationsmaximums und damit die Bandbreite der Übertragung entscheidend. Bei der Pulskompression wird das Codesignal von der Dauer T_c auf die Dauer T_p komprimiert. Dabei ergibt sich eine äquivalente 3dB Pulsbreite des Korrelationsmaximums von $T_p = 1/B_p$. Ist der Laufzeitunterschied zweier Pfade nun größer als T_p können beide anhand des Korrelationsergebnisses unterschieden werden. Für Unterschiede kleiner als T_p erscheinen beide Pfade jedoch als ein gemeinsames Signal. Auf diese Weise entsteht ein Fehler in der Ankunftszeitbestimmung ε_t . Für den Fall gleicher Amplituden kann dieser mit

$$\varepsilon_t \leq \frac{1}{2B_p} \quad (2.54)$$

abgeschätzt werden kann. Für eine möglichst effektive Ankunftszeitbestimmung ist es deshalb sinnvoll, Methoden zu untersuchen, welche eine bessere zeitliche Auflösung besitzen als die Pulskompression.

2.7.2 Superresolution-Algorithmen

Im Bereich der Superresolution-Algorithmen werden eine Anzahl unterschiedlicher Methoden zusammengefaßt, die höhere Auflösungsergebnisse erzielen als die klassischen, unparametrischen Methoden. Der Hauptunterschied zwischen den Lösungsansätzen liegt in einer starken Modellbindung der parametrischen Verfahren. Man beschränkt sich bei der Lösungsfindung auf definierte Probleme im vorliegenden Fall z. B. auf komplexe exponentielle Signale in weißem Rauschen. Das Ziel der Algorithmen ist es, die zugrunde liegenden Modellparameter so präzise wie möglich zu bestimmen. Bei der Annahme von harmonischen Signalen ist dies z. B. die Schwingungsfrequenz.

Eine Ankunftszeitbestimmung gleicht einer Schätzung der Kanalimpulsantwort. In Gleichung 2.24 wurde diese im Zeitbereich als Summe einzelner Pfade unterschiedlicher Laufzeit und Amplitude definiert. Dasselbe Kanalmodell führt im Frequenzbereich zu einer Summe komplexer Exponentialfunktionen.

$$H(f) = \sum_{k=1}^K h_k e^{-j2\pi f T_k} \tag{2.55}$$

Damit ist die Grundvoraussetzung für einen Einsatz hochauflösender Verfahren erfüllt. Anstatt im Zeitbereich die Ankunftszeitpunkte zu bestimmen, wird analog der Frequenzbereich verwendet, um die harmonischen Signale der einzelnen Pfade zu bestimmen. Um diese Modellvorstellung möglichst gut zu erfüllen, ist es zunächst nötig, die spektralen Anteile des Sendesignals zu eliminieren.

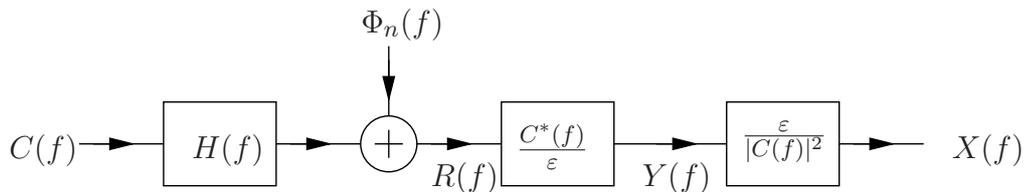


Abb. 2.17: Übertragungsmodell mit Korrelationsempfänger

Betrachtet werden soll das Korrelationsergebnis $Y(f)$ (vgl. Abbildung 2.17) wie es sich gemäß Abschnitt 2.5.2 ergibt.

$$Y(f) = \frac{1}{\epsilon} |C(f)|^2 H(f) + \frac{1}{\epsilon} \Phi_n(f) C^*(f) \tag{2.56}$$

Dabei ist der Korrelationsanteil $|C(f)|^2$ am Empfänger bekannt und kann im Ergebnis kompensiert werden. Dieser Vorgang wird *Dekonvolution* genannt.

$$X(f) = \frac{Y(f)}{\frac{1}{\epsilon} |C(f)|^2} = H(f) + \frac{\Phi_n(f)}{C(f)} \tag{2.57}$$

Da die spektrale Leistungsdichte $|C(f)|^2$ rein reell ist, wird nur den Betrag von $Y(f)$ manipuliert aber nicht die Phaseninformation. Unter der Annahme von pseudo-noise codierten

Pulsfolgen, welche eine näherungsweise konstante spektrale Leistungsdichte besitzen, entspricht diese Operation einer Kompensation der Korrelationsimpulsform.

Unter Nichtberücksichtigung des Rauchens, einem zeitlich unbeschränkten Meßsignal und einer unbegrenzten Sensorbandbreite würde das Spektrum $X(f)$ genau der Kanalinformation entsprechen, so daß die Kanalimpulsantwort durch eine inverse Fouriertransformation gewonnen werden könnte. Demgegenüber muß berücksichtigt werden, daß dieses Spektrum in einer realen Implementierung nur in diskreter Form mit beschränkter Bandbreite vorliegt. Deshalb wird im weiteren $X[k]$ als diskrete Darstellung, des mit einer Frequenz F_s abgetasteten Spektrums von $X(f)$, verwendet.

$$X[k] = X(kF_s) \quad (2.58)$$

F_s und die Anzahl der beobachtbaren Werte von $X[k]$ werden dabei über die Abtastgeschwindigkeit und die Länge des betrachteten Zeitbereichs festgelegt.

2.7.3 Autoregressive Parameterschätzung

Ziel der AR Parameterschätzung ist eine optimale Bestimmung des Spektrums des Übertragungskanals aus einer endlichen Anzahl von Meßwerten. Das Spektrum des Übertragungskanal wird hierfür als IIR (**I**nfinite **I**mpulse **R**esponse) Filter interpretiert, welches bei Anregung mit weißem Rauschen möglichst gut mit der beobachteten Kanalimpulsantwort übereinstimmen soll.

$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{p=1}^P a_p z^{-p}} \quad (2.59)$$

P bezeichnet die Anzahl der Polstellen und a_p die Filterkoeffizienten. Die Aufgabenstellung besteht nun darin mit einer begrenzten Anzahl K von diskreten, spektralen Meßwerten ($X[k]$ aus $X(f)$) auf die Kanalparameter rückzuschließen. Jeder neue Spektralwert wird dabei rekursiv aus den vergangenen Werten und den geschätzten IIR Koeffizienten gebildet:

$$\hat{X}[k] = - \sum_{p=1}^P \hat{a}_p X[k-p] \quad (2.60)$$

Damit ergibt sich ein dazugehöriger Schätzfehler von:

$$e[n] = X[k] - \hat{X}[k] = X[k] + \sum_{p=1}^P \hat{a}_p X[k-p] \quad (2.61)$$

Dieser Fehler kann als Faltung der Meßwerte $X[k]$ mit dem Parametersatz $\hat{\underline{a}}^T = [1, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_P]$ interpretiert werden. In Matrix-Vektor Notation wird dieses lineare Gleichungssystem folgendermaßen dargestellt:

$$\underline{X} \cdot \hat{\underline{a}} = \underline{e} \quad (2.62)$$

$$\begin{pmatrix} X[0] & & & \underline{0} \\ X[1] & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & & X[0] \\ & & \ddots & X[1] \\ & & & \vdots \\ X[K-1] & & & X[K-1-P] \\ & \ddots & & \\ \underline{0} & & & X[K-1] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{a}_0 \\ \hat{a}_1 \\ \vdots \\ \hat{a}_P \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e[0] \\ e[1] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ e[K-1+P] \end{pmatrix} \quad (2.63)$$

\underline{X} ist eine $(K+P-1) \times (P+1)$ Töplitz-Matrix, $\hat{\underline{a}}$ der geschätzte Koeffizientenvektor ($(P+1) \times 1, \hat{a}_0 = 1$) und \underline{e} der Fehlervektor ($(K+P-1) \times 1$). Als Optimierungsverfahren dieses überbestimmten Gleichungssystems verwendet man das kleinste mittlere Fehlerquadrat $\min \|e\|_2^2$ und erhält damit in der Folge [MIK00]:

$$\underline{X}^H \underline{X} \hat{\underline{a}} = \underline{X}^H \underline{e} \quad (2.64)$$

$$\underline{R}_{XX} \hat{\underline{a}} = \underline{\epsilon} \quad (2.65)$$

$\underline{R}_{XX} = \underline{X}^H \underline{X}$ ist eine Abschätzung für die $P \times P$ Korrelationsmatrix, $\underline{\epsilon} = [\sigma_n^2, 0, \dots, 0]^T$ ist die Erregung mit weißem Rauschen. Für die eindeutige Lösbarkeit dieser Gleichungen muß $K \geq P$ gelten für eine entsprechende Redundanz zur Fehlerreduktion zusätzlich $K \gg P$. Dieses Problems entspricht einem linearen Gleichungssystem der Ordnung P mit den Unbekannten $[\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_P], \sigma_n^2$. Als Standardlösung könnte man eine Gauß-Elimination verwenden. Aufgrund der speziellen konjugiert symmetrischen Struktur der Korrelationsmatrix ist allerdings auch eine rekursive Lösung möglich, welche sehr effizient mittels des Levinson Durbin Algorithmus gefunden werden kann [Hay95]. Als Lösung erhält man die geschätzten AR Parameter und die Erregung σ_n . Mittels dieser Werte ist es anschließend möglich, auf die Resonanzstellen der Übertragungsfunktion und damit auf die Ankunftszeitpunkte T_k rückzuschließen.

2.7.4 Music Algorithmus

Ausgangspunkt für die Verwendung des Music Algorithmus ist das spektrale Meßergebnis $X[k]$ aus Gleichung 2.58 und das Spektrum des Kanalmodell bestehend aus L harmonischen Funktionen (Gleichung 2.55).

$$X[k] = \sum_{l=1}^L h_l e^{-j2\pi k \tau_l} + W[k] \quad (2.66)$$

$W[k]$ entspricht dem spektralen Rauschanteil. τ_l ist die normierte Kanalverzögerung $\tau_l = T_l F_s$.

Ausgehend von einer Anzahl von K diskreten Meßwerten kann dieser Zusammenhang in Matrix-Vektor Notation dargestellt werden:

$$\underline{X} = \sum_{l=1}^L h_l \underline{v}(\tau_l) + \underline{W}. \quad (2.67)$$

$\underline{X} = [X[0], X[1], \dots, X[K-1]]^T$ ist der $K \times 1$ Datenvektor, $\underline{v}(\tau) = [1, e^{j2\pi\tau}, \dots, e^{j2\pi(K-1)\tau}]^T$ der über n abgetastete $K \times 1$ Phasenvektor und \underline{W} der Rauschvektor.

Als nächster Schritt wird die Autokorrelationsmatrix des Signalvektors \underline{X} benötigt.

$$\underline{R}_{XX} = \text{E}[\underline{X}\underline{X}^H] = \sum_{l=1}^L |h_l|^2 \underline{v}(\tau_l) \underline{v}^H(\tau_l) + \sigma_w^2 \underline{E} \quad (2.68)$$

Die Autokorrelationsmatrix des Empfangssignals kann dementsprechend als Summe der Autokorrelation der harmonischen Anteile \underline{R}_{ss} mit der Autokorrelationsmatrix des Rauschens \underline{R}_W interpretiert werden.

$$\underline{R}_{XX} = \underline{R}_{ss} + \underline{R}_w \quad (2.69)$$

Im Falle mittelwertfreien weißen Rauschens entspricht \underline{R}_w einer Diagonalmatrix der Rauschleistung σ_w^2 . In einer realen Implementierung mit einer endlichen Anzahl von Meßwerten muss die Korrelationsmatrix abgeschätzt werden. Für diese Abschätzung existieren in der Literatur mehrere Ansätze [Hay95, MIK00, DFM94]. Eine Lösung hierfür ist die bereits in Gleichung 2.64 dargestellte Variante als Matrixprodukt $\underline{X}^H \underline{X}$ mit der Dimension $P \times P$.

An diesem Punkt setzt der eigentliche Music Algorithmus ein [Sch86]. Für den Fall $P > L$, welcher Voraussetzung für das weitere Vorgehen ist, erhält man eine Signalkorrelationsmatrix mit Rang L und eine Rauschkorrelationsmatrix mit Rang P . Führt man nun eine Eigenwertzerlegung durch, ergeben sich L Eigenwerte, welche aus der Summe der Signal- und Rauscheinwerte gebildet werden, und $P - L$ Eigenwerte, welche allein Rauscheinwerte sind.

$$\lambda_p = L|h_p|^2 + \sigma_w^2 \quad \text{für } p \leq L \quad (2.70)$$

$$\lambda_p = \sigma_w^2 \quad \text{für } L < p \leq P \quad (2.71)$$

Man teilt diese Eigenwerte λ_p in Signal- und Rauscheinwerte auf. Zugehörig zu diesen Eigenwerten erhält man P Eigenvektoren, von denen L den Signaleigenwerten zugeordnet sind und $P - L$ den Rauscheinwerten.

$$\underline{Q}_s = [q_1, q_2, \dots, q_L]^T \quad (2.72)$$

$$\underline{Q}_w = [q_{L+1}, \dots, q_P]^T \quad (2.73)$$

Aufgrund der hermiteschen Struktur der Korrelationsmatrix sind alle Eigenvektoren zueinander orthogonal [MIK00], womit sich zwei orthogonale Räume \underline{Q}_s und \underline{Q}_w ergeben. Man bezeichnet ersteren als *Signalraum* und letzteren als *Rauschraum*. Für die Signalinformationsvektoren $h_l \underline{v}(\tau_l)$ heißt dies, daß sie durch Linearkombination der Signaleigenvektoren dargestellt werden können und orthogonal zu den Rauscheinvektoren sind. Letzter Punkt ist die entscheidende Information für die Signalarückgewinnung. Da die einzelnen Signalkomponenten unbekannt sind, die Rauscheinvektoren aber sehr wohl bestimmt werden können, kann man das Orthogonalitätsprinzip nutzen, um die Signalanteile zu identifizieren.

So ist der Betrag des Skalarprodukts vom Phasenvektor $\underline{v}(\tau)$ und einem Rauschvektor \underline{q}_w

$$|\underline{v}(\tau) \cdot \underline{q}_w| \quad (2.74)$$

genau dann minimal, falls $\tau = \tau_l$ und damit $\underline{v}(\tau_l)$ ein Signalvektor ist. Man definiert dazu ein Music Pseudospektrum, welches sich aus der Überlagerung der Skalarprodukte aller Rauschvektoren ergibt:

$$R(\tau) = \frac{1}{\sum_{p=L+1}^P |\underline{v}(\tau) \cdot \underline{q}_p|^2} \quad (2.75)$$

Durch die Kehrwertbildung erscheinen die Orthogonalitätsminima zu den Zeitpunkten $T = \tau_l F_s$ entsprechend als Maxima.

2.7.5 Vergleich der Ankunftszeitbestimmung

Mit einer AR Parameter- und einer Music Unterraumschätzung sind zwei prägnante Beispiele für hochauflösende Ankunftszeitbestimmung ausgewählt worden. Es existieren in der Literatur jedoch noch eine größere Anzahl von Algorithmen, welche eine vergleichbare Performance bieten [KV96], [PM07], [MIK00]. Ähnlich wie bei den Detektionsverfahren gibt es auch hier einen grundsätzlichen Zusammenhang zwischen der Leistungsfähigkeit und dem dazugehörigen Rechenaufwand. Das Korrelationsergebnis, welches die Grundlage für alle drei Varianten darstellt, besitzt eine Auflösung ΔT abhängig von der Bandbreite B_p des Signals zu

$$\Delta T = T_p = \frac{1}{B_p}. \quad (2.76)$$

Demgegenüber erhält man bei fehlerfreier Modellierung mit einer AR Parameterschätzung bereits eine Verbesserung dieser Auflösung. Entscheidend ist hier eine passende Abschätzung der Kanalkomplexität, also der Anzahl der Polstellen P . Diese Methode kann äußerst effizient mittels des Levinson Durbin Algorithmus implementiert werden, sie ist jedoch empfindlich gegenüber einem schwachem SNR.

Der Rechenaufwand der Eigenwertzerlegung eines Music Algorithmus ist im Vergleich am höchsten. Allerdings kann hier die Komplexität relativ einfach über die Eigenwerte abgeschätzt werden. Mit einer Mittelwertbildung über eine große Zahl von Rauscheigenvektoren ist dieses Verfahren zusätzlich auch bei schwachem SNR einsetzbar. In Abbildung 2.18 und 2.19 sind zwei Beispiele für die Simulation einer Ankunftszeitbestimmung mit den behandelten Verfahren dargestellt. In der Simulation sind zwei gleich starke Übertragungspfade enthalten, welche einen Wegunterschied von $\delta T = T_p$ besitzen. Folglich können sie anhand des Korrelationsergebnisses nicht mehr unterschieden werden, womit sie als ein Ziel erscheinen. Als Simulationsparameter wurden für den Music Algorithmus $K = 2$ Pfade bei einer Rang $P = 60$ Korrelationsmatrix angenommen, für die AR Parameterschätzung entsprechend $P = 12$ Polstellen. Damit ist es bei einem SNR von 40 dB sowohl mit der AR Parameterschätzung als auch mit dem Music Algorithmus möglich, beide Ziele voneinander zu trennen. Für ein SNR von 20 dB ist dies im angegebenen Fall nur mit der Music Methode möglich, während die AR Schätzung ein Ziel wahrnimmt (vgl. Abschnitt 4.5.1)

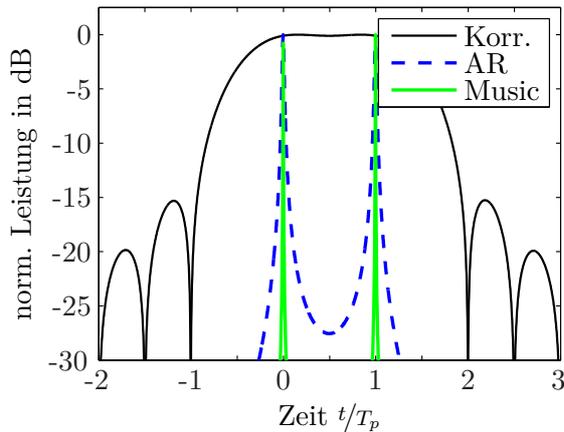


Abb. 2.18: Ankunftszeitbestimmung mit zwei Übertragungspfaden bei 40 dB SNR

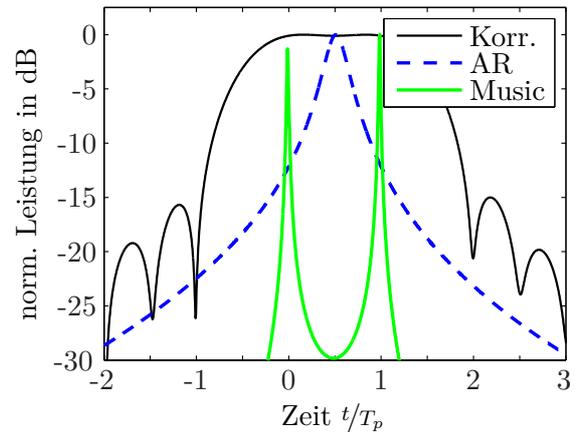


Abb. 2.19: Ankunftszeitbestimmung mit zwei Übertragungspfaden bei 20 dB SNR

2.8 RTof Messung

In den vorausgehenden Abschnitten wurde die Ankunftszeitbestimmung einer Einzelstreckenübertragung untersucht. Für eine absolute Abstandsbestimmung mit einer Laufzeitmessung ist allerdings die kombinierte Laufzeit einer Up- und Downlink Übertragung nötig. Ein Meßsystem bestimmt aus der Umlaufzeit minus der Verarbeitungszeit des Kooperationspartners den absoluten Abstand gemäß Gleichung 2.2:

$$\Delta s = \frac{\Delta T}{2} c_0 = \frac{T_v - T_w}{2} c_0 \quad (2.77)$$

Für das Antwortverhalten des Kooperationspartners gibt es dabei zwei Modellierungsansätze: Einerseits kann die Übertragung zwischen gleichberechtigten und gleich komplexen Meßsystemen stattfinden. In diesem Fall steht an beiden Modulen dieselbe Rechenkapazität zur Verfügung, was den Einsatz von leistungsfähigen Softwarealgorithmen an beiden Sensoren ermöglicht. Dieser Fall könnte z. B. die Abstandsmessung zwischen verschiedenen Fahrzeugeinheiten betreffen. Auf der anderen Seite muß eine Laufzeitmessung auch zwischen einem Fahrzeugsensor und mobilen kostengünstigen Transpondern möglich sein. Hierbei ist wichtig, daß das Transponderdesign möglichst einfach realisiert wird, was die zur Verfügung stehende Rechenkapazität entsprechend einschränkt. Für beide Szenarien werden nachfolgend Übertragungsmodelle untersucht.

2.8.1 Spiegelungsmodell

Die einfachste Variante einer Fußgängerantwort besteht in einer verzögerten Wiederholung des Fahrzeugsignals. Der Fußgängertransponder tastet die Fahrzeugnachricht ab und sendet sie nach einer definierten Wartezeit an das Auto zurück. Aufgrund dieses charakteristischen Verhaltens wird dieses Verfahren im folgenden *Spiegelungsmodell* genannt. Auf Transponderseite wird dafür nur eine Detektion und keine Ankunftszeitbestimmung benötigt. Jeder abgetastete Wert wird ähnlich wie bei einer FIFO (**F**irst **I**n **F**irst **O**ut) Registerstruktur mit einer festen zeitlichen Verzögerung wieder an den Ausgang abgegeben. Dies schließt zusätzlich Meßfehler aufgrund von falscher Ankunftszeitbestimmung auf Transponderseite aus. Abbildung 2.20 zeigt eine idealisierte Darstellung dieser Übertragung. Das Sendesignal

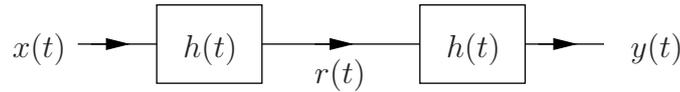


Abb. 2.20: Idealisierte Darstellung der Übertragung des Spiegelungsmodells

$x(t)$ wird im Uplink über den Kanal $h(t)$ auf den Transponder übertragen ($r(t)$). Im Downlink wird dasselbe Signal über den Kanal $h(t)$ an die Fahrzeugeinheit zurückgespiegelt. Eine eventuelle Signalverstärkung auf Transponderseite soll zunächst ebenso wie die zusätzliche Wartezeit T_w vernachlässigt werden. Das Empfangssignal am Fahrzeug $y(t)$ kann damit als zweifache Faltung des Sendesignals $x(t)$ mit dem Kanal $h(t)$ interpretiert werden.

$$y(t) = h(t) * h(t) * x(t) \quad (2.78)$$

Unter der Annahme des Mehrpfadkanals aus Gleichung 2.24 erhält man K^2 Kombinationen von Übertragungspfaden.

$$y(t) = x(t) * \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K h_k h_l \delta(t - T_k - T_l) \quad (2.79)$$

$$y(t) = x(t) * \left(\sum_{k=1}^K h_k^2 \delta(t - 2T_k) + \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{l=1 \\ l < k}}^K 2h_k h_l \delta(t - T_k - T_l) \right) \quad (2.80)$$

K dieser Pfade werden jeweils auf demselben Up- und Downlinkpfad übertragen und $K^2 - K$ sind Kombinationen unterschiedlicher Pfade. Für die Ankunftszeitbestimmung ist nun die zweifache Übertragung über den kürzesten Pfad h_{fast} entscheidend. Im Idealfall besitzt dieser die stärkste Kanalantwort $|h_{\text{fast}}| > |h_k|$ für $h_{\text{fast}} \neq h_k$. Durch die Quadrierung des Kanaloeffizienten wird der Unterschied zwischen den Pfaden noch größer, so daß die richtige Ankunftszeit klar detektiert werden kann.

Ein Problem ergibt sich, falls es gegenüber dem kürzesten Pfad l stärkere Pfade gibt. Dies führt dazu, daß $(l+1)^2 - 1$ Interferenzterme entstehen, welche eine größere Amplitude besitzen und zu einem späteren Zeitpunkt am Empfänger eintreffen. Als Folge dieser Interferenz kann entweder keine oder die falsche Ankunftszeit detektiert werden. Diese Mehrpfadsituation tritt vor allem bei Totalverdeckung auf. Für den Fall einer LoS Kommunikation sind in der Regel der kürzeste und der stärkste Pfad identisch.

Als nächstes soll der Einfluß des Rauschens auf das Spiegelungsmodell untersucht werden. Als Ersatzschaltbild wird nun die schematische Darstellung aus Grafik 2.21 angenommen. In diesem Modell werden zusätzlich das Kanalrauschen $n_1(t)$ und $n_2(t)$ berücksichtigt. Das Transpondermodul wird um die Eingangsverstärkung V_{in} , einen Detektor und die Verzögerungsleitung T_w erweitert.

Im Übertragungsfall ergibt sich damit folgendes Empfangssignal am Basismodul:

$$y(t) = V_{\text{in}} \cdot h(t) * h(t) * x(t - T_w) + V_{\text{in}} \cdot h(t) * n_1(t - T_w) + n_2(t) \quad (2.81)$$

$$y(t) = V_{\text{in}} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K (h_k h_l x(t - T_k - T_l - T_w)) + V_{\text{in}} \sum_{k=1}^K (h_k n_1(t - T_k - T_w)) + n_2(t) \quad (2.82)$$

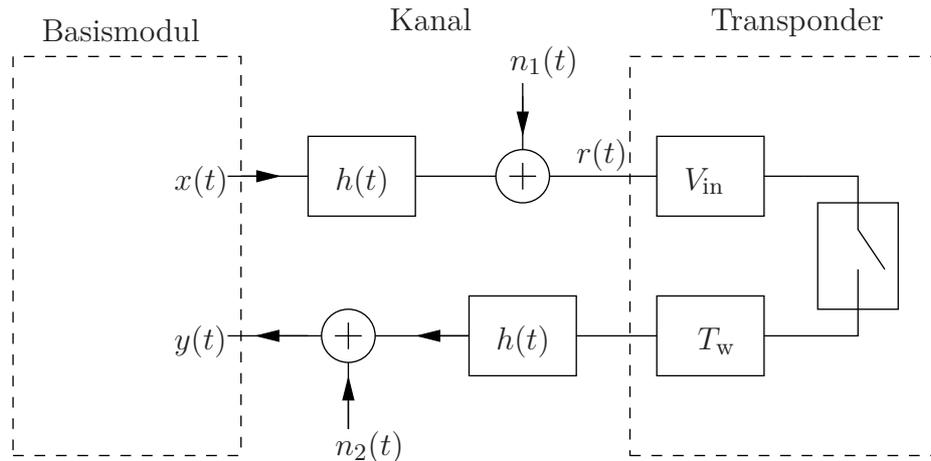


Abb. 2.21: Schematische Darstellung einer Übertragung des Spiegelungsmodells

Der Verstärkungsfaktor ist dabei eine adaptive Anpassung der Eingangsleistung an die Kanaldämpfung. Für ein Mehrpfadszenario mit K Übertragungspfaden beträgt dieser:

$$V_{\text{in}} = \frac{1}{\sqrt{\sum_{k=1}^K |h_k|^2}} \quad (2.83)$$

Damit erhält man für das Nutzsignal des kürzesten Pfades auf Empfängerseite:

$$y_{\text{fast}}(t) = V_{\text{in}} h_{\text{fast}}^2 x(t - 2T_{\text{fast}} - T_w) \quad (2.84)$$

Unter der Voraussetzung eines Korrelationsempfängers (vgl. Gleichung 2.33) entspricht dies einem SNR von

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Spiegel}} = V_{\text{in}}^2 |h_{\text{fast}}|^4 \frac{E_c}{N_0} = \frac{V_{\text{in}}^2 |h_{\text{fast}}|^2}{2} \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Uplink}} \quad (2.85)$$

Im Optimalfall einer Einzelpfadübertragung oder einer Mehrpfadübertragung mit $h_{\text{fast}} \gg h_k$ können die Interferenzterme vernachlässigt werden

$$V_{\text{in}} \approx \frac{1}{|h_{\text{fast}}|} \quad (2.86)$$

und das SNR des Spiegelungsmodells ist 3 dB kleiner als das SNR der Uplink Übertragung. Dieses Verhalten verschlechtert sich, falls weitere Mehrpfade berücksichtigt werden müssen. Trotz dieser Nachteile im Bereich der Mehrpfadausbreitung ist die Verwendung des Spiegelungsmodells aufgrund der Einfachheit der Implementierung eine sinnvolle Option für das Transponderdesign.

2.8.2 Symmetriemodell

Wie im vorausgehenden Abschnitt gezeigt wurde, besitzt das Spiegelungsmodell Nachteile bei der Abstandsmessung mit Mehrpfadausbreitung. Diese Eigenschaft entsteht vor allem durch die zweifache Übertragung desselben Signals durch den Mehrpfadkanal. Somit kann dieses Problem vermieden werden, wenn jeder Kooperationspartner eine eigene Ankunftszeitbestimmung und eine Neugeneration des Signals durchführt. Dabei ist es wichtig, daß keine zusätzlichen Zeitfehler an der Transponderstation entstehen, was an beiden Modulen dieselbe Systemgenauigkeit und Systemkomplexität voraussetzt. Aus diesem Grund wird dieses Schema im folgenden *Symmetriemodell* genannt. Im Bild 2.22 ist ein Beispiel für dieses Übertragungsschema dargestellt. Zunächst wird im Uplink ein Signal $x_1(t)$ über den Ka-

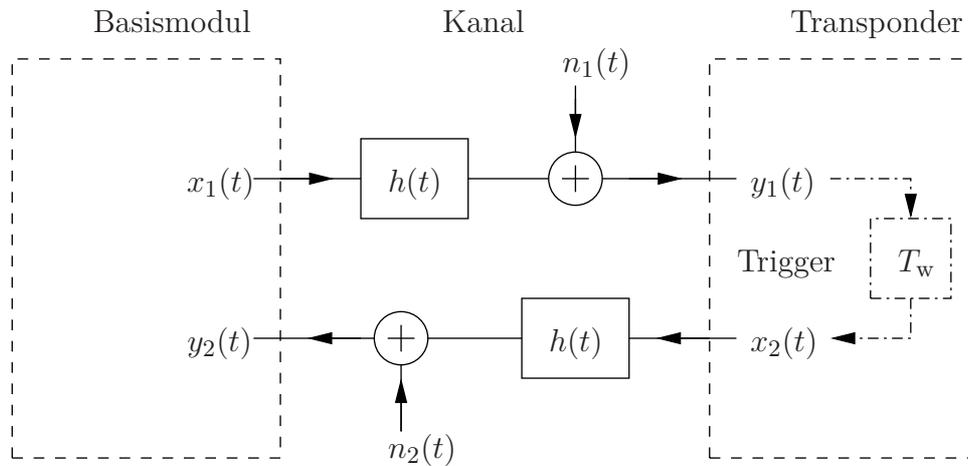


Abb. 2.22: Idealisierte Darstellung des Symmetriemodells

nal $h(t)$ an den Transponder übertragen. Der Transponder schätzt die Ankunftszeit dieses Signals und sendet nach der Wartezeit T_w ein eigenes Signal an das Basismodul zurück. Entsprechend dieser Implementierung handelt es sich um eine Teilung des Problems. Jedes Modul schätzt die Ankunftszeit des Signals, wobei die gesamte Laufzeit die Summe der Einzelaufzeiten plus der Wartezeit ist. Die Eigenschaften der ToA Ankunftszeitbestimmung für den Einzelpfad wurden dabei ausgiebig in den vorausgehenden Abschnitten erläutert. Das SNR des kürzesten Pfades am Empfänger eines Moduls beträgt dabei gemäß Gleichung 2.33:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Uplink}} = \frac{2|h_{\text{fast}}|^2 E_c}{N_0} \quad (2.87)$$

Die Gesamtgenauigkeit der Abstandsmessung kann damit aus der Ungenauigkeit der Ankunftszeitbestimmung an den beiden Modulen plus der Ungenauigkeit der Wartezeit abgeleitet werden:

$$\sigma_{\text{sym}} \approx \sqrt{2\sigma_t^2 + \sigma_{T_w}^2} \quad (2.88)$$

Dieser Annahme wurde eine Unabhängigkeit der Meßfehler zwischen den beiden Sensoren und ein gleiches SNR vorausgesetzt. Für kleine Wartezeiten kann der Wartezeitfehler vernachlässigt werden, womit sich folgende Ungenauigkeit ergibt:

$$\sigma_{\text{sym}}(\text{SNR}) = \sqrt{2}\sigma_t(\text{SNR}) \quad (2.89)$$

Im Vergleich dazu muß für das Spiegelungsmodell nur die Ankunftszeitbestimmung am Basismodul berücksichtigt werden. Allerdings liegt hier das SNR selbst im Optimalfall 3 dB unter dem SNR des Symmetriemodells. In Verbindung mit Gleichung 2.3 und 2.85 ergibt sich damit folgende Abschätzung:

$$\sigma_{\text{sym}}(\text{SNR}) \leq \sigma_{\text{Spiegel}}(\text{SNR}) \quad (2.90)$$

Das Gleichheitszeichen gilt für den Idealfall einer Einpfadübertragung. In einem Mehrpfadszenario übertrifft die Genauigkeit des Symmetriemodells die des Spiegelungsfalls.

3. Systemrealisierung

Wesentlicher Inhalt dieser Arbeit war nicht nur ein theoretisches Konzept für eine kooperative Abstandsmessung zu entwickeln, sondern auch dieses Konzept anhand einer Prototyp-Implementierung zu untersuchen. Obwohl hierfür noch keine stringenten Vorgaben für die Komplexität und Kosten der Sensormodule existierten, musste dennoch ein Augenmerk auf eine spätere Realisierung gerichtet werden. Dies betrifft vor allem die Gestaltung der mobilen Transpondereinheit. Der spätere Nutzen des Sicherheitssystems im Straßenverkehr hängt in hohem Maße von der Anzahl der verwendeten Transpondermodule zusammen. Ein niedriger Kostenfaktor stellt hier ein großen Vorteil für eine spätere Vermarktung dar. Für die Entwicklung eines kooperativen Abstandsmeßsystems spielen dabei vor allem drei Punkte eine wichtige Rolle:

- 1) Hardwarekosten,
- 2) Zusatzfunktionalität,
- 3) Bandbreite.

Der erste Punkt ist selbsterklärend. Hardwarekosten werden vor allem durch die Komplexität der Hardware-Elemente, die benötigte Geschwindigkeit der Digitalelemente und der Stromaufnahme des Transponders verursacht. Hier gilt es Konzepte zu entwickeln mit minimalen Anforderungen in jedem dieser Bereiche. Auf der anderen Seite muß die Komplexität des Systems jedoch in jedem Fall ausreichen, um die Systemanforderungen zu erfüllen (Abschnitt 3.2.1). Dies schließt die Verwendung handelsüblicher passiver Low-Cost Transponder aus.

Der zweite Punkt betrifft vor allem die Einfachheit der Markteinführung. Während es für besonders gefährdete Personen wie z. B. Kinder oder Senioren durchaus denkbar ist, Stand-alone Transponder zu verwenden, wird ein Teil der Konsumenten die Sicherheitsfunktion nur in Verbindung mit anderen Diensten wählen. Denkbar ist hier die Kombination mit Datenübertragungsdiensten, wie z. B. WLAN. Daher ist es günstig eine pulsmodierte Übertragungstechnologie zu verwenden, welche sehr einfach an Datenübertragungsdienste adaptiert werden kann.

Der letzte Punkt ist ein Standardproblem drahtloser Kommunikationstechnologie. Die Zahl und Bandbreite frei verfügbarer Frequenzbänder sind eng begrenzt. Bei Benutzung dieser Frequenzen ist folglich mit starker Kanalinterferenz anderer Dienste zu rechnen. Auf der anderen Seite zeigt die Vergangenheit, daß exklusiv genutzte Frequenzbänder ebenfalls sehr hohe Lizenzierungskosten verursachen können.

Vor der Untersuchung der eigentlichen Prototypimplementierung ist es deshalb zunächst sinnvoll, Kanaluntersuchungen zu den verfügbaren Frequenzbändern durchzuführen.

3.1 Kanaluntersuchungen

Die wichtigste Information eines Abstandsmeßsystems steckt in der Kanalverzögerung des kürzesten Übertragungspfades. In Abschnitt 2.2 wurde gezeigt, daß hierfür die Bandbreite der entscheidende Faktor bezüglich der Genauigkeit und der Auflösung der Ankunftszeitbestimmung ist (Gleichung 2.3, 2.8). In den bisherigen Überlegungen wurde jedoch das Ausbreitungsverhalten der jeweiligen Frequenzen außer acht gelassen. Dieses ist abhängig von der verwendeten Trägerfrequenz. Vorab ist jedoch zu klären, welche Frequenzbänder überhaupt für eine kooperative Abstandsmessung zur Verfügung stehen.

3.1.1 Verfügbare Frequenzbänder

Für die korrekte kostenfreie Nutzung eines Frequenzbandes muß eine sogenannte Allgemeinzuteilung für die jeweilige, spezielle Art von Anwendung existieren. Dabei gilt es die verschiedenen Anforderungen des vorhandenen Standards zu erfüllen. Grundsätzlich gilt, daß die Störung anderer Teilnehmer desselben Frequenzbandes vermieden werden soll. Dies drückt sich in einer höheren maximalen Sendeleistung für Protokolle mit reaktiven und adaptiven Sendeschemata aus. In vielen Bändern existieren dazu parallel unterschiedliche Allgemeinzuteilungen mit variablem Ausgangspegel. So besitzt der WLAN-Standard (**W**ireless **L**AN) im 2,4 GHz Band die 10-fache Ausgangsleistung verglichen mit dem SRD-Standard (**S**hort **R**ange **D**evice) bezogen auf eine radial isotrop abstrahlende Antenne (**E**quivalent **I**sotropic **R**adiated **P**ower). In Tabelle 3.1 sind die in Frage kommenden Allgemeinzuteilungen für

Bezeichnung	Frequenzbereich	max. Leistung	max. Bandbreite
SRD	433,05-434,79 MHz	10 mW EIRP	1,74 MHz
RFID	865-868 MHz	0,1-2 W EIRP	200 kHz
SRD	863-870 MHz	25 mW EIRP	7 MHz
SRD	2400-2483 MHz	10 mW EIRP	83 MHz
WLAN	2400-2483 MHz	100 mW EIRP	83 MHz
RFID	2446-2454 MHz	500 mW EIRP	8 MHz
WLAN	5470-5725 MHz	1000 mW EIRP	255 MHz
SRD	5725-5875 MHz	25 mW EIRP	150 MHz
UWB	1,6-6 GHz	0,03-1 μ W EIRP	4,4 GHz

Tabelle 3.1: Allgemeinzuteilungen für Frequenzen zwischen 400 MHz und 6 GHz [Bun09]

Frequenzen von 400 MHz bis 6 GHz dargestellt. Unterhalb dieses Bereichs sind keine ausreichenden Bandbreiten mehr verfügbar, während oberhalb dieses Bereichs die Hardwarekosten inakzeptabel ansteigen. Für die Realisierung des Prototyps gilt es nun die optimale Konfiguration aus Bandbreite, Ausgangsleistung und Trägerfrequenz zu finden. Aus diesem Grund muß zunächst der Einfluß der Trägerfrequenz auf die Übertragung untersucht werden.

3.1.2 Kanaldämpfung

Das einfachste Modell zur Bestimmung der Kanaldämpfung ist die Friissche Transmissionsgleichung [Bal02]. Die Grundannahme ist eine isotrope Ausbreitung der abgestrahlten Welle, so daß sich folgendes Verhältnis zwischen abgestrahlter P_t und empfangener Leistung P_r ergibt:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_r G_t \quad (3.1)$$

λ entspricht der Wellenlänge, R dem Abstand zwischen Sender und Empfänger und G_r bzw. G_t dem Gewinn der Sende- und Empfangsantenne. Hier zeigt sich bereits eine Abhängigkeit von der Trägerfrequenz. Bei gleichem Antennengewinn und Abstand werden niedrigere Frequenzen weniger gedämpft als hohe. Im Gegensatz dazu fällt es bei hohen Frequenzen leichter bei gleicher wirksamer Antennenfläche A_w eine starke Direktivität D zu erzielen.

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_w \quad (3.2)$$

Da das System jedoch in der Lage sein soll, einen großen Winkelbereich abzudecken, ist die Verwendung einer starken Richtwirkung weder auf Fahrzeug- noch auf Fußgängerseite sinnvoll.

Das Friissche Transmissionsmodell ist dabei eine sehr einfache Vorstellung der Wellenausbreitung, die im Straßenverkehr in der Realität nicht auftritt. Hier ist selbst im Fall ungestörter Übertragung mit mindestens einer Reflexion am Erdboden zu rechnen (siehe Abbildung 3.1). Berücksichtigt man noch zusätzlich, daß es sich beim Erdboden nicht um

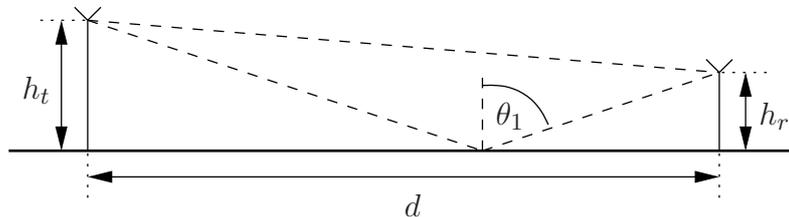


Abb. 3.1: Zweistrahlintereferenz mit Reflexion am Erdboden

einen Leiter, sondern um ein Dielektrikum handelt, so ergibt sich die Formel für das Zweistrahlmmodell:

$$\frac{P_r}{P_t} \approx \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \left| 1 + E_r e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \Delta d} \right|^2 G_r G_t \quad (3.3)$$

$$\Delta d = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (3.4)$$

Δd ist der Wegunterschied zwischen Sichtverbindung und Erdreflexion bei den Antennenhöhen h_t und h_r für Sender und Empfänger bei einem horizontalen Abstand von d . Der Fresnelkoeffizient E_r für eine Polarisation parallel zur Einfallsebene kann aus den geometrischen Größen und der Dielektrizitätskonstante des Erdbodens bestimmt werden [Hec01].

$$E_r = \frac{\sqrt{\varepsilon_r} \cos(\theta_1) - \cos(\theta_2)}{\sqrt{\varepsilon_r} \cos(\theta_1) + \cos(\theta_2)} \quad (3.5)$$

$$\frac{\sin(\theta_1)}{\sin(\theta_2)} = \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_r}} \quad (3.6)$$

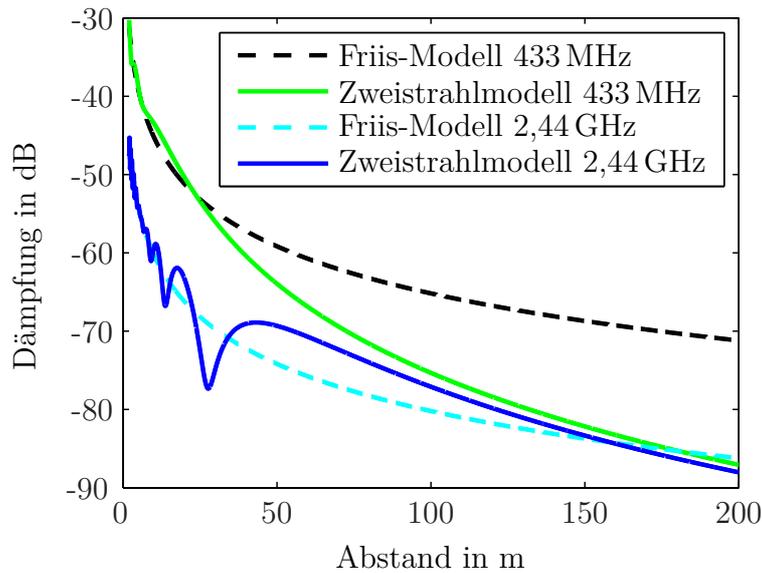


Abb. 3.2: Simulation der Kanaldämpfung mit Friis- und Zweistrahlm. für 433 MHz und 2,44 GHz

Dabei ist die Bestimmung der relativen Dielektrizitätskonstante ε_r des Bodens keine einfache Aufgabe, da sie von vielen Faktoren wie Feuchtigkeit, Inhaltsstoffen, Temperatur, Frequenz und Polarisation abhängt. Für einen trockenen festen Erdboden wurde sie nach Tabellenwerten [Sav80] auf $\varepsilon_r = 5$ geschätzt. Im Vergleich zum Friis Modell muß im Zweistrahlm. zusätzlich ein Interferenzfaktor $|1 + E_r \exp(j\Delta d^{2\pi/\lambda})|^2$ berücksichtigt werden, welcher zu periodischer Verstärkung und Auslöschung führt. In Abbildung 3.2 sind beide Modelle für die Frequenz 433 MHz und 2,44 GHz für einen Abstand R von 2 m bis 200 m und einer Antennenhöhe von $h_t = h_r = 1,3$ m dargestellt. Im Vergleich der Friis Modelle ergibt sich ein konstanter Dämpfungsunterschied von 15 dB. Dieser Zusammenhang relativiert sich für das Zweistrahlm. aufgrund des Interferenzfaktors. Man erhält einen Bereich abwechselnder Auslöschung und Verstärkung, bevor das Signal langsam in die destruktive Interferenz des letzten Minimums übergeht. Der Beginn des letzten Minimums ist dabei frequenzabhängig. Für die betrachtete Situation liegt er für 433 MHz bei 24 m, für 2,44 GHz bei 160 m. Für die Sicherheitsapplikation ist dabei vor allem der Bereich bis 50 m wichtig. Hier besitzt die Frequenz 433 MHz einen klaren Vorteil aufgrund der weniger stark ausgeprägten Minima.

3.1.3 Abschattung und Beugung

Ein Vorteil kooperativer Abstandsmessung gegenüber einem Radarsystem ist die Detektion verdeckter Kooperationspartner. Durch die Verwendung aktiver Transponder auf beiden Seiten ist es möglich, eine Kommunikation selbst bei fehlender Sichtverbindung herzustellen. Die Ursache hierfür ist die Beugung elektromagnetischer Wellen. Räumliche Diskontinuitäten führen zur Ausbildung von Sekundärwellen an den jeweiligen Sprungstellen. Die Überlagerung dieser Wellen mit der Ursprungswelle ermöglicht eine Übertragung selbst in Bereichen totaler Abschattung. Dabei sind die Art und die Stärke der gestreuten Welle abhängig von der geometrischen Form der Diskontinuität und von der verwendeten Signalfrequenz.

Die Eigenschaften dieser Wellen können dabei mit der geometrischen Beugungstheorie beschrieben werden [Kel62]:

$$E_D = DA(r)E_i e^{-jk_0 r} \quad (3.7)$$

E_D ist die elektrische Feldstärke der gebeugten Welle, D der Beugungskoeffizient, E_i die Feldstärke der einfallenden Welle, k_0 die Wellenzahl und $A(r)$ der Streukoeffizient. Der Streukoeffizient ist dabei abhängig von der Art der Beugungswelle und beträgt $1/r$ für eine Kugelwelle, $1/\sqrt{r}$ für eine Zylinderwelle und 1 für eine ebene Welle. Demgegenüber leitet sich der Beugungskoeffizient D von der geometrischen Problemstellung ab. In Grafik 3.3 sind die wichtigsten Abschattungsszenarien dargestellt. Im ersten Szenario einer senkrechten Kante

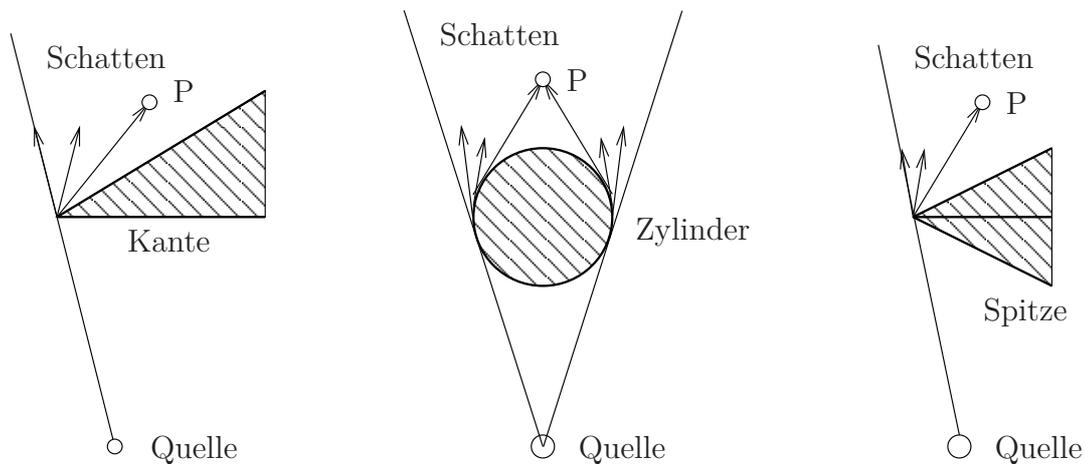


Abb. 3.3: Beispiele für die wichtigsten Abschattungssituationen

entsteht an der Kantenlinie eine Zylinderwelle mit einem Beugungskoeffizienten $D \propto \sqrt{\lambda}$. Handelt es sich um eine Streuung an einem Zylinder so verläuft über die Zylinderoberfläche eine sogenannte *Wanderwelle*. D. h. über die gesamte Zylinderkontur entwickeln sich kontinuierlich neue Zylinderwellen mit einem exponentiell abfallenden Amplitudenfaktor. Für den Fall einer Spitze als Diskontinuität resultiert eine Kugelwelle mit einem Beugungskoeffizienten $D \propto \lambda$.

$$D \propto \sqrt{\lambda} \quad \text{Kante} \quad (3.8)$$

$$D \propto \lambda \quad \text{Spitze} \quad (3.9)$$

$$D \propto e^{-k_0 L} \quad \text{Zylinder} \quad (3.10)$$

L ist die Länge der Wanderwelle auf der Zylinderoberfläche. Die genauen Werte für den Beugungskoeffizienten können in [FM94] nachgelesen werden. Für die Trägerfrequenz der Abstandsmessung bedeutet dies, daß niedrigere Frequenzen stärker an Störobjekten gebeugt werden und somit bei Verdeckung leichter detektiert werden können. Die Unterschiede im Beugungskoeffizienten für die besprochenen Anwendungsfälle und Trägerfrequenz sind in Tabelle 3.2 dargestellt.

3.1.4 Transmission durch den menschlichen Körper

Das Konzept des kooperativen Fußgängerschutzes erfordert, daß ein Transponder direkt vom Fußgänger getragen wird. Dabei entstehen abhängig von der Haltung des Fußgängers und

	433 MHz	868 MHz	2,44 GHz	5,6 GHz
Kante [dB]	0	-3,0	-7,5	-11,1
Spitze [dB]	0	-6,0	-15	-22,3
Zylinder [dB/cm]	0	-0,79	-3,65	-9,4

Tabelle 3.2: Beugungskoeffizient in Abhängigkeit der Trägerfrequenz bezogen auf 433 MHz

von der Position des Transponders Situationen, in denen ein Großteil der Leistung in den menschlichen Körper transmittiert wird. Die Stärke der Absorption ist dabei abhängig von der verwendeten Signalfrequenz f . Um diese Dämpfung zu bestimmen, muß die komplexe Permittivität $\varepsilon(f)$ und die komplexe Permeabilität $\mu(f)$ des durchdrungenen Materials bekannt sein:

$$D = e^{\kappa L} = e^{\text{Im}\{k\}L} \quad (3.11)$$

$$k = 2\pi f \sqrt{\varepsilon(f)\mu(f)} \quad (3.12)$$

D ist der Dämpfungsfaktor, L die Dicke des durchdrungenen Materials und κ der Imaginärteil der Wellenzahl k . Für eine erste Abschätzung dieser Dämpfung im menschlichen Körper wurde die relative Permittivität des Wassers $\varepsilon_w(f)$ benutzt. Diese kann mittels des Debye Modells bestimmt werden:

$$\varepsilon_w(f) = \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 - j\frac{f}{f_d}} + \varepsilon_\infty. \quad (3.13)$$

ε_s ist die statische relative Permittivität, ε_∞ ist die asymptotische relative Permittivität und f_d ist die Resonanzfrequenz der Molekülschwingung. Diese Parameter sind temperaturabhängig und können mittels Näherungsformeln aus [LHM91] abgeschätzt werden. Für die ausgewählten Trägerfrequenzen und eine Umgebungstemperatur von 20° ergeben sich die Permittivitätswerte aus Tabelle 3.3. Die Permeabilität des Wassers wurde mit $\mu(f) = \mu_0$

	433 MHz	868 MHz	2,44 GHz	5,6 GHz
$\varepsilon_w(f)$	$80 - 1,9j$	$79 - 3,8j$	$78 - 10j$	$73 - 22j$
D [dB/cm]	-0,08	-0,34	-2,62	-13,1

Tabelle 3.3: Rel. Permittivität und Dämpfung des Wassers gemäß dem Debye Modell

angenommen. Im Vergleich zeigt sich hier ein deutlicher Anstieg der Absorption für höhere Frequenzen.

Da der menschliche Körper aus Wasser allein allerdings nur sehr unzureichend modelliert ist, wurden zusätzlich experimentell ermittelte Werte aus [Jel04] hinzugezogen. Auch hier zeigt sich ein frequenzabhängiger Anstieg der Transmissionsdämpfung vor allem für stark durchblutetes Gewebe (vgl. Tabelle 3.4). Zusätzlich müssen aufgrund der Wellenwiderstandsänderung des inhomogenen Gewebes Reflexionen berücksichtigt werden. Die transmittierte Leistung ist damit stark abhängig von der jeweiligen Transponderposition am Körper, wobei selbst bei der niedrigsten Frequenz von einer Dämpfung größer als 20 dB ausgegangen werden kann. Dies macht es wahrscheinlich, daß reflektierte und gebeugte Signale die transmittierten Anteile überdecken.

Gewebe	433 MHz		2,4 GHz	
	ϵ	D [dB/cm]	ϵ	D [dB/cm]
Haut	45,9 – 28,5j	-1,63	38,1 – 10,7j	-3,74
Fett	5,6 – 1,73j	-0,29	5,3 – 0,8j	-0,75
Knochen	13,6 – 4,08j	-0,95	11,4 – 2,9j	-0,81
K.-Mark	5,6 – 1,23j	-0,98	5,3 – 0,7j	-0,93
Herz	65,2 – 40,42j	-1,92	54,9 – 16,8j	-4,80

Tabelle 3.4: Rel. Permittivität und Dämpfung von menschlichem Gewebe

3.1.5 Frequenzwahl

In allen durchgeführten Untersuchungen hat sich gezeigt, daß niedrigere Frequenzen die besseren Dämpfungs-, Beugungs- und Transmissionseigenschaften besitzen. Allerdings sind die Bandbreiten in niedrigen freien Frequenzbändern jedoch stark limitiert. Ebenso kann die Verwendung des UWB-Standards (**U**ltra **W**ide**B**and) aufgrund der niedrigen maximalen Sendeleistung ausgeschlossen werden. Somit kann die Frequenzwahl auf folgende Bänder beschränkt werden: SRD 433 MHz, SRD 868 MHz, WLAN 2400 MHz, WLAN 5470 MHz. Die Erfüllung der Anforderungen des WLAN-Standards wird vorausgesetzt. Tabelle 3.5 zeigt

Frequenz	Bandbreite	Genauigkeit	Auflösung	Dämpfung	Beugung	Transmission
433 MHz	1,74 MHz	95 cm	172 m	0 dB	0 dB	-0,08 dB/cm
868 MHz	7 MHz	23 cm	42 m	-6 dB	-3 dB	-0,34 dB/cm
2,4 GHz	83 MHz	2 cm	3,6 m	-15 dB	-7,5 dB	-2,62 dB/cm
5,6 GHz	255 MHz	0,6 cm	1,2 m	-22 dB	-11 dB	-13 dB/cm

Tabelle 3.5: Vergleich ausgewählter Parameter für die freien Frequenzbänder

einen Vergleich der Frequenzen bezogen auf ihre Eignung für die kooperative Abstandsmessung. Für die Genauigkeit und Auflösung wurden die Gleichungen 2.6 und 2.8 mit optimaler Bandbreitenausnutzung und einem SNR von 40 dB angenommen. Dämpfung und Beugung wurden aus den Gleichungen 3.1 und 3.8 abgeleitet, wobei die Werte auf die Ergebnisse bei 433 MHz normiert wurden. Für die Bestimmung der Transmission wurde das Debye Modell verwendet.

Gegen die Verwendung des 433 MHz Bandes spricht vor allem die mangelhafte maximale Genauigkeit und Auflösung. Bei 5,6 GHz sind vor allem die Ausbreitungseigenschaften ungeeignet. Für die Realisierung wurde abschließend trotz der schlechteren Ausbreitungseigenschaften das 2,4 GHz Band gewählt, da es eine deutlich bessere Auflösung und Meßgenauigkeit ermöglicht als das 868 MHz Band.

3.2 Prototyp-Implementierung

Nach der Wahl der Sendefrequenz mußte eine Hardwarerealisierung des Systemkonzeptes aus Kapitel 2 gefunden werden. In Bild 3.4 ist eine schematische Ansicht der wichtigsten Elemente dieser Architektur zu sehen. Als Modulation wurde, wie bereits in Abschnitt 2.3 erwähnt, eine konventionelle ZSB-AM verwendet. Senderseitig wird sie mittels eines spannungsgesteuerten Verstärkers (**V**ariable **G**ain **A**mplifier) erzeugt. Auf Empfängerseite erfolgt

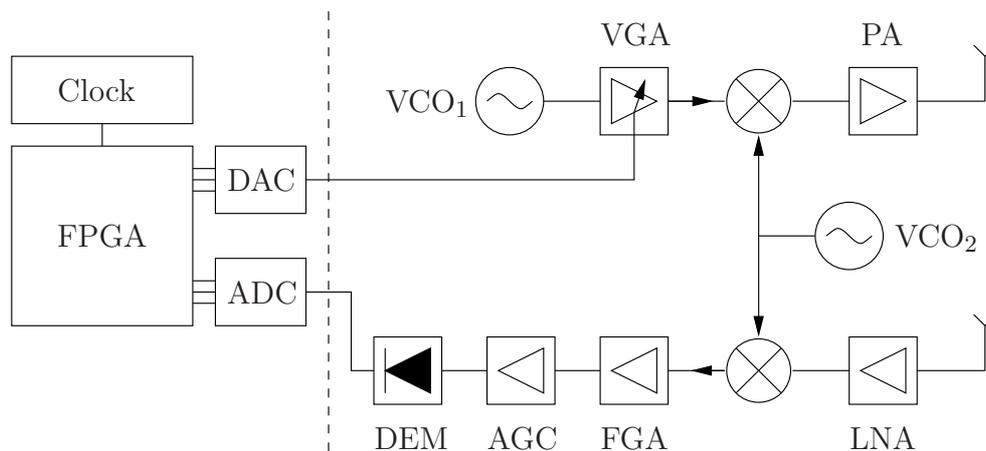


Abb. 3.4: Blockschaltbild für die Prototyp-Architektur

die Demodulation mittels eines analogen Hüllkurvendemodulators. Gegenüber einer IQ-Modulation hat dies den Vorteil, daß jeweils nur ein ADC bzw. DAC benötigt wird. Für einen linearen Betrieb dieses Demodulators über einen möglichst großen Arbeitsbereich wird zusätzlich eine vorausgeschaltete Pegelregelung (**A**utomatic **G**ain **C**ontrol) benötigt. Die Frequenzumsetzung in das 2,4 GHz Band erfolgt in zwei Stufen mit einer Zwischenfrequenz bei 456 MHz. Der Grund hierfür liegt einerseits in der Frequenzbeschränkung des VGA und AGC Elements, andererseits in der einfacheren Implementierung einer zweistufigen Verstärkerkette mit einem Gesamtgewinn von über 85 dB. Auf Digitalseite wird wie zuvor angesprochen ein ADC bzw. DAC Bauteil mit einem FPGA (**F**ield **P**rogrammable **G**ate **A**rray) als zentrale Prozessoreinheit verwendet. In diesem Zusammenhang ist auch die Systemuhr wichtig, welche einen maßgeblichen Einfluß auf die Genauigkeit der Zeitmessung hat. Aus diesem Grund wurde eine quarzstabilisierte Referenzuhr verwendet. Bevor auf die Erklärung der Einzelkomponenten dieser Struktur eingegangen wird, sollen zunächst die Systemanforderungen der Sicherheitsapplikation auf äquivalente Werte für die Dynamik, Bandbreite und Geschwindigkeit der Abstandsmessung abgebildet werden.

3.2.1 Systemanforderungen

Für die Festlegung der Systemparameter sind vor allem drei Eigenschaften der Abstandsmessung wichtig:

- 1) Detektionsreichweite,
- 2) Meßgenauigkeit bzw. Auflösung,
- 3) Updaterate des Systems.

Für die Sicherheitsapplikation des Fußgängerschutzes wurde der Erfassungsbereich des Abstandsmeßsystems in zwei Bereiche aufgeteilt: Erstens einem Nahbereich, in welchem eine Detektion sowohl sichtbarer als auch verdeckter Ziele möglich ist. Zweitens einem Fernbereich, in welchem vor allem nicht verdeckte Ziele erkannt werden sollen. Diese Unterscheidung ergibt sich aus dem Anforderungsprofil für ein derartiges System in- und außerhalb geschlossener Ortschaften. Innerhalb einer geschlossenen Ortschaft soll der Fahrer vor verdeckten Zielen gewarnt werden, welche die Fahrbahn kreuzen. Außerhalb geschlossener Ortschaften

sollen Fußgänger erkannt werden, welche sich parallel zur Straße am Fahrbahnrand bewegen. Die Grenze zwischen den Bereichen wurde willkürlich auf 50 m festgelegt. Unter Verwendung der Friisschen Transmission (Abbildung 3.2) und einer additiven Dämpfung im Verdeckungsfall von 20 dB ergibt sich damit eine maximale Signalabschwächung von etwa 95 dB im Nahbereich. Dies entspricht einer äquivalenten Fernbereichsreichweite von 300 m, womit diese Bedingung auch ausreichend erfüllt ist. Im Vergleich beider Bereiche stellt damit die Forderung der Detektion verdeckter Verkehrsteilnehmer die strengere Bedingung dar.

Im 2,4 GHz ISM Band steht eine maximale Bandbreite von 83 MHz für die Abstandsmessung zur Verfügung. Diese Bandbreite muß aufgrund der Verwendung einer ZSB-AM zusätzlich um die Hälfte gekürzt werden. Für die Abstandsmessung würde damit eine Basisbandbreite von 41,5 MHz zur Verfügung stehen, was einer HF-Bandbreite von 83 MHz entspricht. Rechnet man diese maximal mögliche Bandbreite auf eine entsprechende Ortsauflösung um, so erhält man 7,22 m für den Uplink und 3,61 m für die kombinierte Up- und Downlink Strecke (Gleichung 2.8, 2.10). Diese Auflösung ist nicht ausreichend für Straßenverkehrssituationen, weshalb zusätzlich hochauflösende Ankunftszeitbestimmungs-Algorithmen untersucht wurden. Legt man diese Bandbreite der Genauigkeitsabschätzung von Gleichung 2.6 zugrunde, so erhält man für ein SNR von 40 dB eine Genauigkeit von 4 cm.

Die Updaterate oder Zykluszeit des Gesamtsystems muß zwei Anforderungen genügen. Einerseits muß sie hoch genug sein, um dem aktuellen Verkehrsgeschehen folgen zu können. Andererseits sollte sie nicht zu hoch gewählt werden, um keine unnötige Kanal- und Empfängerbelastung zu erzeugen. Des weiteren muß die zugrunde liegende Signalverarbeitung in der Lage sein, die Meßdaten zyklusnah zu verarbeiten. Die Veränderung des Verkehrsgeschehens wird dabei grundsätzlich durch die Summe von Auto- und Fußgängergeschwindigkeit bestimmt, wobei im Regelfall die Autogeswindigkeit überwiegt. Die Dauer des Signalverarbeitungsprozesses wird durch die langsamste Einzelkomponente bestimmt, wobei hier auch andere Meßsysteme und Verarbeitungseinheiten berücksichtigt werden müssen, z. B. Winkelmessung, Fußgängermodellierung und Tracking Algorithmen. Als Updaterate wurde dementsprechend ein aus der Automobiltechnologie üblicher Wert von 50 Hz gewählt, wobei für die Geschwindigkeit der Meßsysteme aufgrund der Mehrnutzerforderung bedeutend höhere Werte gelten. Um diese Forderung optimal zu erfüllen, sollte die Pulskompression der Abstandsmessung in Echtzeit implementiert werden.

3.3 Analog-Hardware

Die Verwirklichung der Systemanforderungen aus Abschnitt 3.2.1 stellt eine besondere Herausforderung für die analoge Hardware dar. Zum einen besitzt das System, verglichen mit Datenübertragungsdiensten, eine relativ große Bandbreite. Zum anderen muß die Übertragung eine möglichst hohe Linearität besitzen, um zusätzliche hardwarebedingte Signalverzerrungen an den Sensor Frontends zu vermeiden. Diese Kombination aus hoher Bandbreite gepaart mit maximaler Linearität konnte mit handelsüblichen Transceiver-Modulen nicht erreicht werden, weshalb eine eigene Sender- und Empfängerhardware entwickelt wurde. Diese Hardware ist in Bild 3.5 mit einer Kennzeichnung der wichtigsten Baugruppen dargestellt. In den nachfolgenden Abschnitten werden nun die entscheidenden Komponenten dieser Analog-Hardware ausführlich untersucht.

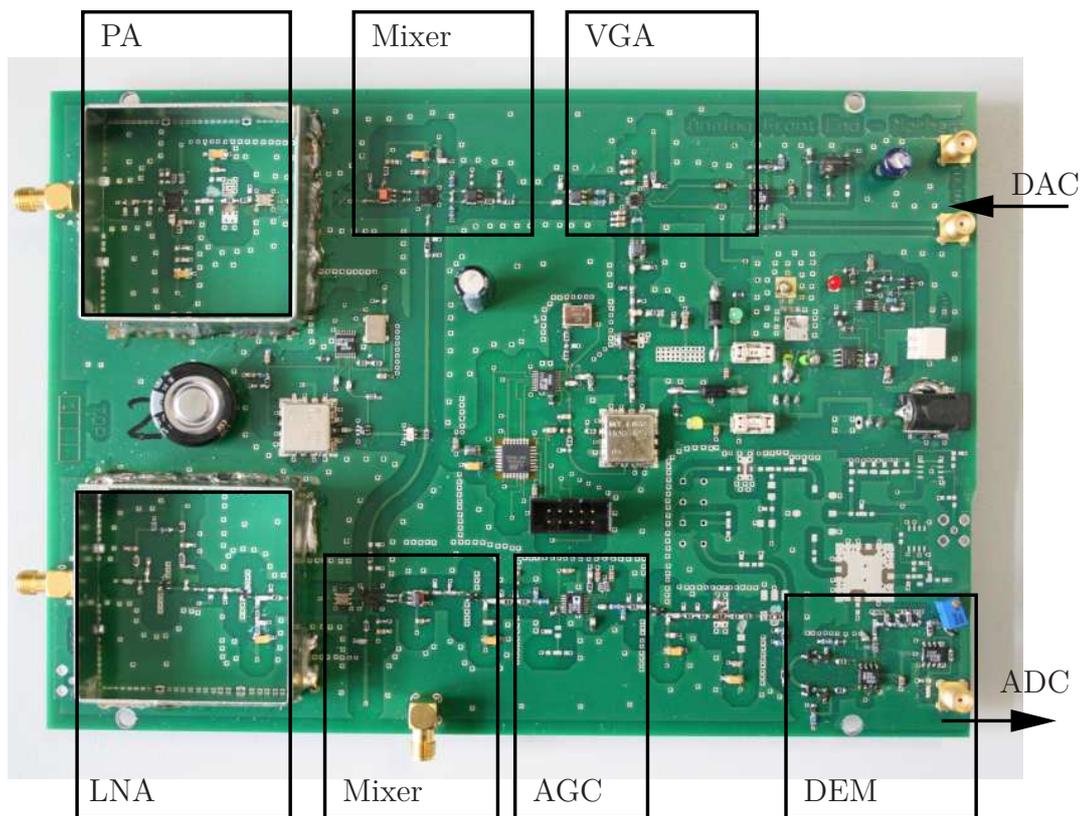


Abb. 3.5: Hardwareprototyp des analogen Sende- und Empfangs-Frontend

3.3.1 Modulator

Die Erzeugung einer Amplitudenmodulation erfordert die direkte Manipulation der Trägeramplitude. Dies kann im Falle von OOK z. B. mit schnellen Schaltern erreicht werden. Für die Erzeugung eines differenzierteren Modulationssignals, wie es z. B. beim Spiegelungsmodell nötig ist, reicht diese Form der Modulation jedoch nicht aus. Aus diesem Grund wurde für die Amplitudenmodulation ein spannungsgesteuerter Verstärker in Form eines Multiplizierers verwendet. Damit kann das Ausgangssignal einer ZSB-AM mit Restträger (vgl. Gleichung 2.11) als Produkt der Trägerschwingung mit dem modulierenden Signal erzeugt werden.

$$x(t) = (a_0 + a_1 m(t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (3.14)$$

Die Realisierung dieses Modulationssignals mit einem Multiplizierer ist nun auf zwei Wegen möglich (vgl. Abbildung 3.6). So kann die Addition einerseits als Zusatz eines Gleichspannungsanteils im Signalpfad vorausgehen. Für diesen Fall benötigt man eine Multipliziereinheit, die für Gleichspannungen geeignet ist. Andererseits kann man die Addition auch nach der Multiplikation durchführen. In diesem Fall können auch Multiplizierer ohne Gleichanteil verwendet werden, z. B. Mischer. Allerdings wird anschließend eine phasenrichtige Addition des Multipliziererausgangs mit dem Trägersignal benötigt. Beide Varianten sind denkbar, wobei für den Prototyp erstere gewählt wurde, da die Addition einfacher durchzuführen ist und ein entsprechender Multiplizierer in Chipform verfügbar war. Für die Funktionsweise des Komplettsystems ist es darüber hinaus äußerst wichtig, daß jede Komponente der Senderhardware abgeschaltet werden kann. Dieses Vorgehen vermeidet Übersprechen auf

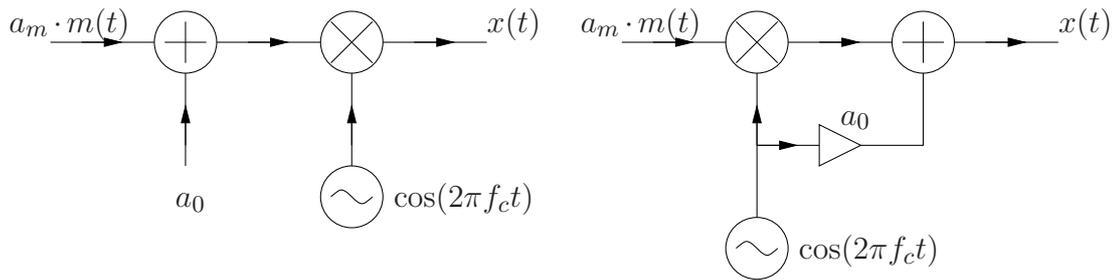


Abb. 3.6: Blockschaltbild für ZSB-AM Modulatoren

den Empfänger und spart darüber hinaus Energie ein. Vergleicht man die Sendedauer des Abstandsmeßsystems von $5 \mu\text{s}$ mit der Zykluszeit von 20 ms , so ergibt sich hier eine Energieeinsparung um den Faktor 4000 gegenüber einer nicht schaltbaren Version.

3.3.2 Demodulator

Eine Möglichkeit für die Demodulation einer Amplitudenmodulation ist der Hüllkurvendemodulator. In der einfachsten Form besteht er aus einer Diode und einem RC Tiefpaß (Abbildung 3.7). Die Diode trennt das HF-Signal $x(t)$ vom Basisbandsignal $m(t)$. Liegt die

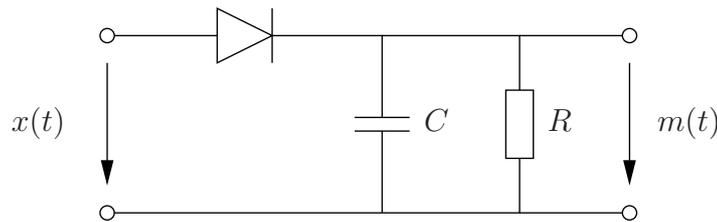


Abb. 3.7: Basismodell eines Einhüllendendemodulators

Eingangsspannung $x(t)$ über der Kondensatorspannung, dann ist die Diode leitend und der Kondensator C lädt sich auf den Scheitelwert von $x(t)$ auf. Fällt die Eingangsspannung unter die Kondensatorspannung, dann sperrt die Diode und der Kondensator wird langsam über den Widerstand R entladen. Auf diese Weise bildet die Kondensatorspannung die Einhüllende der Trägerschwingung nach. Als Faustformel für die Zeitkonstante des RC Elements gilt:

$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll T_p \tag{3.15}$$

Dabei muß die Zeitkonstante viel größer als die Periodendauer der Trägerfrequenz sein, damit deren Einfluß vernachlässigt werden kann. Sie muß allerdings auch viel kleiner sein als die Pulsdauer, um Signalverzerrungen innerhalb der Informationsbandbreite zu vermeiden. Bild 3.8 zeigt ein Beispiel für ein Ergebnis einer Hüllkurvendemodulation. Die demodulierte Spannung $m(t)$ folgt der Hüllkurve, welche das Trägersignal vorgibt. Abhängig vom Verhältnis zwischen der Trägerfrequenz und der Zeitkonstante RC , erfolgt dabei ein exponentieller Spannungsabfall zwischen den Scheitelwerten der Trägerschwingung. Diese Restwelligkeit kann abschließend mit einem geeigneten Tiefpaßfilter unterdrückt werden. Durch die Unabhängigkeit dieser Modulationsform von der Trägerphase nennt man sie auch *asynchrone Demodulation*.

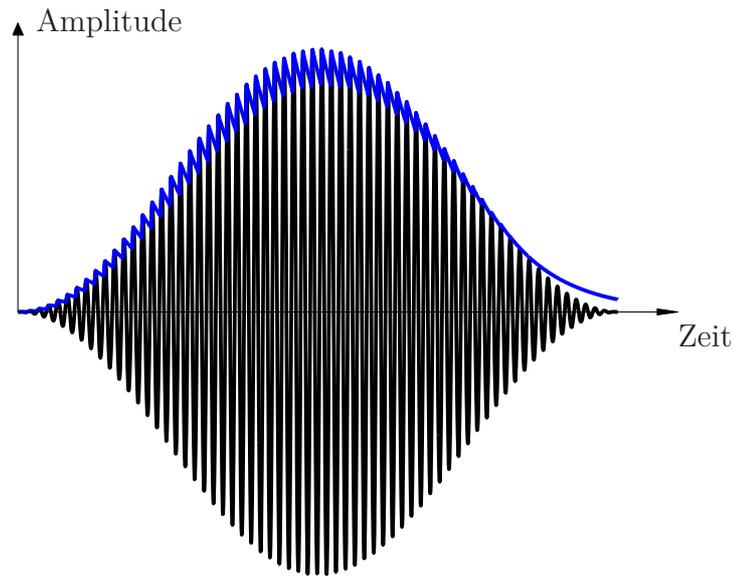


Abb. 3.8: Hüllkurvendemodulation eines konventionellen AM Signals

Das Rauschverhalten dieser Demodulation ist vom SNR am Eingang abhängig. Das Eingangssignal kann entsprechend der Modulationsart als Summe von Gleichung 3.14 und einem Bandpaßrauschanteil $n(t) = n_I(t) + n_Q(t)$ dargestellt werden.

$$x(t) = (a_0 + a_1 m(t)) \cos(2\pi f_c t) + n_I(t) \cos(2\pi f_c t) + n_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (3.16)$$

Die Hüllkurve $A(t)$ ergibt sich damit aus der polaren Darstellung zu:

$$x(t) = A(t) \exp(j2\pi f_c t) \quad (3.17)$$

$$A(t) = \sqrt{(a_0 + a_1 m(t) + n_I(t))^2 + n_Q(t)^2} \quad (3.18)$$

Abhängig vom Verhältnis des Modulationssignals zum Rauschen zeigt sich hier ein unterschiedliches Verhalten der Demodulatorschaltung. Ist der Informationsanteil hoch gegenüber dem Rauschanteil nähert sich das Ausgangssignal dem Demodulationssignal einer synchronen Demodulation:

$$A(t) \approx a_0 + a_1 m(t) \quad (3.19)$$

Der ungünstigere Fall tritt bei schwachem SNR auf. Hier kann das Ergebnis zu

$$A(t) \approx n(t) + (a_0 + a_1 m(t)) \frac{n_I(t)}{n(t)} \quad (3.20)$$

genähert werden. Das Nutzsignal ist nicht nur vom Rauschen $n(t)$ abhängig, sondern auch von der Phasenlage des Rauschens $n_I(t)/n(t)$. Für den asynchronen Demodulator bedeutet dies, daß sich die Demodulation ab einem bestimmten Eingangs-SNR gegenüber einer synchronen Demodulation verschlechtert (vgl. Bild 3.9). Als Grenze für diesen Bereich nimmt man das SNR, an dem sich die synchrone und asynchrone Demodulation um 1 dB unterscheiden. Dieser Punkt tritt bei einem Eingangs-SNR von etwa 10 dB auf.

Für einen Einsatz in der Prototyp-Schaltung ist der Demodulator von Abbildung 3.7 allerdings nur bedingt geeignet. Ein Nachteil ist, daß nur die positive Einhüllende nachgebildet wird. Störungssicherer ist es, gleichzeitig beide Einhüllendenfunktionen zu demodulieren

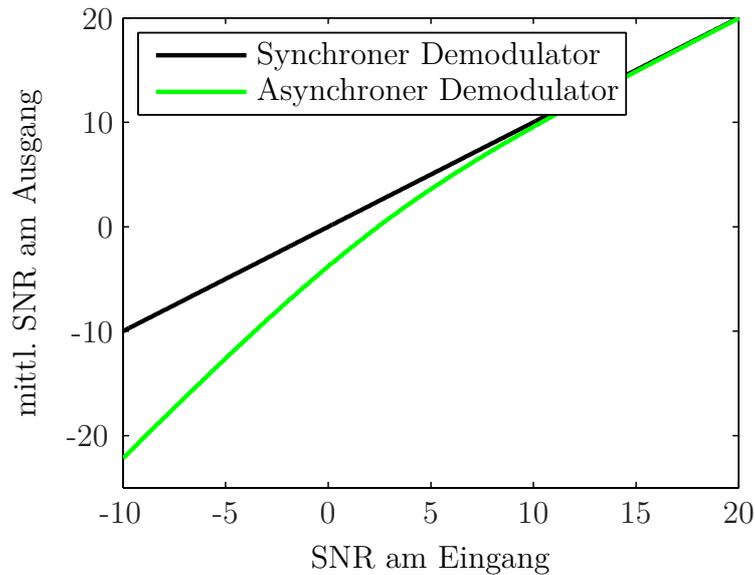


Abb. 3.9: Vergleich des Ausgangs-SNRs eines Hüllkurvendemodulators bei variablem Eingang-SNR

und zu kombinieren. Einen derartigen Demodulator nennt man Vollwellendemodulator. Ein weiterer Nachteil zeigt sich bei der Realisierung der Diodenschaltung. Reale Dioden besitzen als Grenze für den Durchlaßbereich eine reelle Vorwärtsspannung $U_T \neq 0V$ z. B. 300 mV. Dies setzt eine Mindestleistung voraus, ab der Signale detektiert werden können. Um diesen Effekt zu vermeiden, ist es nötig, die Dioden entgegengesetzt vorzuspannen. Ein letzter wichtiger Punkt betrifft die Ein- und Ausschalt-Transienten der Übertragung. Da wir äußerst kurze Zeitsignale verwenden, welche analog nachgeregelt werden, entstehen zu Beginn und Ende jeder Nachricht Schalttransienten. Um eine Übersteuerung des Eingangs-ADCs zu vermeiden, ist es wichtig, diese in ihrer Größe zu minimieren. Man erreicht dies durch Verwendung zusätzlicher Dioden in Durchlaßrichtung. Die Realisierung dieser Schaltung ist im Ersatzschaltbild 3.10 dargestellt. Positive und negative Einhüllendenfunktion werden mit-

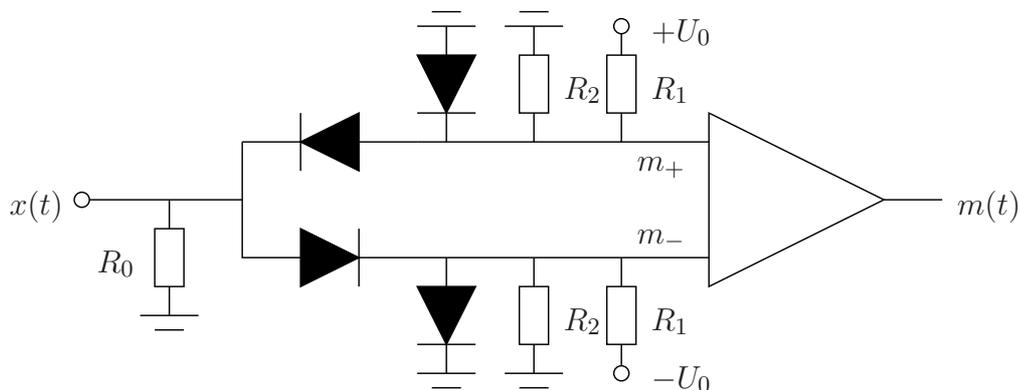


Abb. 3.10: Vollwellen-Einhüllendendemodulator mit Transienten-Unterdrückung

tels eines Subtrahier- oder Instrumentenverstärkers $m(t) = m_+ - m_-$ kombiniert. Mit den Spannungsteilern $(\pm U_0 R_2)/(R_1 + R_2)$ wird die Vorwärtsspannung kompensiert, während das Produkt der parasitären Kapazitäten der Dioden und des Verstärkers mit dem Widerstand R_2

die Zeitkonstante festlegt. Die Transienten-Unterdrückung für den dargestellten Fall beträgt $-U_T < x(t) < +U_T$.

Die Vorteile dieser Architektur liegen offensichtlich in der einfachen Struktur der asynchronen Demodulation. Nachteilig an diesem Verfahren sind die fehlende Frequenzselektivität, eine mangelnde Performance bei niedrigem SNR und die Nichtlinearität der Demodulation über dem Empfindlichkeitsbereich (entsprechend der Diodenkennlinie). Ein weiterer Nachteil ergibt sich bei der Auswahl der Sender- und Empfängerbauteile. Abhängig vom Modulationsgrad (Gleichung 2.13) ergeben sich starke Schwankungen der Einhüllenden des Signals (maximal bei OOK). Für das analoge Sende- und Empfänger Frontend müssen deshalb hochlineare Mischer und Verstärkerbausteine verwendet werden. Die dafür notwendigen Klasse-A-Verstärker besitzen eine niedrige Effizienz ($< 50\%$) und zeichnen sich äquivalent durch einen hohen Stromverbrauch aus [MG92]. Dies ist ein Nachteil für die Batterielaufzeit des Transponders.

3.3.3 Automatische Pegelregelung

Dynamikregelungen sind heute Standardbauelemente, welche in unterschiedlichsten Anwendungen eingesetzt werden, um Betriebsarbeitspunkte zu stabilisieren. Sie kommen unter anderem im analogen Fernsehempfänger, im AM-Radio und in Radarempfängern zum Einsatz. Dabei gleichen sie Dynamikschwankungen aus, welche sich durch variable Sendedistanzen zwischen der Sende- und Empfangsstation ergeben. Besonders wichtig sind sie in diesem Zusammenhang bei Verwendung eines nichtlinearen Diodendetektors. Die abfallende Empfangsleistung würde dazu führen, daß der Empfänger außerhalb seines linearen Bereichs betrieben wird.

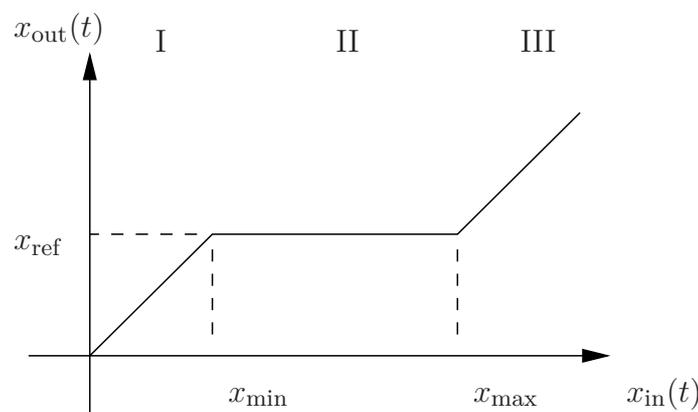


Abb. 3.11: Übertragungsfunktion einer AGC Einheit

Eine AGC besitzt eine stückweise lineare Übertragungsfunktion. Für sehr niedrige und für sehr hohe Eingangspegel ist die Dynamikregelung deaktiviert, womit sich ein linearer Anstieg des Ausgangssignals $x_{\text{out}}(t)$ mit dem Eingangssignal $x_{\text{in}}(t)$ ergibt. Im Zwischenbereich, dem eigentlichen Arbeitsbereich der AGC von $x_{\text{min}} < x_{\text{in}}(t) < x_{\text{max}}$, wird der Ausgangspegel auf einen definierten Wert x_{ref} geregelt (vgl. Grafik 3.11). Auf diese Art wird erreicht, daß das Ausgangssignal der AGC trotz der Dynamikschwankungen des Eingangssignals für einen bestimmten Bereich konstant ist. Die benötigte Dynamik kann man mit den Anforderungen aus Abschnitt 3.2.1 abschätzen: Der Regelbereich sollte bei ca. 2 m Abstand eines unverdeckten Ziels beginnen und bis zu einem Abstand von 50 m eines verdeckten Ziels reichen.

Legt man eine Friissche Transmission zugrunde, dann ergibt sich damit ein Regelbereich von 49 dB (einschließlich 20 dB für Verdeckungsfall). Dementsprechend wurde ein AGC Modul mit einem Dynamikbereich von 45 dB ausgewählt. In Abbildung 3.12 ist eine vereinfachte Darstellung dieser Regelung als Blockschaltbild dargestellt. Die Ausgangsspannung des

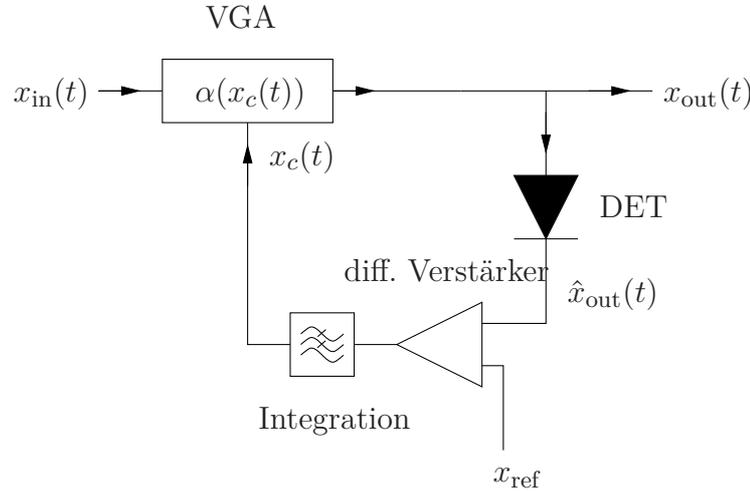


Abb. 3.12: Blockschaltbild der AGC Grundschtaltung

spannungsgesteuerten Verstärkers ergibt sich aus der Eingangsspannung $x_{\text{in}}(t)$ multipliziert mit einem von einer Regelspannung $x_c(t)$ abhängigen Verstärkungsfaktors.

$$x_{\text{out}}(t) = \alpha(x_c(t))x_{\text{in}}(t) \quad (3.21)$$

Die Regelspannung folgt der Integration der Spannungsdifferenz, welche zwischen einem Referenzpegel x_{ref} und dem Spitzenwert $\hat{x}_{\text{out}}(t)$ gebildet wird.

$$x_c(t) = \frac{1}{\tau_{\text{AGC}}} \int (\hat{x}_{\text{out}}(t) - x_{\text{ref}}) dt \quad (3.22)$$

Der Spitzenwert wird dabei mittels einer Einhüllendendemodulation des Ausgangssignals gewonnen. Bei Verwendung einer exponentiellen Verstärkungskennlinie der VGA Einheit, kann die Übertragungsfunktion aus dem Kleinsignalverhalten der Schaltung folgendermaßen bestimmt werden [TS02]:

$$H(j\omega) = \frac{X_{\text{out}}(j\omega)}{X_{\text{in}}(j\omega)} \propto \frac{j\omega\tau_{\text{AGC}}}{1 + j\omega\tau_{\text{AGC}}} \quad (3.23)$$

Dieses Verhalten entspricht einem einpoligen Hochpaß mit einer 3 dB Eckfrequenz von $f_{3\text{dB}} = 1/(2\pi\tau_{\text{AGC}})$. Unterhalb dieser Grenzfrequenz werden Signale mit 20 dB pro Dekade unterdrückt, während Signale oberhalb dieser Grenzfrequenz ungefiltert passieren können. Für die Verwendung äußerst kurzer Sendeimpulse ist es nun wichtig, eine maximal schnelle Einregelung der AGC zu erzielen, ohne zusätzliche Signalverzerrungen zu erhalten. Für den Prototyp wurde deshalb die Zeitkonstante auf 200 ns festgelegt, wodurch die maximale Ausregelung eines Leistungsprungs von 45 dB innerhalb von ca. 2 μs ermöglicht wird.

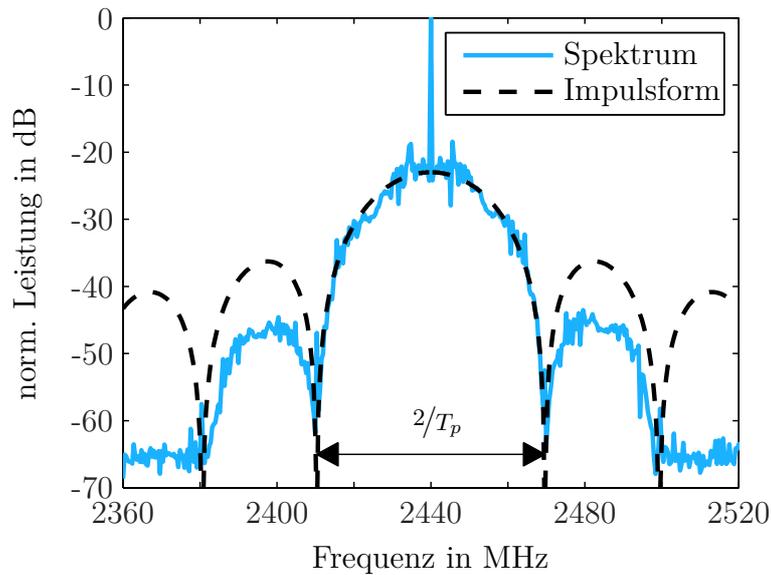


Abb. 3.13: Spektrum einer ZSB-AM mit Restträger für eine 256 Bit lange M-Sequenz bei einer Pulsbreite von $T_p = 32$ ns

3.3.4 Frequenzumsetzung

Eine analoge ZSB-AM mit Restträger erzeugt ein symmetrisches Hochfrequenzspektrum (Bild 3.13). In der Mitte des Bandes befindet sich der dominante Restträger, links und rechts symmetrisch dazu angeordnet die Seitenbänder der gesendeten Codesequenz. Dieses Spektrum ergibt sich aus der Überlagerung einer 256 Bit langen M-Sequenz mit der Signalimpulsform. Die PN (**P**seudo **N**oise) Sequenz besitzt dabei ein Spektrum dessen Leistungsdichte weißem Rauschen gleicht, während die Impulsform über ein $\text{sinc}(2f/T_p)$ förmiges Spektrum verfügt. Die Gesamtleistung ist dabei zur Hälfte auf den Träger und zur anderen Hälfte auf die beiden Seitenbänder verteilt.

Für die Signalumsetzung ins HF-Band sind sowohl direktmischende als auch Heterodyn-Verfahren geeignet. Für die Prototyp-Architektur wurde ein zweistufiges Heterodynverfahren gewählt. Der Hauptgrund hierfür liegt in der Frequenzbeschränkung der Modulator- und AGC-Bausteine. Ausgehend von der Zwischenfrequenz (**I**ntermediate **F**requency), welche

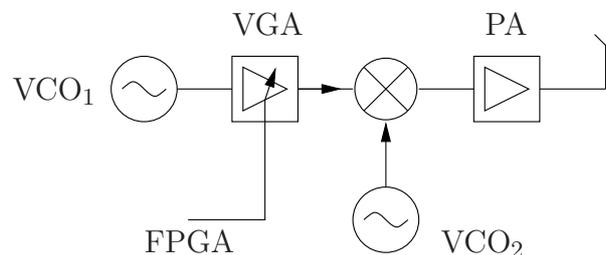


Abb. 3.14: Blockschaltbild für die Senderarchitektur

vom Oszillator VCO_1 bereitgestellt wird, wird das Signal über eine Mischerstufe mit dem Oszillator VCO_2 auf die Ausgangsfrequenz angehoben (**H**igh **F**requency).

Die Summe der Einzelfrequenzen ergibt dabei die entsprechende HF-Frequenz.

$$f_{\text{HF}} = f_{VCO_1} + f_{VCO_2} \quad (3.24)$$

Für die Wahl der Zwischenfrequenz gibt es dabei mehrere Einschränkungen. Einerseits sollte sie niedrig genug sein, um eine einwandfreie Funktion der verwendeten AGC- und Modulatorbauteile zu ermöglichen. Andererseits muß sie so hoch sein, damit Spiegelfrequenzunterdrückung und asynchrone Amplitudendemodulation möglich sind. Wie in Abschnitt 3.3.2 gezeigt, hängt die Zeitkonstante der Demodulation von der Modulationsbandbreite und der Zwischenfrequenz ab. Um allen Anforderungen zu genügen, wurden deshalb die Oszillatorfrequenzen auf $f_{VCO_1} = 456 \text{ MHz}$ bzw. $f_{VCO_2} = 1984 \text{ MHz}$ festgelegt.

3.3.5 Empfänger

Für die Bestimmung der Empfängerdynamik müssen zunächst die möglichen Eingangspegel abgeschätzt werden. Eine einfache Modellierung des Ausbreitungsverhaltens kann in diesem Zusammenhang über die Friissche Transmission erfolgen. Entsprechend Grafik 3.2 folgt daraus eine Minimaldämpfung von -46 dB für einen Abstand von 2 m bzw. eine Maximaldämpfung von -95 dB für einen Abstand von 50 m bei 20 dB Verdeckungsreserve.

Für eine Umrechnung auf absolute Empfangspegel wird zusätzlich die verwendete Sendeleistung benötigt. Äquivalent zum vorhandenen WLAN-Standard (Tabelle 3.5) wurde die Ausgangsleistung des Systems auf 100 mW bzw. 20 dBm beschränkt. Unter Vernachlässigung des Einflusses von Send- und Empfangsantenne ergibt sich damit eine absolute Dynamikabschätzung von -26 dBm bis -75 dBm . Ziel der Empfängerverstärkung ist es nun, Signale innerhalb dieses Bereichs auf eine konstante Ausgangsleistung zu regeln. Bild 3.15 zeigt das Blockschaltbild der im Prototyp verwendeten Verstärkerkaskade. Die Gesamtverstärkung

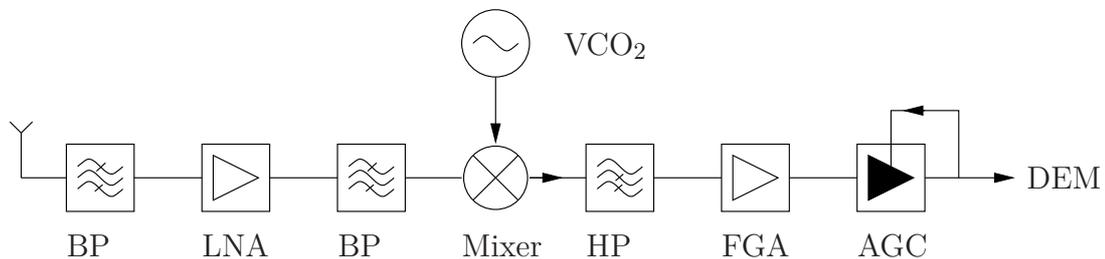


Abb. 3.15: Blockschaltbild für die Empfängerverstärkung

erfolgt in drei Stufen über rauscharme Eingangsverstärker (LNA) zu fester Zwischenfrequenzverstärkung (FGA) und variabler Pegelregelung (AGC). Die Frequenzumsetzung wird mittels eines aktiven Mischers erreicht, welcher eigene Mischverluste über einen integrierten HF-Buffer kompensiert. Weiterhin werden aufgrund der starken Interferenzeinflüsse von systemfremden Kommunikationssystemen außerhalb des Sendebandes – vor allem Mobilfunk und digitales Fernsehen – mehrere Filterstufen benötigt. Im Hochfrequenzband wurden dafür zwei SAW Bandpaßfilter implementiert, während auf der Zwischenfrequenz nur ein Hochpaß benötigt wurde. Die Zwischenfrequenzfilterung zu höheren Frequenzen erfolgt über die abfallende Verstärkungskennlinie der AGC. Für die verwendeten Bauteile ergibt sich gemäß Tabelle 3.6 eine Verstärkung von 17 dB bis 62 dB . Zusammen mit dem Ausgangspegel der AGC (-15 dBm) kann damit die geregelte Eingangsempfindlichkeit von -32 dBm bis -77 dBm abgeschätzt werden. Außerhalb dieses Regelbereichs ist eine Messung immer noch möglich, jedoch nehmen nichtlineare Signalverzerrungen aufgrund von Signalkompression oder Demodulationsfehlern zu, womit die Meßqualität absinkt.

	BP	LNA	BP	Mixer	HP	FGA	AGC (max/min)	Gesamt
G [dB]	-2	26	-2	2	-2	20	20/-25	62/17
F [dB]	2	1,5	2	8	2	1	8/52	3,9/10,9

Tabelle 3.6: Verstärkung (G) und Rauschzahl (F) der Empfängerverstärkung

Für die Bestimmung der Meßqualität innerhalb des Regelbereichs muß das Rauschverhalten der Schaltung bekannt sein. Als notwendige Größe hierfür ist die Rauschzahl definiert, welche die Beziehung zwischen dem SNR an Eingang (SNR_{ein}) und Ausgang (SNR_{aus}) herstellt.

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{ein}}}{\text{SNR}_{\text{aus}}} \geq 1 \quad (3.25)$$

Für den vorliegenden Fall eines kaskadierten Systems mit n Stufen erhält man die Gesamt-rauschzahl [Poz05]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (3.26)$$

F_1, \dots, F_n bezeichnen die Rauschzahlen der n Bauteile und G_1, \dots, G_n deren Verstärkung bzw. Dämpfung. Weiterhin muß für die Bestimmung der Gesamt-rauschzahl die Regelverstärkung der AGC Einheit berücksichtigt werden. Für das verwendete Bauteil besteht hier ein linearer Zusammenhang zwischen Regelspannung und Rauschzahl, welche bei maximaler Verstärkung 8 dB beträgt bzw. bei minimaler Verstärkung 52 dB. Die daraus folgende Abhängigkeit der Gesamt-rauschzahl von der Eingangsleistung ist in Bild 3.16 dargestellt. Diese steigt von 3,9 dB bei niedrigen Eingangspegeln auf 10,9 dB bei hohen Eingangspegeln an.

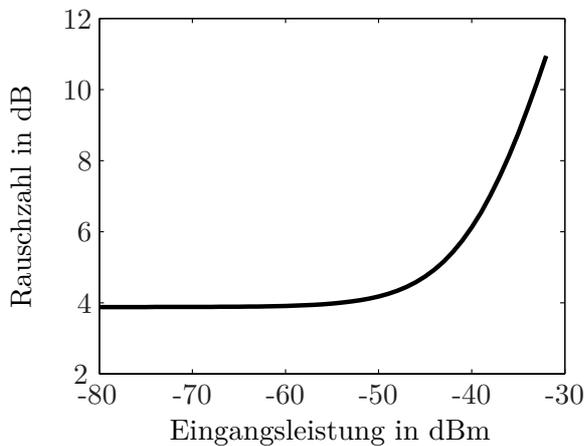


Abb. 3.16: Rauschzahl des Empfängers in Abhängigkeit des Eingangspegels

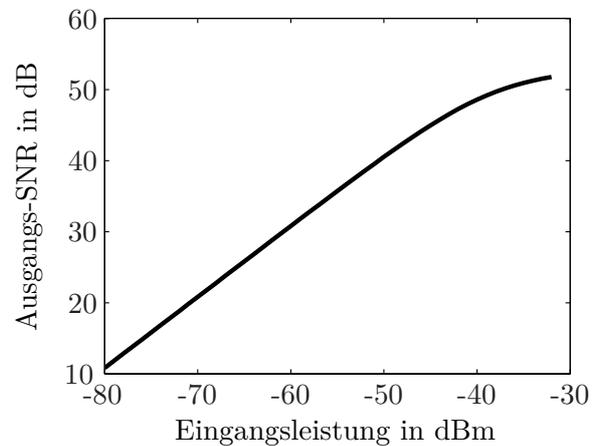


Abb. 3.17: Ausgangs-SNR des Empfängers in Abhängigkeit des Eingangspegels bezogen auf das thermische Rauschen

Um letztendlich auf die Meßqualität und damit das Ausgangs-SNR rückschließen zu können, muß in diese Überlegung noch die absolute Leistung des thermischen Rauschlevels integriert werden. Diese ergibt sich aus der Umgebungstemperatur T und der Signalbandbreite B :

$$P_n = k_B T B \quad (3.27)$$

k_B ist die Boltzmann Konstante. Bei Verwendung des kompletten ISM Bandes und für eine Umgebungstemperatur von 23° erhält man eine absolute Rauschleistung von $P_n = -94,7$ dBm. Mittels dieser Leistung und der Rauschzahl des Gesamtsystems ist es nun möglich, eine Verbindung zwischen dem absoluten Eingangspegel und dem erwarteten SNR am Ausgang der AGC Einheit herzustellen (Bild 3.17). Legt man diesem Ergebnis eine Minimalforderung von 52 dB SNR für eine Genauigkeit von 1 cm zugrunde (vgl. Abschnitt 2.2.1), wird deutlich, daß diese Forderung ohne Ausnutzung des Korrelationsgewinns nicht zu erfüllen ist, hingegen bei Verwendung einer entsprechend langen Pulskompression durchaus erreicht werden kann. Nimmt man als Beispiel eine Codefolge der Länge 256 Bit, d. h. $L_c = 24$ dB, dann wäre diese Idealbedingung ab einer Eingangsleistung von -62,9 dBm erfüllt.

3.4 Digitale Hardware

Für die Verarbeitung der Korrelation und Ankunftszeitalgorithmen wird auf der Digitalseite eine leistungsfähige CPU benötigt. Dabei steht vor allem die Kombination hoher Rechenleistung mit niedriger Leistungsaufnahme im Vordergrund. Ein niedriger Energieverbrauch wird vor allem in der Transpondereinheit benötigt. Diese Randbedingung schließt die Verwendung aktueller X86 Prozessoren aus dem PC Bereich aus. Eine Alternative besteht in der Verwendung eines DSP (**D**igital **S**ignal**P**rozessor) oder eines FPGA Prozessors. Für die Prototyp-Realisierung wurde Letzterer gewählt, da er eine freiere und umfangreichere Algorithmus-Implementierung erlaubt.

Als Schnittstelle zwischen der analogen und digitalen Verarbeitung werden schnelle Analog-Digital und Digital-Analog-Wandler eingesetzt. Die Verwendung einer breitbandigen Pulsmodulation ermöglicht auf der einen Seite eine sehr schnelle Übertragung. Es muß jedoch auf der anderen Seite auch mit hoher Bandbreite abgetastet werden.

Ein weiteres für die Abstandsmessung entscheidendes Element ist die Systemuhr. Aufgrund der Verwendung eines Zeitduplexverfahrens mit entsprechenden Wartezeiten müssen Phasen- und Frequenzfehler der Systemuhr berücksichtigt und abgeschätzt werden.

Für die Implementierung im Prototyp wurde dabei auf zwei kommerzielle Evaluation-Boards zurückgegriffen, welche die notwendigen Spezifikationen erfüllen. In Abbildung 3.18 sind beide mit einer Kennzeichnung der wichtigsten Baugruppen dargestellt.

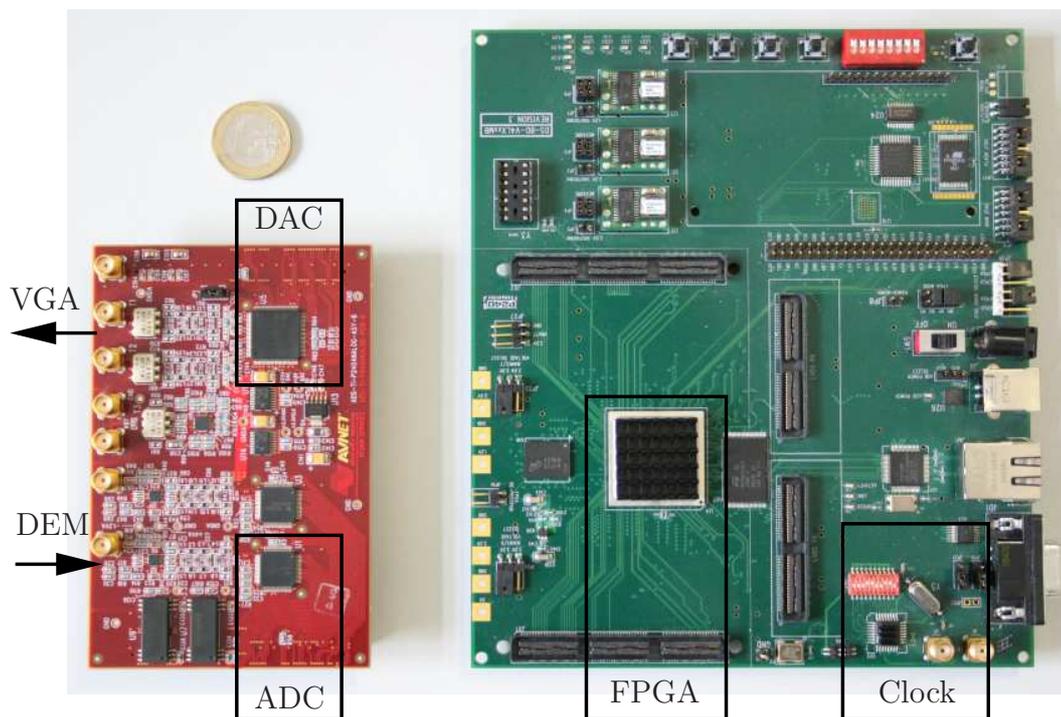


Abb. 3.18: Überblick über die verwendete Digitalhardware

3.4.1 Analog-Digital-Wandler

Die Aufgabe der Analog-Digital-Umsetzung ist die Aufbereitung der analogen Eingangswerte für die anschließende digitale Signalverarbeitung. Gemäß dem Abtasttheorem (Gleichung 2.50) muß dabei die Rate für die AD-Wandlung mindestens der doppelten Signalbandbreite entsprechen. Für die Digitalisierung einer 40 MHz breiten Abstandsinformation wird demnach eine minimale Abtastrate von 80 MSPS (**M**ega **S**amples **P**ro **S**ekunde) benötigt.

Für die Analog-Digital-Wandlung von Signalen existieren einige unterschiedliche Verfahren [Str04]. Man unterscheidet dabei grob zwischen den parallel und den sequentiell verarbeitenden Wandler-Strukturen. Ein Beispiel für eine parallel verarbeitende AD-Wandlung ist der Parallel- oder Flash-Wandler (vgl. Abbildung 3.19). Das analoge Signal liegt gleichzeitig an 2^N parallel geschalteten Komparatorstufen an, wobei jede Komparatorstufe eine Referenzspannung besitzt, die der digital zugeordneten Vergleichsspannung entspricht. Mit der Höhe des Eingangssignals schalten nun die Komparatoren mit niedrigerer Vergleichsspannung auf 1, während die Komparatoren mit höherer Vergleichsspannung auf 0 bleiben. Mittels einer nachgeschalteten Encoderlogik können diese Komparatorausgänge anschließend auf ein digitales Format codiert werden. Die Stärken dieses Verfahrens liegen vor allem in der Geschwindigkeit der Abtastung. Auf der einen Seite kann eingangsseitig auf die Verwendung eines langsamen analogen Abtast-Halte-Gliedes verzichtet werden. Auf der anderen Seite findet die Signalwandlung komplett parallel statt, so daß Abtastraten im Bereich von einigen GSPS erreicht werden. Die Nachteile dieser Methode zeigen sich bei Stromverbrauch, Hardwarekosten und Digitalauflösung. Für eine N Bit-Wandlung werden 2^N Komparatoren benötigt. Jeder dieser Komparatoren erhöht den Stromverbrauch, den Hardwareaufwand und belastet zusätzlich kapazitiv den Eingangsport. Aus diesem Grund besitzen Flash-Wandler

eine beschränkte digitale Auflösung (< 8 Bit), um die Anzahl der Komparatorstufen niedrig zu halten.

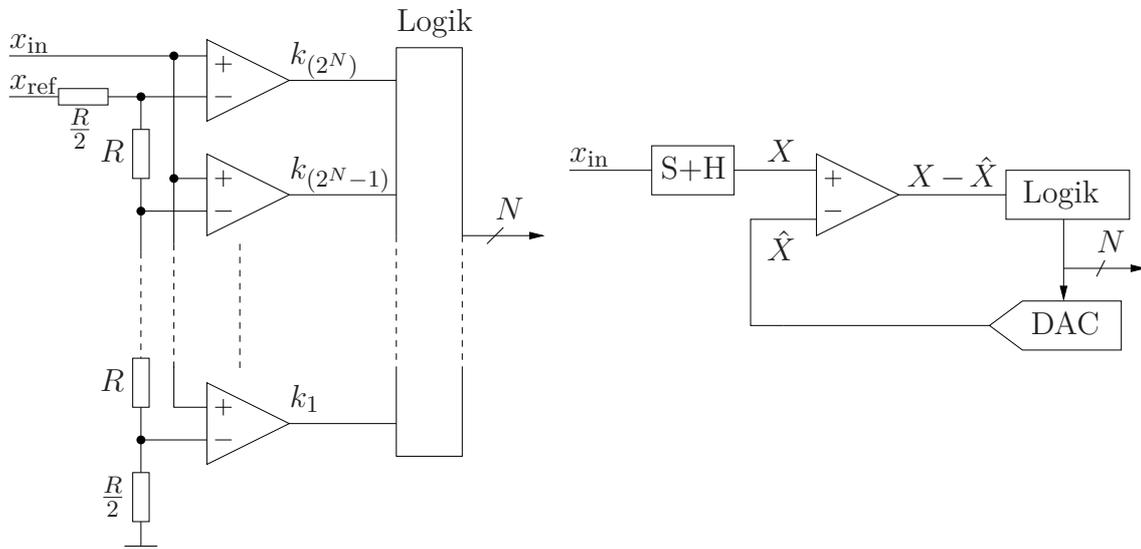


Abb. 3.19: Parallel und sequentiell verarbeitende Analog-Digital-Wandlung

Mit einer sequentiellen Struktur verfolgt man den entgegengesetzten Ansatz. Der analoge Eingangswert wird über ein Abtast-Halte Glied fixiert und mit einem digital erzeugten Referenzwert verglichen. Dieser Wert ergibt sich aus einer digitalen Regelschleife mit dem Ziel einer Minimierung der Differenz $X - \hat{X}$. Im eingeschwungenen Zustand entsprechen die Regelungswerte der gesuchten Analog-Digital-Wandlung. Aufgrund der sequentiellen Verarbeitung ist die maximale Abtastrate dieser Struktur auf wenige MSPS beschränkt. Demgegenüber können jedoch sehr hohe digitale Auflösungen größer als 20 Bit erreicht werden.

Für die Implementierung der Abstandsmessung ist jedoch weder ein Flash-Wandler noch ein sequentieller Wandler geeignet. Ersterer scheidet aufgrund der niedrigen digitalen Auflösung und des hohen Stromverbrauches aus. Letzterer besitzt nicht die für die Abstandsmessung nötige Abtastrate. Die Lösung des Problems liegt in der Kombination beider Verfahren als Pipeline oder Kaskadenstruktur [TS02]. Es werden M Wandlerstufen sequentiell geschaltet, wobei jede dieser Stufen einen n -Bit Parallelwandler beinhaltet (vgl. Abbildung 3.20). Das Ergebnis der Umsetzung jeder Stufe wird an eine Auswertelogik und eine Kompensationsstruktur bestehend aus einem DA-Wandler, einem Addierer und einem Subtrahierer weitergegeben. Über diese Struktur wird der Wert der jeweiligen Umsetzung vom fixierten Eingangssignal subtrahiert. Diese Differenz wird anschließend mittels einer Multiplikation mit 2^n für die nachfolgende Wandlerstufe normiert. Aufgrund der Kaskadenstruktur ergibt sich eine Wandlungslatenz in Abhängigkeit der Stufenanzahl M . Demgegenüber besitzt dieses Verfahren jedoch eine höhere Auflösung von $N = M \cdot n$. Die Geschwindigkeit der Umsetzung der Pipeline Struktur liegt zwischen den Flash und den sequentiellen Wandlern und kann mehrere 100 MSPS erreichen. Bezüglich der Auflösung bewegt man sich dabei in einem Bereich von 8-16 Bit. Für die Prototyp-Implementierung wurde entsprechend ein 125 MSPS Pipeline ADC mit 14 Bit Auflösung verwendet.

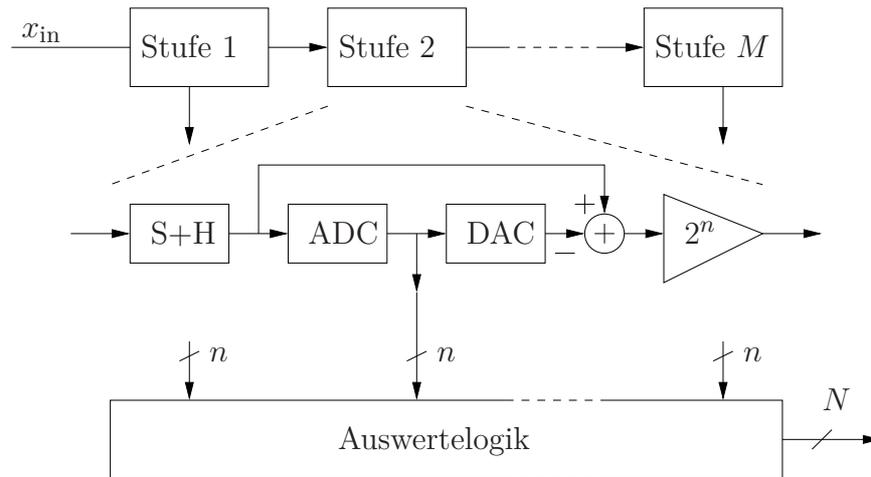


Abb. 3.20: Schematische Darstellung für eine Kaskadenstruktur

3.4.2 Digital-Analog-Wandler

Im Bereich schneller, verbrauchsarmer DA Wandlung wird hauptsächlich die Technik der gesteuerten Ströme verwendet. In Grafik 3.21 ist eine vereinfachte Darstellung dieses Verfahrens abgebildet. Für die Wandlung eines digitalen Signals werden N parallele Stromquellen benutzt. Diese besitzen einen mit dem Faktor 2^n quantisierten, ansteigenden Ausgangsstrom, so daß durch die Kombination der Stromquellen ein Bereich von $[0, 2^{(N+1)} - 1]I$ darstellbar ist. Die Schalterstellungen B_1 bis B_N entsprechen dabei einer Digitalcodierung im Betrags-

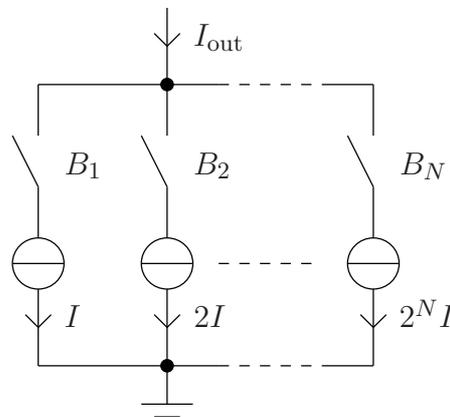


Abb. 3.21: Digital-Analog-Wandlung mittels gesteuerter Konstantströme

format. Ausgangsseitig kann der Summenstrom anschließend über einen Lastwiderstand oder eine Verstärkerschaltung in eine Spannung umgewandelt werden.

Diese Methode besitzt den Vorteil, daß die geschalteten Stromquellen mit CMOS Logik einfach und energieeffizient implementiert werden können. Die Verwendung dieser Logik ermöglicht zusätzlich hohe Schaltgeschwindigkeiten und Bandbreiten im Bereich von GSPS [vdBBSS01].

Entsprechend dieser Technologie wurde für die Prototyp-Realisierung ein 500 MSPS DAC mit 16 Bit Auflösung verwendet. Der Vorteil der Verwendung einer höheren DAC Rate besteht dabei in einer digitalen Glättung und einer damit verbundenen Minimierung der Har-

monischen des Signals. Eingangsseitig wird dafür ein digitales Interpolationsfilter um den Faktor 4 verwendet (Abbildung 3.22). Ausgangsseitig werden die übrigen Harmonischen über die Verwendung eines analogen LC Tiefpaßfilters unterdrückt.



Abb. 3.22: Schematische Abfolge der DA-Wandlung

3.4.3 FPGA

Für die Implementierung der benötigten Meßalgorithmen wurde ein FPGA (**F**ield **P**rogrammable **G**ate **A**rray) verwendet. Diese Logikbausteine bieten die Möglichkeit komplexe Digitalstrukturen aus frei wählbaren Logikschaltungen zu kombinieren. Die Grundeinheiten eines FPGAs werden dabei *slices* genannt und besitzen als Basiselemente zwei Lookup tables, zwei Multiplexer, zwei AND Gatter, zwei 1-Bit Addierer und zwei 1-Bit Register, welche als Flip Flop oder Latches verwendet werden können. Aus diesen Logikbausteinen können alle weiteren Logikelemente wie NOT, XOR, NAND usw. gebildet werden. Durch die Verschaltung mehrerer Slices werden auch komplexere Logikverschaltungen wie Zustandsautomaten, n -Bit Addierer, Multiplizierer, Dividierer usw. realisiert. Auf einem FPGA ist es deshalb möglich, im Gegensatz zu einem herkömmlichen Prozessor, nicht nur eine anwenderspezifische Software, sondern auch eine anwenderspezifische Hardware zu erzeugen. Durch die Implementierung einer entsprechenden Parallelisierung kann damit ein entscheidender Geschwindigkeitsvorteil gegenüber einem Einzelkernprozessor erzielt werden.

Grundsätzlich müssen Logikfunktionen auf einem FPGA bedeutend langsamer durchgeführt werden als auf einem ASIC (**A**pplication **S**pecific **I**ntegrated **C**ircuit) oder vollintegriertem Einzelkernprozessor. Als Grenzfrequenz gelten hier je nach Logikfunktion wenige 100 MHz. Jedoch erhält man aus der Hardwarebeschreibungsmatrix des FPGA mit vertretbarem Aufwand die Implementierung für einen ASIC. Die Verwendung eines FPGAs ist in diesem Zusammenhang als notwendiger Entwicklungsschritt zu sehen, wobei das Ziel für eine kommerzielle Anwendung die Entwicklung eines ASICs ist.

3.5 Systemuhr

Die Genauigkeit eines Meßsystems wird grundsätzlich durch die Genauigkeit der Zeiterfassung und damit durch die des Systemtaktes bzw. der Systemuhr begrenzt. Aufgrund dieser außerordentlichen Wichtigkeit für die Abstandsmessung werden nachfolgend die Eigenschaften der Systemuhr in einem eigenen Abschnitt erläutert. Obwohl man für die Takterzeugung dabei meist auf Standard ICs (**I**ntegrated **C**ircuit) zurückgreift, deren Genauigkeit mit einem Quarz stabilisiert wird, ist es für ein Verständnis der Meßpräzision trotzdem von Vorteil, die wichtigsten Systemzusammenhänge zu kennen.

Für die digitale Prototyp-Hardware wurde ein Systemtakt von 118,75 MHz verwendet, welcher mit einer 25 MHz Schwingquarz-Referenz erzeugt wurde. Die Frequenzvervielfachung mit dem Faktor $19/4$ erfolgt über eine Nachlaufsynchronisation (**P**hase **L**ocked **L**oop). Bild 3.23 zeigt den schematischen Aufbau dieser Takterzeugung.

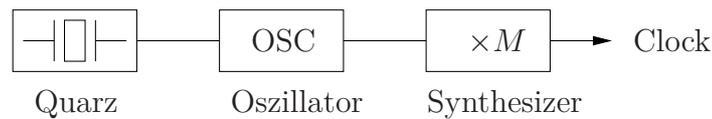


Abb. 3.23: Schematische Darstellung der Systemtakterzeugung

3.5.1 Schwingquarz

In einem Quarzkristall macht man sich die piezoelektrischen Eigenschaften des Materials zu Nutze. Ein angelegtes elektrisches Feld führt zu einer mechanischen Schwingung des Quarzes. Diese Umwandlung von elektrischer in kinetische Energie ist dabei extrem frequenzselektiv auf die mechanische Eigenresonanz des Quarzes beschränkt, so daß Schwingkreise sehr hoher Güte erzeugt werden können. Durch industrielle Kristallschnittverfahren ist es nun möglich, Quarze unterschiedlicher Eigenresonanz und Temperaturempfindlichkeit herzustellen [NB00]. Der geschnittene Quarz wird anschließend in ein metallisches Gehäuse montiert, welches Schutz vor mechanischen Beschädigungen bieten soll, ohne die Schwingungsgüte zu beeinträchtigen.

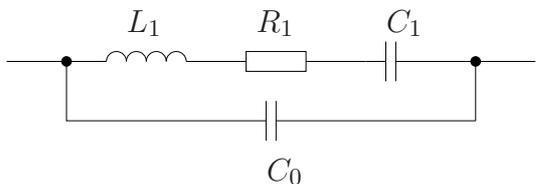


Abb. 3.24: Ersatzschaltbild eines Quarz-Resonators

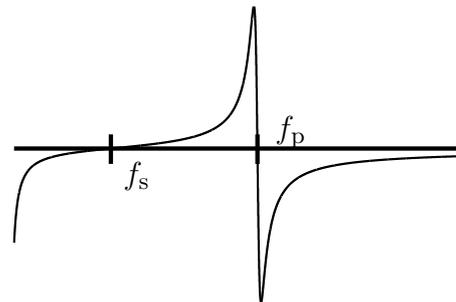


Abb. 3.25: Quarzreaktanz in Abhängigkeit der Frequenz

Als äquivalentes Ersatzschaltbild für diese Anordnung gibt man eine Parallelschaltung der mechanischen Quarzparameter (C_1, R_1, L_1) mit der Elektroden- und Gehäusekapazität (C_0) an (vgl. Abbildung 3.24). C_1 ist abhängig von der Quarz-Steifigkeit, L_1 von der schwingenden Quarz-Masse und R_1 von den Schwingungsverlusten. Betrachtet man die Reaktanz des Quarzes, ergeben sich damit zwei Resonanzen für $X = 0$ bzw. $X = \infty$ (Abbildung 3.25). Den ersten Fall erhält man, wenn die mechanischen Quarzparameter C_1 und L_1 eine Resonanz bilden. Er wird dementsprechend *Serienresonanz* f_s genannt. Der zweite Fall tritt auf, falls die Serienschaltung von L_1 und C_1 induktiv ist und eine Resonanz mit C_0 bildet. Man spricht in diesem Zusammenhang von *Parallelresonanz* f_p oder *Antiresonanz*.

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.28)$$

$$f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad (3.29)$$

In einer realen Oszillatorschaltung schwingt der Quarz zwischen diesen beiden Frequenzen. Die effektive Schwingfrequenz ist dabei abhängig von der kapazitiven Belastung des Quarzes

und wird folglich *Lastresonanzfrequenz* genannt.

$$f_L = f_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_L + C_0}} \quad (3.30)$$

Auf der einen Seite kann diese externe Kapazität für eine Frequenzanpassung der Quarzschwingung benutzt werden, um z. B. fertigungsbedingte Frequenzabweichungen nachträglich auszugleichen. Auf der anderen Seite führen die Toleranzen dieser externen Bauteile äquivalent zu Frequenzabweichungen.

3.5.2 Oszillator

Nach dem Barkhausen Kriterium gibt es zwei Bedingungen für die Schwingungsfähigkeit eines Oszillators [TS02]. Einerseits muß für die Aufrechterhaltung der Schwingung innerhalb eines Schwingkreises die Schleifenverstärkung mindestens 1 sein, d. h. es wird ein aktives Element z. B. ein Transistor benötigt, welcher die Verluste innerhalb des Schwingkreises kompensiert. Andererseits muß diese aktive Signalkückkopplung phasenrichtig erfolgen, damit eine harmonische Schwingung möglich ist. Man nennt beide Bedingungen daher Phasen- und Amplitudenbedingung.

Diese Schwingbedingungen sollen anhand einer Oszillator Grundschialtung untersucht werden (Abbildung 3.26). Der Transistor arbeitet als Inverter und bewirkt eine Phasendrehung von 180° . Der Quarz wird zwischen der Serien- und Parallelresonanz im induktiven Bereich betrieben und bildet mit den Kapazitäten C_1 und C_2 einen Serienschwingkreis. Im Resonanzfall liegt damit eine Phasenverschiebung von 180° vor, so daß die Phasenbedingung erfüllt ist. Für die Realisierung einer derartigen Schaltung in einem IC verwendet man das Konzept des Pierce Oszillators (Abbildung 3.27). Der Transistor wird durch einen digitalen Inverter ersetzt, welcher über einen Parallelwiderstand R_f linearisiert wird. Ein optionaler Serienwiderstand R_s begrenzt den Strom und die Leistungsaufnahme des Quarzes um ein beschleunigtes Altern bzw. eine Zerstörung zu verhindern. Die Resonanzfrequenz ergibt sich

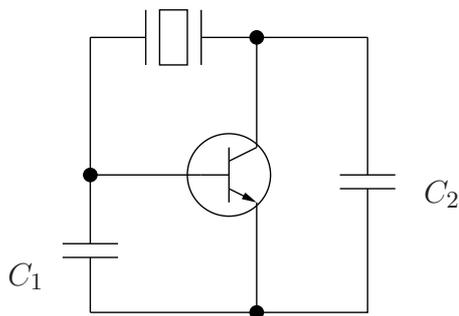


Abb. 3.26: Quarzoszillator Grundschialtung

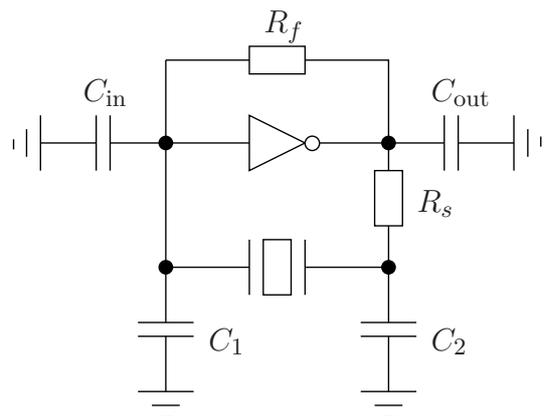


Abb. 3.27: Pierce Oszillator

aus den Quarzeigenschaften und der kapazitiven Last. Hierbei dürfen die Eingangs- und Ausgangskapazitäten der digitalen Ports nicht vernachlässigt werden. Die gesamte Lastkapazität ergibt sich damit zu:

$$C_L = (C_{in} + C_1) || (C_{out} + C_2) + \text{Leitungskapazitäten} \quad (3.31)$$

Die Leitungskapazitäten sind abhängig von der Leitungsführung, der Substratwahl und der Substrathöhe und liegen gewöhnlich im Bereich weniger pF. Die Frequenzstabilität dieses Oszillators wird im wesentlichen von drei Effekten beeinflusst [Fre78]:

- Temperatureffekte,
- Langzeitdrift,
- Kurzzeitdrift.

Die Umgebungstemperatur beeinflusst einerseits Bauteilwerte der verwendeten Oszillatorschaltung. Andererseits wirkt sie sich auch auf die mechanische Schwingung des Quarzes aus. Ohne Verwendung einer zusätzlichen Temperaturkompensation ergibt sich damit eine Verschiebung der Oszillationsfrequenz. Diese Variation ist abhängig von der Art und Güte des Kristallschnitts und liegt im aktuell verwendeten Quarz bei ± 50 ppm über dem Temperaturbereich von 0° - 70° C.

Der Begriff Langzeitdrift bezieht sich auf die Variation der Schwingungsfrequenz aufgrund von natürlichen Alterungsprozessen des Quarzes. Dabei spielt die langzeitliche Änderung der Masse und der Quarzsteifigkeit die entscheidende Rolle. Diese Alterung ist abhängig vom Einschluß des Quarzes in der jeweiligen Gehäuseform und liegt im vorliegenden Fall bei ± 5 ppm pro Jahr.

Unter dem Begriff Kurzzeitdrift versteht man die Änderung von Frequenz bzw. Phase der Quarzschwingung aufgrund einer Modulation durch Störsignale und Rauschen. Dieses Verhalten wird äquivalent als Phasenstabilität bzw. Phasenrauschen der Oszillation beschrieben. Spektral kann diese Variation über die Stärke der Seitenbänder bzw. die Frequenzverbreiterung der Oszillatorschwingung angegeben werden. Für die theoretische Modellierung dieses Rauschens existieren mehrere Ansätze [HL98]. Dabei wird vor allem der Nahbereich des $1/f^3$ bzw. $1/f^2$ Rauschens von der Betriebsgüte des Resonators dominiert. Somit ist die Auswahl eines geeigneten hochgütigen Quarzes mitentscheidend für die Minimierung dieses Phasenfehlers.

Zusätzlich zu diesen relativen Frequenzvariationen ergibt sich noch eine absolute Frequenzablage aufgrund von fertigungsbedingten Schwankungen. Diese kann über die Verwendung hochpräziser Quarze minimiert werden, was jedoch zu einem entsprechenden unerwünschten Preisanstieg führt. Eine andere relativ einfache Methode ist die Frequenzanpassung an ein Frequenznormal über die Variation der kapazitiven Last mittels C_1 und C_2 . Diese Methode ist darüber hinaus sinnvoll, da einige Anteile, wie die Leitungskapazitäten bzw. die digitalen Portkapazitäten, oftmals nur unzureichend bekannt sind und damit ohnehin kompensiert werden müssen.

3.5.3 Synthesizer

Die Güte eines Quarzresonators wird bestimmt über das Kristallschnittverfahren, den Schwingungsmodus, die Quarzgröße und besonders über die Frequenz der Quarzschwingung [NB00]. Als Grenzbedingung für die maximal erreichbare Güte wird folgende Näherungsformel verwendet:

$$Q_{\max} \approx \frac{16 \cdot 10^{12} \text{ Hz}}{f} \quad (3.32)$$

Entsprechend dieser Annahme ist es für das trägernähe Phasenrauschen günstiger, ein hochfrequentes Signal mittels eines niederfrequenten Quarzes über eine Nachlaufsynchronisati-

on zu stabilisieren, als eine hochfrequente Oszillatorschaltung zu verwenden. Ein weiterer Nachteil ist der ansteigende Preis für Obertonquarze höherer Frequenz. In Abbildung 3.28

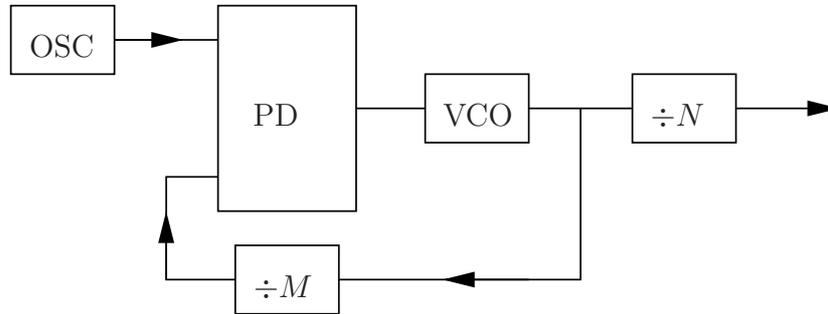


Abb. 3.28: Frequenzvervielfachung über Phasenregelschleife

ist die entsprechende Phasenregelschleife schematisch dargestellt. Das Quarzoszillatorsignal mit 25 MHz Schwingfrequenz wird über einen Phasendetektor mit dem Ausgangssignal eines Faktor M Frequenzteilers verglichen. Der Phasendetektor regelt einen spannungsgesteuerten Oszillator (**V**oltage **C**ontrolled **O**szillator), dessen Ausgangssignal in den Phasendetektor rückgekoppelt wird bzw. über einen Teiler N ausgekoppelt wird. Die resultierende Oszillatorschwingung wird damit über das Verhältnis der Frequenzteiler bestimmt:

$$f_{\text{out}} = \frac{M}{N} f_{\text{Quarzoszillator}} \quad (3.33)$$

Das Phasenrauschen des Ausgangssignals setzt sich aus dem Rauschen des Quarzoszillators und aus dem Rauschen des VCO zusammen. Während im trägernahen Bereich vor allem die Güte des Quarzes entscheidend ist, dominieren im größeren Abstand zum Träger das Rauschen von VCO und Oszillatorschaltung.

3.5.4 Uhrenfehler

Der Uhrenfehler des Abstandsmeßsystems ist eng verbunden mit dem Sendeschema der RToF Messung. Fahrzeugseitig entsteht ein Uhrenfehler bei der Bestimmung der Laufzeit zwischen Sende- und Empfangszeitpunkt. An der Fußgängereinheit wird auf die Laufzeit eine feste Wartezeit addiert, weshalb hier ein zusätzlicher Fehler abhängig von der Wartezeit berücksichtigt werden muß. Da die Wartezeit in der praktischen Ausführung gegenüber der Laufzeit dominant ist ($T_w \approx T_v$), kann der Uhrenfehler beider Module für die gleiche Zeit T_v geschätzt werden. Für einen Oszillator erhält man damit folgenden Phasenversatz $\Delta\Phi_1(T_v)$ [BLN65, Rut78]:

$$\Delta\Phi_1(T_v) = \Phi_1(t + T_v) - \Phi_1(t) \quad (3.34)$$

$$= \int_t^{t+T_v} \frac{d\Phi_1}{d\tau} d\tau = \dot{\Phi}_1(t) * \text{rect}\left(t + \frac{T_v}{2}\right) \quad (3.35)$$

$\text{rect}(t)$ ist eine Rechteckfunktion der Amplitude 1 und der Breite $-T_v/2 < t < T_v/2$. Die Oszillatorphase $\Phi_1(t)$ kann dabei aus der Schwingungsfrequenz f_1 und einem zeitlich verän-

derlichen Phasenterm $\varphi(t)$ bestimmt werden:

$$\Phi_1(t) = 2\pi f_1 t + \varphi_1(t) \quad (3.36)$$

$$\dot{\Phi}_1(t) = 2\pi f_1 + \dot{\varphi}_1(t) \quad (3.37)$$

$\varphi_1(t)$ ist dabei ein Phasenausdruck für die Kurzzeitinstabilität des Oszillators, während $\omega = \dot{\varphi}_1(t)$ ein äquivalenter Ausdruck für die Frequenz ist. Damit kann der Phasenunterschied über die Signallaufzeit T_v folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\Delta\Phi_1(T_v) = 2\pi f_1 T_v + \dot{\varphi}_1(t) * \text{rect}\left(t + \frac{T_v}{2}\right) \quad (3.38)$$

Gegenüber einer Messung mit einem fehlerfreien Taktsignal der Frequenz f_0 erhält man damit einen deterministischen Fehler aufgrund einer festen Frequenzablage des Oszillators und einen stochastischen Fehler aufgrund der zeitveränderlichen Oszillatorphase $\varphi_1(t)$.

$$\mu_{t_1}(T_v) = \frac{f_1 - f_0}{f_0} T_v \quad (3.39)$$

$$\sigma_{t_1}(T_v) = \frac{1}{2\pi f_0} \sqrt{\text{E}\left[\dot{\varphi}_1(t) * \text{rect}\left(t + \frac{T_v}{2}\right)\right]} \quad (3.40)$$

$$= \frac{T_v}{\omega_0} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\dot{\varphi}_1}(\omega) \left(\frac{\sin(\omega T_v/2)}{\omega T_v/2}\right)^2 d\omega} \quad (3.41)$$

$$= \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\varphi_1}(\omega) \sin^2\left(\frac{\omega T_v}{2}\right) d\omega} \quad (3.42)$$

$\mu_{t_1}(T_v)$ ist der mittlere Zeitfehler eines Oszillators nach einer Laufzeit T_v , $\sigma_{t_1}(T_v)$ ist die Standardabweichung eines Oszillators mit der spektralen Leistungsdichte der Phase $S_{\varphi_1}(\omega)$ bzw. der Frequenz $S_{\dot{\varphi}_1}(\omega) = \omega^2 S_{\varphi_1}(\omega)$. Über die $\sin(x)/x$ Funktion findet dabei eine spektrale Filterung in Abhängigkeit der Meßzeit T_v statt. Entscheidend ist dabei der Frequenzbereich $|\omega| < 2\pi/T_v$. Der Gesamtfehler der RToF Messung wird aus der Kombination der Oszillatoren an Fahrzeug- und Fußgängersystem gebildet.

$$\mu_t(T_v) = \frac{f_1 + f_2 - 2f_0}{f_0} T_v \quad (3.43)$$

$$\sigma_t(T_v) = \sqrt{\sigma_{t_1}^2(T_v) + \sigma_{t_2}^2(T_v)} \approx \sigma_{t_1}(T_v) \sqrt{2} \quad (3.44)$$

Dabei kann man aufgrund derselben Bauform und der langen Wartezeiten $\sigma_{t_1} \approx \sigma_{t_2}$ annehmen. Damit ist ein direkter Zusammenhang zwischen der spektralen Leistungsdichte des Phasenrauschens, welche meßtechnisch erfaßt werden kann, und der Standardabweichung des Uhrenfehlers hergestellt.

Der Ablagefehler μ_t kann dabei nachträglich z. B. über ein Kalibrierverfahren entfernt werden. Demgegenüber kann die Standardabweichung σ_t nur über die Verwendung von qualitativ hochwertigen Referenzuhren minimiert werden.

3.6 Signalverarbeitung

Für den Prototyp mußte ein Mittelweg zwischen einer einfachen Realisierung und einer möglichst präzisen Abstandsmessung gefunden werden. In einem ersten Entwurf wurde deshalb ein Spiegelungsmodell mit einer interpolierten Pulskompression verwendet. Diese Variante konnte mit relativ geringem Aufwand realzeitfähig auf dem verwendeten FPGA implementiert werden. Wie theoretisch jedoch bereits gezeigt wurde, besitzt dieses Verfahren Nachteile in Mehrwegszenarien aufgrund einer begrenzten Auflösung (Abschnitt 2.7.5) und einem schlechteren SNR (Abschnitt 2.8.1). Aus diesem Grund werden im folgenden Abschnitt auch Methoden behandelt, welche über das erste Prototyp-Modell hinausgehen und einen Ausblick auf zukünftige Verbesserungen bieten.

3.6.1 Sendesignal

Der Ausgangspunkt der Pulskompression ist die Erzeugung eines digitalen, pulsmodulierten Codesignals. Als Codes werden hierfür Maximalfolgen verwendet. Diese besitzen eine von Nebenmaxima freie Autokorrelation und können sehr einfach über rückgekoppelte Schieberegisterschaltungen realisiert werden [Lük92].

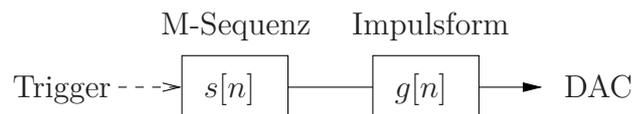


Abb. 3.29: Digital-pulsmoduliertes Sendesignal

Zu Beginn eines Meßzyklus wird die Codesequenz über einen Triggerimpuls der Systemclock initiiert (Grafik 3.29). Anschließend wird jeder Codewert mit der Sendesignal-Impulsform gewichtet. Das dabei entstandene Ausgangssignal $c[n]$ wird als Vorbereitung auf die analoge Amplitudenmodulation an den DA-Umsetzer übermittelt.

$$c[n] = s[n] * g[n] \quad (3.45)$$

Die Wahl der Impulsform muß in Abstimmung mit der Geschwindigkeit des ADC und der zur Verfügung stehenden Bandbreite getroffen werden. Als Form wurde dabei aufgrund der einfachen digitalen Realisierung ein Rechteck gewählt. Dies entspricht im Frequenzbereich einer sinc-Funktion (vgl. Abbildung 3.30). Die erste Nullstelle dieser Funktion ergibt sich als

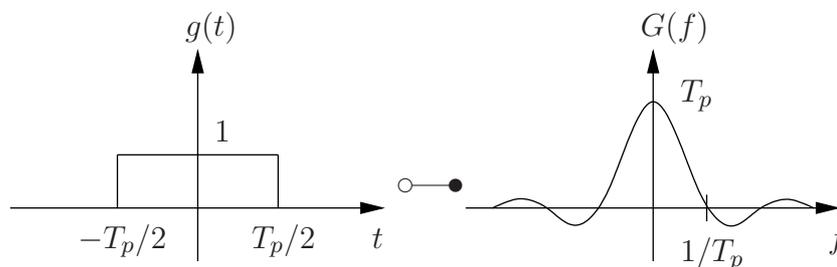


Abb. 3.30: Rechteck-Impulsform

Kehrwert der Pulsbreite T_p . Dabei bietet es sich für ein synchrones FPGA Design an, ein Vielfaches der Abtastdauer als Pulsbreite zu wählen, d. h. :

$$T_p = nT_{\text{ADC}} \quad \text{für} \quad n \geq 2 \quad (3.46)$$

Mit $n = 2$ wird genau die Abtastbedingung erfüllt, während mit $n > 2$ eine entsprechende Überabtastung stattfindet.

Für die Bandbreite dieses Impulses erhält man einen äquivalenten Ausdruck:

$$\frac{1}{T_p} = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{T_{\text{ADC}}} = \frac{1}{n} \cdot 118,75 \text{ MHz} \quad (3.47)$$

Die Abtastzeit T_{ADC} wurde dabei mit 118,75 MHz unter den maximal möglichen 125 MHz gewählt, um über dem gesamten Temperaturbereich eine optimale ADC Funktion zu erhalten. Bei einer Wahl von $n \geq 3$ liegt die erste Nullstelle der sinc Funktion innerhalb des 2,4 GHz ISM-Bandes. Für eine Wahl von $n = 2$ liegt sie außerhalb bei einem Bandbreitenbedarf von 59,38 MHz. Da in der aktuellen Prototyp-Realisierung noch keine hochauflösende Ankunftszeitbestimmung implementiert ist und damit die Kanalaufösung einzig von der Signalbandbreite abhängig ist, wurde zunächst ein Faktor $n = 2$ gewählt. Da diese Bandbreite über das ISM Band hinausreicht und da Signalverzerrungen an den Bandbegrenzungsfiltern entstehen, sollte nach Implementierung eines Superresolution-Algorithmus ein Faktor von $n \geq 3$ gewählt werden.

3.6.2 Korrelator

Das Kernelement des Abstandsmeßsystems ist das Korrelationsfilter für die Pulskompression. Alle betrachteten Ankunftszeitverfahren bauen auf dem Korrelationsergebnis auf. Dabei ist es äußerst wichtig, daß die Korrelation möglichst in Realzeit erfolgt. Dies liegt daran, daß ausgehend von der Detektion des Korrelationsergebnisses andere Prozesse, wie z. B. die Winkelmessung initiiert werden. Zusätzlich erhöht eine Realzeitfähigkeit die maximale Anzahl gleichzeitig detektierbarer Fußgängersysteme. Im Gegensatz zur Grundannahme aus Kapitel 2 findet die Korrelation dabei nicht kontinuierlich statt, sondern wird in diskreter Form berechnet:

$$y[n] = r[n] * c[-n] = \sum_{l=0}^{N-1} r[n+l]c[l] \quad \text{Zeitbereich} \quad (3.48)$$

$$Y[k] = R[k] \cdot C^*[k] \quad \text{Frequenzbereich} \quad (3.49)$$

$y[n]$ bzw. $Y[k]$ ist das Korrelationsergebnis, $c[n]$ (reell) bzw. $C[k]$ der Korrelationscode der Länge N und $r[n]$ bzw. $R[k]$ das Empfangssignal. Der Normierungsfaktor ε wird für die digitale Implementierung vernachlässigt. Wie bereits angedeutet, kann dabei die Korrelation sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich durchgeführt werden. Letztere Methode ist vor allem für längere Codes ressourcensparender, besitzt allerdings den Nachteil einer größeren Berechnungslatenz. Für die Prototyp-Realisierung wurde daher der Zeitbereichskorrelation trotz des höheren Hardwareaufwands der Vorzug gegeben. Die diskrete zeitliche Faltung kann dabei als Matrix-Vektor Produkt oder als FIR (**F**inite **I**mpulse **R**esponse) Filter implementiert werden. Für die Erfüllung der Realzeitanforderung wurde deshalb eine transponierte FIR-Filterstruktur gewählt (vgl. Abbildung 3.31).

Jeder Eingangswert $r[n]$ wird zu jedem Taktzeitpunkt n mit dem entsprechenden Anteil des Referenzcodes $c[N-1], c[N-2], \dots, c[0]$ gewichtet und mit den verzögerten Anteilen addiert. Damit erhält man in jedem Takt ein Korrelationsergebnis $y[n]$ und damit unmittelbar nach Eingang der kompletten Nachricht das entsprechende Korrelationsmaximum. Bei

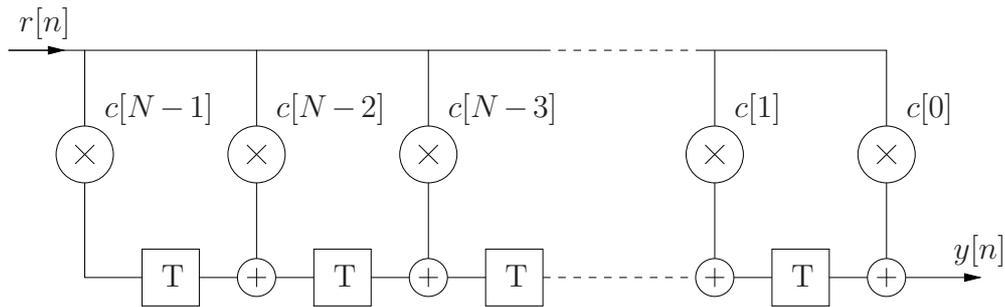


Abb. 3.31: Realzeitkorrelation mittels eines transponierten FIR-Filters

Verwendung einer bipolaren Codefolge vereinfachen sich die Multiplikationen zusätzlich auf $(-1|+1)$, d. h. auf eine Leitung oder einen Inverter.

Ein weiterer Vorteil dieser Methode ist die Unempfindlichkeit gegenüber ADC Jitter. Während Einzelimpulse eine Standardabweichung in der Größenordnung des Jitters besitzen, findet bei der Korrelation eine Mittelwertbildung dieses Fehlers über die komplette Codelänge statt. Für die Abstandsmessung kann dieser Fehler damit vernachlässigt werden.

3.6.3 Interpolation

Durch das Korrelationsergebnis erhält man ein sehr hochwertiges Sensor Signal, welches annähernd jitterfrei ist und eine SNR-Verbesserung in Abhängigkeit der Codelänge ermöglicht. Nachteilig an den reinen Korrelationswerten ist die grobe zeitliche Quantisierung, da sie durch die Abtastrate bestimmt wird. Der dabei entstehende Quantisierungsfehler ist groß verglichen mit dem theoretischen Grenzwert aus Gleichung 2.3, weshalb eine zusätzliche Interpolation sinnvoll ist. Für die Erhöhung der Meßgenauigkeit wurde dabei eine Kombination aus zwei verschiedenen Interpolationstechniken benutzt. Eine Shannon Interpolation ermöglicht bandbegrenzte Signale fehlerfrei zu rekonstruieren. Allerdings steigt hier mit dem Interpolationsgrad auch die Rechenkomplexität stark an. Eine Polynominterpolation ist einfach durchzuführen, besitzt jedoch einen Interpolationsfehler, der von der $(N+1)$ -ten Ableitung der interpolierten Funktion und vom Grad N des Polynoms abhängig ist [Kro91].

$$\max_{t \in [T_0, T_2]} \{|y(t) - \hat{y}_2(t)|\} \leq \frac{M_{N+1}(\Delta T)^{N+1}}{4(N+1)}, \quad M_{N+1} = \max_{t \in [T_0, T_2]} \left\{ \frac{d^{(N+1)}y(t)}{dt^{(N+1)}} \right\} \quad (3.50)$$

Um alle Vorteile zu nutzen wurden beide Methoden verwendet. Direkt nach der Korrelation erfolgt eine Shannon Interpolation um den Faktor 10. Auf diese Art wird die Krümmung des Korrelationsergebnisses bei vertretbarem Rechenaufwand soweit abgeflacht, daß der Interpolationsfehler der nachfolgenden Polynominterpolation vernachlässigt werden kann. Für die Bestimmung der Polynomfunktion wird eine Newton Interpolation zweiten Grades benutzt. Damit kann das Korrelationsmaximum mittels der Nullstelle der ersten Ableitung dieser Funktion bestimmt werden. Dieses Schema ist in Abbildung 3.32 dargestellt. Um den Rechenaufwand zu minimieren, wird dieser Interpolationsvorgang auf die nähere Lage des Korrelationsmaximums beschränkt. Dies wird über den Detektions-Algorithmus sichergestellt.

In der Kombination beider Interpolationsverfahren ist der Polynom-Interpolationsfehler vernachlässigbar klein. Für den Fall einer zweifach überabgetasteten Signalfolge konnte er auf $\epsilon_{\max} < 1,5\%$ bestimmt werden (vgl. Abschnitt A4). Bei einer Einzelpfadübertragung

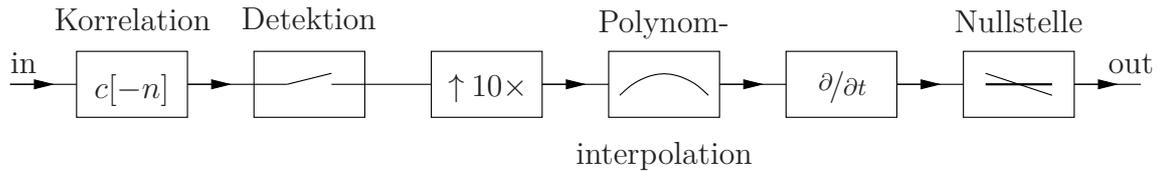


Abb. 3.32: Schematische Darstellung der Interpolationskette für die interpolierte Pulskompression

erhält man damit einen analytischen Ausdruck für die Ankunftszeit, welcher allein von den Parametern SNR und Bandbreite abhängig ist.

3.6.4 Hochauflösende Ankunftszeitbestimmung

Der Ausgangspunkt hochauflösender Ankunftszeitbestimmung ist die Modellierung der Kanalinformation als komplexe harmonische Funktion in weißem Rauschen.

$$X[k] = \sum_{l=1}^L h_l e^{-j2\pi k\tau_l} + W[k] \quad (3.51)$$

Um diese ideale Form der Kanalantwort zu erhalten, muß entweder ein Dirac- oder Einheitsimpuls-Signal gesendet oder das Sendesignal empfängerseitig kompensiert werden. Erstere Variante ist aufgrund des unendlichen Bandbreitenbedarfs in einem Übertragungssystem unrealistisch. Als optimale Methode wurde deshalb die Kombination einer Pulskompression mit einer anschließenden Dekonvolution gewählt (vgl. Abbildung 3.33) [DFM94].

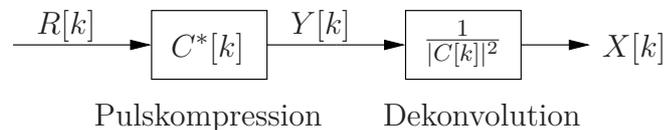


Abb. 3.33: Empfängerseitige Vorverarbeitung für hochauflösende Ankunftszeitbestimmung

Über die Codelänge wird hierbei das Ausgangs-SNR verbessert, während über die Dekonvolution die Korrelationsimpulsform korrigiert wird. Da der Betrag des Spektrums der PN Sequenz $|C[k]|$ als konstant betrachtet werden kann, wird über den Term $|C[k]|^2 \propto |G[k]|^2$ ausschließlich die Korrelationsimpulsform kompensiert. In Abbildung 3.34 sind die Korrelationsform und die Kompensation im Spektralbereich von $\pm B_p$ dargestellt. Es ist leicht erkennbar, daß nach der Dekonvolution nur noch ein Teil des Spektrums verwendet werden kann. Dies liegt daran, daß die Kompensation in der Nähe der Nullstellen von $|G[k]|$ sehr große Werte annimmt. Dies führt zu einem starken Anstieg der Rauschleistung in diesen Bereichen. Die Bandbreite, die damit für eine hochauflösende Ankunftszeitbestimmung zur Verfügung steht ist:

$$B_{\text{Music}} < 2B_p \quad (3.52)$$

Für ein optimales Ergebnis ist es weiterhin wichtig, daß keine zusätzlichen Modellierungsfehler, z. B. durch Eingangs- und Ausgangsfilter, Signalverzerrungen der analog Hardware usw. auftreten.

Die hochauflösenden Ankunftszeitalgorithmen werden anschließend auf $X[k]$ angewendet. Auf dem Prototyp FPGA sind diese noch nicht implementiert, weshalb sie auf einer separaten

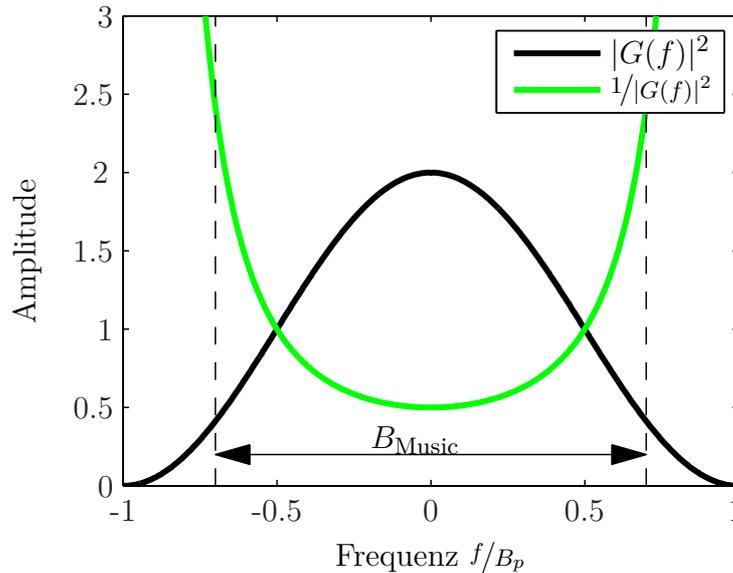


Abb. 3.34: Korrelationsimpulsform $|G(f)|^2$ und Kompensation $1/|G(f)|^2$

PC Hardware berechnet wurden. Das Ziel ist jedoch diese Methoden sukzessiv, beginnend mit der AR Methode, auf die verwendete Digitalhardware umzusetzen.

3.6.5 RToF Messung

Im folgenden Abschnitt soll auf den zeitlichen Ablauf einer kooperativen RToF Messung eingegangen werden. Auf Fußgängerseite wurde hierfür das Spiegelungsmodell als Sendeschema angewandt. Der Meßzyklus startet fahrzeugseitig nach einem Triggerimpuls der Systemuhr und dem darauffolgenden Senden des Codesignals. Dieses Signal der Länge T_{s1} wird im Fußgängermodul um die Kanallaufzeit ΔT verzögert detektiert und im Transponder in einem FIFO Register gespeichert. Mit dem Detektionszeitpunkt wird zusätzlich ein Zähler gestartet, welcher die individuelle Wartezeit T_w festlegt. Anschließend wird die Downlink Übertragung an die Fahrzeugeinheit begonnen. Für eine Sicherstellung der Eindeutigkeit bietet es sich im Spiegelungsmodell an, das gespeicherte Fahrzeugsignal zu invertieren. Damit kann der Fahrzeugsensor anhand des Vorzeichens des Korrelationsmaximums erkennen, ob eine Up- oder Downlink Nachricht empfangen wurde. Der Fahrzeugsensor detektiert dieses Korrelationsmaximum nach der Zeit

$$T_v = 2\Delta T + T_{s1} + T_w + T_{s2}. \quad (3.53)$$

Dabei sind die Sendezeiten T_{s1}, T_{s2} und die zusätzliche Wartezeit T_w bekannt, so daß die zweifache Kanallaufzeit ΔT bestimmt werden kann. Dieses Vorgehen wiederholt sich nach Ablauf der Zeit T_{Zyklus} der Fahrzeugsystemuhr (vgl. Abbildung 3.35)

Um eine optimale Leistung zu erzielen, reicht das einfache Senden der Codenachricht jedoch nicht aus. Für die Funktionsfähigkeit der AGC und für eine anschließende Winkelmessung werden zusätzliche Signalanteile benötigt. So geht dem eigentlichen Codesignal ein Pilotton voraus. Dieser ist für das Einschwingverhalten der AGC wichtig und entspricht der maximalen Einschwingzeit. Für die Bestimmung des Ankunfts winkels wird ein unmoduliertes Trägersignal benutzt, welches unmittelbar dem Codesignal folgt (Entfällt im Uplink). Zusätzlich muß noch eine endliche Ein- und Ausschalt dauer der Sender- und Empfänger-

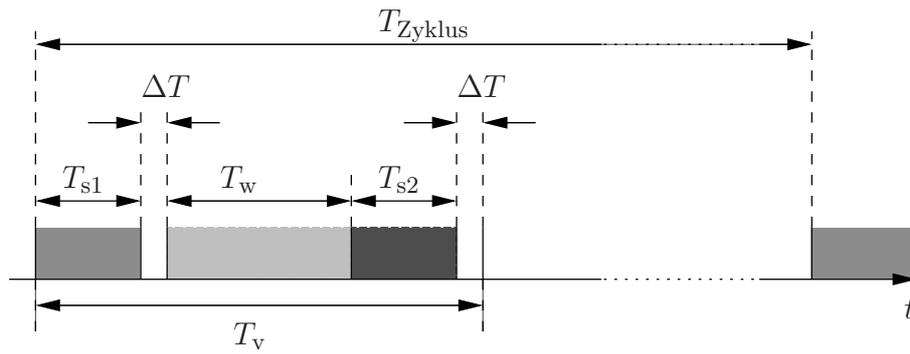


Abb. 3.35: Zeitlicher Ablauf einer kooperativen Abstandsmessung zwischen zwei Sensoren

hardware berücksichtigt werden. Unter Berücksichtigung dieser Signalkomponenten ergibt sich ein Sendesignal gemäß Abbildung 3.36. Die Dauer der einzelnen Zeitabschnitte können dabei in Tabelle 3.7 nachgelesen werden.

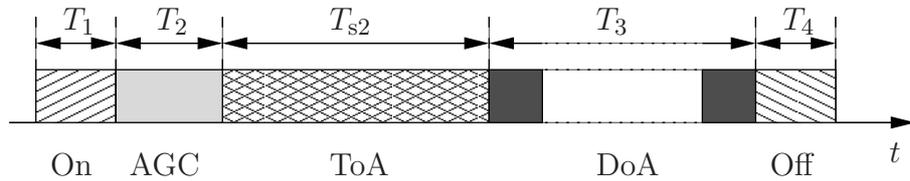


Abb. 3.36: Inhalt einer Downlink Nachricht

On	T_1	3,6 μs
AGC	T_2	2 μs
ToA	T_{s2}	4,4 μs
DoA	T_3	65 μs
Off	T_4	2 μs

Tabelle 3.7: Dauer der einzelnen Zeitabschnitte einer Downlink Nachricht der Prototyp-Implementierung

4. Systemverifizierung

Das abschließende Kapitel dieser Arbeit befaßt sich mit der Systemverifizierung, d. h. der Charakterisierung und Bewertung des Abstandsmeßsystems anhand von Simulationen und Messungen. Hierbei wird sowohl die Funktionsweise von Sensorkomponenten als auch die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems untersucht. Der erste Punkt umfaßt dabei die Analyse der Hardware-Elemente, d. h. des analogen Front-Ends und der Systemuhr. Der zweite Punkt betrifft die Abstandsmessung für den Spezialfall einer Freiraumübertragung. Eine meßtechnische Bewertung des Verdeckungsfalls ist in diesem Zusammenhang schwierig, da situationsabhängig verschiedene Mehrpfade auftreten. Mit der aktuell implementierten Pulskompression können diese nur für Zeitverzögerungen größer als die Pulsbreite T_p aufgelöst werden. Die Hauptfehlerquelle ist damit eine mangelnde Auflösungsfähigkeit der Korrelationsmethode (vgl. Abschnitt 2.7.1). Aus diesem Grund wurde zusätzlich die Auflösung der interpolierten Pulskompression mit Superresolution-Ankunftszeitverfahren verglichen. Diese sind derzeit noch nicht auf dem Prototypen implementiert, so daß dieser Abschnitt als Ausblick für mögliche Verbesserungen des aktuellen Designs zu sehen ist.

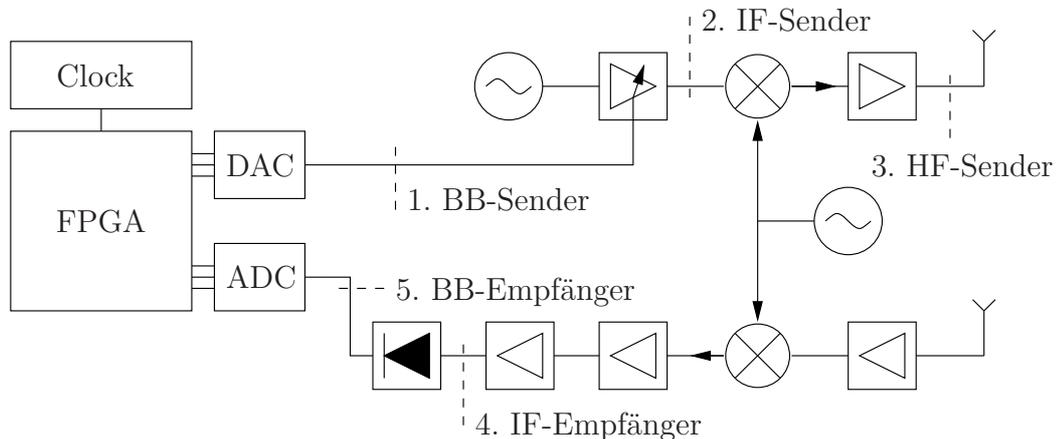


Abb. 4.1: Blockschaltbild der Prototyp-Architektur

4.1 Analyse des analogen Übertragungssignals

Die Leistungsfähigkeit analoger, pulsmodulierter Übertragungstechnik hängt mit der Linearität der Übertragungshardware zusammen. Dies betrifft im besonderen die Prototyp-Realisierung, da hier ein Spiegelungsmodell verwendet wurde. Hardwarebedingte Signalverzerrungen werden somit von der Information zweifach durchlaufen und sind damit doppelt so

hoch im Vergleich zum Symmetriemodell. Um dieses Problem analysieren zu können, wurde das Informationssignal an definierten Punkten des analogen Sende- und Empfangsfront-Ends beobachtet (vgl. Abbildung 4.1). Hierfür ist der erste Punkt das Basisbandsignal des Senders. Dieser soll im folgenden als Referenz für die weiteren Beobachtungspunkte dienen.

4.1.1 Basisband-Sendesignal

Als Sendesignal wurde in der Prototyp-Realisierung eine 256 Bit lange M-Sequenz mit einer Rechteckimpulsform verwendet (Abbildung 4.2). Die Pulsbreite wurde dabei in Erfüllung des Abtasttheorems als doppelte Abtastzeit gewählt (vgl. Abschnitt 3.6.1). Bei einer digitalen Taktrate von 118,75 MHz ergibt sich damit eine Chipdauer von $T_p = 16,8\text{ ns}$. Abbildung 4.3 zeigt das äquivalente Basisbandspektrum. Die minimale Bandbreite, die für eine ver-

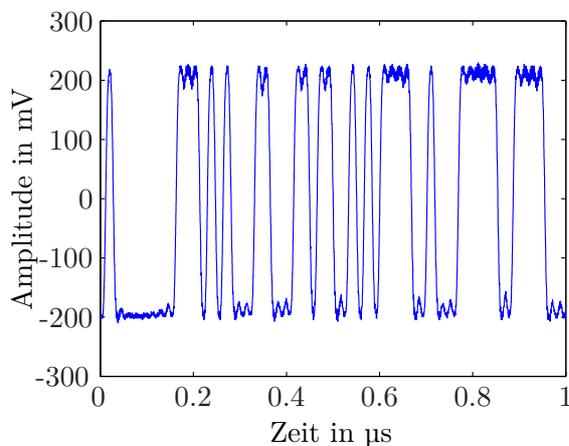


Abb. 4.2: Ausschnitt des bipolaren pseudo-noise Codes

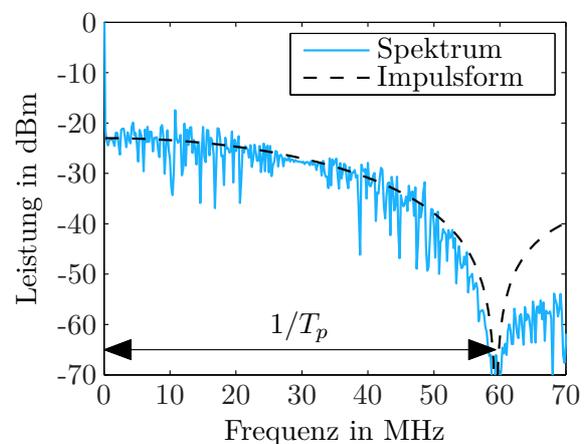


Abb. 4.3: Spektrum des Sendecodes im Dauerstrichbetrieb

zerrungsfreie Wiedergabe benötigt wird, kann über die Nullstelle der Impulsform definiert werden. Für die verwendete Chipdauer ergibt sich damit eine Bandbreite von 59,4 MHz. Dieser Wert liegt jenseits der erlaubten 41,5 MHz des 2,4 GHz ISM Bandes. Diese Limitierung wurde jedoch für die erste Prototyp-Realisierung vernachlässigt, um eine höhere Auflösung der Pulskompression zu erhalten. Mit der Verwendung von Einseitenbandverfahren und hochauflösender Signalverarbeitung sollte es in späteren Versionen möglich sein, bandbreiteneffizienter zu übertragen.

Das beobachtete Betragsspektrum entspricht dabei der Multiplikation des Codespektrums mit der spektralen Darstellung der Impulsform. Pseudo-noise Codesignale besitzen dabei ein annähernd konstantes Betragsspektrum, womit die Kontur der spektralen Leistung durch die Signalimpulsform bestimmt wird. Die spektrale Abweichung von dieser Grenzlinie ist ein Maß für die auftretenden Signalverzerrungen.

Eine erste Abweichung von dieser Form kann bei 59,4 MHz auftreten. Hier kann eine Spektrallinie erscheinen, welche als Nebenprodukt des Digitaltaktes bei der Digital-Analog-Umsetzung entsteht. Die Höhe ist dabei abhängig von der Qualität des verwendeten DACs, wobei sich in der Prototyp-Realisierung bereits Unterschiede zwischen verschiedenen Bauteilen desselben Typs zeigten (vgl. Abbildung 4.7).

4.1.2 Zwischenfrequenz-Sendesignal

Der nächste Beobachtungspunkt befindet sich auf der Zwischenfrequenzstufe des Senders. Dieser Abschnitt folgt direkt auf die analoge Amplitudenmodulation. Das DAC Ausgangssignal wird hier über einen Analog-Multiplizierer auf das Zwischenfrequenzband mit $f_{IF} = 456 \text{ MHz}$ umgesetzt. Dabei muß vermieden werden, daß beim Modulationsvorgang Intermodulationen und damit nichtlineare Signalverzerrungen entstehen [Poz05]. Dieses Problem konnte durch die Verwendung einer breitbandigen, hochlinearen Multiplizierereinheit vermieden werden. Abbildung 4.4 zeigt einen Ausschnitt des modulierten Codesignals. Man

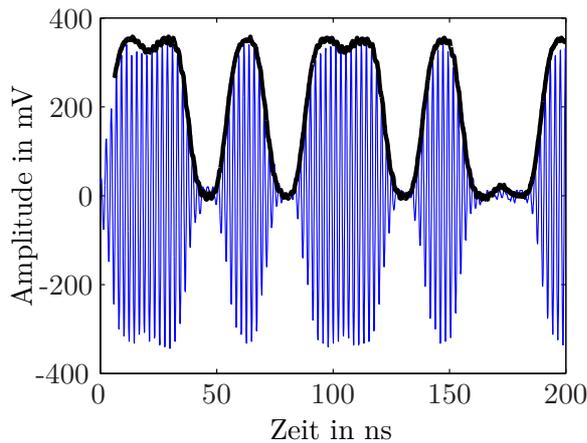


Abb. 4.4: Mittelwertfreier Ausschnitt des ZSB-AM Codesignals

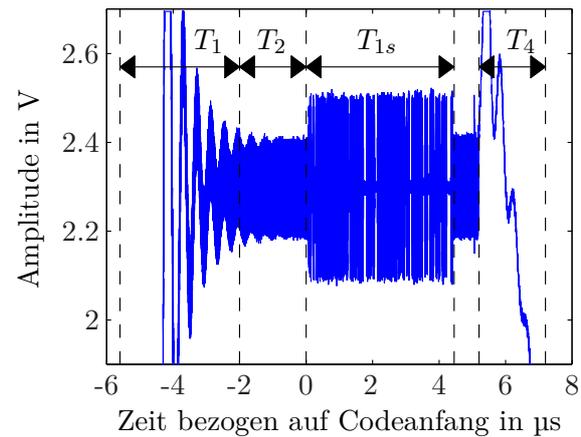


Abb. 4.5: Zeitbereichsdarstellung eines Fahrzeugsignals mit Ein-, Ausschalt- und AGC-Einschwingzeiten

kann leicht erkennen, daß die AM-Modulation durch die Einhüllendenfunktion begrenzt wird. Dabei wird diese Einhüllende durch das Basisband-Codesignal vorgegeben. Das Ausgangssignal ähnelt dabei dem digitalen On-Off Keying. Positive Codesignale werden verstärkt und gleichen damit dem On Zustand. Negative Amplituden werden minimiert und entsprechen damit dem Off Zustand.

$$\uparrow \text{AM} \quad \begin{cases} -1 & \rightarrow 0 \\ +1 & \rightarrow 1 \end{cases} \quad (4.1)$$

Bei der Implementierung des Sendeprotokolls müssen zusätzlich zur Dauer des Codesignals T_{1s} weitere Signalzeiten berücksichtigt werden. Dies betrifft die Ein- und Ausschaltzeiten T_1 , T_4 auf der Senderseite und die Einschwingzeit der AGC auf der Empfängerseite T_2 (Tabelle 3.7). Diese zusätzlichen Sendezeiten sind in Abbildung 4.5 dargestellt. Dabei gilt es zu berücksichtigen, daß beim senderseitigen Schalten von Hardwarekomponenten hohe Schalttransienten auftreten. Für den Fall, daß diese die maximalen Eingangspegel der nachfolgenden Bauteile überschreiten, müssen sie durch geeignete Diodenschaltungen unterdrückt werden.

4.1.3 Hochfrequentes Sendesignal

Der folgende Beobachtungspunkt befindet sich zwischen Endstufe und Sendeantenne bei der Ausgangsfrequenz von 2,44 GHz. An dieser Stelle können nichtlineare Verzerrungen aufgrund von Sättigungseffekten des Endstufentransistors entstehen. Um diese zu vermeiden, muß ein Verstärker mit geeignetem Eingangskompressionsverhalten gewählt werden

(vgl. Abschnitt 4.2.1). In Abbildung 4.6 ist ein Ausschnitt des Codesignals im 2,4 GHz HF-Band dargestellt. Im Vergleich mit dem IF-Signal und BB-Signal ist dabei keine Kompression des Ausgangssignals erkennbar. Selbiges trifft auf das Signalspektrum in Abbildung 4.7 zu. Das HF-Ausgangsspektrum entspricht dabei dem Ergebnis einer ZSB-AM mit Restträger des

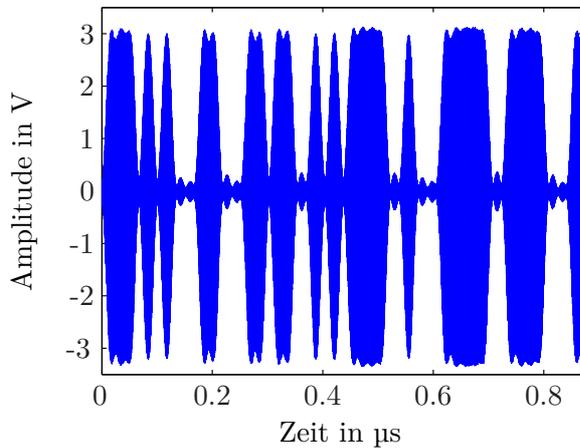


Abb. 4.6: Ausschnitt des Sendesignals im 2,4 GHz HF Band

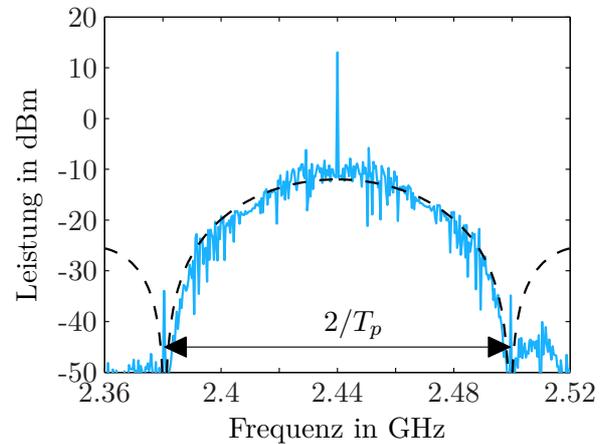


Abb. 4.7: Spektrum des 2,4 GHz HF Signals

Basisbandcodesignals. Die Hälfte der Übertragungsleistung ist auf den dominanten Träger in der Mitte des Spektrums konzentriert. Die andere Hälfte ist auf die beiden symmetrischen Seitenbänder aufgeteilt. Diese werden ähnlich wie im Basisband durch die Nullstellen der Signalimpulsform begrenzt, so daß sich eine HF-Bandbreite von $2/T_p$ ergibt. Die Sendeleistung kann damit sowohl aus dem Zeitsignal, als auch aus dem Frequenzspektrum abgeschätzt werden.

$$P_s = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{50\Omega} \quad \text{Zeitbereich} \quad (4.2)$$

$$P_s = 2P_{\text{Träger}} \quad \text{Frequenzbereich} \quad (4.3)$$

V_{\max} entspricht der Spitzenspannung des 2,4 GHz Signals der Zeitbereichsdarstellung, $P_{\text{Träger}}$ der Trägerleistung. In beiden Fällen erhält man ein Ergebnis von $P_s \approx 16 \text{ dBm}$. Dieser Wert liegt über dem Schwellwert des SRD-Standards, aber unter dem Wert des WLAN-Standards (vgl. Tabelle 3.1).

4.1.4 Zwischenfrequenz-Empfangssignal

Für eine Bewertung der Linearität der analogen Eingangsstufe wurde das Empfangssignal auf der Zwischenfrequenz nach der AGC Einheit ausgewertet. Um dabei zusätzliche Kanalverzerrungen ausschließen zu können, wurde das Sendesignal direkt über ein Koaxialkabel mit der Empfangseinheit verbunden. Eine Übersteuerung der Eingangsstufe (vgl. Abschnitt 4.2.1) wurde dabei durch eine zusätzliche Eingangsdämpfung von 55 dB ausgeschlossen. Signalverzerrungen können nun vor allem bei der Pegelanpassung der AGC entstehen. Wie in Abschnitt 3.3.3 erläutert, handelt es sich dabei um einen analogen Regelkreis mit Hochpaß-ähnlichem Frequenzverhalten. Die AGC Zeitkonstante wurde dabei in Abhängigkeit der maximalen Einschwingzeit mit $\tau_{\text{AGC}} = 200 \text{ ns}$ gewählt. Diese Wahl entspricht einer 3 dB

Eckfrequenz des Hochpasses von $f_{3\text{dB}} = 0,8\text{MHz}$. In Abbildung 4.8 ist die analoge Regelspannung äquivalent zum Faktor x_c aus Abschnitt 3.3.3 dargestellt. Im Vergleich mit dem demodulierten Signal werden dabei zwei Dinge ersichtlich. Die AGC besitzt einerseits unterschiedliche Zeitkonstanten für den Ein- und Ausschaltvorgang des Signals. Im angegebenen Beispiel beträgt die Einschwingdauer im Einschaltfall nur $T_{\text{on}} = 1,1\mu\text{s}$ und im Ausschaltfall $T_{\text{off}} = 2,5\mu\text{s}$. Andererseits zeigt sich ein aktives Regelverhalten der AGC über der Codeinformation. Dieses Nachregeln führt zur Veränderung der Amplitudeninformation des Signals. Dies wird ebenfalls in der Betrachtung des Zwischenfrequenz-Zeitsignals deutlich (Abbildung 4.9). Über dem zeitlichen Verlauf des Codesignals treten Amplitudenschwankungen

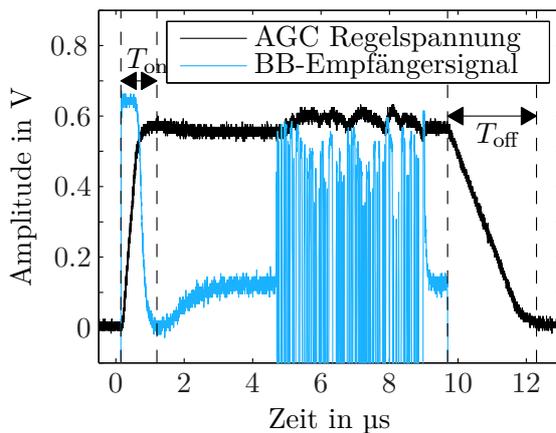


Abb. 4.8: Darstellung der AGC Regelspannung in Abhängigkeit des Sendesignals

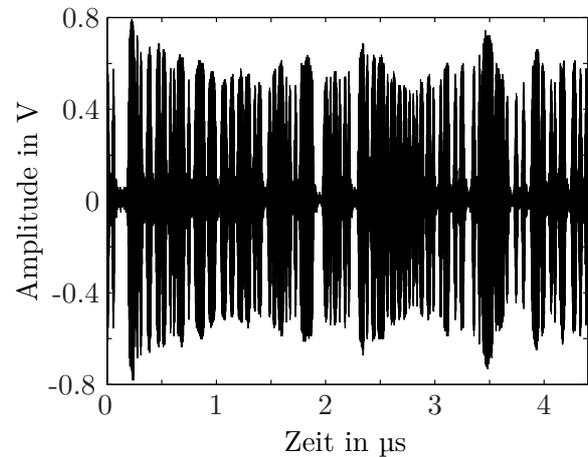


Abb. 4.9: Codesignal auf der Empfänger Zwischenfrequenz

bis zu 40 % der Maximalamplitude auf. Für die verwendete Modulationsform ist dies ein Nachteil, da die Information in der Amplitude gespeichert ist und somit Signalverzerrungen auftreten. Lösungsmöglichkeiten für dieses Problem bestehen in einer Absenkung der 3 dB Eckfrequenz, einem alternativen Modulationsverfahren oder einer alternativen Pegelregelung z. B. einer digitalen AGC. Jede dieser Möglichkeiten besitzt Vor- und Nachteile, wobei die Änderung der AGC Zeitkonstante in einer folgenden Hardwarerealisierung am einfachsten zu implementieren ist.

4.1.5 Basisband-Empfangssignal

Als abschließende Operation des Analog Front-Ends wird das Zwischenfrequenzsignal über eine Vollwellen-AM-Demodulation ins Basisband umgesetzt (vgl. Abschnitt 3.3.2). Über die Demodulatorschaltung wird hierbei die Einhüllende des übertragenen Codesignals ausgewertet. In Abbildung 4.10 ist hierzu das demodulierte Signal und dazu überlagert der Betrag des Zwischenfrequenzsignals dargestellt. Verglichen mit dem On-Off Keying wird dabei der Off Zustand in negative Spannungen umgesetzt, während der On Zustand in positive Spannungen umgewandelt wird.

$$\downarrow \text{AM} \quad \begin{cases} 0 & \rightarrow -1 \\ 1 & \rightarrow +1 \end{cases} \quad (4.4)$$

Dabei bleiben die Amplitudenschwankungen des Zwischenfrequenzsignals erhalten und äußern sich dementsprechend als Signalverzerrungen im Basisband (Abbildung 4.10). Dies führt in der späteren digitalen Korrelation zu einem schlechteren Korrelationsergebnis.

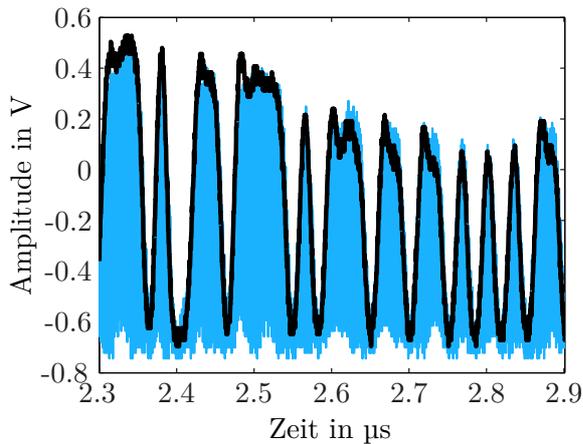


Abb. 4.10: Vergleich IF-BB Signal

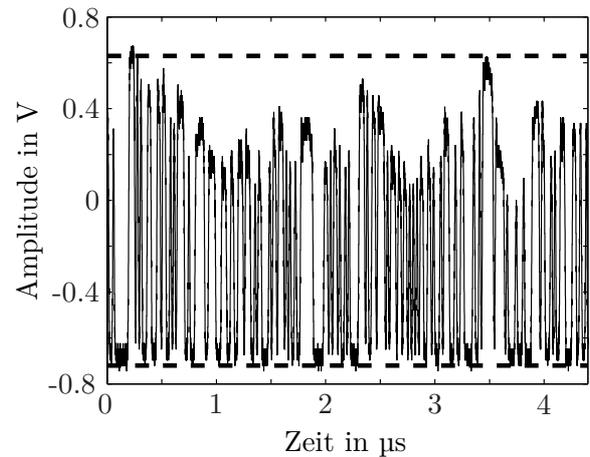


Abb. 4.11: Darstellung des demodulierten Codesignals

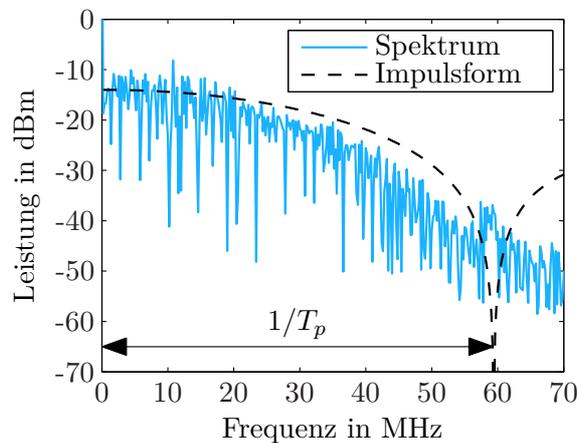


Abb. 4.12: Basisbandspektrum des Codesignals

Vergleicht man das Spektrum des Basisband-Signals (Abbildung 4.12) mit dem Referenzspektrum des Sendesignals, so zeigt sich ein deutlicher Unterschied für höhere Frequenzanteile. Der Grund hierfür liegt am Regelverhalten der AGC, welches niederfrequente Signalanteile stärker gewichtet als höherfrequente. Dies äußert sich in Abbildung 4.8 mit einer Variation der AGC Regelspannung über dem detektierten Codesignal.

Dieses Verhalten stellt einen weiteren Nachteil für das Spiegelungsmodell dar. Während im Symmetriemodell der Übertragungsweg einmal durchlaufen wird und somit die AGC-Verzerrungen nur einmalig auftreten, wird im Spiegelungsmodell dasselbe Signal zweimal übertragen. Dies führt zur Kombination der Signalverzerrungen von Fußgänger- und Fahrzeugeinheit und damit zu einer schlechteren Abstandsmessung.

4.2 Meßdynamik

Die analoge Hardware stellt die Schnittstelle zwischen der Datenübertragung in der Luft und der digitalen Signalverarbeitung dar. Da die Übertragung abhängig von Abstand, Antennendirektivität und Fading-Einflüssen starken Schwankungen unterliegt, ist eine Aufgabe

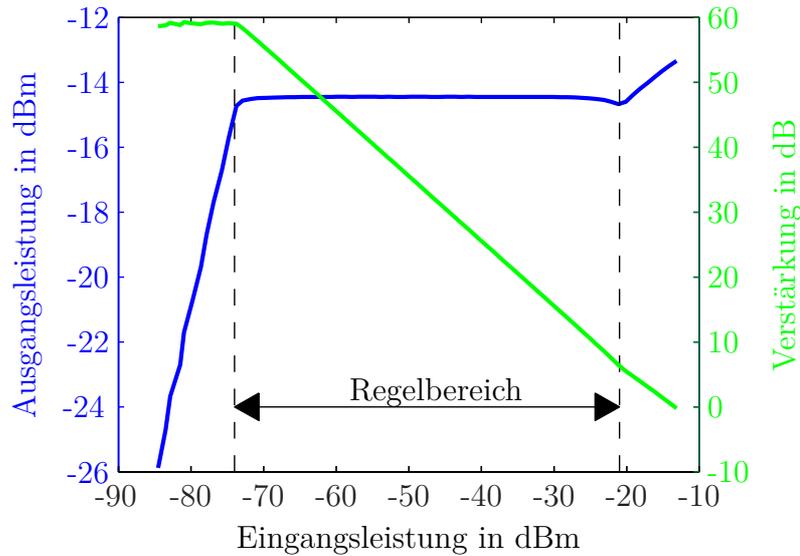


Abb. 4.13: Dynamik des Empfängers am AGC-Ausgang

der analogen Verarbeitung, diese Dynamikschwankungen auszugleichen. Im Abschnitt 3.3.5 wurden hierzu bereits die entsprechend benötigten Leistungsbereiche abgeschätzt. Innerhalb dieses Dynamikbereichs muß die analoge Hardware den Leistungspegel auf ein bestimmtes Maß anpassen. Für die Überprüfung dieser Funktionalität wurde der Ausgangspegel der AGC über einen ansteigenden Eingangspegel des Empfängers beobachtet (vgl. Abbildung 4.13). Dabei zeigt sich eine adaptive Verstärkung von 59 dB bis 0 dB über einer Eingangsleistung von -85 dBm bis -13 dBm. Die Grenzen der aktiven Pegelregelung liegen dabei bei -74 dBm bzw. bei -21 dBm. Zusammen mit der gemessenen Sendeleistung von 16 dBm ergibt sich damit eine maximale Pegelregelung von 37 dB bis 90 dB. Dies entspricht einer Maximalreichweite von über 200 m. Der Unterschied gegenüber dem theoretisch angenommenen Bereich erklärt sich durch eine niedrigere Ausgangsleistung der Senderseite und zusätzlichen Verlusten von etwa 3 dB bzw. Sättigungseffekte der Empfängerseite.

4.2.1 Signalkompression

Übersteigt der Eingangspegel ein bestimmtes Level führt dies in realen Bauteilen insbesondere in Verstärkern zu nichtlinearen Verzerrungen. Dies ist besonders im Falle einer analogen Amplitudenmodulation wichtig, da hier die Information in der Signalform gespeichert ist. Um Verzerrungen dieser Information durch Sättigungseffekte zu vermeiden, wurden deshalb ausschließlich Klasse-A-Verstärker verwendet, welche bei geringer Effizienz einen maximalen Linearitätsbereich besitzen [MG92]. Dieser Bereich wird bei niedrigen Eingangspegeln durch das Rauschlevel bzw. bei großen Eingangsamplituden durch Sättigungseffekte begrenzt. Als Abschätzung hierzu dient der 1 dB Kompressionspunkt, bei dem die reale Verstärkerkennlinie gegenüber der idealen Verstärkerkennlinie aufgrund dieser Effekte um 1 dB abweicht [Poz05]:

$$10 \log \left(\frac{P_{\text{real}}(P_{1\text{dB}})}{P_{\text{ideal}}(P_{1\text{dB}})} \right) = -1 \quad (4.5)$$

In Grafik 4.14 und 4.15 sind die Verstärkerkennlinien der Endstufe und der Eingangsstufe dargestellt. Der 1 dB Kompressionspunkt der Ausgangsstufe liegt hier bei etwa 3,5 dBm, wo-

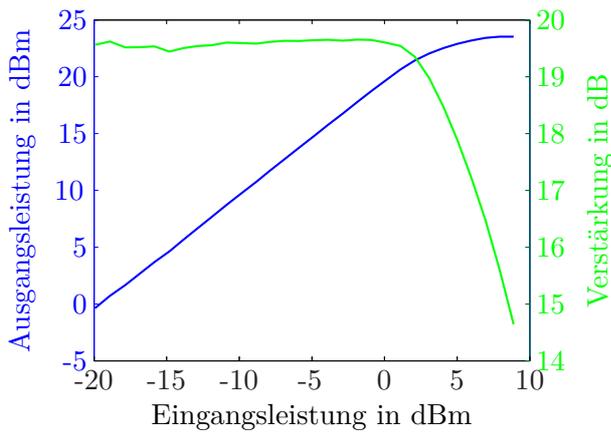


Abb. 4.14: Verstärkung Endstufe

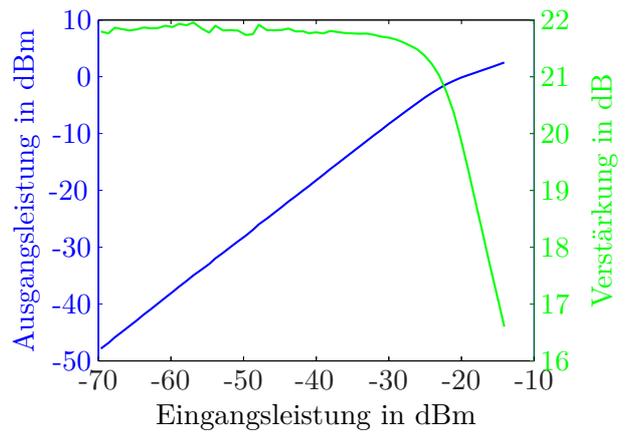


Abb. 4.15: Verstärkung Eingangsstufe

bei der Bereich maximaler Linearität bis -1 dBm reicht. Bei der Eingangsstufe liegt der 1 dB Kompressionspunkt bei -22 dBm, wobei maximale Linearität bis -31 dBm zu erwarten ist. Der Knick in der Verstärkungskennlinie der Eingangsstufe erklärt sich dabei durch die Verwendung zweier LNAs mit unterschiedlicher Eingangskompression. Dabei wird eine bewußte Signalsättigung in Kauf genommen, welche als Schutz für die nachfolgende Mischerstufe fungiert.

4.3 Einfluß des Uhrenfehlers

Die Eigenschaften der Referenzuhr sind ein wichtiger Faktor für die Qualität einer kooperativen Abstandsmessung. Dies trifft in besonderem Maße auf das vorliegende System zu, da hier zusätzlich zur Laufzeit noch eine definierte Wartezeit addiert wird. Des weiteren tragen bei der kooperativen Messung sowohl die Referenzuhr am Fahrzeug- als auch am Fußgängersystem gleichermaßen zum Meßfehler bei.

In diesem Zusammenhang wurde bereits in Abschnitt 3.5.4 festgestellt, daß für die Meßgenauigkeit sowohl deterministische als auch stochastische Uhrenfehler berücksichtigt werden müssen. Erstere entstehen aufgrund einer festen Frequenzablage zwischen den Systemuhren, während letztere durch zeitliche Schwankungen der Oszillatorphase entstehen. Für diese Effekte gibt es vielerlei Ursachen z. B. Temperaturschwankungen, Störungen der Versorgungsspannung, Überlagerung von Digitalsignalen, Herstellungsprozess und Alterung der Quarzresonatoren usw.. Entsprechend ihrer Ursache führen diese Störungen zu vergleichsweise schnellen oder langsamen Frequenz- und Phasenänderungen. Man unterscheidet dabei zwischen dem schnellen *Clockjitter* ($> 10\text{ Hz}$), einem langsamen *Frequenz-Wander* (z. B. temperaturbedingt) und einer sogenannten *Langzeitdrift* (Quarzalterung) [Fre78].

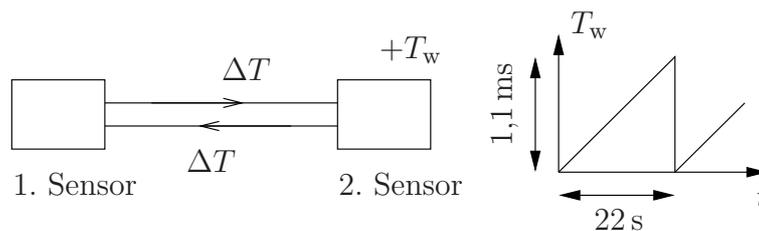


Abb. 4.16: Meßaufbau zur Bestimmung des Uhrenfehlers

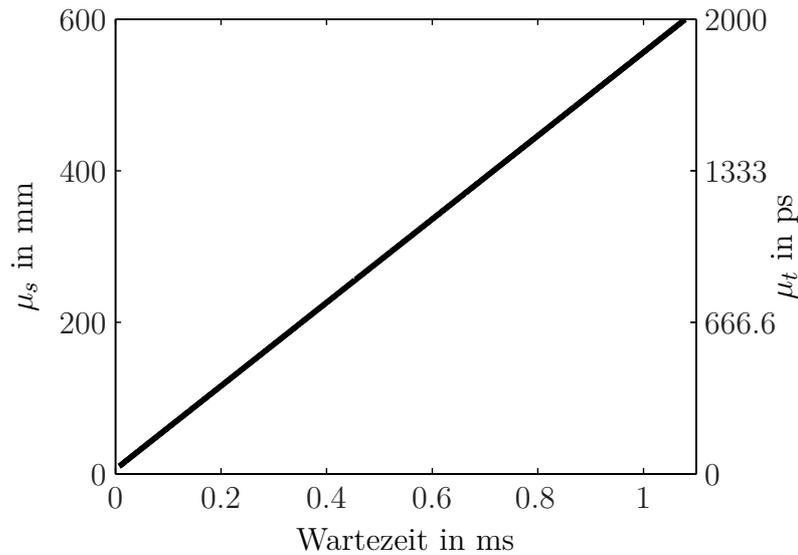


Abb. 4.17: Mittelwert des Uhrenfehlers über der Wartezeit T_w

Im folgenden soll der Einfluß dieser Effekte auf die Abstandsbestimmung anhand von Testmessungen gezeigt werden. Zu diesem Zweck werden an beiden Systemen baugleiche, nicht-synchronisierte Systemuhren verwendet. Weiterhin wird direkt über Koaxialkabel bei definierter Kanaldämpfung (55 dB) übertragen, um Kanalverzerrungen auszuschließen. Die Wartezeit am Transponder wird dabei linear von 7 μs auf 1,1 ms in 1 μs Schritten angehoben. Dies entspricht einem dreieckförmigen Variationsmuster mit 22 s Anstiegszeit (vgl. Abbildung 4.16). Um dabei eine ausreichend große Datenbasis zu besitzen wurde diese Rampe 10000 mal durchlaufen, wobei am Ende die Meßwerte jeder Rampe mit der wirklichen Verzögerung verglichen wurden.

4.3.1 Frequenzablage

In Abbildung 4.17 ist der mittlere Orts- und Zeitfehler der Messungen über der Wartezeit dargestellt. Es zeigt sich ein linearer Zusammenhang zwischen dem Ortsfehler und der Wartezeit mit einem maximalen Fehler von $\mu_s \approx 600 \text{ mm}$ nach einer Zeit $T_w = 1,1 \text{ ms}$. Dies stimmt mit den theoretischen Überlegungen aus Abschnitt 3.5.4 überein. Gemäß Gleichung 3.43 ergibt sich eine direkte Proportionalität zwischen dem Mittelwert des Ortsfehlers auf der einen Seite und der Wartezeit bzw. der Frequenzablage auf der anderen Seite. Die Frequenzablage der Referenzuhren Δf kann somit aus der Steigung des Mittelwertes über der Wartezeit bestimmt werden:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\mu_t(T_v)}{T_v} \quad (4.6)$$

f_0 ist die Referenzfrequenz. Für das vorliegende Beispiel ergibt sich damit ein kombinierter Frequenzversatz von $\Delta f = 46 \text{ Hz}$ der beiden 25 MHz Quarzreferenzen gegenüber einem Frequenznormal. Da es sich hierbei um einen deterministischen Fehler handelt, ist es möglich, ihn durch eine Modifikation des Meßsystems zu vermeiden. Eine Variante hierzu ist die Minimierung des Frequenzversatzes. Dies kann über einen Frequenzabgleich mit einem Frequenznormal z. B. einem GPS Signal erfolgen. Eine Alternative besteht in der rechnerischen Elimination dieses Fehlers durch die Bestimmung des Frequenzversatzes zwischen

Fußgänger- und Fahrzeugeinheit. Dies ist z. B. durch eine Offsetbestimmung der Trägerfrequenzen möglich. Im Prototyp angewandt wurde dazu ein Kalibrierverfahren, welches von jedem Meßwert den Kalibrierwert subtrahiert und damit den Offsetfehler zum Zeitpunkt der Kalibrierung T_K auf null setzt.

$$\mu_t(t) = \frac{\Delta f}{f_0}t - \mu_t(T_K) \quad \text{für} \quad t = T_K + 2\Delta T \quad (4.7)$$

4.3.2 Phasenrauschen

Der Einfluß des Phasenrauschens zeigt sich in der Betrachtung der Standardabweichung des Meßfehlers. Abbildung 4.18 zeigt die Orts- und Zeitabweichung über der Wartezeit für die durchgeführten Testmessungen. Äquivalent zur Frequenzablage ist ein deutlicher Anstieg des Fehlers mit der Wartezeit erkennbar. Im Vergleich zu Abbildung 4.17 fällt er aber bei weitem kleiner aus als der Offsetfehler. Im vorliegenden Beispiel erhält man nach einer Wartezeit von 1,1 ms eine maximale Ortsabweichung von $\sigma_s \approx 30$ mm.

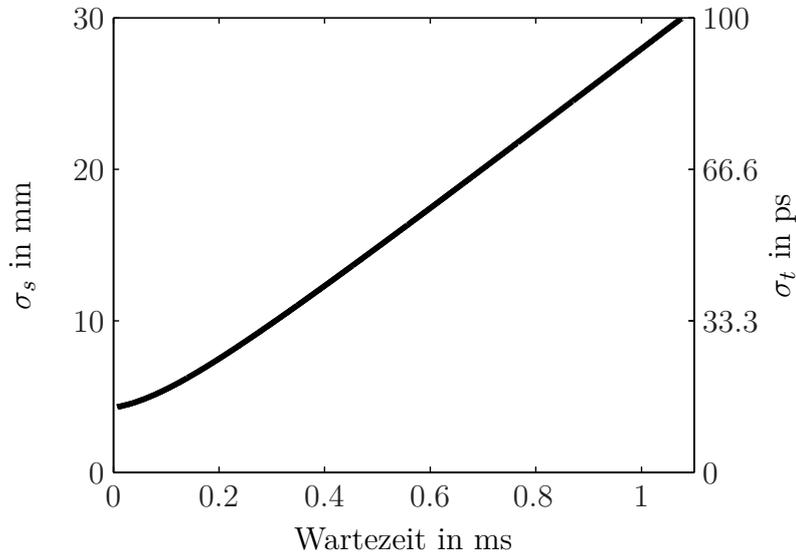


Abb. 4.18: Standardabweichung des Uhrenfehlers über der Wartezeit T_w

Eine andere Möglichkeit für die Abschätzung des Phasenfehlers wurde in Gleichung 3.44 eingeführt. Die Zeitabweichung ergibt sich hier aus dem Integral über der spektralen Phasenrauschleistungsdichte. Diese kann meßtechnisch z. B. über einen Spektrumanalysator erfaßt werden. Abbildung 4.19 zeigt dabei den Ausschnitt der spektralen Rauschleistungsdichte im Bereich von 5 Hz bis 25 MHz Ablage vom Träger. Frequenzen außerhalb dieses Bereichs können dabei vom Analysator nicht mehr dargestellt werden. Dies betrifft besonders den Bereich $f < 5$ Hz, in dem z. B. der Frequenz-Wanderer enthalten ist. Mit einer numerischen Integration kann daraufhin der Phasenfehler abgeschätzt werden. Dabei zeigt sich, daß σ_s über der Wartezeit zunächst ansteigt und nach etwa 400 ns ein näherungsweise konstantes Level erreicht. Die Ursache des linearen Fehleranstiegs mit der Wartezeit ist dementsprechend in der Frequenzwanderung des Oszillators zu suchen. Damit läßt sich die zeitliche Standardabweichung als Summe eines konstanten Phasenrauschens und einer wartezeitabhängigen Frequenzvariation darstellen.

$$\sigma_t(T_v) = \frac{\sigma_f}{f_0}T_v + \sigma_{\text{pht}} \quad (4.8)$$

Mit diesem Modell kann der kombinierte Frequenz-Wander beider 25 MHz Quarze auf $\sigma_f \approx 2,1$ Hz bei einem Gesamtphasenrauschen von $\sigma_{\text{pht}} \approx 14,4$ ps abgeschätzt werden. Dabei zeigt die Darstellung des über der Wartezeit gemessenen Phasenfehlers (Abbildung 4.20), daß dieser nicht vollkommen konstant, aber auf einen Bereich von $\pm 0,5$ mm bzw. $\pm 1,5$ ps genau bestimmt werden konnte.

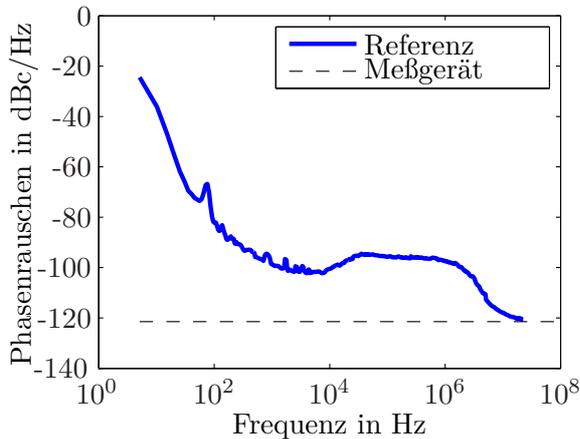


Abb. 4.19: Gemessene Phasenrauschleistungsdichte des Referenz-Oszillators

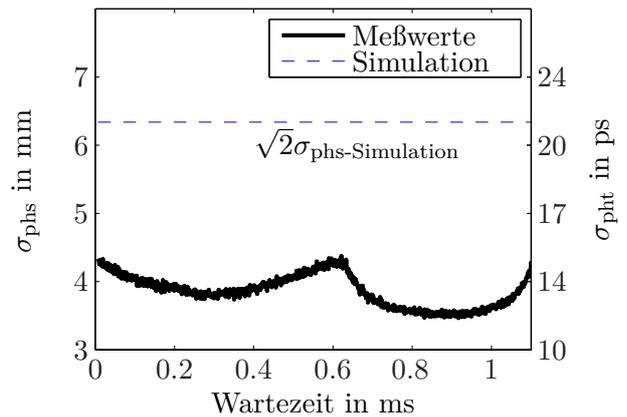


Abb. 4.20: Phasenfehler über der Wartezeit T_w

Da die Geschwindigkeit des Frequenz-Wanders $\sigma_f \approx 2,1$ Hz bedeutend kleiner als die Meßgeschwindigkeit ist, kann er für die Dauer einer Messung als näherungsweise konstant angenommen werden. Dementsprechend ist es möglich ihn ähnlich wie einen deterministischen Fehler durch eine rechnerische Maßnahme zu kompensieren. Hingegen ist der Einfluß des Phasenjitters in jeder Messung zu berücksichtigen. Er kann damit nur über eine Referenz mit entsprechend niedrigerem Phasenrauschen minimiert werden. Der Einfluß auf die Meßgenauigkeit ist allerdings mit $\sigma_{\text{pht}} \approx 4$ mm äußerst gering.

4.4 Freiraummessungen

Für die Evaluierung des Gesamtsystems wurde eine Messung im Freifeld mit einem Fahrzeug und einer Fußgängereinheit durchgeführt. Das Fahrzeug bewegte sich hierfür mit näherungsweise $2,5$ m/s auf die feste Position der Fußgängereinheit zu. Der Meßbereich erstreckte sich über eine Distanz von 190 m bis zu 2 m Abstand (vgl. Abbildung 4.21). Um Uhrenfehler ausschließen zu können, wurde zusätzlich zu Beginn der Messung auf einen festen Bezugspunkt, nämlich das Fahrzeugemblem, nach der Methode aus Gleichung 4.7 kalibriert. Die Meßergebnisse des Prototyp-Systems wurden dabei mit der Inertial-Sensorik des Fahrzeugs und einer differential GPS Referenz verglichen [Vog07]. Dieses Szenario entspricht genau den theoretischen Voraussetzungen des Zweistrahlmmodells aus Abschnitt 3.1.2, womit auch die

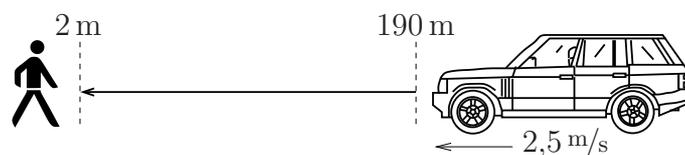


Abb. 4.21: Meßaufbau der Freifeldmessung

Höhe von Sender- und Empfängerantenne berücksichtigt werden muß. Aus diesem Grund wurde zunächst der Einfluß der Antennen auf die Messung untersucht.

4.4.1 Einfluß der Fahrzeugantenne

Als Einbauposition der Fahrzeugantenne wurde vor allem der Bereich hinter der Windschutzscheibe diskutiert. In diesem Zusammenhang wurde zunächst eine zentrale Einbauposition am oberen Rand der Scheibe auf einer Höhe von 1,66 m getestet. Abbildung 4.22 zeigt diese Meßergebnisse für eine Fußgänger-Transponderhöhe von 1 m im Vergleich zur Simulation des Zweistrahlmodells. Beide Ergebnisse zeigen ein ähnliches Interferenzmuster, allerdings sind die gemessenen Interferenzminima in der Entfernung verschoben und stärker ausgeprägt. So wird im Bereich von 23 m eine Spitzendämpfung von 105 dB erreicht. Dieser Wert ist nicht akzeptabel, da er die reale Empfängerdynamik von 90 dB (vgl. Abschnitt 4.2) weit unterschreitet. Als Alternative wurde die Position am unteren Rand der Scheibe auf einer Höhe

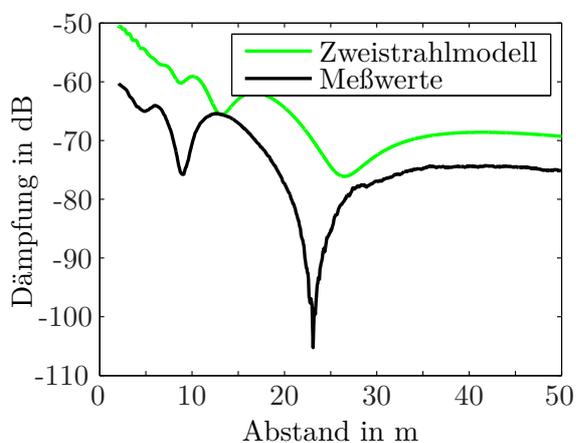


Abb. 4.22: Vergleich von Messung und Simulation der Freiraumdämpfung für die Position oben-Mitte

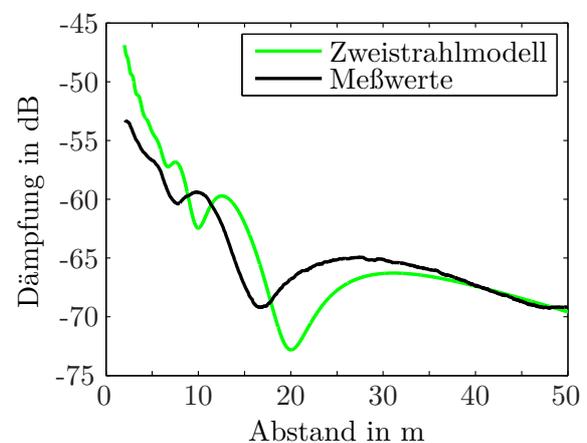


Abb. 4.23: Vergleich von Messung und Simulation der Freiraumdämpfung für die Position unten-Mitte

von 1,25 m betrachtet (Abbildung 4.23). Auch hier entsteht Interferenz aufgrund von Mehrpfadausbreitung. Jedoch ist die Spitzendämpfung von -69 dB um 36 dB kleiner als im ersten Fall. Damit wird mit der Meßdynamik von 90 dB eine Verdeckungsreserve von 21 dB erreicht.

Die Unterschiede der Meßergebnisse gegenüber dem theoretischen Zweistrahlmmodell erklären sich dabei durch die fehlende Berücksichtigung der Fahrzeugkarosserie. So müssen vor allem in der ersten Situation Reflexionen an der Motorhaube mitberücksichtigt werden. Dies ist aber aufgrund der komplexen Struktur der Fahrzeugoberfläche äußerst schwierig zu simulieren.

4.4.2 Geschwindigkeitsreferenz

Für die Bewertung der Meßergebnisse stehen die Geschwindigkeitsdaten des Fahrzeugs über die Drehzahl der Räder bzw. eine alternative Ortsreferenz in Form von differentiellen GPS Daten zur Verfügung. Dabei sind die Geschwindigkeitsdaten für einen Vergleich mit den Ortswerten nur bedingt geeignet. So führt die Umwandlung einer Geschwindigkeit in einen Ortswert mittels einer Integration über der Zeit zu einem linearen Anstieg der Ortsvarianz

(Anhang A5). Eine bessere Alternative ist die Transformation der gemessenen Abstandswerte in Geschwindigkeiten. Auf diese Weise ist ein direkter Vergleich mit dem Referenzsystem bei gleichbleibender Genauigkeit möglich. In Abbildung 4.24 sind die transformierten Geschwindigkeiten des Abstandsmeßsystems, des differentiellen GPS und der Fahrzeuggeschwindigkeit dargestellt. Die Fahrzeugsensorik erlaubt eine äußerst präzise Geschwindigkeitsbestimmung

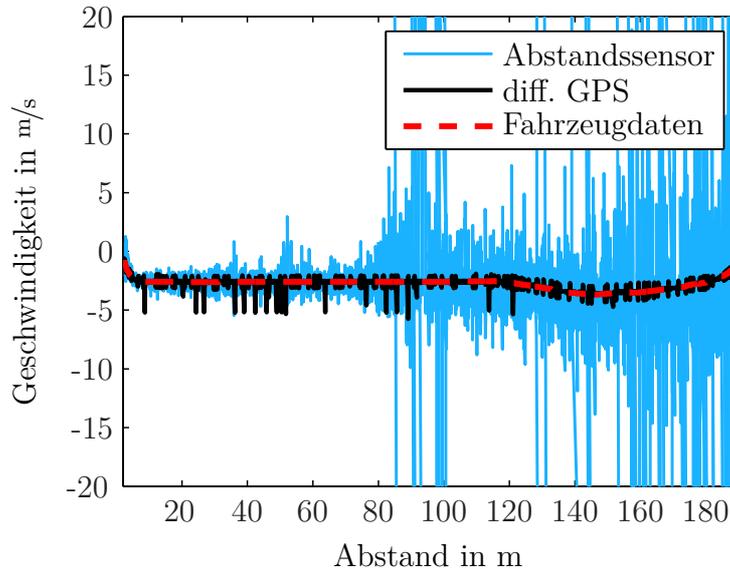


Abb. 4.24: Vergleich der Geschwindigkeiten aus den Positionsdaten des Abstandsmeßsystems, diff. GPS bzw. der Fahrzeuggeschwindigkeit

bei minimaler Standardabweichung. Demgegenüber besitzen die aus den Positionsdaten gewonnenen Werte eine höhere Updaterate (20 ms/50 ms), aber auch einen höheren Fehler. Der Zusammenhang zwischen der Varianz der Geschwindigkeit σ_v^2 und der Varianz der Abstandswerte σ_{sG}^2 kann mittels Gleichung A25 abgeschätzt werden:

$$\sigma_v^2 \leq \frac{2}{(\Delta t)^2} \sigma_{sG}^2 \quad (4.9)$$

Bei gleicher Varianz der Ortswerte entsteht so bei höherer Updaterate eine größere Varianz der Geschwindigkeitswerte. Im Vergleich der Geschwindigkeiten zeigt sich hier eine eindeutige Abhängigkeit vom Objektabstand beim Abstandsmeßsystem. Während die Standardabweichung bei GPS relativ konstant bei 0,4 m/s liegt, steigt sie beim Meßsystem zu höheren Abständen stark an (vgl. Abbildung 4.25). Dieser Zusammenhang kann mittels des SNRs erklärt werden. Die Standardabweichung der Abstandsmessung ist gemäß Gleichung 2.3 proportional zu der Wurzel des SNR.

Damit ergibt sich ein äquivalenter Ausdruck für die Geschwindigkeitsabweichung:

$$\sigma_v \propto \frac{1}{\sqrt{S/N}} \quad (4.10)$$

Mit größerem Abstand erhält man ein niedrigeres SNR, was zu größeren Meßabweichungen führt. Im Umkehrschluß kann aber auch die Geschwindigkeitsvarianz verwendet werden, um die Ortsvarianz abzuschätzen. Die Qualität dieser Abschätzung ist abhängig von der

Kovarianz der beiden Meßsysteme, wobei im Fall statistischer Unabhängigkeit das Gleichheitszeichen gilt.

$$\sigma_{sG} \geq \frac{\Delta t}{\sqrt{2}} \sigma_v \quad (4.11)$$

Als Ergebnis dieser Abschätzung erhält man Abbildung 4.26. Die Standardabweichung des differentiellen GPS Systems ist unabhängig vom Abstand und liegt zwischen 1 cm bis 3 cm. Demgegenüber erhalten wir für das Abstandsmesssystem eine sehr hohe Genauigkeit von ca. 1 cm im Nahbereich von 0 bis 50 m. Für große Abstände erhöht sich die Standardabweichung auf Werte größer 6 cm. Zusätzlich existieren Bereiche, in denen die Genauigkeit partiell stark abfällt (z. B. 91 m bis 94 m). Dies ist auf lokale SNR Schwankungen durch Fading und Mehrfadeinflüsse zurückzuführen.

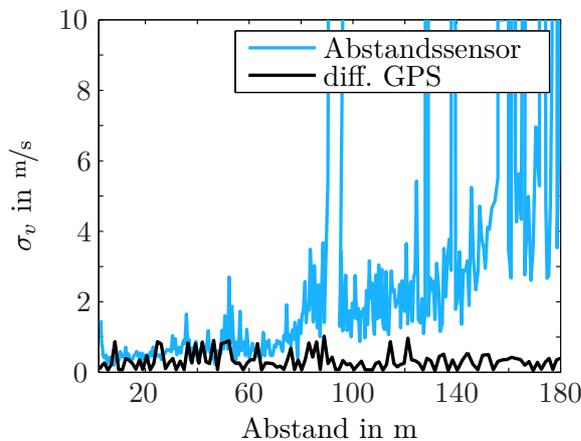


Abb. 4.25: Standardabweichung der Geschwindigkeiten σ_v im Vergleich mit der Fahrzeuggeschwindigkeit

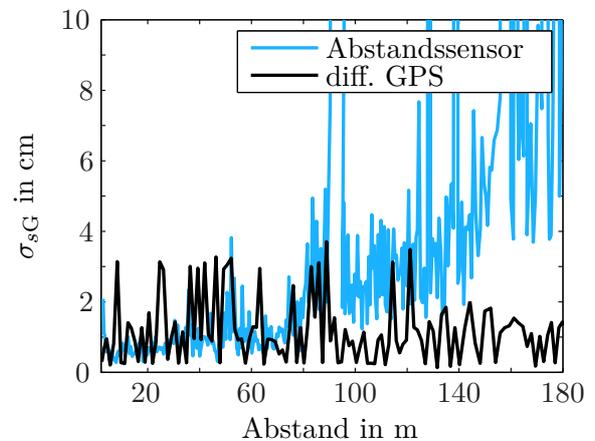


Abb. 4.26: Abschätzung der Standardabweichung des Abstandes aus der Standardabweichung der Geschwindigkeit

4.4.3 Ortsreferenz

Aus der Geschwindigkeitsanalyse ergeben sich mehrere Schlußfolgerungen: Einerseits ist die Genauigkeit des Abstandsmesssystems abstandsabhängig mit niedrigerer Genauigkeit für größere Abstände. Dies stellt kein Problem dar, da nur im Nahbereich die höchste Genauigkeit benötigt wird. Andererseits besitzen GPS und Abstandsmesssystem eine vergleichbare Standardabweichung für Abstände kleiner 50 m. Somit ergibt sich bei einem Vergleich beider Systeme eine Summenvarianz σ_{sO}^2 gemäß:

$$\sigma_{sO}^2 = \sigma_{\text{GPS}}^2 + \sigma_{\text{Abstandsmesssystem}}^2 \quad (4.12)$$

Da es sich hierbei um einen direkten Vergleich im Ortsbereich handelt, ist eine Abschätzung für die obere Grenze der Genauigkeit möglich.

$$\sigma_{\text{Abstandsmesssystem}}^2 \leq \sigma_{sO}^2 \quad (4.13)$$

Damit kann die Genauigkeit des Abstandsmesssystems durch die Kombination aus Geschwindigkeit- und Ortsreferenz auf einen Bereich von

$$\sigma_{sG}^2 \leq \sigma_{\text{Abstandsmesssystem}}^2 \leq \sigma_{sO}^2 \quad (4.14)$$

eingengt werden.

In den Grafiken 4.27, 4.28 und 4.29 sind die Unterschiede zwischen GPS und Abstandsmesssystem in Histogrammform dargestellt. Für die Standardabweichung bei niedrigen Abständen erhält man $\sigma_{sO} = 4,1\text{ cm}$, für mittlere $\sigma_{sO} = 6,6\text{ cm}$ und für große Abstände $\sigma_{sO} = 8,7\text{ cm}$. Die maximale Genauigkeit des Abstandsmesssystems läßt sich damit für den Nahbereich von 0 bis 40 m mit

$$1\text{ cm} \leq \sigma_{\text{Abstandsmesssystem}} \leq 4,1\text{ cm} \quad (4.15)$$

abschätzen.

4.5 Mehrpfadauflösung

Ein weiteres wichtiges Kriterium kooperativer Abstandsmessung ist die Systemauflösung. So kann zwar für das vorliegende System eine Zielinterferenz verschiedener Sensoren durch den Einsatz eines Zeit-Multiplex vermieden werden, auf den Einfluß von Mehrpfadinterferenzen hat diese Technik jedoch keinen Einfluß. Für eine Sicherheitsanwendung sind Mehrpfadinterferenzen vor allem dann kritisch, wenn sie ähnliche Winkel und Laufzeiten besitzen. In

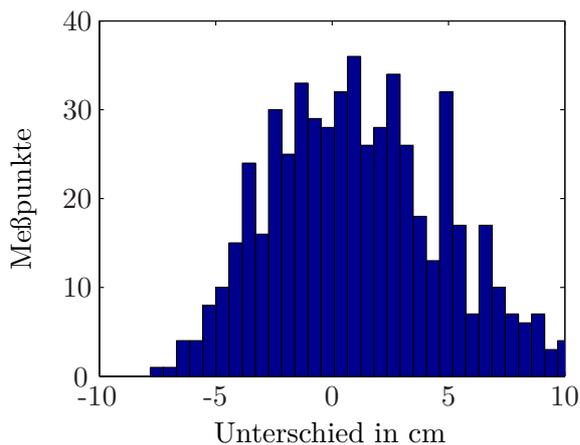


Abb. 4.27: Unterschied Abstandsmesssystem - diff. GPS von 10 m bis 40 m

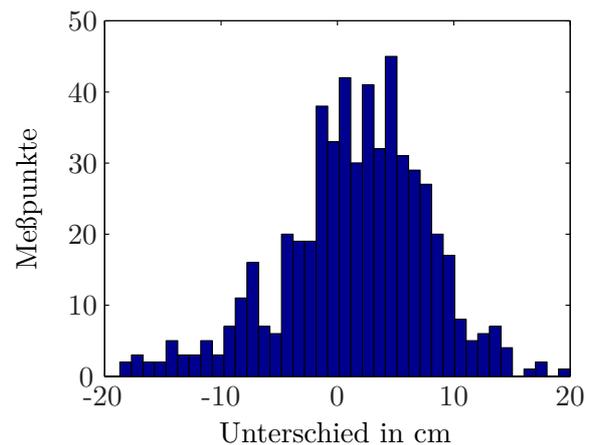


Abb. 4.28: Unterschied Abstandsmesssystem - diff. GPS von 60 m bis 90 m

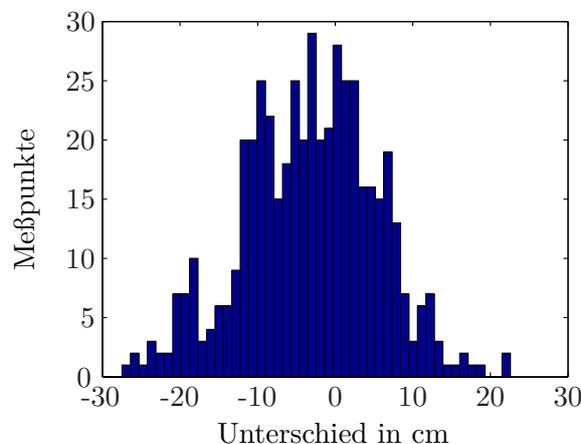


Abb. 4.29: Unterschied Abstandsmesssystem - diff. GPS von 110 m bis 140 m

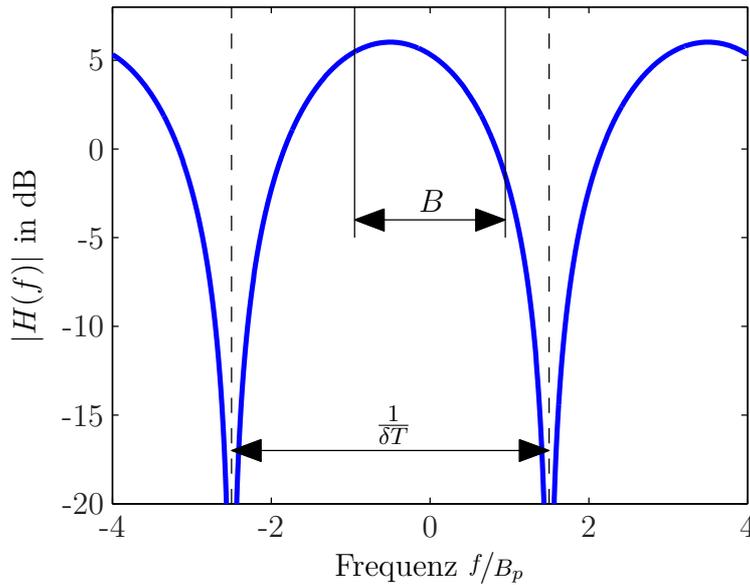


Abb. 4.30: Betragsspektrum $|H(f)|$ für $\delta T = \frac{1}{4}T_p$ und $\delta\varphi = -\frac{\pi}{4}$

derartigen Situationen ist es wichtig, verschiedene Signalpfade räumlich trennen zu können. Für die Abstandsmessung ist dabei die Übertragungsbandbreite der entscheidende Parameter. Mit den klassischen Verfahren, zu denen auch die interpolierte Pulskompression zählt, ist hier eine Zieltrennung in Abhängigkeit der Pulsbreite möglich ($T_p = 1/B_p$). Superresolution-Verfahren ermöglichen eine entsprechend höhere Auflösung. Dies soll im folgenden anhand einer Zweipfadübertragung untersucht werden. Ausgangspunkt für die folgenden Überlegungen ist ein lineares, zeitinvariantes Kanalmodell mit zwei verschiedenen Übertragungspfaden der gleichen Amplitude $|h_{1,2}| = 1$ (vgl. Gleichung 2.24). Im Frequenzbereich kann dieser Kanal folgendermaßen dargestellt werden:

$$H(f) = e^{-j(2\pi f T_1 + \varphi_1)} + e^{-j(2\pi f (T_1 + \delta T) + \varphi_1 + \delta\varphi)} \quad (4.16)$$

δT und $\delta\varphi$ sind der Zeit- und Phasenversatz zwischen den beiden Pfaden, wobei der erste Pfad eine Zeitverzögerung T_1 und eine Phasenverschiebung φ_1 besitzt. Das Betragsspektrum ergibt sich damit zu

$$|H(f)| = |1 + e^{-j(2\pi f \delta T + \delta\varphi)}| = \sqrt{2 + 2 \cos(2\pi f \delta T + \delta\varphi)}. \quad (4.17)$$

Abbildung 4.30 zeigt dieses Spektrum für den Fall $\delta T = \frac{1}{4}T_p$ und $\delta\varphi = -\frac{\pi}{4}$. Mit Hilfe dieses Spektrums können einige Zusammenhänge anschaulich erklärt werden. Klassische Verfahren sind immer dann in der Lage, beide Mehrpfade getrennt zu detektieren, wenn die komplette Kanalinformation von $H(f)$, d. h. mindestens eine Periode von $\cos(2\pi f \delta T)$, im beobachteten Kanalausschnitt B enthalten ist.

$$B \geq \frac{1}{\delta T} \quad (4.18)$$

Dieser Ausdruck ist äquivalent zum Auflösungsverhältnis von Woodward [Woo53] oder Rayleigh [Hec01]. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, wie z. B. in Grafik 4.30, dann reicht die Kanalinformation nicht aus für eine Trennung der Signale und beide Pfade erscheinen als ein gemeinsames Signal.

Bei einem Superresolution-Algorithmus wird diese fehlende Information durch die Verwendung einer Signalmodellierung ausgeglichen. So ist es selbst mit einem begrenzten Kanalausschnitt $B = B_{\text{Music}} < 1/\delta T$ möglich, die Kanalimpulsantwort zu rekonstruieren unter der Bedingung, daß das zugrunde liegende Modell bekannt ist und die Anzahl der Signalkomponenten abgeschätzt werden kann. Das Ergebnis ist dabei in der Realität abhängig vom Bereich des sichtbaren Kanalausschnitts, welcher durch die Phasendifferenz $\delta\varphi$ bestimmt wird. Konzentriert er sich um eine Betragsnullstelle, kann abhängig vom SNR keine Detektion auftreten. Ein weiteres Problem tritt im Bereich der Betragsmaxima auf. Hier wird bei kleinen Ausschnitten und niedriger Steigung oftmals nur ein Pfad detektiert.

Um den Einfluß dieser Größen SNR, δT und $\delta\varphi$ auf die Auflösung zu untersuchen, werden im folgenden Simulationen zu diesem Thema durchgeführt.

4.5.1 Simulation der Mehrpfadauflösung

Mit einer Simulation sollen die Auflösung der AR Parameterschätzung, des Music Algorithmus und der interpolierten Pulskompression miteinander verglichen werden. Das Übertragungsszenario besteht äquivalent zu Gleichung 4.17 aus einem Zweipfadkanal mit gleicher Kanaldämpfung. Als Sendesignal wurde, wie im Prototyp-System, eine 256 Bit lange, zweifach überabgetastete Codesequenz verwendet. Damit erhält man im Zeitbereich einen Datenvektor mit 512 Werten. Als beobachtete Kanalbandbreite wurde für die Korrelation in Abstimmung mit der Modulationsbandbreite $B = B_{\text{Korrelation}} = 2B_p$ gewählt. Demgegenüber wurde die Bandbreite für die hochauflösende Ankunftszeitbestimmung auf die Hälfte $B = B_{\text{Music}} = B_p$ beschränkt. Dies hat den Hintergrund, daß in der aktuellen Hardwareimplementierung aufgrund der AGC Einheit Signalverzerrungen oberhalb von $B_p/2$ auftreten. Für den Ausschluß von Modellierungsfehlern müßte eine Messung folglich auf $\pm B_p/2$ beschränkt werden. Dies sollte in der Simulation ebenfalls berücksichtigt werden.

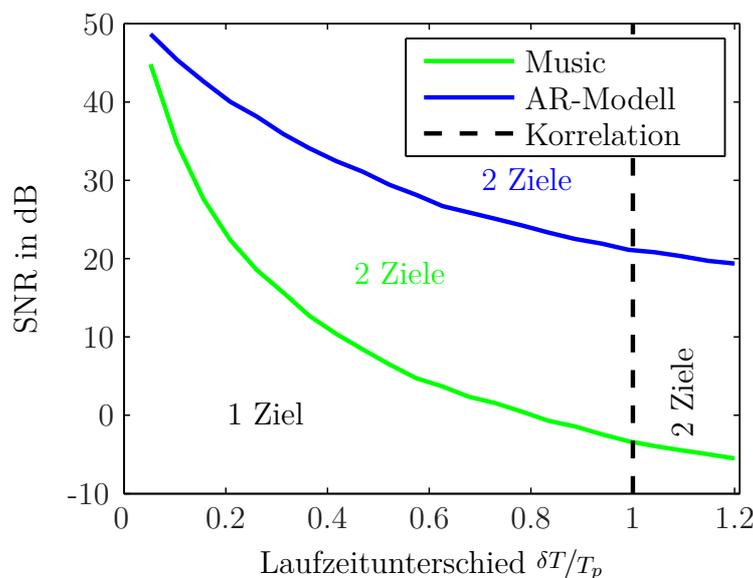


Abb. 4.31: Simulation der Auflösungsgrenze bei zwei Mehrpfaden für AR Parameterschätzung, Music und Pulskompression

Als Simulationsparameter für den Music Algorithmus wurden $K = 2$ Pfade bei einer Datenlänge der Korrelationsmatrix von $P = 60$ festgelegt, während der AR-Algorithmus mit $P = 8$ Polstellen simuliert wurde. Abbildung 4.31 zeigt für diese Simulation die mittlere Auflösungsgrenze von jeweils 1000 verschiedenen Kanalimplementierungen von $\delta\varphi$ pro Laufzeitdifferenz δT . Dabei wurde $\delta\varphi \in [0, 2\pi]$ als gleichverteilte Zufallsgröße angenommen. Die Auflösungsgrenze für das Korrelationsverfahren kann dabei sofort angegeben werden, da sie unabhängig von SNR und Kanalimplementierung konstant bei $\delta T = 1/B_p$ liegt. Die hochauflösenden Algorithmen zeigen hingegen ein differenzierteres Verhalten. Diese können selbst unterhalb dieser Auflösungsgrenze noch zwei getrennte Ziele erkennen, falls das Eingangssignal über ein bestimmtes SNR verfügt. Im vorliegenden Fall besitzt hierbei der Music Algorithmus die niedrigeren Rauschanforderungen, benötigt aber auch eine entsprechend höhere Rechenkapazität. Während für das Music Verfahren eine Eigenwertzerlegung einer 60×60 Matrix durchgeführt wird, muß für das AR-Modell ein lineares Gleichungssystem der Ordnung $P = 8$ gelöst werden. In Bezug auf eine optimale Performance der Methoden ist in diesem Szenario sicherlich noch eine Optimierung der Systemparameter möglich. Es läßt sich aber bereits anhand dieser Ergebnisse das Potential für eine kooperative Ankunftszeitbestimmung abschätzen. So kann der Lokalisierungsfehler durch mangelnde Zielauflösung minimiert werden, indem ein hochauflösender Algorithmus mit selektivem SNR verwendet wird. Dies ist im vorliegenden System problemlos über eine Anpassung der Codelänge möglich. In einer späteren Realisierung wäre es somit denkbar, Zielen je nach Priorität und Gefährdung unterschiedliche Auflösungen und Codelängen zuzuweisen.

4.5.2 Messung der Mehrpfadauflösung

Für eine Überprüfung dieser Simulationsergebnisse wurde eine definierte Meßumgebung geschaffen (Abbildung 4.32). Es wurden zwei Sensoren des kooperativen Abstandsmeißsystems

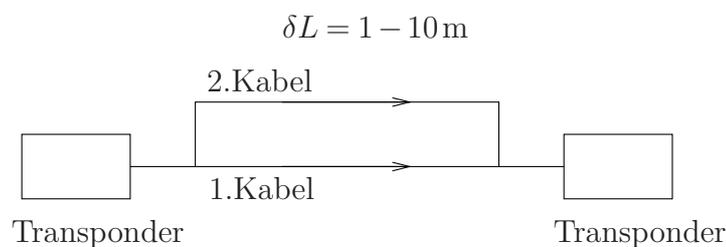


Abb. 4.32: Meßaufbau zum Test hochauflösender Ankunftszeitverfahren

direkt über Koaxialkabel verbunden (Einfügedämpfung 55 dB). Für die Erzeugung einer Zweipfadübertragung wurde das Signal über Leistungsteiler auf zwei Kabel aufgeteilt. Der Wegunterschied zwischen den Kabeln wurde hierfür in 0,5 m Schritten von 1 m bis 10 m variiert. Die unterschiedliche Kabeldämpfung wurde mittels zusätzlicher Dämpfungsglieder ausgeglichen. Für eine ausreichend große Datenbasis wurden für jeden Wegunterschied 200 Signalvektoren aufgenommen, wobei jeder Vektor aus 512 Abtastwerten besteht. Als Systemparameter für die Ankunftszeitbestimmung wurde beim Music Algorithmus eine 60×60 Korrelationsmatrix bei $K = 8$ Zielelementen, beim AR-Modell $P = 80$ Pole gewählt. Die hohe Polanzahl des AR-Modells wurde aufgrund der Signalverzerrungen der Prototyp-Hardware benötigt.

Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Kabel vom Hersteller nur ungenau mit ca. $\approx 0,8c_0$ spezifiziert wurde, sollte in einem ersten Schritt die Auflösungsgrenze des Korrelationsverfahrens bestimmt werden. Dazu wurden die Korrelationsdaten der Meßwerte bezüglich einer Trennung der Maxima untersucht. Als Ergebnis ergab sich eine Zieltrennung, die zwischen 5 m und 5,5 m liegt. Dies erscheint zunächst ein Widerspruch zur theoretischen Auflösungsgrenze, die bei ≈ 4 m liegen sollte. Für die Messung muß jedoch ein Amplitudenunterschied von $\approx 1 - 2$ dB und eine Pulsverbreiterung aufgrund von Filterverzerrungen auf $T_p \approx 20$ ns berücksichtigt werden, weshalb diese Auflösung plausibel ist. Die übrigen Ankunftszeiten wurden mittels einer automatisch durchgeführten Extremwertbestimmung ausgewertet. Abbildung 4.33 zeigt das Auflösungsverhalten von Korrelation, AR-Modell und Music über der Kabellängendifferenz. Dabei zeigt sich, daß auch in der Messung die Auflösung der Pulskompression mittels AR-Modell und Music verbessert wurde. Ähnlich wie in der Simulation besitzt hierbei der Music-Algorithmus das beste Auflösungsverhalten beim gleichzeitig höchsten Rechenaufwand. Dieses Ergebnis konnte trotz der Fehlmodellierung der aktuellen

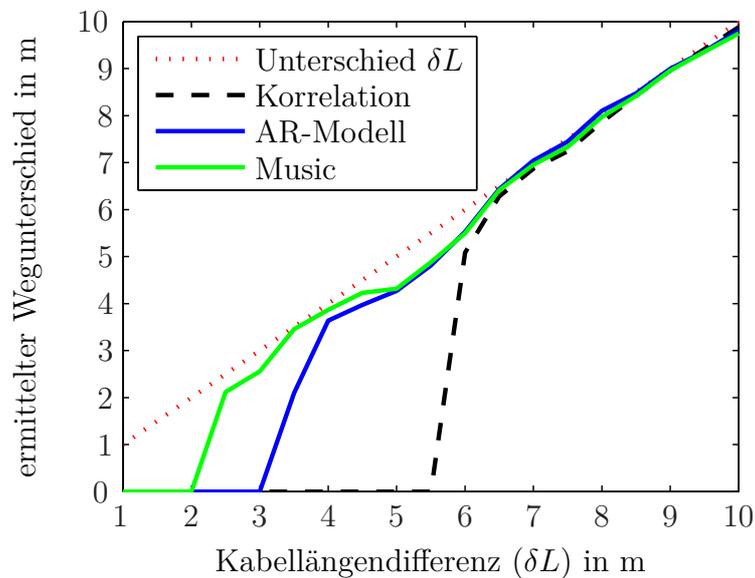


Abb. 4.33: Messung der Auflösung von Korrelation, AR Parameterschätzung und Music

Hardware und der Bandbreitenbeschränkung auf $B_{\text{Music}} = B_p = B_{\text{Korrelation}}/2$ erzielt werden. Damit kann das Potential aufgezeigt werden, das hochauflösende Ankunftszeitalgorithmien für eine kooperative Abstandsmessung besitzen.

5. Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein Konzept für kooperative Abstandsmessung zum Schutz verletzlicher Verkehrsteilnehmer entwickelt. Kooperative Sensorik kombiniert dabei die wichtigsten Anforderungen an ein Sicherheitssystem, nämlich eine eindeutige Identifikation mit einer möglichst genauen Lokalisierung. Vor allem der Punkt der Identifikation unterscheidet diese Methode von den klassischen Radar- oder Lidar-Konzepten. Das vorgestellte System ermöglicht dabei eine hochpräzise Abstandsbestimmung mit der RToF Methode. Hierfür werden äußerst kurze Signal- und Meßzeiten in einem pseudo-noise codierten, zeitschlitzgestützten Pulskompressionsverfahren verwendet. Dieses Systemkonzept erlaubt eine hohe Mehrnutzerefähigkeit bei gleichzeitig hochgenauer Abstandsmessung. Mit einer Pulskompression der Übertragungs_codes wird dabei eine variable SNR-Verbesserung in der Höhe des Kompressionsfaktors erreicht.

In Kapitel 2 wurden hierfür die theoretischen Grundlagen mit einer Beschreibung des Systemmodells ausgeführt. Dafür wurde zunächst ein Konzept für die Mehrnutzerverarbeitung entwickelt. Nachfolgend wurde ein Systemmodell der Signalübertragung und Ankunftszeitbestimmung aufgestellt. Dabei wurden verschiedene Algorithmen für eine sichere, präzise und hochauflösende Abstandsmessung untersucht. Abschließend wurde die Leistungsfähigkeit der Umlaufzeitmessung in Abhängigkeit des verwendeten Kommunikationsschemas behandelt.

Das Ziel dieser Arbeit war jedoch nicht nur die Entwicklung eines theoretischen Systemkonzeptes, sondern darüber hinaus auch dieses Konzept in einen funktionsfähigen Prototypen zu überführen. Hierfür mußten zunächst Untersuchungen zu den verfügbaren Frequenzbändern bezüglich ihrer Eignung für ein kooperatives Sicherheitssystem durchgeführt werden. Dabei zeigten sich vor allem für den Verdeckungsfall grundsätzliche Vorteile niedriger Frequenzen. Im nächsten Schritt wurden die analogen und digitalen Einzelkomponenten des Prototyp-Designs detailliert analysiert und beschrieben. Aufgrund der hohen Systemanforderungen an Reichweite, Linearität und Bandbreite konnten keine Standard Front-Ends verwendet werden. Aus diesem Grund wurde eine eigene Hardware entwickelt. Ein weiterer Schwerpunkt dieses Kapitels ist die Implementierung leistungsfähiger Signalverarbeitung. Diese sollte möglichst in Realzeit erfolgen, um eine maximale Mehrnutzerefähigkeit zu erhalten. Für eine interpolierte Pulskompression konnte dies in Verbindung mit einem parallel verarbeitenden FPGA erreicht werden.

Im letzten Kapitel wurde die Leistungsfähigkeit des Abstandsmeßsystems durch Messungen und Simulationen überprüft. Hierfür wurden auf der einen Seite die Eigenschaften der Einzelkomponenten des Systems untersucht. Auf der anderen Seite wurden Freiraummessungen des Gesamtsystems zur Bestimmung der Genauigkeit im Fahrzeug durchgeführt. Hier konnte für den Nahbereich bis 40 m eine Ortsabweichung kleiner als 4,1 cm im LOS Fall

nachgewiesen werden bei einer äußerst kurzen Meßzeit im Bereich von $10\ \mu\text{s}$. Diese Genauigkeit, verbunden mit der äußerst hohen Meßgeschwindigkeit, wird aktuell von keinem anderen vergleichbaren System erreicht. Abschließend wurden Systemverbesserungen für eine höhere Genauigkeit und Auflösung einer künftigen Hardwareversion anhand von Simulationen und Messungen analysiert. Hierbei konnten vielversprechende Ergebnisse für eine Ankunftszeitbestimmung mit Superresolution-Verfahren erzielt werden.

Zukünftige Forschung wird sich vor allem auf eine Verbesserung der Bandbreiteneffizienz konzentrieren müssen. Dabei gilt es, die aktuelle Performance zu erhalten oder sogar zu verbessern, bei gleichzeitiger Verkleinerung der Übertragungsbandbreite. Damit sollte es letztendlich möglich sein, niedrigere Trägerfrequenzen zu verwenden, welche bedeutend bessere Ausbreitungseigenschaften besitzen.

Anhang

A1 Energie und Leistung eines Signals

Der Energieinhalt eines Signals wird in der Informationstheorie als diejenige Energie bezeichnet, die bei der Spannung oder dem Strom eines Signals in einem 1Ω Widerstand in Wärme umgewandelt wird. Aus der zeitlichen Beschreibung des Signals $x(t)$ ergibt sich damit die Energie zu:

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt \quad (\text{A1})$$

Auf gleiche Art ist die Leistung P_x eines Signals definiert:

$$P_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt \quad (\text{A2})$$

Signale sind dabei entweder energiebeschränkt für $E_x < \infty$ oder leistungsbeschränkt für $0 < P_x < \infty$. Alternativ kann die Energie bzw. Leistung über die Autokorrelation bestimmt werden. Für energiebeschränkte Signale entspricht die Autokorrelationsfunktion

$$\varphi_{xx}^E(t) = x(t) * x^*(-t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) x^*(t + \tau) d\tau \quad (\text{A3})$$

Dies entspricht zum Zeitpunkt $t = 0$ der Definition der Energie

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df = \varphi_{xx}^E(0) \quad (\text{A4})$$

Für leistungsbeschränkte Signale ist die Autokorrelation als

$$\varphi_{xx}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(\tau) x^*(t + \tau) d\tau \quad (\text{A5})$$

definiert. Dementsprechend ergibt sich die Leistung aus der Autokorrelation zum Zeitpunkt $\tau = 0$.

$$P_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |x(t)|^2 dt = \varphi_{xx}(0) \quad (\text{A6})$$

A2 Zirkulare Korrelation

Für die Erzeugung einer von Nebenmaxima freien Autokorrelation bietet sich die Verwendung eines zirkularen Korrelationsverfahrens in Kombination mit M-Sequenzen an. Die Folge $\tilde{x}[n]$ sei die periodische Fortsetzung des Signals $x[n]$ mit der Bedingung:

$$\tilde{x}[n] = x[n \bmod N] \quad (\text{A7})$$

N entspricht der Länge der Codesequenz. Damit kann eine zirkulare Korrelation definiert werden:

$$\tilde{\varphi}_{xx}[n] = \tilde{x}[n] * x^*[n] = \sum_{m=0}^{N-1} x[m]x[(m-n) \bmod N] \quad (\text{A8})$$

Da die Erzeugung eines unendlich langen periodischen Zeitsignals in der Realität nicht möglich ist, beschränkt man sich in der Regel auf eine dreifache Wiederholung:

$$x_3[n] = \begin{cases} x[n \bmod N] & \text{für } 0 < n < 3N \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{A9})$$

Damit erhält man einen Nebenmaxima freien Bereich wie bei einer zyklischen Korrelation

$$\varphi_{3xx}[n] = \begin{cases} \tilde{\varphi}_{xx}[n] & \text{für } 0 < n < N \\ \varphi_{xx}[n] & \text{für } N < n < 2N \wedge -N < n < 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{A10})$$

Ein anderer Weg, dieses Ergebnis zu erzielen, ist über eine **F**ast **F**ourier **T**ransformation [PM07]:

$$\tilde{\Phi}_{xx}[k] = \text{FFT}\{x[n]\} \cdot \text{FFT}\{x[n]\}^* = \tilde{X}[k]\tilde{X}^*[k] \quad (\text{A11})$$

Auf diese Weise kann die zirkulare Korrelation sehr schnell und äußerst effizient auf einem FPGA implementiert werden.

A3 Berechnung des Kanal-Fadings

Im folgenden Abschnitt soll der Einfluß des Kanal-Fadings auf das Zweipfad-Modell bestimmt werden. Beide Pfade besitzen eine identische Kanaldämpfung, aber eine unterschiedliche Kanalverzögerung δT und Kanalphase $\delta\varphi$. Für diesen Fall kann die Empfangsleistung durch das Integral über der spektralen Leistungsdichte des Empfangssignals $\Phi_{rr}(f)$ bestimmt werden:

$$P_r = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{rr}(f)df = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{cc}(f)|H(f)|^2df \quad (\text{A12})$$

$\Phi_{cc}(f)$ ist die spektrale Leistungsdichte des Codesignals und $|H(f)|^2$ die Leistungsdichte des Kanals. Für den Zweipfadkanal kann dieser entsprechend Gleichung 4.17 vereinfacht werden:

$$|H(f)| = |1 + e^{-j(2\pi f\delta T + \delta\varphi)}| = \sqrt{2 + 2\cos(2\pi f\delta T + \delta\varphi)} \quad (\text{A13})$$

Die Empfangsleistung setzt sich damit aus einem konstanten Term und einem von der Zeit- und Phasenverschiebung abhängigen Interferenzterm zusammen:

$$P_r = 2P_c + 2 \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{cc}(f) \cos(2\pi f\delta T + \delta\varphi)df \quad (\text{A14})$$

P_c entspricht der Codeleistung. Unter der Annahme eines pseudo-zufälligen Codesignals wird die spektrale Leistungsdichte $\Phi_{cc}(f)$ allein über die Impulsform bestimmt. Für den Fall einer Rechteckform ergibt sich damit:

$$\Phi_{cc}(f) = T_p \left(\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p} \right)^2 \quad (\text{A15})$$

Das bestimmte Integral des Interferenzterms

$$P_r - 2P_c = 4T_p \int_0^\infty \left(\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p} \right)^2 \cos(2\pi f \delta T + \delta\varphi) df \quad (\text{A16})$$

kann analytisch gelöst werden (Integral 3.786-3 in [GR07]). Als Abschätzung für die Empfangsleistung erhält man damit eine Lösung in Abhängigkeit der Pulsbreite T_p und dem Zeitunterschied δT .

$$|P_r - 2P_c| \leq \begin{cases} 0 & \text{für } 0 < T_p \leq \delta T \\ 2P_c \left(\frac{T_p - \delta T}{T_p} \right) & \text{für } 0 \leq \delta T < T_p \end{cases} \quad (\text{A17})$$

Für Zeitunterschiede größer als die Pulsdauer tritt damit keine Interferenz auf. Für Zeitunterschiede kleiner als die Pulsdauer entspricht die Einhüllendenfunktion der Mehrpfadinterferenz genau der Korrelationsimpulsform.

A4 Interpolationsfehler

Für die interpolierte Pulskompression wird die Kombination einer Shannon-Interpolation mit einer Polynominterpolation zweiten Grades verwendet. Eine derartige Polynomapproximation erzeugt einen maximalen Fehler ϵ_{\max} abhängig vom Interpolationsgrad und von der dritten Ableitung der interpolierten Funktion[Kro91]:

$$\epsilon_{\max} = \max_{t \in [T_0, T_2]} \{|y(t) - \hat{y}_2(t)|\} \leq \frac{M_3(\Delta T)^3}{12}, \quad M_3 = \max_{t \in [T_0, T_2]} \left\{ \frac{d^3 y(t)}{dt^3} \right\} \quad (\text{A18})$$

Schätzt man die Korrelationsimpulsform mit einer \cos^2 -Funktion ab, so kann der maximal auftretende Interpolationsfehler analytisch bestimmt werden. In Kombination mit der vorausgehenden k -fachen bandbegrenzten Interpolation ergibt sich damit der Fehler aus Abbildung A1. Für den Beispielfall einer 2-fach überabgetasteten Signalfolge, welche im ersten Schritt um den Faktor $k = 10$ interpoliert wurde, liegt der Maximalfehler unter 1,5%. Dies entspricht einem äquivalenten maximalen Ortsfehler von 0,2 mm im Prototypsystem.

A5 Verwendung einer Geschwindigkeitsreferenz

Die Umwandlung von Ortsdaten in Geschwindigkeitswerte erfolgt über die Ableitung bzw. invers über die Integration.

$$v = \frac{\partial s}{\partial t} \quad \Leftrightarrow \quad s = s_0 + \int v dt \quad (\text{A19})$$

Die direkte Verwendung von Geschwindigkeitsdaten als Ortsreferenz ist dabei nachteilig, da die Integration über der Zeit zu einem linearen Anstieg der Ungenauigkeit der Ortsdaten führt und der Startwert s_0 meist nicht bekannt ist. Die Nachteile, die sich daraus ergeben, können mit einem einfachen Beispiel belegt werden. Die Geschwindigkeitsmeßdaten sollen in Form diskreter Meßwerte v_1, v_2, \dots, v_N vorliegen. Der Zeitunterschied zwischen den Meßwerten sei Δt , wobei die Varianz dieser Zeitwerte hinreichend klein gegenüber der Varianz der Geschwindigkeitswerte sei, so daß deren Einfluß vernachlässigt werden kann. Diese Annahme

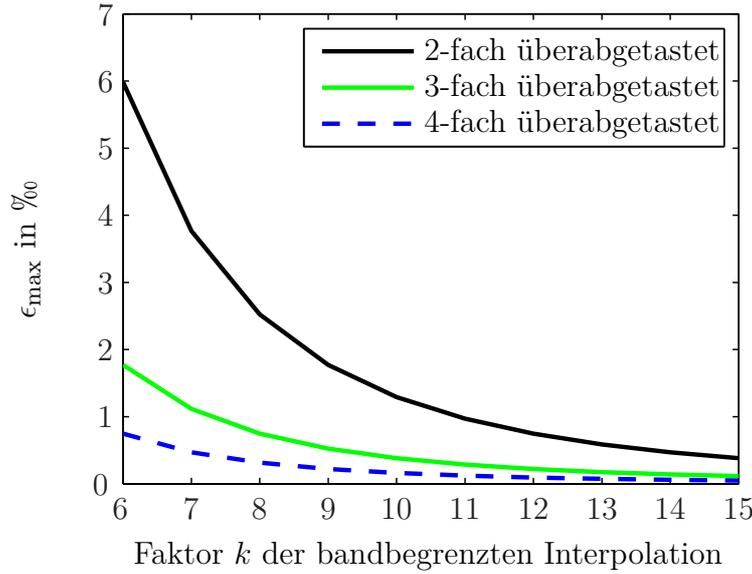


Abb. A1: Maximal auftretender Fehler bei Interpolation des Hauptmaximums mit einer Polynomapproximation zweiten Grades

ist ausreichend erfüllt, bei Verwendung von quarzstabilisierten Systemuhren und hinreichend kurzen Wartezeiten. Damit ergibt sich die Varianz der Ortswerte aus der Varianz der Geschwindigkeiten zu:

$$\text{Var}[s] = \text{Var} \left[s_0 + \Delta t \sum_{i=1}^N v_i \right] \quad (\text{A20})$$

Unter Vernachlässigung der Kovarianzterme und der Varianz der Abtastwerte Δt kann diese Beziehung folgendermaßen abgeschätzt werden:

$$\text{Var}[s] \geq \text{Var}[s_0] + N(\Delta t)^2 \text{Var}[v] \quad (\text{A21})$$

Selbst bei exakter Kenntnis des Startpunktes ist somit ein linearer Anstieg der Ortsvarianz $\text{Var}[s]$ mit der Meßzeit $N(\Delta t)^2$ gegeben.

Eine bessere Alternative besteht darin, den Abstand in eine Geschwindigkeit umzuwandeln und mit einer Geschwindigkeitsreferenz zu vergleichen. Diskrete Geschwindigkeiten ergeben sich dabei durch die Differenz zweier Abstandswerte mit der Abtastzeit Δt . Daraus folgt die Geschwindigkeitsvarianz:

$$\text{Var}[v] = \text{Var} \left[\frac{\Delta s}{\Delta t} \right] \quad (\text{A22})$$

Unter Vernachlässigung der Zeitvarianz ergibt sich damit:

$$\text{Var}[v] \approx \frac{1}{(\Delta t)^2} \text{Var}[\Delta s] \quad (\text{A23})$$

Interpretiert man die Größe Δs als Kombination zweier Einzelmessungen $\Delta s = s_1 - s_2$ kann dieser Term weiter aufgeschlüsselt werden:

$$\text{Var}[v] \approx \left(\frac{1}{\Delta t} \right)^2 (\text{Var}[s_1] + \text{Var}[s_2] - 2\text{Cov}[s_1, s_2]) \quad (\text{A24})$$

Unter der Bedingung, daß die Kovarianz $\text{Cov}[s_1, s_2] \geq 0$ ist, folgt:

$$\text{Var}[v] \leq \frac{2}{(\Delta t)^2} \text{Var}[s] \quad (\text{A25})$$

Literaturverzeichnis

- [Bal02] C.A. BALANIS: *Antenna Theory*, Kapitel 2, Seiten 79–90. John Wiley & Sons, inc, 2. Auflage, 2002.
- [BLN65] E. BAGHDADY, R. LINCOLN und B. NELIN: *Short-term frequency stability: Characterization, theory, and measurement*. Proceedings of the IEEE, 53(7):704–722, Juli 1965.
- [BP00] P. BAHL und V. PADMANABHAN: *RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system*. In: *INFOCOM 2000. Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings. IEEE*, Band 2, Seiten 775–784 vol.2, 2000.
- [Bun09] BUNDESNETZAGENTUR: *Allgemeinzuteilung von Frequenzen*. Website, 2009. <http://www.bundesnetzagentur.de>.
- [BW69] D.K. BARTON und H.R. WARD: *Handbook of Radar Measurement*, Kapitel 3, Seiten 50–89. Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1969.
- [DFM94] L. DUMONT, M. FATTOUCHE und G. MORRISON: *Super-resolution of multipath channels in a spread spectrum location system*. Electronics Letters, 30(19):1583–1584, September 1994.
- [DGNS98] E. DAHLMAN, B. GUDMUNDSON, M. NILSSON und A. SKOLD: *UMTS/IMT-2000 based on wideband CDMA*. Communications Magazine, IEEE, 36(9):70–80, September 1998.
- [EEG⁺07] F. ELLINGER, R. EICKHOFF, R. GIERLICH, J. HUTTNER, A. ZIROFF, S. WEHRLI, T. USSMULLER, J. CARLS, V. SUBRAMANIAN, M. KRCDMAR, R. MOSSHAMMER, S. SPIEGEL, D. DOUMENIS, A. KOUNOUCES, K. KUREK, Y. YASHCHYSHYN, C. PAPADIAS, P. TRAGAS, A. KALIS und E. AVATAGELOU: *Local Positioning for Wireless Sensor Networks*. In: *Globecom Workshops, 2007 IEEE*, Seiten 1–6, November 2007.
- [Eng94] P.K. ENGE: *The Global Positioning System: Signals, measurements, and performance*. International Journal of Wireless Information Networks, 1(2), April 1994.
- [FM94] L.B. FELSEN und N. MARCUVITZ: *Radiation and Scattering of Waves (IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory)*, Kapitel 6, Seiten 639–710. Wiley-IEEE Press, Januar 1994.
- [Fre78] M.E. FRERKING: *Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation*. Van Nostrand Reinhold Company, 1978.
- [Get93] I. GETTING: *Perspective/navigation-The Global Positioning System*. Spectrum, IEEE, 30(12):36–38, 43–47, Dezember 1993.

- [GR07] I.S. GRADSHTEYN und I.M. RYZHIK: *Table of Integrals, Series and Products*. Academic Press Inc, 7. Auflage, 2007.
- [Hay95] S. HAYKIN: *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, Dezember 1995.
- [Hec01] E. HECHT: *Optik*, Kapitel 4, Seiten 175–190. Oldenburg, 3. Auflage, August 2001.
- [Hel06] F. HELMBRECHT: *Automotive Radar Imaging Using Noncoherent Sensors*. Doktorarbeit, Fachgebiet Höchsthfrequenztechnik, Technische Universität München, Mai 2006.
- [Her98] A. HERB: *Ein berührungsloses und bildgebendes Identifikationssystem bei 24 GHz*. Diplomarbeit, Fachgebiet Höchsthfrequenztechnik, Technische Universität München, September 1998.
- [HL98] A. HAJIMIRI und T. LEE: *A general theory of phase noise in electrical oscillators*. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 33(2):179–194, Februar 1998.
- [Hol04] M. HOLLREISER: *Galileo receivers - challenges and performance*. In: *Microwave Conference, 2004. 34th European*, Band 1, Seiten 321–324, Oktober 2004.
- [Jel04] M. JELEN: *Herzschlagerkennung mittels Radar*. Diplomarbeit, Fachgebiet Höchsthfrequenztechnik, Technische Universität München, Juni 2004.
- [JK08] J. JEMAI und T. KURNER: *Broadband WLAN Channel Sounder for IEEE 802.11b*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 57(6):3381–3392, November 2008.
- [Kel62] J.B. KELLER: *Geometrical Theory of Diffraction*. J. Opt. Soc. Am., 52(2):116–130, 1962.
- [KH00] H. KLAUSING und W. HOLPP: *Radar mir realer und synthetischer Apertur*. Oldenburg Verlag, 2000.
- [Kro91] H. KRONMÜLLER: *Digitale Signalverarbeitung*. Springer Verlag, 1991.
- [KV96] H. KRIM und M. VIBERG: *Two decades of array signal processing research: the parametric approach*. Signal Processing Magazine, IEEE, 13(4):67–94, Juli 1996.
- [LHM91] H.J. LIEBE, G.A. HUFFORD und T. MANABE: *A model for the complex permittivity of water at frequencies below 1 THz*. International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 12(7):659–675, Juli 1991.
- [Lük92] H.D. LÜKE: *Korrelationssignale*. Springer Verlag, 1992.
- [Lud08] A. LUDLHOFF: *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*, Kapitel 8, Seiten 8–1, 8–51. Vieweg+Teubner, 4. Auflage, 2008.
- [MB08] C. MORHART und E. BIEBL: *Ein kooperatives, code-basiertes Abstandsmesssystem für eine große Anzahl simultaner Nutzer*. Frequenz - Journal of RF-Engineering and Telecommunications, 62(7-8):175–179, Juli 2008.
- [MB09] C. MORHART und E. BIEBL: *Cooperative multi-user detection and ranging based on pseudo-random codes*. Advances in Radio Science, 7:55–59, 2009.
- [MG92] H.H. MEINKE und F.W. GUNDLACH: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Band 1. Springer Verlag, 5. Auflage, 1992.
- [MIK00] D.G. MANOLAKIS, V.K. INGLE und S.M. KOGON: *Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering, and Array Processing*. McGraw Hill, New York, 2000.

- [MVG08] S. MAX, M. VOSSIEK und P. GULDEN: *Fusion of FMCW secondary radar signal beat frequency and phase estimations for high precision distance measurement*. In: *Radar Conference, 2008. EuRAD 2008. European*, Seiten 124–127, Oktober 2008.
- [NB00] B. NEUBIG und W. BRIESE: *Das große Quarzkochbuch*. Franzis Verlag GmbH, Februar 2000.
- [PJ91] M.A. PALLAS und G. JOURDAIN: *Active high resolution time delay estimation for large BT signals*. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 39(4):781–788, April 1991.
- [PM07] J.G. PROAKIS und D.G. MANOLAKIS: *Digital Signal Processing*. Pearson Prentice Hall, New Jersey, 4. Auflage, 2007.
- [Poz05] D.M. POZAR: *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, inc, 3. Auflage, 2005.
- [PS02] J.G. PROAKIS und M. SALEHI: *Communication Systems Engineering*. Pearson Education Limited, New York, 2. Auflage, 2002.
- [PS08] J.G. PROAKIS und M. SALEHI: *Digital Communications*. McGraw-Hill Education, New Jersey, 5. Auflage, 2008.
- [RCCD09] D. RICHARDS, R. COOKSON, R. CUERDEN und G. DAVIES: *The Causes of pedestrians' head injuries following collisions with cars registered in 2000 or later*. In: *21st International Technical Conference on the Enhanced Safety of Vehicles*, Band 09-0459-O, Juni 2009.
- [RGV08] S. ROEHR, P. GULDEN und M. VOSSIEK: *Precise Distance and Velocity Measurement for Real Time Locating in Multipath Environments Using a Frequency-Modulated Continuous-Wave Secondary Radar Approach*. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 56(10):2329–2339, Oktober 2008.
- [RR86] K.V. RAO und V.U. REDDY: *Biphase Sequence Generation with Low Sidelobe Autocorrelation Function*. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-22(2):128–133, März 1986.
- [RSB⁺07] R. RASSHOFFER, D. SCHWARZ, E.M. BIEBL, C. MORHART, O. SCHERF, S. ZECHA, R. GRÜNERT und H. FRÜHAUF: *Advanced Microsystems for Automotive Applications 2007*, Band 2, Kapitel Pedestrian Protection Systems using Cooperative Sensor Technology, Seiten 135–145. Springer Berlin Heidelberg, 2007.
- [Rut78] J. RUTMAN: *Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: Fifteen years of progress*. *Proceedings of the IEEE*, 66(9):1048–1075, September 1978.
- [Sav80] P.N. SAVESKIE: *Radio Propagation Handbook*, Seiten 264–265. TAB BOOKS Inc., Juni 1980.
- [Sch86] R. SCHMIDT: *Multiple emitter location and signal parameter estimation*. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 34(3):276–280, 1986.
- [SEN⁺08] S. SCHLÜTER, E. ENGLER, T. NOACK, J. BECKHEINRICH, A. HIRRLE, C. BECKER und D. KLÄHN: *GBAS-Technologies for High Precise Safety-Critical Maritime Navigation*. Technischer Bericht, DLR Electronic Library [<http://elib.dlr.de/perl/oai2>] (Germany), 2008.
- [Sha49] C. SHANNON: *Communication in the Presence of Noise*. *Proceedings of the IRE*, 37(1):10–21, Januar 1949.

- [Sko01] M.I. SKOLNIK: *Introduction to RADAR systems*, Kapitel 6, Seiten 317–331. McGraw-Hill, New York, 3. Auflage, 2001.
- [SPF04] A. STELZER, K. POURVOYEUR und A. FISCHER: *Concept and application of LPM - a novel 3-D local position measurement system*. *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, 52(12):2664–2669, Dezember 2004.
- [Sta08a] STATISTISCHES BUNDESAMT DEUTSCHLAND: *Entwicklung der im Straßenverkehr Getöteten 1953 bis 2008*. Website, 2008. <http://www.destatis.de>.
- [Sta08b] STATISTISCHES BUNDESAMT DEUTSCHLAND: *Kraftfahrzeuge und Schienenbestand*. Website, 2008. <http://www.destatis.de>.
- [Str04] M. STREIFINGER: *Architekturen für Abtast-Halte-Schaltungen im Mikrowellenbereich*. Doktorarbeit, Fachgebiet Höchstfrequenztechnik, Technische Universität München, April 2004.
- [SW78] R. SCHOLTZ und L. WELCH: *Group characters: Sequences with good correlation properties*. *Information Theory*, IEEE Transactions on, 24(5):537–545, September 1978.
- [TS02] U. TIETZE und C. SCHENK: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 12. Auflage, 2002.
- [vdBBSS01] A. VAN DEN BOSCH, M. BORREMANS, M. STEYAERT und W. SANSEN: *A 10-bit 1-GSample/s Nyquist current-steering CMOS D/A converter*. *Solid-State Circuits*, IEEE Journal of, 36(3):315–324, März 2001.
- [Vog07] K. VOGEL: *High-Accuracy Reference Data Acquisition for Evaluation of Active Safety Systems by means of a RTK-GNSS-Surveying System*. In: *Proceedings of the 6th European Congress and Exhibition on ITS*, 2007.
- [Vrz00] P. VRZAL: *Auswahl und Implementierung von Codefamilien für CDMA Systeme mit digitaler Signalverarbeitung*. Diplomarbeit, Fachgebiet Höchstfrequenztechnik, Technische Universität München, Februar 2000.
- [VSB08] M. VOSSIEK, T. SCHAFFER und D. BECKER: *Regenerative backscatter transponder using the switched injection-locked oscillator concept*. In: *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, Seiten 571–574, Juni 2008.
- [VUMG07] M. VOSSIEK, A. URBAN, S. MAX und P. GULDEN: *Inverse Synthetic Aperture Secondary Radar Concept for Precise Wireless Positioning*. *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, 55(11):2447–2453, November 2007.
- [WGHH09] D. WISSELMANN, K. GRESSER, M. HOPSTOCK und W. HUBER: *Präventiver statt passiver Fußgängerschutz*. In: *Beiträge zum 10. Braunschweiger Symposium für Automatisierungssysteme, Assistenzsysteme und eingebettete Systeme, AAET 2009*, Seiten 60–76, Februar 2009.
- [Woo53] P.M. WOODWARD: *Probability and Information Theory With Applications To Radar*. McGraw-Hill, New York, 1953.
- [YA05] M. YOUSSEF und A. AGRAWALA: *The Horus WLAN location determination system*. In: *Proceedings of the 3rd international conference on Mobile systems, applications, and services*, Seiten 205 – 218, 2005.