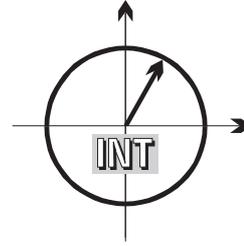


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik
der Universität Karlsruhe (TH)*



Michael Eisenacher

■ **Optimierung von Ultra- Wideband-Signalen (UWB)**

■ Band 16

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Universität Karlsruhe (TH), 2004

Druck: E & B printware, Käppelestr. 10
76131 Karlsruhe, Tel. 0721/96226-900

ISSN: 1433-3821

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der
Universität Karlsruhe (TH)**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 1 Marcel Kohl
**Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertra-
gungsstrecken im 20/30 GHz Bereich**
- Band 2 Christoph Delfs
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische Verfah-
ren sowie vergleichende Untersuchungen zur Klassifikation von
Klaviertönen**
- Band 3 Gunnar Wetzker
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-
Spectrum Signalen**
- Band 4 Anne Wiesler
Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme
- Band 5 Karl Lütjen
**Systeme und Verfahren für strukturelle Musteranalysen mit Pro-
duktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detektion im UMTS
- Band 7 Gunther M. A. Sessler
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detek-
tor mit niedriger Komplexität**
- Band 8 Henrik Schober
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmerge-
schwindigkeiten**

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der
Universität Karlsruhe (TH)**

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier
Modulares Software Defined Radio
- Band 10 Mustafa Mengüç Öner
Air Interface Identification for Software Radio Systems
- Band 11 Fatih Çapar
**Dynamische Spektrumverwaltung und elektronische Echtzeitver-
marktung von Funkspektren in Hotspotnetzen**
- Band 12 Ihan Martoyo
Frequency Domain Equalization in CDMA Detection
- Band 13 Timo Weiß
OFDM-basiertes Spectrum Pooling
- Band 14 Wojciech Kuropatwiński-Kaiser
**Messung von MIMO-Kapazitäten mit einem auf GSM-
Komponenten basierenden Demonstrator**
- Band 15 Piotr Rykaczewski
**Quadratureempfänger für Software Defined Radios: Kompensation
von Gleichlauf Fehlern**
- Band 16 Michael Eisenacher
Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB)

Vorwort des Herausgebers

Die Ultra-Wideband (UWB) Technik beschäftigt sich mit Funkübertragungssystemen, deren Leistungsdichtespektrum unterhalb der von elektronischen Gebrauchsgeräten erzeugten Rauschleistungsdichte liegt. UWB-Systeme, die mit hoher Bandspreizung arbeiten, finden z.B. in Sensornetzwerken oder in Personal Area Networks Anwendung. Die grundlegende Bandspreiztechnik wurde zunächst in Puls-kompressionsradaren, die in den Boden eindringen oder Bewegung hinter Wänden anzeigen, eingesetzt.

In der Kommunikationstechnik werden UWB-Systeme, spektral gesehen, konventionellen Übertragungssystemen unterlegt. Das heißt UWB-Systeme haben keine „eigenen“ Frequenzbänder; ihre spektrale Leistungsdichte ist aufgrund der extremen Spreizung so gering, dass sie gleichzeitig mit konventionellen Funksystemen im selben Frequenzbereich arbeiten. Genau diese Koexistenz ist es, die eingehende Untersuchungen des Störverhaltens von UWB-Systemen auf konventionelle Funk-systeme und andere UWB-Systeme notwendig machen.

Für die USA wurde bereits im Februar 2002 durch die Federal Communications Commission (FCC) eine Spektralmaske festgelegt, innerhalb der UWB-Geräte mit ihren Aussendungen zu liegen haben. Andere Regulierungsagenturen, darunter auch die europäischen, sind dabei, eigene Spektrumsmasken zu definieren. In Ermangelung einer für Europa geltenden Regelung, wird in der Dissertation von Herrn Michael Eisenacher die FCC-Spektrumsmaske für UWB-Signale zugrunde gelegt. Dabei wird insbesondere der Bereich zwischen 3,1 GHz und 10,6 GHz betrachtet, in dem die von einem UWB-Gerät abgestrahlte EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power) $-41,3$ dBm/MHz nicht überschreiten darf.

Neben den bereits genannten ist eine weitere Randbedingung an UWB-Systeme, dass sie extrem kostengünstig sein müssen. Unter dieser Bedingung ist es notwendig, die Signalverarbeitung weitgehend analog durchzuführen. Daher wird Impulse Radio (IR) UWB eingesetzt, bei dem die Bandspreizung durch die Anwendung von Time-Hopping (TH) Verfahren erreicht wird. Die vorliegende Dissertation untersucht die Störwirkung von IR-UWB Geräten, Maßnahmen zur Störunterdrückung zwischen UWB-Systemen und Methoden, die die Anpassung des UWB-Spektrums an eine vorgegebene Maske optimieren.

Die in der Dissertation von Herrn Eisenacher zu findenden Beiträge zum Fortschritt von Wissenschaft und Technik umfassen

- Die analytische Darstellung der Amplitudenverteilung von IR-UWB-Signalen
- Die analytische Darstellung des Spektrums von IR-UWB-Signalen
- Die Verifikation der UWB-Eigenschaften durch Simulationen
- Die Entwicklung und die Verifikation von Verfahren zur gegenseitigen Stör-
unterdrückung zwischen UWB-Systemen (MAI-Unterdrückung)
- Den Entwurf von Verfahren zur optimalen Anpassung von IR-UWB-Signalen
an eine vorgegebene Frequenzmaske und deren Verifikation anhand der FCC-
Maske

Karlsruhe im August 2006

Friedrich Jondral

Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB)

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Michael Eisenacher, geb. Schmidt

aus

Lauterbach (Hessen)

Tag der mündlichen Prüfung:

25.07.2006

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. habil. Adolf Finger

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH). Mein besonderer Dank gilt dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral für seine hervorragende Betreuung bei der Durchführung meiner Arbeit. Neben seiner wertvollen fachlichen Unterstützung gab er mir viel von seiner Erfahrung mit auf den Weg. Für seine Bereitschaft, das Hauptreferat zu übernehmen, danke ich ihm ebenfalls.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Adolf Finger, Inhaber der Professur für Theoretische Nachrichtentechnik an der technischen Universität Dresden, danke ich für sein Interesse an meiner Arbeit und für die Übernahme des Korreferats.

Mein Dank gilt auch allen Kollegen am Institut für Nachrichtentechnik. Ganz besonders möchte ich Holger Jäkel für die vielen konstruktiven Diskussionen und zahlreichen wertvollen Ratschläge und Piotr Rykaczewski für das angenehme und konstruktive Arbeitsklima danken. Ferner möchte ich allen an dieser Arbeit beteiligten Diplomanden, Studienarbeitern und Hilfwissenschaftlern und insbesondere Christian Berger danken, die mit ihren Arbeiten zum Gelingen dieser Promotion beigetragen haben.

Des Weiteren danke ich Reiner Linnenkohl für die kompetente Hilfe bei allen Softwareproblemen, unseren Sekretärinnen Gabriele Kuntermann und Beate Mast und unserer Graphikerin Angelika Olbrich.

Die dieser Dissertation zugrunde liegenden Arbeiten entstanden teilweise im integrierten Projekt PULSERS (*Pervasive Ultra-Wideband Low Spectral Energy Radio Systems*) innerhalb des 6. Rahmenprogramms der Europäischen Union und im Rahmen der von der Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post (heute Bundesnetzagentur) in Auftrag gegebenen Studie *Untersuchung der Systematik des Störverhaltens ultrabreitbandiger Störsignalformen auf Funkempfänger*. Ich danke allen Beteiligten für die gute Zusammenarbeit und die hilfreichen Diskussionen.

Mein allergrößter Dank geht an Sabine und an meine Familie, deren Unterstützung und Rückhalt ich mir immer sicher sein konnte, und die damit maßgeblich zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben.

Zusammenfassung

Die Ultra Wideband (UWB)-Technologie stellt einen der vielversprechendsten Ansätze für Nahbereichsfunkkommunikation für den kommerziellen Massenmarkt dar. Anwendungsmöglichkeiten sind dabei z. B. sehr hochratige Dienste über kurze Entfernungen (z. B. der Austausch von Videodaten zwischen Monitor, DVD-Player, Fernseher und anderen digitalen Geräten) oder extrem preisgünstige und energieeffiziente Geräte mit der Möglichkeit einer Positionsbestimmung und moderaten Datenraten (z. B. Sensornetzwerke).

Nach dem für die nächsten Monate erwarteten Abschluss der Regulierungsverfahren können UWB-Systeme neben den USA auch in Europa, Teilen Asiens und anderen Teilen der Welt lizenzfrei betrieben werden. Die lizenzfreie Anwendung von UWB als Overlay-System wird durch die extreme Breitbandigkeit von bis zu 7,5 GHz und der damit verbundenen geringen spektralen Leistungsdichte von maximal $-41,3$ dBm/MHz ermöglicht. Inwieweit UWB-Signale für konventionelle auf schmale Frequenzbereiche begrenzte Funkssysteme in typischen Anwendungsszenarien im Hintergrundrauschen verschwinden, wird zurzeit im Rahmen der Regulierung kontrovers diskutiert.

Bedingt durch den speziellen Aufbau von UWB-Signalen, insbesondere von Impulse-Radio (IR)-UWB-Signalen, weisen diese besondere stochastische Eigenschaften auf. In der vorliegenden Arbeit wird gezeigt, dass die Eigenschaften der Amplitudenverteilung zu einer erhöhten Störwirkung gegenüber anderen Funkdiensten oder anderen UWB-Empfängern führen können. Des Weiteren können die spektralen Eigenschaften dazu führen, dass zur Einhaltung der Regulierungsbestimmungen die Ausgangsleistung auf Kosten der Datenrate und Reichweite herabgesetzt werden muss.

In der vorliegenden Arbeit werden zunächst sowohl die Amplitudenverteilung als auch das Spektrum in Abhängigkeit der Parameter eines IR-UWB-Signals hergeleitet. Die Eigenschaften der Amplitudenverteilung werden für eine analytische Beschreibung der Störwirkung zwischen gleichartigen IR-UWB-Geräten verwendet. Ausgehend von den Abhängigkeiten zwischen Amplitudenverteilung und Störwirkung werden sowohl für kohärente als auch für inkohärente UWB-Empfänger Techniken zur verbesserten Leistungsfähigkeit in Szenarien mit Mehrfachzugriff vorgeschlagen. Typische Annahmen für Randbedingungen des Mehrfachzugriffs wie Synchronisation oder zumindest Kooperation zwischen den Geräten (z. B. zur Zuteilung von Time-Hopping Codes) werden in der vorliegenden Arbeit nicht mehr

gefordert, da die Annahme von unabhängig arbeitenden Piconetzen aufgrund des Betriebs von UWB als lizenzfreies Overlay-System als realistischer angesehen wird. Insbesondere in „Hot-Spots“ als typische UWB-Anwendungsszenarien ist die Annahme von Kooperation zwischen allen Geräten nicht realistisch. Gerade in solchen Szenarien ist die verbesserte Unterstützung von Mehrfachzugriff jedoch von entscheidender Bedeutung.

In inkohärenten Empfängern wird eine Störunterdrückung durch Auswertung der Integrationsergebnisse für die einzelnen Pulse eines Symbols erreicht. Dies führt zu einer deutlichen Verbesserung der Bitfehlerrate in Szenarien mit starken UWB-Störern, jedoch zunächst zu einer Verschlechterung bei Abwesenheit von Störern. Um eine Verschlechterung der Leistungsfähigkeit bei Abwesenheit von Störern zu verhindern, wird eine an die Existenz von Störern angepasste adaptive Störunterdrückung vorgeschlagen. In kohärenten Empfängern wird eine verbesserte Störunterdrückung durch ein an die stochastischen Eigenschaften von UWB-Störern angepasstes Korrelationstemplate erzielt. Ausgehend vom in additivem weißen gaußverteilten Rauschen optimalen Template werden Optimierungsbedingungen für Templates angegeben, welche auf UWB-Störer optimiert sind. Die resultierenden Templates zeigen eine deutlich bessere Leistungsfähigkeit selbst dann, wenn sowohl das Signal-zu-Rauschverhältnis als auch die Anzahl und der Pulsabstand der Störer unbekannt sind. Alle Modifikationen zur Unterdrückung von Störungen durch Mehrfachzugriff betreffen ausschließlich den Empfänger und stellen damit eine optionale Erweiterung des Empfängers dar, die keine Änderung des Übertragungsstandards erfordert.

Im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten werden zur Berechnung des Spektrums die Time-Hopping Codes als stochastische Größe modelliert. Dadurch wird ein Einblick in das grundsätzliche Zusammenspiel zwischen den Parametern des UWB-Signals unabhängig von Hardwarebeschränkungen gewonnen. Aufbauend auf den Zusammenhängen zwischen den Übertragungsparametern und dem Signalspektrum wird eine Modifikation der Signalerzeugung vorgeschlagen. Dadurch kann das Spektrum des Signals an eine von den Regulierungsbehörden vorgegebene Frequenzmaske angepasst werden. Eine bessere Anpassung an die Frequenzmaske ermöglicht eine höhere Leistung des Sendesignals, wodurch eine höhere Reichweite bzw. Datenrate erreicht werden kann. Die Anpassung an die Frequenzmaske wird gegenüber bisherigen Ansätzen zum Senden mehrerer Elementarpulse ausschließlich durch eine bessere Anpassung der Pulsamplituden erreicht und erhöht demzufolge weder die Komplexität des Senders noch des Empfängers.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	3
1.2	Aufbau der Arbeit	4
2	Ultra-Wideband-Kommunikation	5
2.1	Definition	5
2.2	Regulatorische Aspekte	5
2.3	Das UWB-Kanalmodell	8
2.4	Impulse-Radio-UWB	12
2.4.1	Pulsformung	13
2.4.2	Modulationsarten	18
2.4.3	Time-Hopping-Codes	21
2.4.4	Allgemeines Signalmodell	23
2.4.5	Sender- und Empfängerstruktur für Pulspositionsmodulation	24
2.4.6	Vergleich der Leistungsfähigkeit von kohärenten und inkohärenten Empfängern	35
2.5	Anwendungsszenarien	38
3	Stochastische Eigenschaften eines Impulse-Radio-UWB-Signals	40
3.1	Amplitudenverteilung eines Impulse-Radio-UWB-Signals	40
3.2	Störwirkung zwischen Impulse-Radio-UWB-Geräten	44
3.2.1	Störwirkung bei einem Störer und einem Puls pro Symbol	45
3.2.2	Störwirkung bei mehreren Störern	52
3.2.3	Störwirkung bei mehreren Pulsen pro Symbol	55
3.3	Spektrale Eigenschaften eines Impulse-Radio-UWB-Signals	56
3.4	Leistungsdichtespektrum für verschiedene Modulationsarten	60
3.4.1	Keine Modulation, kein Time-Hopping	60

3.4.2	Keine Modulation, mit Time-Hopping	62
3.4.3	Einfluss der Modulationsarten	63
3.5	Zusammenfassung	67
4	Störunterdrückung zwischen UWB-Systemen	68
4.1	Störunterdrückung bei inkohärenten UWB-Systemen	69
4.1.1	Nicht-adaptive Störunterdrückung	71
4.1.2	Adaptive Störunterdrückung	74
4.2	Störunterdrückung bei kohärenten UWB-Systemen	79
4.2.1	Fourierapproximation des Templates	80
4.2.2	Anwendung des Satzes von Markov-Lukacs	85
4.2.3	Formulierung des Optimierungsproblems	89
4.2.4	Simulationsergebnisse	92
4.3	Zusammenfassung	100
5	Anpassung des Spektrums an eine Spektrumsmaske	102
5.1	Erzeugung eines Symbolpulses	102
5.2	Anpassung des Spektrums ohne Berücksichtigung des Pulsspektrums	104
5.2.1	Optimierung des quadratischen Fehlers	105
5.2.2	Optimierung der Leistung	115
5.3	Anpassung des Spektrums mit Berücksichtigung des Pulsspektrums	122
5.4	Zusammenfassung	132
A	Spektrum eines Impulse-Radio UWB-Signals	134
	Abkürzungen, Notation und Formelzeichen	142
	Literaturverzeichnis	147
	Diplom-, Studien- und Bachelorarbeiten, Teamprojekte	153
	Lebenslauf	155

1 Einleitung

Ultra-Wideband (UWB) hat einen langen Weg von einem exotischen Nischenthema für militärische oder akademische Forschung zu einer der vielversprechendsten Technologien für die zukünftige drahtlose Kommunikation zurückgelegt. UWB verspricht Visionen wie Wireless Personal Area Networks (WPAN), kabellose Sensornetzwerke, zentimetergenaue Lokalisierung und hochauflösende bildgebende Verfahren für den Massenmarkt zugänglich zu machen. Zur Entstehung von UWB musste mit einem spätestens seit den 1930er Jahren geltenden Dogma gebrochen werden. In dieser Zeit wurden die ersten effizienten Regulierungen zur Vermeidung von Störungen zwischen verschiedenen Funkdiensten erlassen. Es wurde davon ausgegangen, dass eine vollständige Trennung der verschiedenen Dienste im Frequenzbereich die einzig sinnvolle Störvermeidung darstellt. Seitdem hat sich der klassische Ansatz einer Verteilung der zur Verfügung stehenden Frequenzressourcen durch eine Unterteilung des nutzbaren Spektrums in schmale Frequenzbänder durchgesetzt. Jedes einzelne dieser Bänder wird fest für einen Dienst reserviert. Da sehr viele Dienste sowohl zeitlich begrenzt als auch lokal auf ihr Frequenzband zugreifen, führt dies zu einer ineffizienten Nutzung der Ressource Frequenz. Als Folge dieses Ansatzes ist, vor allem in Europa und den USA, die Ressource Frequenz ein äußerst knappes Gut geworden und muss unter Umständen teuer gekauft werden, obwohl Messungen zeigen, dass sogar zu Spitzenzeiten in Innenstädten weniger als 15 % der zur Verfügung stehenden Frequenzen genutzt werden [43].

Ein zur Diskussion stehender Ansatz, um das zur Verfügung stehende Spektrum effizienter zu nutzen, ist *Spectrum Pooling* [44]. Hierbei werden Frequenzen dynamisch, d. h. zeitlich und räumlich begrenzt, vergeben. Denkbare Ansätze sind hierbei zum einen so genannte Overlay-Systeme [74], die nicht belegte Bänder eines Stammnutzersystems verwenden, zum anderen automatisiert ablaufende Auktionen, bei denen die meistbietenden Nutzer einen Slot in der Zeit-Frequenzebene erhalten [36]. Diese Ansätze benötigen jedoch extrem flexible und komplexe Sender- und Empfängerstrukturen, wie sie z. B. in [44] beschrieben werden.

Im Gegensatz zu diesen Ansätzen, die darauf abzielen, Interferenzen zu bestehenden Systemen aktiv zu vermeiden, nimmt das UWB-Konzept vernachlässigbare Interferenzen zu bestehenden schmalbandigen Systemen in Kauf. Als *schmalbandig* werden im Rahmen dieser Arbeit alle Systeme bezeichnet, die ein für sich reser-

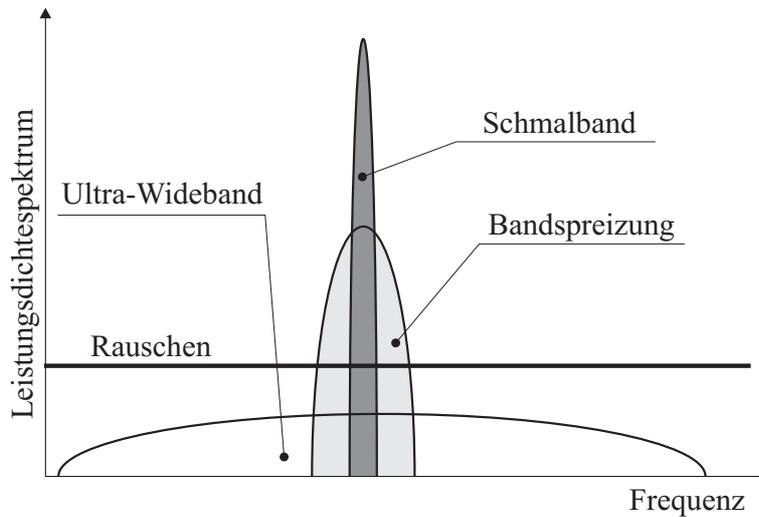


Bild 1.1 Das UWB-Prinzip

viertes Frequenzband besitzen oder zumindest auf ein bestimmtes Frequenzband beschränkt sind. In diesem Sinne sind auch Systeme mit klassischen Frequenzspreizverfahren als schmalbandig anzusehen.

Bild 1.1 verdeutlicht das Prinzip von UWB im Frequenzbereich. Ein klassisches schmalbandiges System belegt ein eng begrenztes Frequenzband. Da sich die Leistung eines Signals aus der Fläche unter dem Leistungsdichtespektrum (LDS) berechnet, ist das LDS entsprechend hoch. Die vom Signal belegte Bandbreite (im Folgenden Fourierbandbreite genannt) ist typischerweise kaum größer als die aufgrund der Symbolrate benötigte Bandbreite (im Folgenden Nyquistbandbreite genannt).

Bandspreizsignale dagegen besitzen eine höhere Bandbreite mit entsprechend geringerem LDS. Die Fourierbandbreite ist bei Bandspreizsignalen höher als die Nyquistbandbreite, wobei das Verhältnis aus Fourier- und Nyquistbandbreite als Spreizgewinn bezeichnet wird. Durch diesen Spreizgewinn ist es möglich, mehrere Signale im selben Frequenzbereich zu übertragen und im Empfänger wieder fehlerfrei voneinander zu trennen. Obwohl dieses Prinzip den Grundsatz der physikalischen Trennung der einzelnen Signale bereits aufweicht, gehören Geräte, die sich ein Frequenzband teilen, normalerweise demselben Dienst an (von einigen Ausnahmen z. B. im ISM-Band abgesehen). Jedes Frequenzband ist weiterhin einem Dienst fest zugeordnet.

UWB führt dieses Prinzip weiter, indem eine extreme Frequenzspreizung mit ent-

sprechend geringem LDS durchgeführt wird. Die Bandbreitenverhältnisse sind dabei deutlich ausgeprägter als in Bild 1.1 dargestellt, da die Bandbreite eines UWB-Signals mehrere GHz betragen kann. Der Grundgedanke von UWB besteht darin, kein eigenes Frequenzband zu belegen, sondern als Overlay-System bereits vergabene Frequenzbänder erneut zu nutzen. Dies ist möglich, da in typischen Szenarien das LDS von UWB-Signalen niedriger als das Hintergrundrauschen ist. Schmalbandige Systeme sehen nur einen kleinen Teil der UWB-Signalenergie, da die meisten Signalanteile durch das Eingangsfiler entfernt werden. Inwieweit der verbleibende Teil des UWB-Signals, der das Eingangsfiler passiert, zu einer nennenswerten Erhöhung der Rauschleistung und damit zu einer relevanten Erhöhung der Bitfehlerrate (engl. *Bit Error Rate*, BER) führt bzw. bis zu welcher Sendeleistung UWB-Signale keine nennenswerten Störungen verursachen, ist zur Zeit noch Gegenstand kontroverser Diskussionen.

1.1 Motivation

In einem Overlay-System wie UWB spielen die Themen Koexistenz und Störunterdrückung eine große Rolle. Insbesondere die Störwirkung von UWB auf schmalbandige Systeme und Störungen von UWB-Systemen untereinander bedürfen einer genauen Untersuchung. Die meisten Untersuchungen und Regulierungsbestimmungen betrachten die Leistung bzw. daraus abgeleitete Größen als einzigen Parameter zur Beurteilung der Störwirkung. Zur Trennung der Frequenzbänder und damit der Dienste untereinander wird z. B. die maximale Außerbandstrahlung, also das maximale LDS außerhalb des zugewiesenen Frequenzbandes, festgelegt. Auch in Bezug auf die Störwirkung von UWB-Systemen wird typischerweise ausschließlich die Störleistung betrachtet (z. B. [5, 45]). Zur Abschätzung der Störwirkung wird dabei die BER unter der Annahme eines additiven weißen gaußverteilten Rauschens (engl. *Additive White Gaussian Noise*, AWGN) gleicher Leistung berechnet. In der vorliegenden Arbeit werden die stochastischen Eigenschaften von pulsbauiertem UWB (Impulse-Radio-UWB, IR-UWB) und dessen Auswirkung auf die Störwirkung untersucht. Es wird gezeigt, dass, bedingt durch die stochastischen Eigenschaften von UWB-Signalen, die Störwirkung von UWB weitaus höher sein kann als die Störwirkung von AWGN. Es werden Techniken zur Kompensierung dieser Eigenschaften entwickelt und deren Leistungsfähigkeit simulativ ermittelt.

1.2 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit gliedert sich wie folgt. Kapitel 2 stellt die für diese Arbeit relevanten Grundlagen von UWB vor. Neben den regulatorischen Rahmenbedingungen wird eine Definition für UWB-Signale gegeben und das in dieser Arbeit verwendete Kanalmodell vorgestellt. Das in diesem Kapitel eingeführte allgemeine Signalmodell für IR-UWB-Signale berücksichtigt sowohl unterschiedliche Pulsformen als auch verschiedene Modulationsarten und Time-Hopping-Codes und ist Ausgangspunkt für die folgenden Kapitel. Des Weiteren werden die Leistungsfähigkeit und die Vor- und Nachteile von kohärenten und inkohärenten Empfängern miteinander verglichen und typische Anwendungsszenarien für UWB angegeben.

Als Ausgangspunkt der in der vorliegenden Arbeit behandelten Kompensierungsvorschläge werden in Kapitel 3 die stochastischen Eigenschaften von UWB-Signalen und deren Auswirkungen auf die Störwirkung behandelt. Zunächst werden die Auswirkungen der Amplitudenverteilung in Abhängigkeit der Anzahl der Pulse pro Symbol und der Anzahl der Störer berechnet und simulativ bestätigt. Danach werden die spektralen Eigenschaften in Abhängigkeit des Time-Hopping-Codes und der Modulationsart hergeleitet. Die Ergebnisse aus diesem Kapitel bilden die Ausgangsbasis für die folgenden Kapitel.

Die Annahme einer gaußverteilten Störung führt im Fall von UWB-Störern zu einer suboptimalen Detektion der Daten im Empfänger. In Kapitel 4 werden Techniken zur verbesserten Detektion sowohl für inkohärente als auch für kohärente Empfänger vorgeschlagen. Im Fall eines inkohärenten Empfängers wird eine bessere Leistungsfähigkeit dadurch erreicht, dass Impulse, die mit einer hohen Wahrscheinlichkeit gestört wurden, nicht zur Detektion eines Symbols herangezogen werden. Im Fall eines kohärenten Empfängers wird die verwendete Korrelatorfunktion im Empfänger im Hinblick auf ideale Korrelationseigenschaften optimiert.

Die Pulsform kann, bedingt durch die analoge Erzeugung der Pulse, nur sehr begrenzt manipuliert und damit nur sehr schwer an eine gegebene spektrale Maske angepasst werden. Deswegen wird in Kapitel 5 eine Erweiterung für IR-UWB vorgeschlagen, bei der mehrere Pulse in kurzen zeitlichen Abständen gesendet werden. Durch unterschiedliche Amplituden der Einzelimpulse kann damit das Gesamtsignal an die spektrale Maske angepasst werden. Es wird zunächst gezeigt, dass der quadratische Fehler zwischen Maske und erzeugtem Signal ein für den vorliegenden Fall wenig geeignetes Maß der Optimierung darstellt. Danach wird ein in Bezug auf die Spektrumsausnutzung optimaler Optimierungsansatz vorgeschlagen.

2 Ultra-Wideband-Kommunikation

2.1 Definition

Die gebräuchlichsten Definitionen charakterisieren ein UWB-Signal über die absolute oder die relative Bandbreite. Die absolute UWB-Bandbreite B_a bezeichnet dabei das Frequenzband, welches durch die Punkte begrenzt wird, an denen die Abstrahlung 10 dB unter dem maximalen Wert liegt. Die untere Grenze wird im Folgenden mit f_u , die obere Grenze mit f_o bezeichnet. Da UWB-Signale unter Umständen keinen Träger besitzen, wird die Mittenfrequenz f_m als das arithmetische Mittel aus oberer und unterer 10 dB-Grenzfrequenz festgelegt:

$$f_m = \frac{f_o + f_u}{2}.$$

Als relative Bandbreite B_r wird die absolute Bandbreite bezogen auf die Mittenfrequenz bezeichnet:

$$B_r = 2 \frac{f_o - f_u}{f_o + f_u}.$$

Die erste allgemein akzeptierte Definition, die auch zunächst von der US-amerikanischen Regulierungsbehörde (Federal Communications Commission, FCC) anlässlich der Freigabe von UWB-Geräten in den USA übernommen wurde, legte als UWB-Sender einen *absichtlichen* Strahler fest, für den $B_a \geq 1,5$ GHz oder $B_r \geq 0,25$ gilt [22]. Später wurde die Definition nach eingehender Diskussion auf $B_a \geq 0,5$ GHz oder $B_r \geq 0,2$ geändert [23]. Der Begriff *absichtlich* ist hierbei von großer Bedeutung, da unbeabsichtigte Strahler (z. B. Fernseher, Computer, Mikrowellenherde) Signale mit vergleichbarem LDS aussenden können bzw. theoretisch sogar höhere LDS besitzen dürfen. Diese regulatorischen Aspekte werden im folgenden Abschnitt näher betrachtet.

2.2 Regulatorische Aspekte

Aus regulatorischer Sicht wird mit der UWB-Kommunikation Neuland betreten. Das Hauptproblem aus Sicht der Regulierungsbehörden ist, dass UWB-Systeme Interferenzen zu bestehenden Systemen nicht aktiv verhindern, sondern geringfügige

Interferenzen inhärent in Kauf nehmen. Diese Interferenzen sind jedoch in relevanten Szenarien äußerst gering. Da jedoch Interferenzen theoretisch nicht völlig ausgeschlossen werden können, herrschen auf Seiten der Regulierungsbehörden und der Anbieter von Diensten mit reservierten Frequenzbändern Vorbehalte in Bezug auf UWB. Insbesondere wird argumentiert, dass UWB als Overlay-System keine neuen Kapazitäten schaffe, sondern als zusätzliche Rauschquelle die Sicherheitsreserven der bestehenden Systeme verringere. Diese Reserven würden jedoch für den Betrieb eines zuverlässigen Dienstes mit geringen Ausfallwahrscheinlichkeiten benötigt. Diese Argumentation berücksichtigt jedoch nicht, dass UWB zum einen sehr geringe Leistungen ausstrahlt und damit nur lokal begrenzten Einfluss besitzt, und zum anderen ein Großteil der Frequenzen an einem Ort zu einem Zeitpunkt ohnehin nicht genutzt werden, und UWB damit ungenutzte Ressourcen nutzbar macht.

Die weltweit erste und bisher einzige Regulierungsbehörde, die den regulären Betrieb von UWB-Geräten für die Kommunikation unter gewissen Randbedingungen freigab, war im Februar 2002 die US-amerikanische FCC [22], [68, Appendix A]. In einigen anderen Staaten ist UWB-Kommunikation für Versuche und Demonstrationen freigegeben, zum Teil nur in bestimmten *UWB Friendly Zone* genannten Testzonen (Singapur Feb. 2003, Hong Kong Mai 2005, Australien Dez. 2004) [29]. Inzwischen steht die Freigabe in einigen asiatischen Ländern und Europa unmittelbar bevor [21]. Da für Europa noch keine endgültigen Beschlüsse vorliegen, werden in der vorliegenden Arbeit die Bestimmungen der FCC als Referenz genommen. Insbesondere die Spektrumsanpassungen in Kapitel 5 werden in Bezug auf die im Folgenden vorgestellte FCC-Frequenzmaske durchgeführt. Die dortigen Optimierungsmethoden können jedoch auch auf beliebige andere Frequenzmasken angepasst werden.

Kern der FCC-Bestimmungen ist eine Frequenzmaske, die das maximale LDS für jede Frequenz festlegt. Die Werte für die *Effective Isotropic Radiated Power* (EIRP) in dBm/MHz sind in Tabelle 2.1 und deren graphische Veranschaulichung in Bild 2.1 wiedergegeben. Unterhalb von 960 MHz müssen die Grenzwerte für beabsichtigte Strahler nach §15.209 eingehalten werden. Es wird zwischen Indoor- und Hand-Held-UWB-Systemen unterschieden. Indoor-Systeme müssen aus dem konzeptionellen Aufbau ersichtlich ausschließlich für den Betrieb in Gebäuden geeignet sein und dürfen nicht absichtlich, z. B. aus Fenstern, nach draußen strahlen. Als Beispiel für einen solchen Nachweis nennt die FCC die Versorgung über Wechselstrom. Hand-Held-Systeme hingegen dürfen innerhalb und außerhalb von Ge-

Frequenz in GHz	EIRP in dBm/MHz	
	Indoor-UWB-Systeme	Hand-Held-UWB-Systeme
0,96-1,61	-75.3	-75.3
1,61-1,99	-53.3	-63.3
1,99-3,1	-51.3	-61.3
3,1-10,6	-41.3	-41.3
über 10,6	-51.3	-61.3

Tabelle 2.1 Grenzwerte des Leistungsdichtespektrums der FCC

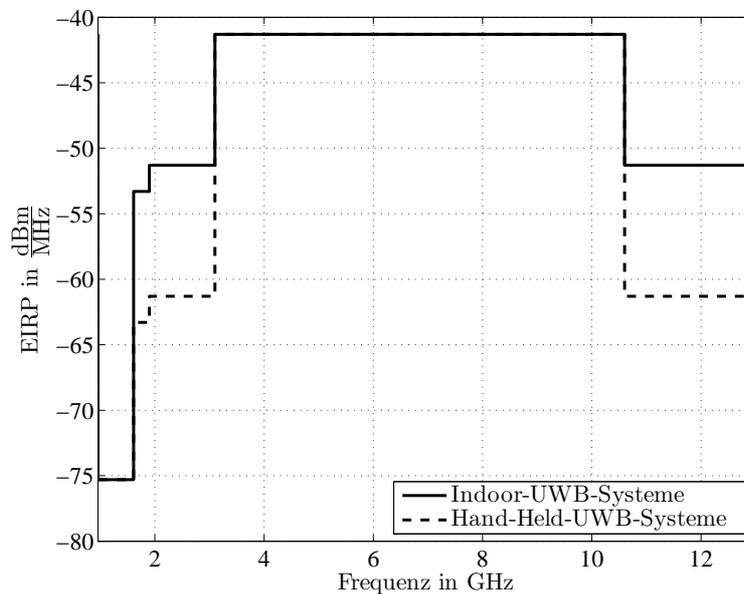


Bild 2.1 Frequenzmaske der FCC

bäuden betrieben werden, müssen jedoch von ihrem Aufbau und ihrer Größe her als tragbare Geräte erkennbar sein, dürfen also z. B. keine fest installierten Antennen an Gebäuden besitzen. Aufgrund der schärferen Bedingungen zum Betrieb von Indoor-Geräten, die eine geringere Störwirkung vermuten lassen, dürfen diese in bestimmten Frequenzbereichen mit höherer Leistung senden. Zur messtechnischen Ermittlung des LDS wird über 1 ms und $F_0=1$ MHz gemittelt. Dies erlaubt zum einen eine gewisse Toleranz gegenüber zeitlichen Schwankungen des Signals. Falls die Schwankungen so groß sind, dass auch das über 1 ms gemittelte Signal nicht als stationär angesehen werden kann, muss das LDS entsprechend gesenkt werden. Zum anderen werden auch bis zu einem gewissen Grad Frequenzspitzen

zugelassen.

Basis der obigen Frequenzmaske sind die Grenzwerte der elektromagnetischen Verträglichkeit, die besagen, dass das mit festgelegten Messvorschriften gemessene elektrische Feld unbeabsichtigter Strahler in einem Abstand von 3 Metern den Wert $500 \frac{\mu V}{m}$ (umgerechnet auf die Messvorschriften für UWB entspricht dies einem LDS von $-41,3 \text{ dBm/MHz}$) nicht überschreiten darf. Bild 2.1 zeigt jedoch, dass UWB-Strahler als beabsichtigte Strahler diese Grenze nur im Bereich zwischen 3,1 GHz und 10,6 GHz nutzen dürfen, in anderen Bereichen jedoch teilweise deutlich darunter liegen müssen. Diese auf den ersten Blick willkürliche Unterscheidung zwischen beabsichtigten und unbeabsichtigten Strahlern begründen die Regulierungsbehörden damit, dass unbeabsichtigte Strahler nicht darauf optimiert sind, unter den gegebenen Randbedingungen eine möglichst hohe Leistung abzustrahlen, sondern diese Grenze nur in wenigen diskreten Frequenzen erreichen, z. B. in der Zwischenfrequenz des heterodynen Mischers oder in den Resonanzfrequenzen der Schaltungen. Beabsichtigte Strahler nutzen jedoch die Frequenzmaske möglichst optimal aus und stellen bei gleichen Grenzwerten ein höheres Störpotenzial dar.

2.3 Das UWB-Kanalmodell

Durch ihre extrem hohe Bandbreite weisen UWB-Kanäle besondere Merkmale auf. Die beiden wichtigsten Merkmale, die typische UWB-Kanäle von klassischen schmalbandigen Modellen unterscheiden, sind die extreme Mehrwegeausbreitung mit Dutzenden von Pfaden und die zeitliche Gruppierung der Pfade zu so genannten Clustern. Die hohe Anzahl von Mehrwegen wird von der extremen Breitbandigkeit und der daraus folgenden hohen zeitlichen Auflösung von UWB-Signalen verursacht. Es können auch Pfade unterschieden werden, die von schmalbandigen Systemen aufgrund der geringen Laufzeitdifferenz als ein Mehrweg interpretiert werden. Die zeitliche Gruppierung entsteht aufgrund der Tatsache, dass Objekte oftmals größer als die räumliche Auflösung von UWB-Signalen sind und dadurch mehrere unterscheidbare Pfade ähnlicher Laufzeit liefern. Durch die große Anzahl von Mehrwegen ist die Anzahl der Pfade innerhalb eines Mehrweges sehr gering, wodurch ein Mehrweg nicht mehr als rayleighverteilt modelliert werden kann. Signaleinbrüche aufgrund von gegenseitiger Auslöschung verschiedener Mehrwege (engl. *Fading*) sind jedoch sehr schwach ausgeprägt. Der Grund liegt darin, dass Fading zu einem bestimmten Zeitpunkt nur für bestimmte Frequenzbereiche auftritt.

Bei sehr breitbandigen Signalen werden Frequenzbereiche mit starker Dämpfung durch Frequenzbereiche mit geringer Dämpfung kompensiert, wodurch die Varianz der Signalenergie relativ gering ist.

Aufgrund dieser Merkmale ist offensichtlich, dass schmalbandige Kanalmodelle nicht verwendet werden können. Um verschiedene Konzepte auf der Bitübertragungsschicht miteinander vergleichen zu können, werden jedoch realistische UWB-Kanalmodelle benötigt. Die Minimalanforderung an ein solches Kanalmodell ist, dass Konzepte, die im Vergleich zu anderen Konzepten im Kanalmodell bessere Resultate liefern, auch in der Realität bessere Ergebnisse liefern. Das Modell soll also zumindest die relative Leistungsfähigkeit richtig wiedergeben. Über die absolute Leistungsfähigkeit können in diesem Fall jedoch wenig Rückschlüsse gewonnen werden. Dieser Ansatz wurde z. B. bei den UMTS-Kanalmodellen gewählt [4], die weit von der Realität entfernt sind. Da für UWB lange Zeit keine geeignete Hardware zum Testen der Leistungsfähigkeit eines bestimmten Konzepts existierte bzw. nur Wenigen zugänglich war, kam schnell der Wunsch nach einem allgemein akzeptierten realistischen Kanalmodell auf. Zunächst wurden verschiedene Kanalmodelle vorgeschlagen und diskutiert (z. B. [10, 75, 80]). Das Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) setzte daraufhin eine Arbeitsgruppe zur Definition eines Kanalmodells ein, welche im Dezember 2002 ihren Abschlussbericht vorlegte [33].

Das vorgeschlagene Kanalmodell setzt sich aus zwei Teilen zusammen, dem Pfadverlust- und dem Mehrwegemodell. Da in der vorliegenden Arbeit keine auf die Sendeleistung, sondern nur auf die Empfangsleistung bezogene Größen benutzt werden, wird das Pfadverlustmodell nicht verwendet. Das Mehrwegemodell basiert auf dem Saleh-Valenzuela-Modell [56], d. h. es wird zunächst die Amplitude und Verzögerung einer Gruppe ermittelt, bevor die Verzögerungen und Amplituden der einzelnen Pfade innerhalb einer Gruppe bestimmt werden. Da bei UWB-Signalen die Bandbreite in der gleichen Größenordnung wie die Mittenfrequenz liegt, ist es nicht sinnvoll, den Kanal im äquivalenten Basisband zu beschreiben. Die Kanalimpulsantwort ist deshalb reell und wird wie folgt modelliert:

$$h(t) = X \sum_{\ell=0}^{L_g} \sum_{k=0}^{K_m} \gamma_{k,\ell} \delta(t - T_{\ell}^g - T_{k,\ell}^m),$$

wobei L_g bzw. K_m die Anzahl der Gruppen bzw. Pfade in einer Gruppe und $\gamma_{k,\ell}$ die Dämpfung des k -ten Pfades in der ℓ -ten Gruppe darstellt. T_{ℓ}^g bezeichnet die Verzögerung der ℓ -ten Gruppe, $T_{k,\ell}^m$ die Verzögerung des k -ten Pfades relativ zur ℓ -ten

Gruppenverzögerung und X die durch Abschattung verursachte Dämpfung. Das Auftreten sowohl der Mehrwege als auch der Gruppen wird als Poissonprozess modelliert. Folglich sind die zeitlichen Abstände aufeinander folgender Gruppen bzw. Pfade, d. h. die Differenz zweier aufeinander folgender T_ℓ^g bzw. $T_{k,\ell}^g$, exponentialverteilt mit der Gruppenankunftsrate Λ^g bzw. der Pfadankunftsrate Λ^m .

Die Pfaddämpfungen setzen sich aus drei Faktoren zusammen:

$$\gamma_{k,\ell} = \beta_{0,k,\ell} \beta_\ell^g \beta_{k,\ell}^m.$$

Hierbei modelliert $\beta_{0,k,\ell}$ das Vorzeichen der Amplitude und nimmt gleichwahrscheinlich die Zustände +1 und -1 an. β_ℓ^g und $\beta_{k,\ell}^m$ beschreiben die voneinander stochastisch unabhängigen zufälligen Amplitudenschwankungen einer Gruppe bzw. eines Pfades und sind lognormalverteilt:

$$\begin{aligned} 20 \lg(\beta_\ell^g) &\sim \mathcal{N}(\mu_\ell^g, \sigma_1^2) \\ 20 \lg(\beta_{k,\ell}^m) &\sim \mathcal{N}(\mu_{k,\ell}^m, \sigma_2^2), \end{aligned} \quad (2.1)$$

wobei $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ eine Normalverteilung mit dem Mittelwert μ und der Varianz σ^2 bezeichnet. Die Größen σ_1^2 bzw. σ_2^2 stellen damit die Varianzen der Cluster bzw. Pfade dar. Das Produkt aus β_ℓ^g und $\beta_{k,\ell}^m$ ist demnach ebenfalls lognormalverteilt.

Der Erwartungswert der Leistung eines Pfades nimmt exponentiell mit der Verzögerung der Gruppe bzw. des Pfades innerhalb der Gruppe ab:

$$E [|\beta_\ell^g \beta_{k,\ell}^m|^2] = \exp\left(-\frac{T_\ell^g}{\Gamma^g}\right) \exp\left(-\frac{T_{k,\ell}^m}{\Gamma^m}\right), \quad (2.2)$$

wobei Γ^g bzw. Γ^m die Dämpfungsfaktoren der Gruppen bzw. Pfade darstellen. Ein Vergleich von (2.1) und (2.2) liefert:

$$\mu_\ell^g + \mu_{k,\ell}^m = \frac{-10 \frac{T_\ell^g}{\Gamma^g} - 10 \frac{T_{k,\ell}^m}{\Gamma^m}}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20}.$$

Bild 2.2 zeigt einen möglichen Verlauf des Erwartungswertes der Pfadenergien für drei Gruppen mit den Verzögerungen T_0 , T_1 und T_2 .

Nachdem alle $\gamma_{k,\ell}$ berechnet wurden, wird die Summe der Quadrate aller $\gamma_{k,\ell}$ auf Eins normiert, wodurch die Varianz der Energie ausschließlich von der Dämpfung X abhängt. X ist ebenfalls lognormalverteilt:

$$20 \lg(X) \sim N(0, \sigma_X^2).$$

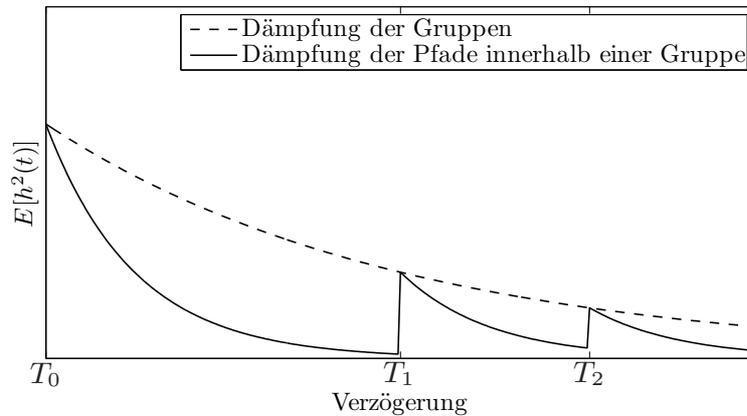


Bild 2.2 Erwartungswert des Mehrwegekanalmodells

Das beschriebene Kanalmodell ist sowohl in der Amplitude als auch in der Zeit kontinuierlich. Zur Erzeugung eines zeitdiskreten Modells empfiehlt die IEEE-Arbeitsgruppe die Verzögerungen der Pfade mit einer Auflösung von 100 GHz zu quantisieren. Pfade, die zusammenfallen, werden addiert. Danach wird die Realisierung mittels eines Anti-Aliasing-Filters und einer Dezimation auf die gewünschte Zeitauflösung gebracht.

Das Kanalmodell ist eine Funktion der sieben Parameter Λ^g , Λ^m , Γ^g , Γ^m , σ_1 , σ_2 und σ_X , mit deren Hilfe das allgemeine Modell auf die speziellen Charakteristika eines UWB-Kanals angepasst werden kann. Tabelle 2.2 zeigt die vier von der IEEE-Arbeitsgruppe vorgeschlagenen Parametersätze zusammen mit den wichtigsten resultierenden Kanalkennwerten. Diese sind, neben dem Delay-Spread, die Anzahl der Pfade, die weniger als 10 dB gegenüber dem stärksten Pfad gedämpft sind, und die Standardabweichung der Energie des Kanals. Die Kennwerte ergeben sich als Mittelwerte aus einer großen Anzahl von Realisierungen des stochastischen Kanalmodells. Die Parameter wurden so gewählt, dass die Kennwerte mit möglichst geringem Fehler den gemessenen Kennwerten entsprechen. KM 1 und KM 2 entsprechen einem Kanal mit einer Entfernung von höchstens vier Metern. KM 1 besitzt eine direkte Sichtverbindung (engl. *Line of Sight*, LOS), KM 2 keine direkte Sichtverbindung (engl. *Non Line of Sight*, NLOS). KM 3 und KM 4 stellen einen NLOS-Kanal mit einer Entfernung von vier bis zehn Metern dar, wobei für KM 4 eine extrem ungünstige NLOS-Verbindung angenommen wird. Diese vier Parametersätze werden im Rahmen der vorliegenden Arbeit verwendet.

Kanalmodell	KM 1	KM 2	KM 3	KM4
Entfernung	0 - 4 m		4 - 10 m	
Ausbreitung	LOS	NLOS		extremes NLOS
Λ^g in 1/ns	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
Λ^m in 1/ns	2,5	0,5	2,1	2,1
Γ^g in ns	7,1	5,5	14	24
Γ^m in ns	4,3	6,7	7,9	12
σ_1 in dB	3,3941	3,3941	3,3941	3,3941
σ_2 in dB	3,3941	3,3941	3,3941	3,3941
σ_X in dB	3	3	3	3
mittleres Delay Spread in ns	5	8	15	25
mittlere Anzahl der Pfade > -10dB	12,5	15,3	24,9	41,2
Standardabweichung der Kanalenergie in dB	2,9	3,1	3,1	2,7

Tabelle 2.2 Parameter und Kennwerte der Kanalmodelle

2.4 Impulse-Radio-UWB

Weder die Regulierungsbestimmungen der FCC noch die vorläufigen Beschlüsse zur Regulierung in Europa beziehen sich auf einen bestimmten UWB-Standard. Solange die Frequenzmaske und alle anderen Bestimmungen eingehalten werden, darf ein UWB-Gerät eine beliebige physikalische Schicht besitzen. Trotzdem werden sich langfristig einige wenige oder sogar nur ein einziger Quasi-Standard durchsetzen, damit Geräte unterschiedlicher Hersteller miteinander kommunizieren können. Diese Situation ist vergleichbar mit dem ISM-Band im Bereich von 2,4 GHz. Obwohl kein Standard existiert, haben sich für jede Anwendung Quasi-Standards durchgesetzt (z. B. IEEE 802.11b/g oder Bluetooth). Ein vergleichbarer Prozess steht im Bereich UWB erst am Anfang. Das vielversprechendste Standardisierungsvorhaben ist vermutlich die Definition einer alternativen hochbitratigen physikalischen Schicht für IEEE 802.15, welche zum IEEE-Standard 802.15.3a führen soll [1]. Da keiner der beiden verbliebenen Vorschläge (Multi-Band-OFDM und Direct-Sequence-UWB) die benötigte Stimmenmehrheit bekommen hat, sind seit Juli 2004 die Fronten verhärtet.

Durch die sehr allgemeine Definition von UWB sind sehr unterschiedliche UWB-Ansätze denkbar. Entsprechend viele Vorschläge einer physikalischen Schicht existieren (z. B. [17, 24, 46, 61, 62, 73]). Die vorliegende Arbeit beschränkt sich auf IR-UWB, welches sich an Ansätze aus der Radartechnik anlehnt und der erste Vorschlag für ein UWB-Kommunikationssystem war. Die extreme Bandbreite eines UWB-Signals wird mit Hilfe zeitlich sehr kurzer Pulse erzeugt. Da diese Pulse analog hergestellt werden, wird für die Bandbreite von bis zu 7,5 GHz keine entsprechende Abtastrate benötigt. Der Abstand zwischen den Pulsen ist normalerweise um Größenordnungen höher als die Pulslänge.

Im Folgenden werden die für die vorliegende Arbeit relevanten Merkmale von IR-UWB vorgestellt [34]. Zunächst wird auf die verwendeten Pulsformen eingegangen. Danach werden die wichtigsten Modulationsarten und Time-Hopping-Codes eingeführt. Es wird ein allgemeines IR-UWB-Signalmodell angegeben, mit dem alle zuvor vorgestellten Pulsformen und Modulationen beschrieben werden können. Dieses Signalmodell wird in den folgenden Kapiteln verwendet. Abschließend wird die Funktionsweise kohärenter und inkohärenter Empfänger verglichen.

2.4.1 Pulsformung

Bei der Wahl geeigneter Pulsformen für die IR-UWB-Übertragung spielen mehrere Faktoren eine Rolle. Da in IR-UWB-Konzepten die Frequenzspreizung ausschließlich analog über die Pulsform geschieht, müssen durch die Pulsform genügend große Frequenzbänder abgedeckt werden. Da zudem aus einem breiten Frequenzspektrum eine kurze Zeitfunktion folgt (und umgekehrt), müssen für ein Frequenzspektrum von mehreren GHz Pulse mit einer Pulslänge kürzer als eine ns erzeugt werden. Die digitale Erzeugung solcher Pulse würde eine Abtastzeit im ps-Bereich erfordern. Diese Anforderung liegt an der Grenze des heute technologisch Erreichbaren und würde sowohl die Randbedingung eines kostengünstigen als auch die eines energiesparenden mobilen Gerätes verletzen. Deswegen werden solche Pulse typischerweise analog hergestellt und ohne Leistungsverstärker oder Mischer direkt auf die Antenne gegeben.

Je nach Art der benutzten Hardware entstehen sehr unterschiedliche Formen. Technisch sehr einfach herzustellen sind gedämpfte Sinusschwingungen [27] der Form

$$p(t) = A \exp(-\lambda_0 t) \sin(2\pi f_0 t) \quad t \geq 0,$$

wobei λ_0 den Dämpfungskoeffizienten und f_0 die Frequenz der Oszillation darstellt

und A auf eine geeignete Amplitude normiert. Die Fouriertransformierte ist

$$P(f) = \frac{2\pi f_0 A}{\lambda_0^2 - 4\pi^2(f^2 - f_0^2) + j4\pi\lambda_0 f}.$$

Man erkennt aus der Frequenzdarstellung, dass das LDS der gedämpften Sinusschwingung in einem schmalen Bereich um f_0 konzentriert ist und außerhalb dieses Bereichs sehr schnell abfällt. Solche Pulsformen sind demnach nicht dafür geeignet, die spektrale Maske der Regulierungsbehörden (Bild 2.1) mit möglichst großer Sendeleistung einzuhalten.

In den letzten Jahren wurden einige Ansätze vorgeschlagen, orthogonale Pakete aus Pulsformen zu entwickeln [8, 26, 28, 79]. Der große Vorteil all dieser Pulspakete ist, dass Pulse erzeugt werden, von denen nicht jeder einzelne die Frequenzmaske einhalten muss, sondern die Maske als orthogonales Paket erfüllt wird. Dabei wird Orthogonalität trotz Überlappung im Frequenzbereich erreicht. Als Beispiel seien hier die so genannten modifizierten Hermitepulse [26, 27] erwähnt, die aus den hermiteschen Polynomen gewonnen werden. In einem Paket aus Hermitepulsen lässt sich der n -te Puls folgendermaßen beschreiben:

$$p_n(t) = A_n \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_0} \right)^2 \right] \sum_{m=0}^{\lfloor \frac{n}{2} \rfloor} \left(-\frac{1}{2} \right)^m \left(\frac{t}{\tau} \right)^{n-2m},$$

wobei $\lfloor \frac{n}{2} \rfloor$ die nächst kleinere ganze Zahl von $\frac{n}{2}$ ist und A_n auf eine geeignete Amplitude normiert. Die Anwendbarkeit solcher Pakete sind begrenzt, da es nicht einfach ist, solche durch mathematische Funktionen beschriebene Pulsformen im Sender technisch herzustellen.

Es hat sich gezeigt, dass ein Puls am Ausgang eines realen Pulsgenerators, der zum Beispiel durch eine Diode realisiert wird, näherungsweise als eine Gaußfunktion beschrieben werden kann:

$$p_s(t) = \sqrt{\frac{2T}{\tau_0}} \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_0} \right)^2 \right], \quad (2.3)$$

wobei τ_0 die Zeitkonstante des Pulses ist. Die Pulsamplitude wird, wie auch bei den folgenden Gaußfunktionen, so normiert, dass die Leistung in einem Intervall der Länge T Eins wird.

Für sehr breitbandige, zeitlich begrenzte Signale können sowohl Sende- als auch Empfangsantenne näherungsweise als Differentiatoren beschrieben werden [71].

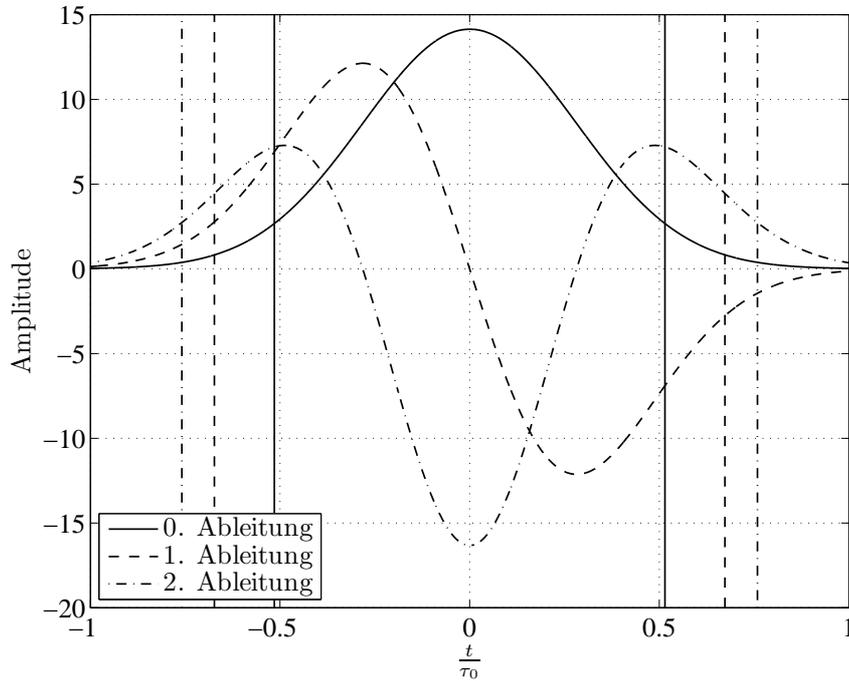


Bild 2.3 Der Gaußpuls und seine erste und zweite Ableitung zusammen mit der jeweiligen Pulslänge

Damit erzeugt eine Gaußfunktion am Ausgang des Pulsgenerators die Ableitung einer Gaußfunktion auf dem Kanal:

$$p_k(t) = -4\sqrt{\frac{\pi T}{\tau_0}} \frac{t}{\tau_0} \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2\right]. \quad (2.4)$$

Nach der Empfangsantenne kann die Pulsform als zweite Ableitung einer Gaußfunktion beschrieben werden:

$$p_e(t) = \frac{2}{3}\sqrt{6\frac{T}{\tau_0}} \left[4\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2 - 1\right] \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\tau_0}\right)^2\right]. \quad (2.5)$$

Die Pulsformen $p_k(t)$ für das Signal im Kanal und $p_e(t)$ für das Signal im Empfänger werden in der Literatur mit Abstand am häufigsten benutzt und auch im Rahmen dieser Arbeit verwendet.

In Bild 2.3 sind der Gaußpuls und dessen erste und zweite Ableitung zu sehen. Der Gaußpuls besitzt lediglich ein Extremum, in jeder Ableitung kommen ein weiteres

Extremum und eine Nullstelle dazu. Der Gaußpuls und der zweifach differenzierte Gaußpuls sind achsensymmetrisch zur y-Achse, der einfach differenzierte Pulse ist punktsymmetrisch zum Ursprung. Als Pulslänge T_p wird im Rahmen dieser Arbeit die kürzeste Zeitdauer definiert, in der 99 % der Energie des Pulses enthalten sind. Es gilt $T_{p_s} \approx 1,028 \tau_0$, $T_{p_k} \approx 1,344 \tau_0$ und $T_{p_e} \approx 1,517 \tau_0$. In Bild 2.3 sind die jeweiligen Pulslängen durch vertikale Linien eingetragen. Da anstatt der Energien die Amplituden eingetragen wurden, sind die Flächen der Pulse außerhalb der Grenzen größer als 1 % der Gesamtfläche.

Im Hinblick auf die Einhaltung der spektralen Maske ist das LDS auf dem Kanal von besonderem Interesse. Der Puls auf dem Kanal aus (2.4) lässt sich als

$$p_k(t) = \sqrt{\frac{T\tau_0}{\pi}} \frac{d}{dt} \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_0} \right)^2 \right]$$

schreiben. Die Fouriertransformierte ergibt damit

$$\begin{aligned} P_k(f) &= \sqrt{\frac{T\tau_0}{\pi}} j2\pi f \mathcal{F} \left\{ \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_0} \right)^2 \right] \right\} \\ &= j\sqrt{2\pi T\tau_0} f\tau_0 \exp \left[-\frac{\pi}{2} (f\tau_0)^2 \right], \end{aligned}$$

wobei \mathcal{F} die Fouriertransformation bezeichnet. Für das LDS folgt

$$\Phi_{p_k p_k}(f) = |P_k(f)|^2 = 2\pi T\tau_0^3 f^2 \exp \left[-\pi (f\tau_0)^2 \right].$$

Im Folgenden wird die relative Leistung η eines Pulses $p(t)$ bis zu einer Grenzfrequenz f_g bezogen auf das LDS $S_d(f)$ der Frequenzmaske als

$$\eta = \frac{\int_0^{f_g} \Phi_{pp}(f) df}{\int_0^{f_g} S_d(f) df} \quad (2.6)$$

definiert. Bild 2.4 zeigt das LDS eines differenzierten Gaußpulses, der die Indoor-FCC-Maske mit maximaler Leistung erfüllt ($\tau_0 = 87$ ps), wobei für Frequenzen unterhalb von 1,61 GHz ein zusätzliches Filter verwendet werden müsste. Es gilt $\eta = 0,1894$. Man sieht, dass der nicht gemischte Puls nur sehr schwer an die Maske angepasst werden kann. Dies liegt vor allem daran, dass mit τ_0 nur ein Parameter

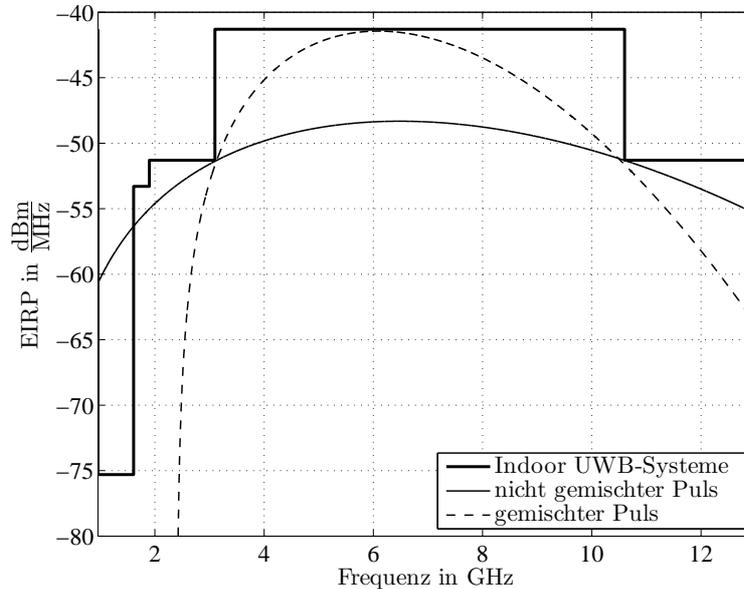


Bild 2.4 Frequenzmaske der FCC mit differenziertem Gaußpuls

zur Verfügung steht, um sowohl die Bandbreite als auch die Mittenfrequenz festzulegen. Die Mittenfrequenz des Pulses in Bild 2.4 ist so gewählt, dass der Puls optimal in den 10 dB-Grenzen 3,1 GHz und 10,6 GHz liegt, wodurch die Bandbreite zu groß ist. Würde man die Bandbreite verringern, um die Leistung zu erhöhen, würde sich der Puls in einen anderen Frequenzbereich schieben.

Dieses Problem kann bei einer vorgegebenen Pulsform entweder durch ein zusätzliches Filter oder durch einen Mischer verringert werden. Breitbandige Filter, die an den 10 dB-Grenzen möglichst steile Flanken besitzen, sind extrem aufwendig. Eine praktikablere Methode ist der Einsatz eines Mischers, dessen Mischfrequenz f_0 einen zusätzlichen Freiheitsgrad bietet, wodurch τ_0 zur Optimierung der Bandbreite und f_0 zur Optimierung der Mittenfrequenz genutzt werden kann. In Bild 2.4 ist zusätzlich der Puls mit maximaler Leistung eingetragen, falls zusätzlich ein Mischer zur Verfügung steht, mit dem der Basisbandpuls auf eine beliebige Mischfrequenz f_0 verschoben werden kann ($\tau_0 = 153$ ps, $f_0 = 2,4$ GHz, $\eta = 0,5322$). Man sieht, dass selbst ein gemischter Puls große Teile der Frequenzmaske nicht nutzen kann. In Kapitel 5 wird auf eine Anpassung des Signalspektrums an eine beliebige Frequenzmaske eingegangen, indem Pulssequenzen mit einer angepassten Spreizsequenz gesendet werden.

2.4.2 Modulationsarten

Bei der Wahl der Modulationsart für IR-UWB muss beachtet werden, dass ein IR-UWB-Signal im Gegensatz zur äquivalenten Basisbanddarstellung von Bandpasssignalen nicht komplex, sondern reell ist. Dadurch sind die Möglichkeiten zur Wahl der Modulationsart eingeschränkt. Typischerweise werden N Pulse pro Symbol gesendet, die alle gleich moduliert werden und den Abstand T besitzen. Dadurch wird zum einen bei einer konstanten Bitenergie E_b die Energie pro Puls E_p , die der Pulsgenerator aufbringen muss, verringert. Zum anderen wird bei einer konstanten Datenrate der Pulsabstand verringert, wodurch sowohl Synchronisierung als auch Tracking erleichtert wird. Wird E_p anstatt E_b konstant gehalten, so kann durch eine Erhöhung von N die BER verbessert werden.

Im Folgenden werden die drei wichtigsten Modulationsarten vorgestellt. In Lehrbüchern über UWB [27, 48, 68] finden sich unterschiedliche Definitionen der einzelnen Modulationsarten bzw. unterschiedliche Namen für identische Modulationsarten, insbesondere in Bezug auf Pulsamplitudenmodulation, binäre Phasenmodulation und Pulsmodulationsarten. Im Rahmen dieser Arbeit werden die folgenden Definitionen verwendet. Bild 2.5 veranschaulicht alle drei vorgestellten Modulationen für $N = 1$.

On/Off-Keying

On/Off-Keying (OOK) stellt die Modulationsart mit den geringsten Hardwareanforderungen dar. Im Fall einer *Eins* wird ein Puls, im Fall einer *Null* wird kein Puls gesendet. Wenn $p_0(t)$ und $p_1(t)$ die bei einer *Null* bzw. *Eins* gesendeten Pulse darstellen, lässt sich OOK als

$$p_1(t) = p(t) \quad p_0(t) = 0 \quad (2.7)$$

beschreiben. Die geringen Hardwareanforderungen resultieren daraus, dass sowohl die Pulsform, als auch Polarisation und zeitliche Lage des Pulses nicht von den gesendeten Daten abhängen. Der einfache Aufbau wird jedoch mit einigen Problemen im Empfänger erkaufte. Die Pulse $p_1(t)$ und $p_0(t)$ sind mathematisch gesehen orthogonal. Dies verursacht gegenüber einer in Bezug auf die Energieeffizienz optimalen Modulation (d. h. Modulation mit antipodalen Pulsen) in AWGN einen Verlust von 3 dB. Zusätzlich ist die Wahl der Schwelle zur Symbolentscheidung abhängig von der Rauschleistung und der Dämpfung. Im Gegensatz zu den Modulationsarten PAM und PPM muss also in einem Header sowohl die Signalamplitude

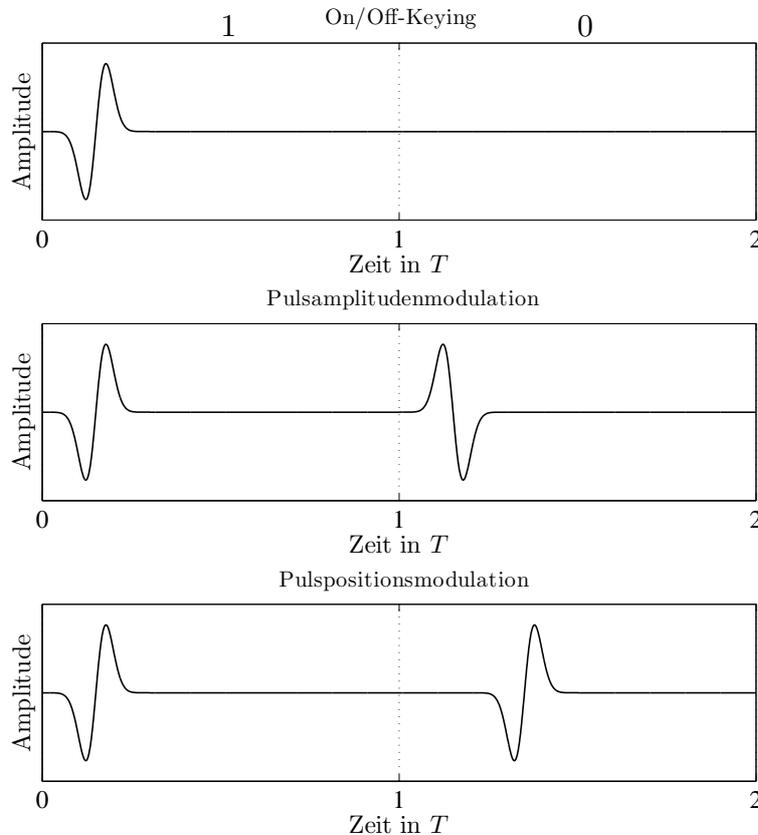


Bild 2.5 Modulationsarten für Impulse-Radio UWB

als auch die Rauschleistung geschätzt werden, was insbesondere in sich schnell ändernden Mehrwegekanälen mit Störungen schwierig ist. Auch die Synchronisation zwischen Sender und Empfänger stellt ein Problem dar, da im Fall von längeren *Null*-Folgen keine Pulse zur Synchronisation vorliegen.

Pulsamplitudenmodulation

Bei der Pulsamplitudenmodulation (PAM) wird die Information durch Änderung der Amplitude eines Pulses übertragen. Binäre PAM ist identisch mit binärer Phasenmodulation. Da aufgrund der reellen Signale keine höherstufigen Phasenmodulationen existieren, ist der Begriff Phasenmodulation in Zusammenhang mit IR-UWB missverständlich und wird in dieser Arbeit nicht verwendet. Binäre PAM kann demnach folgendermaßen beschrieben werden:

$$p_1(t) = p(t) \quad p_0(t) = -p(t). \quad (2.8)$$

Die Pulse $p_0(t)$ und $p_1(t)$ sind antipodal, was zumindest in AWGN eine optimale BER ermöglicht. Da die Entscheidungsschwelle im Empfänger bei Null liegt, muss weder die Signalamplitude noch die Rauschleistung bekannt sein. PAM benötigt jedoch einen erhöhten Hardware-Aufwand, da für binäre PAM der Puls negiert werden muss. Wegen $p_0^2(t) = p_1^2(t)$ kann ein PAM-Signal im Gegensatz zu OOK- und PPM-Pulsen nur von einem kohärenten Empfänger demoduliert werden (siehe Abschnitt 2.4.5).

Pulspositionsmodulation

Pulspositionsmodulation (PPM) gehörte zu den ersten für IR-UWB vorgeschlagenen Modulationsverfahren und ist das in der Literatur am meisten verwendete Verfahren. Seine Popularität ist vor allem damit zu erklären, dass es einen guten Kompromiss zwischen theoretisch erzielbarer Leistungsfähigkeit und praktischer Realisierbarkeit darstellt. Die Information liegt in der zeitlichen Lage des Pulses. Bei einer *Eins* wird der Puls unverändert übertragen, bei einer *Null* wird der Puls um die Zeitspanne Δ verschoben. Damit lässt sich PPM als

$$p_1(t) = p(t) \quad p_0(t) = p(t - \Delta) \quad (2.9)$$

darstellen. PPM hat den großen Vorteil, dass weder die Pulsform verändert, noch der Puls invertiert wird, sondern nur der Zeitpunkt der Pulsverzögerung kontrolliert werden muss. Damit sind die Anforderungen nicht viel größer als bei OOK und deutlich geringer als bei PAM. PPM ist im Gegensatz zu PAM sowohl für kohärente als auch inkohärente Empfänger geeignet. Das Senden eines Pulses für jedes Symbol erleichtert die Synchronisation zwischen Sender und Empfänger. Falls Δ größer als die Pulslänge T_p ist, sind $p_0(t)$ und $p_1(t)$ orthogonal. In diesem Fall wäre die Leistungsfähigkeit von PPM in AWGN vergleichbar mit der von OOK und um 3 dB schlechter als PAM. In Abschnitt 2.4.5 wird jedoch gezeigt, dass es in kohärenten Empfängern günstiger ist, $\Delta < T_p$ zu wählen. Dadurch kann in AWGN eine Leistungsfähigkeit erzielt werden, die etwa 1 dB schlechter als antipodale Modulation, aber 2 dB besser als orthogonale Modulation ist. Im Gegensatz zu PAM ist bei PPM der Pulsabstand auch ohne die im nächsten Abschnitt vorgestellten Time-Hopping-Codes nicht konstant.

2.4.3 Time-Hopping-Codes

Ein mit den im vorigen Abschnitt beschriebenen Modulationsarten modulierte IR-UWB-Signale besitzen sehr stark ausgeprägte periodische Anteile. Dies liegt vor allem an den sehr ähnlichen bzw. gleichen Pulsformen und -abständen. In OOK und PPM sind alle Pulsformen eines Signals gleich, in PAM besteht die Variation der Pulsform lediglich in der Polarität. In OOK beträgt der Pulsabstand ganzzahlige Vielfache von T . In PPM beträgt der Pulsabstand T oder $T \pm \Delta$. In PAM ist der Pulsabstand sogar immer gleich T . Dies verursacht zum einen ausgeprägte Frequenzspitzen im Spektrum, da periodische Signale ein diskretes Spektrum besitzen, zum anderen können massive Störungen durch Mehrfachzugriff (engl. *Multiple Access Interference*, MAI) mit gleichartigen UWB-Geräten, sowohl des gleichen als auch eines fremden Netzwerks, auftreten. Frequenzspitzen verursachen eine sehr hohe Störleistung in konventionellen Schmalbandsystemen, in deren Frequenzband die Frequenzspitze liegt, und sollten folglich vermieden werden. In den Regulierungsbestimmungen werden die von Frequenzspitzen verursachten Probleme implizit dadurch berücksichtigt, dass auch alle Frequenzspitzen innerhalb der Frequenzmaske liegen müssen. Starke MAI kann dadurch entstehen, dass bei einem zufälligen Zusammentreffen zweier UWB-Sender auch alle Pulse eines Symbols zusammenfallen und das jeweilige Symbol beider Sender nicht mehr korrekt empfangen werden kann. Mit Hilfe von Time-Hopping-Codes (TH-Codes) können sowohl das Spektrum verbessert als auch die MAI verringert werden.

Im Folgenden wird der Pulsabstand ohne Einfluss der Modulation und des TH-Codes als *Framedauer* T bezeichnet. Obwohl der Begriff *Frame* in vielen nachrichtentechnischen Bereichen eine andere Bedeutung hat, hat sich im Bereich IR-UWB diese Bezeichnungsweise durchgesetzt.

Bei der Verwendung von TH-Codes wird zusätzlich zur möglichen Verschiebung durch die Modulation jeder Puls innerhalb des Frames verschoben. Die Länge der Verschiebung hängt vom pseudozufälligen TH-Code ab. Dabei werden auch die Pulse eines Symbols jeweils unterschiedlich verschoben. Da der TH-Code sowohl im Sender als auch im Empfänger bekannt ist, kann jedes Symbol korrekt demoduliert werden. TH-Codes bewirken eine Verringerung der Periodizitäten im Signal und glätten somit das Spektrum. Da jedem Nutzer ein anderer TH-Code zugewiesen wird, können zudem mehrere Nutzer gleichzeitig senden. TH-Codes verringern jedoch nicht die Wahrscheinlichkeit, dass sich zwei Pulse von unterschiedlichen Nutzern treffen. Es wird lediglich die Wahrscheinlichkeit erhöht, dass die Anzahl

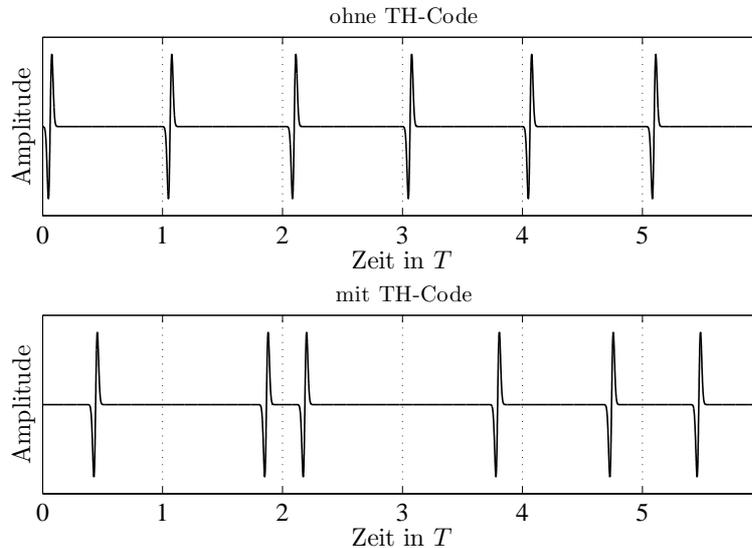


Bild 2.6 Impulse-Radio-UWB-Signal mit und ohne Time-Hopping-Code

der Pulse pro Symbol, die durch Pulse anderer Nutzer verfälscht werden, einen für die Rückgewinnung des gesendeten Symbols notwendigen Wert unterschreitet.

Normalerweise umfassen die Werte des TH-Codes nicht die volle Framedauer. Vielmehr wird am Ende des Frames ein Bereich festgelegt, in dem der Puls auch unter Berücksichtigung des TH-Codes niemals landet. Dieser Bereich ist gerade der minimale Abstand zweier Pulse über alle möglichen Werte des TH-Codes. Wird die Länge des Bereichs ausreichend lang gewählt, so verringert sich die Intersymbol-Interferenz (ISI) in Mehrwegeszenarien. Technisch realisierbare TH-Codes erzeugen keine kontinuierlichen Verschiebungen innerhalb der maximalen Verschiebung. Vielmehr sind alle Verschiebungen ganzzahlige Vielfache einer Verschiebung T_h . Die maximale Verschiebung durch den TH-Code beträgt $T_h \cdot N_h$, wobei N_h die Anzahl aller möglichen Positionen des Codes darstellt. T_h lässt sich als die Quantisierung des TH-Codes interpretieren. Je kleiner T_h , desto größer wird der Speicheraufwand eines Codes.

Bild 2.6 zeigt einen Vergleich zwischen einem mit PPM modulierten IR-UWB-Signal mit und ohne TH-Code. Zur besseren Darstellung sind eine extrem kurze Framedauer und lediglich ein Sendepuls pro Symbol ($N = 1$) dargestellt. Als Verschiebung durch PPM wurde das für kohärente Demodulation in AWGN optimale Δ_{opt} gewählt (siehe Abschnitt 2.4.5). Da Δ_{opt} kleiner als die Pulslänge ist, ist im oberen Teilbild die Verschiebung durch eine gesendete *Null* im 3-ten und 6-ten

Frame klein gegenüber dem Pulsabstand. Erst durch Verwendung eines TH-Codes im unteren Teilbild wird die starke Periodizität des Signals abgeschwächt.

2.4.4 Allgemeines Signalmodell

Die in den vorigen Abschnitten behandelten Modulationsarten und TH-Codes können durch ein allgemeines Signalmodell beschrieben werden, wobei binäre Modulation angenommen wird, d. h. jedes übertragene Symbol ein Bit enthält. Zwar kann auch für höherstufige Modulationen ein Signalmodell angegeben werden. Da durch diese Verallgemeinerung jedoch kaum neue Erkenntnisse über die Struktur oder die Leistungsfähigkeit der in den folgenden Kapiteln behandelten Kompensierungen gewonnen werden, wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit auf die Darstellung höherstufiger Modulationsverfahren verzichtet.

Unabhängig vom verwendeten Modulationsverfahren kann das binär modulierte IR-UWB-Signal des k -ten Nutzers folgendermaßen beschrieben werden:

$$s^{(k)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_{0, \lfloor n/N \rfloor} p_0(t - nT - h_n^{(k)} T_h) + \alpha_{1, \lfloor n/N \rfloor} p_1(t - nT - h_n^{(k)} T_h). \quad (2.10)$$

Wie schon in den vorigen Abschnitten, stellen $p_0(t)$ und $p_1(t)$ die Pulsformen für eine *Eins* bzw. *Null*, N die Anzahl der Pulse pro Symbol, T die Framedauer und T_h die Quantisierung des TH-Codes dar. Durch den pseudozufälligen Code $\{h_n^{(k)}\}$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$, werden die Nutzer getrennt und das Spektrum geglättet. Die jeweiligen Pulse werden, abhängig vom aktuellen Datenbit, durch $\alpha_{0, \lfloor n/N \rfloor}$ und $\alpha_{1, \lfloor n/N \rfloor}$ auf Null bzw. Eins gesetzt, wobei immer genau eine der Zufallsvariablen gleich Eins ist und die Beziehung $\alpha_{0, \lfloor n/N \rfloor} = 1 - \alpha_{1, \lfloor n/N \rfloor}$ gilt. Aus der allgemeinen Beschreibung in (2.10) können die Spezialfälle OOK, PAM und PPM gewonnen werden, indem für $p_0(t)$ und $p_1(t)$ die Gleichungen (2.7) bis (2.9) eingesetzt werden. Die Sender-, Kanal- und Empfängersignale können beschrieben werden, indem als Pulsform die Größen $p_s(t)$, $p_k(t)$ und $p_e(t)$ entsprechend (2.3) bis (2.5) verwendet werden.

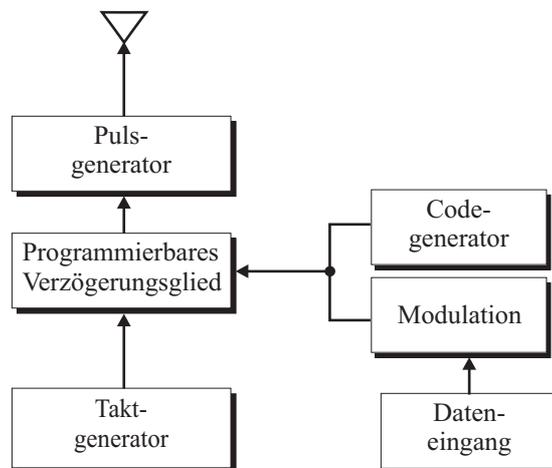


Bild 2.7 Impulse-Radio UWB-Sender aus [3]

2.4.5 Sender- und Empfängerstruktur für Pulspositionsmodulation

Die Erzeugung des Signals aus (2.10) und dessen Empfang erfordern eine Sender- und Empfängerstruktur, die sich stark von der Erzeugung konventioneller schmalbandiger Signale mit Träger unterscheidet. Im Folgenden wird als Beispiel der prinzipielle Aufbau eines IR-UWB-Senders mit PPM beschrieben [3]. Anschließend wird sowohl ein kohärenter als auch ein inkohärenter Empfänger vorgestellt. Ähnliche Konzepte existieren für OOK und PAM.

Senderstruktur

Bild 2.7 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines einfachen Senders für IR-UWB mit PPM und TH-Code. Die zu sendenden Daten gelangen in den Modulator. Dieser erzeugt, je nach gesendetem Symbol, einen Wert für die Verzögerung, die an ein programmierbares Zeitverzögerungsglied weitergeleitet wird. Zusätzlich erzeugt ein Codegenerator einen TH-Code mit einem pseudozufälligen Verzögerungswert, welcher ebenfalls an das Verzögerungsglied geschickt wird. Das Signal zum Senden eines Pulses wird von einem Taktgenerator ausgelöst, welcher in regelmäßigen, hoch genauen Zeitabständen ein Signal sendet. Das Taktsignal wird vom Verzögerungsglied entsprechend den Werten aus dem Modulator und dem Codegenerator verzögert und zum Pulsgenerator weitergeleitet. Dort wird ein analoger Puls erzeugt und direkt zur Antenne geleitet. Da kein Leistungsverstärker benötigt wird,

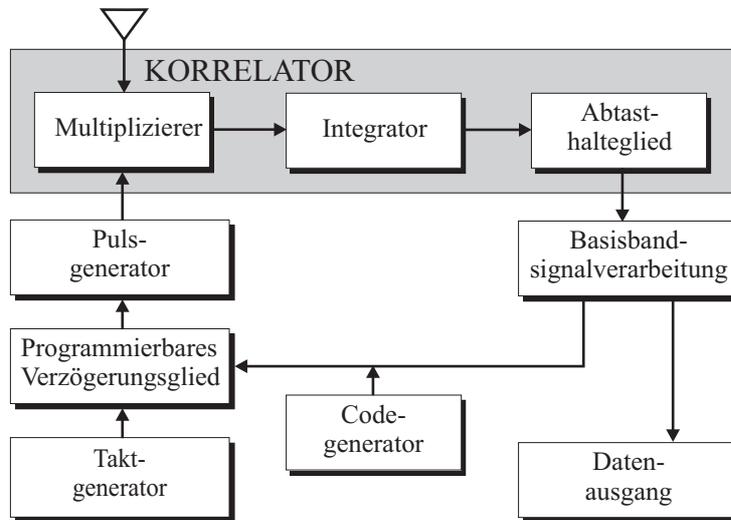


Bild 2.8 Kohärenter Impulse-Radio UWB-Empfänger aus [3]

ist der Sender sehr kompakt und kostengünstig herzustellen und arbeitet sehr energieeffizient.

Kohärenter Empfänger

IR-UWB-Empfänger können in kohärente und inkohärente Empfänger unterschieden werden. Da IR-UWB-Signale keinen Träger besitzen, weicht die Verwendung des Begriffs *kohärent* von der Verwendung des Wortes bei schmalbandigen Signalen mit Träger ab. Im Folgenden wird der Aufbau eines kohärenten Empfängers dem eines inkohärenten Empfängers gegenübergestellt.

Bild 2.8 zeigt das Prinzip eines kohärenten Empfängers. Dieses Empfängerprinzip wird auch Korrelationsempfänger genannt, da das empfangene Signal mit einem so genannten Template $p_T(t)$ korreliert wird. Der Korrelator lässt sich in folgende Teilschritte zerlegen:

- Multiplikation des empfangenen Signals und dem Template.
- Integration des resultierenden Signals über die Dauer des Templates.
- Periodisches Abgreifen des Integrationsergebnisses.

Ähnlich wie im Sender wird das Template im Empfänger durch einen Puls-generator erzeugt. Der Puls-generator wird durch einen Taktgenerator angesteuert, wel-

cher wiederum durch ein programmierbares Verzögerungsglied verzögert wird. Allerdings ist die Steuerung des Verzögerungsglieds im Empfänger schwieriger als im Sender, da Sender und Empfänger synchronisiert werden müssen. Zum einen müssen die unter Umständen abweichenden Oszillatorgeschwindigkeiten in Sender und Empfänger angepasst werden (*engl.* Tracking). Zum anderen muss der Bittakt ermittelt werden, d. h. der Empfänger muss den Anfang des Symbols ermitteln (*engl.* Acquisition). Diese Aufgabe wird innerhalb der Basisbandsignalverarbeitung bearbeitet. Dazu wird am Anfang jedes Datenpakets eine iterative Schleife zur Synchronisierung durchgeführt. Zur Unterstützung der Synchronisierung wird normalerweise am Anfang jeder Übertragung ein so genannter Header mit bekannten Daten gesendet. Erst nach Beendigung des Headers werden die zu übermittelnden Daten gesendet.

Es lässt sich zeigen, dass in einem AWGN-Kanal der Korrelationsempfänger der theoretisch bestmögliche Empfänger bezüglich der BER ist [51, S. 232]. Der Grund liegt darin, dass zum Empfangssignal unkorrelierte Störsignale durch den Korrelator vollständig unterdrückt werden. Ein weiteres Ergebnis dieser Herleitung ist, dass die BER eines solchen Empfängers in bandbegrenztem AWGN nur von der Rauschleistungsdichte abhängt, und nicht von der Bandbreite des Rauschens, d. h. es wird theoretisch kein Eingangsfilter zur Verringerung des Rauscheinflusses benötigt.

Bei antipodaler Signalisierung ergibt sich in AWGN die BER

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right), \quad (2.11)$$

wobei

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$$

die komplementäre Fehler-Funktion und $\frac{N_0}{2}$ die zweiseitige Rauschleistungsdichte darstellt. Die Leistungsfähigkeit von IR-UWB bei Verwendung zweier beliebiger Pulse $p_0(t)$ und $p_1(t)$ in AWGN unter ansonsten idealen Annahmen kann analytisch bestimmt werden [52, 64], indem die normierte Korrelation zwischen den Pulsen und dem Template

$$\delta = \frac{1}{2} \left| \frac{\langle p_1(t) | p_T(t) \rangle - \langle p_0(t) | p_T(t) \rangle}{\sqrt{E_b} \cdot \|p_T(t)\|} \right| \quad (2.12)$$

berücksichtigt wird, wobei

$$E_b = \frac{1}{2}(\|p_1(t)\|^2 + \|p_0(t)\|^2)$$

und

$$\langle x(t) | y(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t)dt$$

für das innere Produkt der reellen Funktionen $x(t)$ und $y(t)$ und

$$\|x(t)\| = \sqrt{\langle x(t) | x(t) \rangle} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)dt}$$

für die L^2 -Norm der Funktion $x(t)$ steht. Für antipodale Pulse beträgt die normierte Korrelation immer 1. Falls die Pulse nicht antipodal sind, verringern sich die normierte Korrelation und damit der Abstand zur Entscheidungsschwelle im Empfänger. Diese Verringerung der Korrelation mit dem Template ist äquivalent zu einer Verringerung der Empfangsenergie. Die BER für zwei beliebige Pulse $p_0(t)$ und $p_1(t)$ kann demnach als

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \delta \right) \quad (2.13)$$

geschrieben werden. Es gilt $\delta \in [0,1]$. Die Werte $\delta = 1$ bzw. $\delta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ entsprechen antipodalen bzw. orthogonalen Pulsen. (2.12) lässt sich folgendermaßen umformen:

$$\delta = \frac{1}{2} \left| \frac{\left\langle \frac{p_1(t) - p_0(t)}{\sqrt{E_b}} \middle| p_T(t) \right\rangle}{\|p_T(t)\|} \right|. \quad (2.14)$$

δ wird nach der Cauchy-Schwarzschen Ungleichung maximal, falls $\frac{p_1(t) - p_0(t)}{\sqrt{E_b}}$ und $p_T(t)$ linear abhängig sind. Das optimale Template $p_{T_0}(t)$ in AWGN ist folglich

$$p_{T_0}(t) = k \frac{p_1(t) - p_0(t)}{\sqrt{E_b}},$$

mit einer beliebigen Konstanten k . Im Folgenden wird $k = \sqrt{E_b}$ gewählt, sodass das optimale Template in AWGN die Differenz aus den Pulsen darstellt:

$$p_{T,0}(t) = p_1(t) - p_0(t). \quad (2.15)$$

Interessant ist dabei die Frage, wie die zur Verfügung stehende Signalenergie auf die beiden Pulse $p_0(t)$ und $p_1(t)$ aufgeteilt werden sollte, um bei vorgegebenen Pulsformen δ zu maximieren. Einsetzen von (2.15) in (2.14) liefert

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\langle p_1(t) | p_0(t) \rangle}{\frac{1}{2}(\|p_1(t)\|^2 + \|p_0(t)\|^2)}} \quad (2.16)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\langle p_1(t) | p_0(t) \rangle}{\|p_1(t)\| \cdot \|p_0(t)\|} \cdot \frac{\|p_1(t)\| \cdot \|p_0(t)\|}{\frac{1}{2}(\|p_1(t)\|^2 + \|p_0(t)\|^2)}}. \quad (2.17)$$

Bei vorgegebenen Pulsformen aber unbekanntem Pulsenergien kann $\frac{\langle p_1(t) | p_0(t) \rangle}{\|p_1(t)\| \cdot \|p_0(t)\|}$ als eine Konstante angesehen werden. Es müssen zwei Fälle zur Maximierung von δ und damit der Minimierung der BER in Abhängigkeit der Pulsenergien unterschieden werden. Falls $\langle p_1(t) | p_0(t) \rangle \geq 0$, ist das maximal erzielbare δ in (2.17) $\delta = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Dies entspricht orthogonaler Signalisierung und kann für eine beliebige Pulsform $p_1(t)$ durch OOK ($p_0(t) = 0$) erzielt werden. Falls $\langle p_1(t) | p_0(t) \rangle < 0$, wird (2.17) maximiert, wenn

$$\frac{\|p_1(t)\| \cdot \|p_0(t)\|}{\frac{1}{2}(\|p_1(t)\|^2 + \|p_0(t)\|^2)}$$

maximal wird. Der Zähler bzw. Nenner entspricht dem geometrischen bzw. arithmetischen Mittelwert der Pulsenergien. Da der geometrische Mittelwert stets kleiner oder gleich dem arithmetischen Mittelwert ist und Gleichheit lediglich für gleiche Werte erreicht wird, wird δ maximal, falls $\|p_1(t)\| = \|p_0(t)\|$. Es ist also bei Pulsen, deren Korrelation positiv ist, am sinnvollsten, die gesamte Pulsenergie auf einen Puls zu konzentrieren, und bei einer entsprechenden negativen Korrelation am sinnvollsten, die zur Verfügung stehende Signalenergie gleichmäßig auf die Pulse aufzuteilen.

Diese Zusammenhänge werden im Folgenden am Beispiel von PPM mit Gaußpulsen verdeutlicht. Einsetzen von (2.5) auf S. 15 und (2.9) auf S. 20 in (2.16) liefert

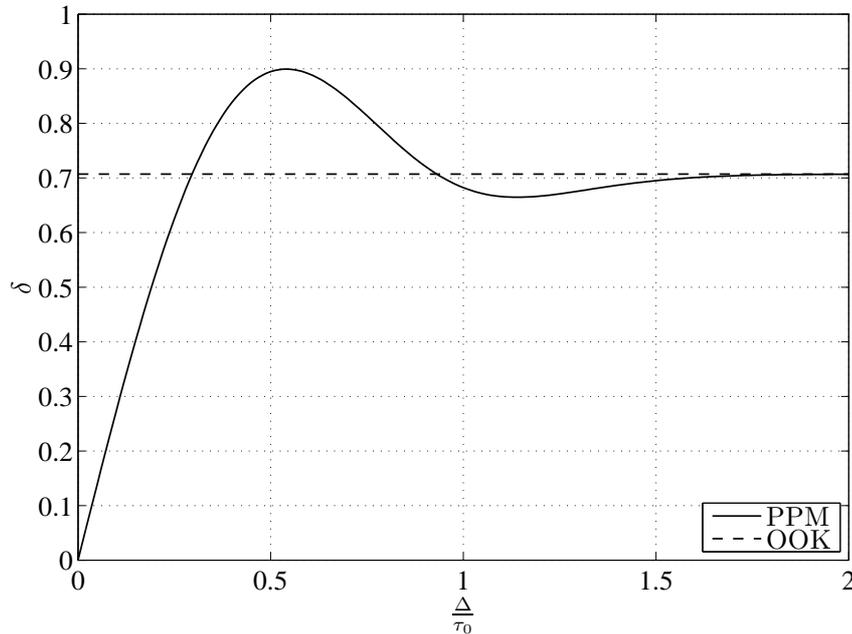


Bild 2.9 Maximales δ für OOK und PPM in Abhängigkeit von der Verschiebung Δ

δ als Funktion von $\frac{\Delta}{\tau_0}$ unter der Annahme des optimalen Templates aus (2.15):

$$\delta\left(\frac{\Delta}{\tau_0}\right) = \sqrt{\frac{1}{2} + \left[-\frac{2}{3}\pi^2\left(\frac{\Delta}{\tau_0}\right)^4 + 2\pi\left(\frac{\Delta}{\tau_0}\right)^2 - \frac{1}{2}\right] \cdot \exp\left[-\pi\left(\frac{\Delta}{\tau_0}\right)^2\right]}. \quad (2.18)$$

Bild 2.9 veranschaulicht δ aus (2.18) zusammen mit δ für OOK. Für geringe Verschiebungen der Pulse bietet PPM eine deutlich schlechtere Leistungsfähigkeit als OOK, da sich die Pulse kaum unterscheiden. Für sehr große Verschiebungen ist die Leistungsfähigkeit von OOK und PPM identisch, da die Pulse sowohl bei PPM als auch bei OOK orthogonal sind. Es gibt jedoch einen Bereich, in dem PPM bessere Eigenschaften als OOK zeigt. Das Maximum

$$\delta_{opt} = \sqrt{\frac{1}{2} + \left(-\frac{4}{3} + \frac{2}{3}\sqrt{10}\right) \cdot \exp\left(-\frac{5}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{10}\right)} \approx 0,8995$$

wird für

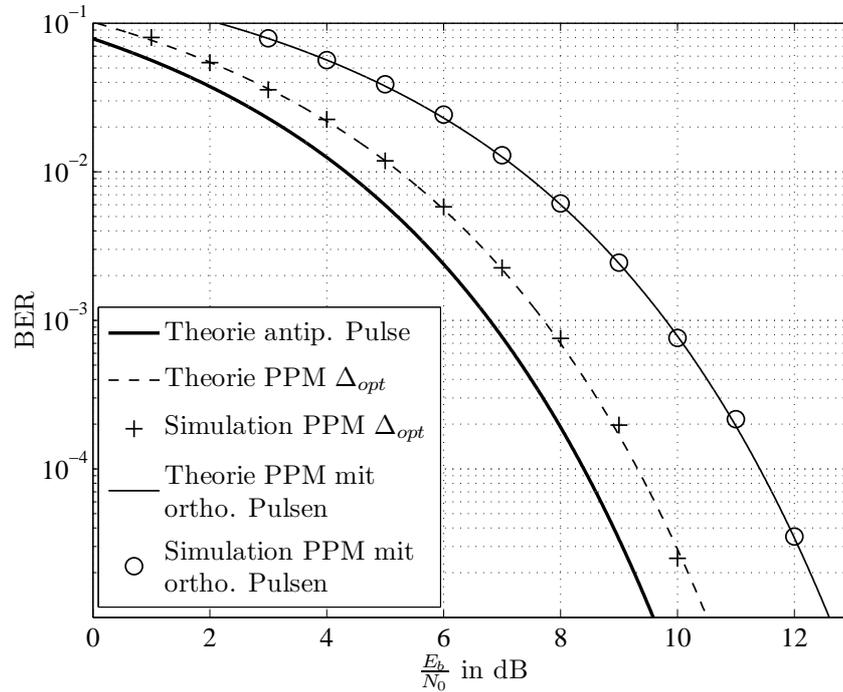


Bild 2.10 Vergleich zwischen der BER von antipodalen Pulsen und PPM mit optimaler Pulsverschiebung bzw. orthogonalen Pulsen

$$\frac{\Delta_{opt}}{\tau_0} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{10 - 2\sqrt{10}}{\pi}} \approx 0,5408 \quad (2.19)$$

erreicht. Die BER bei Verwendung von Δ_{opt} ist demnach 0,92 dB schlechter als die BER von antipodalen Pulsen, jedoch 2,08 dB besser als die BER von orthogonalen Pulsen.

Bild 2.10 zeigt einen Vergleich zwischen theoretischen und simulierten BERs in AWGN für PPM mit optimaler Pulsverschiebung bzw. orthogonalen Pulsen. Als Vergleich ist die theoretische Kurve für antipodale Pulse eingetragen. Man sieht, dass Theorie und Simulation übereinstimmen.

Inkohärenter Empfänger

Ein suboptimales, aber vor allem in preisgünstigen Empfängern oft angewandtes Empfängerkonzept ist die inkohärente Demodulation. Die Empfangsstruktur in

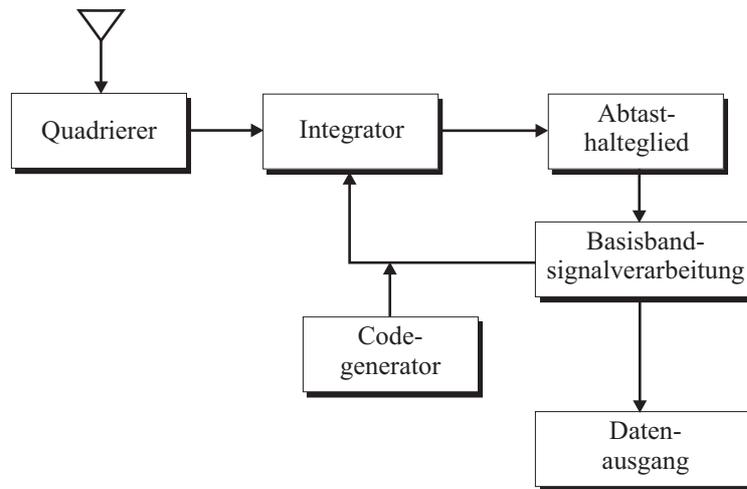


Bild 2.11 Inkohärenter Impulse-Radio UWB-Empfänger

Bild 2.8 wird dahingehend vereinfacht, dass vor dem Integrator nicht mit einem Template multipliziert, sondern lediglich das empfangene Signal quadriert wird (Bild 2.11). Der Integrator liefert dadurch die Energie des Empfangssignals in einem gewissen Zeitraum. Intervalle, in denen ein Puls empfangen wird, liefern ein höheres Integrationsergebnis als Intervalle mit Rauschen. PAM-modulierte Signale können durch einen inkohärenten Empfänger nicht demoduliert werden, da ein Puls im Falle einer *Null* zum gleichen Zeitpunkt erscheint, wie ein Puls im Falle einer *Eins*, und das unterschiedliche Vorzeichen durch den Quadrierer aufgehoben wird.

PPM eignet sich gut für inkohärente Demodulation, da zur Demodulation lediglich die in zwei Zeiträumen vorkommende Energie verglichen werden muss. Im Gegensatz zu kohärenter Detektion lässt sich die optimale Pulsverschiebung Δ_{opt} nicht durch (2.19) auf Seite 30 darstellen, sondern ergibt sich zu $\Delta_{opt} = \frac{T}{2}$, da in diesem Fall die Energien der empfangenen Pulse am besten voneinander getrennt werden. Bild 2.12 zeigt den signifikanten Unterschied zwischen Δ_{opt} für kohärente und inkohärente Demodulation.

Im Rahmen dieser Arbeit wird als spezielle Form eines inkohärenten Empfängers eine in [65] vorgeschlagene Architektur benutzt. Zentrales Element dieses Empfängers ist eine Integratorbank. Der Empfänger führt innerhalb eines Frames O Integrationen mit der festen Integrationszeit T_I durch. O und T_I werden gemäß $T = O \cdot T_I$ so gewählt, dass zu jedem Zeitpunkt eines Rahmens genau eine Integration durchgeführt wird. Das Ergebnis $b_{i,j}$ der i -ten Integration des j -ten Symbols

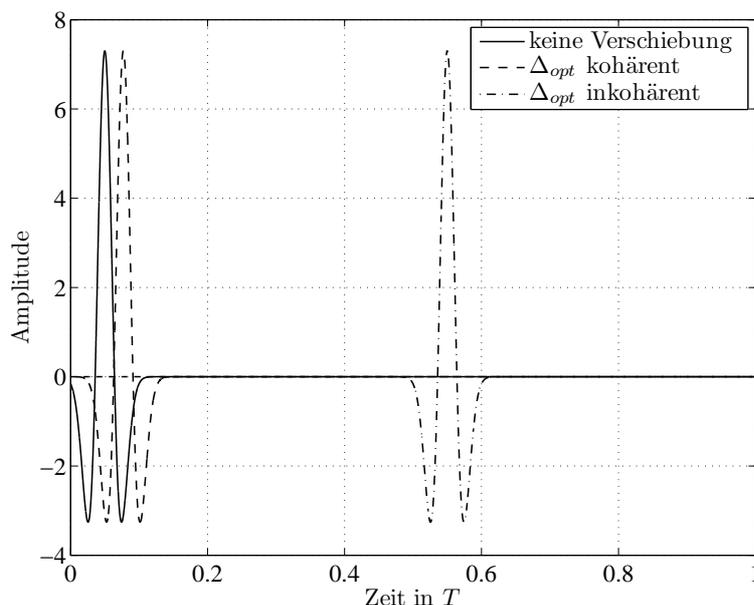


Bild 2.12 Δ_{opt} für kohärente und inkohärente Demodulation

lässt sich demnach folgendermaßen mathematisch beschreiben:

$$b_{i,j} = \int_{\tau_1(i,j)}^{\tau_2(i,j)} [s_{Rx}(t)]^2 dt,$$

wobei $\tau_1(i,j) = (j-1)T + (i-1)T_I$, $\tau_2(i,j) = (j-1)T + iT_I$ und $s_{Rx}(t)$ das empfangene Signal darstellt. Da sich die Integrationen nicht überlappen, können – abhängig von der Auslesegeschwindigkeit der Integratoren – Integratoren innerhalb eines Frames mehrmals genutzt werden. Die Anzahl der Integratoren kann also bedeutend geringer als O sein. Wenn im Grenzfall die benötigte Auslesezeit nicht größer als T_I ist, reichen zwei Integratoren und ein entsprechender Speicher für die Integrationsergebnisse aus.

Die Kombination des Empfängerprinzips aus Bild 2.11 und der Aufteilung der Framedauer T in O Integrationen kann für eine effektive inkohärente Kanalschätzung verwendet werden (Bild 2.13). Im Folgenden wird hierzu während des Empfangs des gesamten Pakets ein konstanter Kanal vorausgesetzt. Während der Kanalschätzung müssen diejenigen Zeitschlitze bestimmt werden, die zusammen einen Großteil der Energie des empfangenen Signals enthalten. Die zu diesen Zeitschlitzen korrespondierenden Integratoren werden im Folgenden *aktiv* genannt. Während des

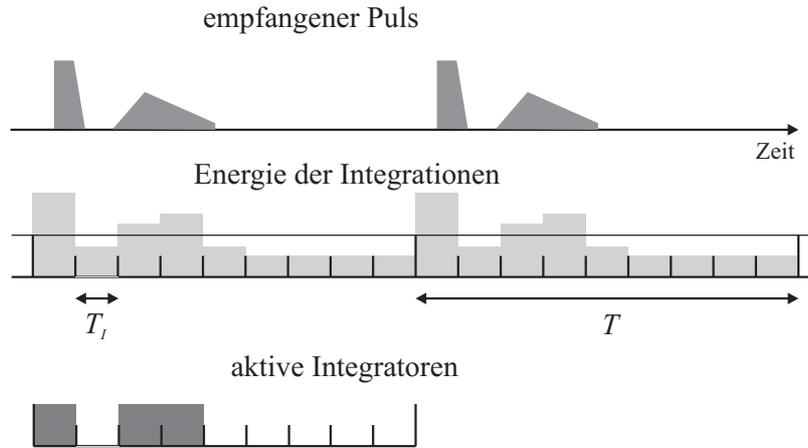


Bild 2.13 Kanalschätzung für einen inkohärenten Empfänger

Datenempfang wird die empfangene Energie in diesen Zeitschlitzen bestimmt, um die Datensymbole zu schätzen. Wenn jedes Symbol durch N Pulse übertragen wird und der Paketkopf zur Synchronisierung und Kanalschätzung aus H Symbolen besteht, lassen sich die Integrationsergebnisse zur Kanalschätzung in eine Matrix \mathbf{A} der Dimension $O \times (H \cdot N)$ mit

$$[\mathbf{A}]_{i,(h-1)N+j} = b_{i,j}^{(h)}$$

schreiben, wobei $b_{i,j}^{(h)}$ das Integrationsergebnis $b_{i,j}$ des h -ten Headersymbols darstellt. Um die Zeitschlitze mit der größten Signalenergie zu bestimmen, werden die Zeilen von \mathbf{A} aufsummiert:

$$S_h^m = \sum_{n=1}^{N \cdot H} [\mathbf{A}]_{m,n} \quad m = 1, 2, \dots, O.$$

Die Größe S_h^m bezeichnet damit die Energie, die sich insgesamt während des Empfangs des Headers in m -ten Integrator befindet. Ohne Störungen wären alle S_h^m gleich. Durch die Summation über $N \cdot H$ Elemente ist zu erwarten, dass sich die Zuverlässigkeit des Ergebnisses erhöht. Je größer H , desto zuverlässiger ist die Kanalschätzung.

Nach dem Quadrierer sind durch AWGN verursachte Störungen nicht mehr mittelwertfrei. Dadurch werden diese Störungen auch durch eine beliebig lange Mittelung nicht verschwinden, d. h. selbst für sehr große H besitzen auch S_h^m , die keine

Signalanteile enthalten, einen signifikant von Null verschiedenen Wert. Dadurch ist es schwierig, die Schwelle zu bestimmen, ab der ein Integrator als aktiv festgelegt wird. Im Folgenden sei $S_{h,min} = \min_m S_h^m$ und $S_{h,max} = \max_m S_h^m$. Zur Bestimmung der Schwelle wird vereinfachend angenommen, dass das $S_{h,min}$ ausschließlich Störenergie enthält und die Differenz zu allen anderen S_h^m gleich der Signalenergie von S_h^m ist. Die Entscheidungsschwelle wird zu $\frac{S_{h,min} + S_{h,max}}{2}$ bestimmt. Alle Integratoren, deren S_h^m größer als dieser Schwellenwert ist, werden als die aktiven Integratoren $i_\ell, \ell = 1, 2, \dots, L$ festgelegt, wobei L die Anzahl der aktiven Integratoren darstellt. In den meisten Fällen sind die Zeitschlitze der aktiven Integratoren zusammenhängend. In ausgeprägten Mehrwegeszenarien mit großem Abstand zwischen den empfangenen Pfaden können jedoch auch einzelne isolierte aktive Integratoren auftreten.

Die während der Kanalschätzung bestimmten aktiven Integratoren werden beim Datenempfang zum Schätzen der gesendeten Datensymbole genutzt. Die Integrationsergebnisse $b_{i,j}$ während des Empfangs eines Symbols können als eine Matrix \mathbf{B} der Größe $O \times N$ interpretiert werden. Die Anzahl der Elemente in \mathbf{B} ist damit um den Faktor H kleiner als \mathbf{A} , da lediglich ein einzelnes Symbol verwendet wird. Im Fall von PPM hängt der Zeitpunkt des Empfangs eines Pulses vom gesendeten Symbol ab. Im Folgenden wird die Verschiebung durch das k -te Symbol des Symbolalphabets ($k = 1, 2, \dots, K$) mit Δ_k bezeichnet, wobei K die Länge des Symbolalphabets ist. Falls in jedem Symbol ein Bit übertragen wird ($K = 2$) lässt sich vereinfachend $\Delta_1 = 0, \Delta_2 = \Delta$ schreiben.

Es muss durch Auswertung der Integrationsergebnisse entschieden werden, welche durch das Datensymbol verursachte Verschiebung die empfangenen Pulse besitzen. Dadurch verschieben sich die aktiven Integratoren, je nachdem, welches Datenbit gesendet wurde. Die relativen Abstände der aktiven Integratoren zueinander bleiben jedoch für jedes mögliche Datensymbol gleich. Falls die Verschiebung Δ_k als ein Vielfaches der Integrationszeit T_I gewählt wird, können alle erforderlichen Integrationsergebnisse aus \mathbf{B} gewonnen werden. Falls ein TH-Code verwendet wird, müssen die Integratoren in jedem Frame entsprechend der Verzögerung des TH-Codes verschoben werden. Da dies eine Überlappung der Integrationszeitpunkte zweier aufeinander folgender Frames verursachen kann, erhöht dies die Anzahl der benötigten Integratoren. Im schlimmsten Fall können sich die Verschiebungen durch Δ_k , die Kanallänge und den TH-Code derart addieren, dass sich die Anzahl der benötigten Integratoren verdoppelt. Zusätzlich kann es zu ISI kommen, da in einem Integrator unter Umständen ein Teil der Energie des nächsten oder vorher-

rigen Symbols Störungen verursacht. Simulationen zeigen jedoch, dass TH-Codes keinen nennenswerten Einfluss auf die BER haben, solange die maximale Verzögerung des TH-Codes nicht größer als die Hälfte der Framelänge beträgt.

Zur Schätzung der Datensymbole werden alle bezüglich eines Datensymbols aktiven Integratoren aufsummiert:

$$S_d^k = \sum_{n=1}^N \sum_{\ell=1}^L [\mathbf{B}]_{i_{\ell} + \Delta_k / t_0, n} \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (2.20)$$

Der Index des maximalen S_d^k ist das geschätzte Datensymbol.

2.4.6 Vergleich der Leistungsfähigkeit von kohärenten und inkohärenten Empfängern

Bei einem Vergleich zwischen kohärentem und inkohärentem Empfänger ist der kohärente eindeutig der leistungsstärkere. In Abschnitt 2.4.5 wurde bereits gezeigt, dass der kohärente Empfänger in AWGN sogar den optimalen Empfänger darstellt. Der Preis dieser optimalen Empfängerstruktur sind hohe Anforderungen an die Hardware. Zum einen müssen Zeitpunkt und Form des Templates sehr präzise gesteuert werden. Die Genauigkeit der Zeitreferenz muss deutlich höher sein als die Pulslänge, da schon bei einer sehr geringen zeitlichen Abweichung im Korrelator starke Fehler auftreten, die ein zuverlässiges Empfangen der Daten stören. Auch die Pulsform des Templates muss exakt mit der Form des optimalen Templates aus (2.15) auf S. 28 übereinstimmen, da sonst die Korrelation zwischen dem empfangenen Puls und dem Template abnimmt. Zum anderen müssen die durch das System erzeugten Verzerrungen der Pulse (insbesondere der Einfluss der Antennen) bekannt sein, um das Template darauf anzupassen. Auch Mehrwegeszenarien stellen hohe Anforderungen an die Hardware von kohärenten Empfängern. Zwar können durch die gute zeitliche Auflösbarkeit von UWB-Signalen Mehrwege sehr gut voneinander getrennt werden. Dies führt aber nur dann zu einem Gewinn, falls alle relevanten Mehrwege bei der Detektion berücksichtigt werden, z. B. durch einen Rake-Empfänger mit einer sehr großen Anzahl von Fingern.

Inkohärente Demodulation stellt wesentlich geringere Anforderungen an die verwendete Hardware. Ein Quadrierer besitzt eine geringere Komplexität als ein Multiplizierer mit einem Template, welches zusätzlich erzeugt werden muss. Außerdem werden geringere Anforderungen an das Timing gestellt. Der Integrator muss nur

die ungefähre zeitliche Lage des Pulses wissen; Timing-Fehler unterhalb der Pulslänge beeinflussen das Ergebnis nicht. In Mehrwegeszenarien kann gegenüber kohärenten Empfängern zusätzlich Komplexität eingespart werden. Inkohärente Empfänger benötigen nicht für jeden Mehrweg einen Rake-Finger, da die Energie einer großen Anzahl von Pfaden durch den Integrator aufsummiert werden kann, ohne dass diese explizit aufgelöst werden müssen.

Diese geringeren Hardwareanforderungen eines inkohärenten Empfängers werden mit einer geringeren Leistungsfähigkeit erkauft. Die gesamte Rauschenergie erscheint am Ausgang des Integrators als Störung, d. h. das Rauschen wird nicht mit der Korrelation zwischen Rauschen und Signal gewichtet. Zusätzlich ist jedes Rauschen nach dem Quadrierer mittelwertbehaftet, d. h. es erzeugt einen Offset im Empfänger. Für einen kohärenten Empfänger ist bei einem konstanten $\frac{E_b}{N_0}$ die BER in AWGN unabhängig von der Anzahl N der Pulse pro Symbol. Für einen inkohärenten Empfänger wird die BER mit steigendem N immer schlechter, da die Pulse immer weniger aus dem Rauschen herausragen und dieser Effekt weit stärker ist als der Diversitätsgewinn durch Pulswiederholung. Obwohl für eine minimale BER möglichst wenig Pulse pro Symbol gesendet werden sollten, ist dies in der Realisierung durch die maximale Energie, die der Pulsgenerator pro Puls erzeugen kann, begrenzt. In inkohärenten Empfängern kann Kanalcodierung lediglich dann einen Codierungsgewinn erzeugen, wenn das minimale N durch den Pulsgenerator beschränkt ist. Würde beispielsweise für einen Code mit der Rate 0,5 die doppelte Anzahl von Symbolen mit gleich bleibendem N gesendet, könnte die Kanalcodierung den BER-Verlust durch die geringere Symbolenergie nicht wieder ausgleichen. Lediglich wenn gleichzeitig N halbiert wird, ist ein Codierungsgewinn möglich. Da Störungen nicht mit einem Template korreliert werden und dadurch selbst unkorrelierte Störungen großen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Empfängers haben können, sind inkohärente Empfänger empfindlich gegenüber Störungen.

Bild 2.14 zeigt einen Vergleich zwischen der simulierten BER von kohärenten und inkohärenten Empfängern bei PPM. Es sind die Datenraten 1 Mb/s bzw. 11 Mb/s dargestellt, wobei die Pulswiederholrate in allen Fällen $11 \cdot 10^6$ Pulse/s beträgt. Bei einer Datenrate von 1 Mb/s besteht ein Symbol demnach aus 11 Pulsen. Im Fall von kohärenter Detektion wird die Pulsverschiebung Δ_{opt} ((2.19) auf Seite 30) gewählt und es werden die beiden Fälle *kein Rake* und *idealer Rake* untersucht. Ein idealer Rake besitzt eine genügend große Anzahl von Fingern, um sämtliche Mehrwege des Kanals aufzulösen. Falls kein Rake verwendet wird, wird ausschließlich der energiereichste Mehrweg genutzt. *Idealer Rake* und *kein Rake* stellen die beiden

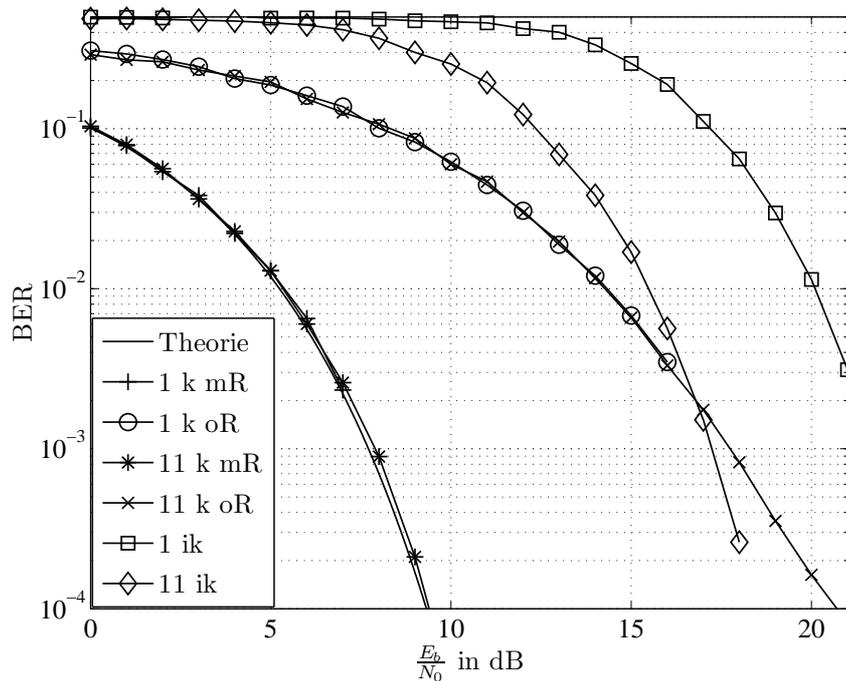


Bild 2.14 Vergleich zwischen der BER von kohärenten und inkohärenten Empfängern bei 1 Mb/s bzw. 11 Mb/s mit Time-Hopping (k:kohärent, ik: inkohärent, mR: mit Rake, oR: ohne Rake, 1:1 Mb/s, 11:11 Mb/s)

Extremfälle aller möglichen Empfängerarchitekturen dar. Im Fall von inkohärenter Detektion wird $\Delta = \frac{T}{2}$ gewählt. Die Anzahl der Integratoren O beträgt 20. Es wurde KM1, allerdings ohne Energieschwankungen (d. h. kein Shadowing) angenommen. Für eine bessere Vergleichbarkeit wurde kein TH verwendet. Als Vergleich ist zudem die theoretische Kurve für PPM mit Δ_{opt} in AWGN ((2.13) auf S. 27) eingetragen. Man sieht, dass mit kohärenter Detektion und idealem Rake sowohl bei 1 Mb/s als auch bei 11 Mb/s die theoretische BER von AWGN erreicht wird. Die Datenrate ist so niedrig, dass keine ISI entsteht und damit alle Mehrwege durch den Rake korrekt addiert werden können. Falls für den kohärenten Empfänger kein Rake genutzt wird, verschlechtert sich die BER deutlich. Dabei ist die BER jedoch für 1 Mb/s und 11 Mb/s gleich. Würde man die Datenrate weiter erhöhen bzw. TH benutzen, würde sich durch die entstehende ISI die BER jedoch verschlechtern. Die BER bei inkohärenter Detektion ist erheblich schlechter. Wie bereits im vorigen Abschnitt erwähnt, verbessert sich im Gegensatz zu kohärenter Detektion die BER, wenn bei einer konstanten Pulswiederholrate die Datenrate erhöht wird. Obwohl

der Leistungsunterschied zur kohärenten Detektion mit idealem Rake gewaltig ist, verringert sich der Abstand, falls kein Rake verwendet wird. Im Fall von 11 Mb/s kommt es sogar zu einer Überschneidung. Die Vorteile der kohärenten Detektion können also nur ausgenutzt werden, falls zusätzlich ein Rake verwendet wird.

Untersuchungen zeigen jedoch, dass bei einer Erhöhung der Datenrate der Abstand zwischen kohärentem und inkohärentem Empfänger immer größer wird, da bereits eine geringe ISI bei der inkohärenten Detektion große Probleme bereitet. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass ein inkohärenter Empfänger für kostengünstige und energiesparende Systeme mit moderater Datenrate geeignet ist, wohingegen kohärente Empfänger bei hochbitratigen Diensten eingesetzt werden sollten.

Ein Trade-Off zwischen dem kohärenten und dem inkohärenten Empfänger, sowohl in Bezug auf die Komplexität als auch die Leistungsfähigkeit, stellt der in der Literatur ausführlich behandelte Transmitted-Reference-Empfänger dar [12]. Dabei wird zusätzlich zu den Datenpulsen ein Referenzpuls gesendet, welcher im Empfänger mit Hilfe einer Verzögerungsleitung mit dem eigentlichen Datenpuls korreliert wird. Dies hat den Vorteil, dass im Empfänger kein Template erzeugt werden muss und der Kanal ohne explizite Bestimmung der Mehrwege berücksichtigt wird. Dieses Prinzip beinhaltet jedoch verschiedene prinzipielle und technologische Probleme. Beispielsweise ist die Implementierung der Verzögerungsleitung problematisch und es muss berücksichtigt werden, dass die Sendeenergie des Referenzpulses für die eigentliche Übertragung verloren geht. Zusätzlich ist der Referenzpuls, der das Template bei der Korrelation ersetzt, bereits rausch- und störbehaftet. Der Transmitted-Reference-Empfänger ist lediglich der Vollständigkeit halber aufgeführt und wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht behandelt.

2.5 Anwendungsszenarien

Zusammenfassend lassen sich die wichtigsten systematischen Vorteile von UWB-basierten Systemen folgendermaßen beschreiben. UWB-Systeme

- können lizenzfrei als Overlay-System betrieben werden, d. h. sie benötigen keine zusätzlichen Frequenzbänder, sondern nutzen bereits belegte bzw. brachliegende Frequenzbänder mit.
- können im Low-Complexity-Bereich sehr kostengünstig und energieeffizient realisiert werden. Insbesondere auf den einfachen Aufbau von IR-UWB

wurde eingegangen.

- weisen durch ihre extreme Breitbandigkeit eine sehr gute Leistungsfähigkeit in Mehrwege-Kanälen auf. Zum einen treten Fadingeinbrüche zu einem bestimmten Zeitpunkt lediglich für einzelne Frequenzbänder auf, welche durch die extreme Breitbandigkeit unterdrückt werden. Zum anderen können Mehrwege durch die extreme zeitliche Auflösung sehr gut getrennt werden.
- können durch das geringe LDS (in typischen Szenarien geringer als das Hintergrundrauschen) nur schwer von Dritten detektiert oder abgehört werden.

In den Anfangsjahren von UWB wurden UWB-Systeme vor allem für militärische Zwecke und Radaranwendungen benutzt. Die wichtigsten Vorteile für militärische Zwecke waren, bedingt durch die extreme Bandbreite, eine geringe Detektionswahrscheinlichkeit, hohe Sicherheit und Robustheit gegenüber Störsendern. In den darauf folgenden Jahren wurden immer mehr zivile Anwendungen untersucht. Die ersten zivilen Anwendungen waren Kurzstreckenradare, die die hohe zeitliche Auflösung von UWB-Signalen ausnutzen. Die gute Durchdringung von Hindernissen wurde in so genannten Thru-Wall-Radaren und Ground-Penetration-Radaren genutzt. Alle diese Systeme basierten auf IR-UWB.

In den letzten Jahren wurden intensive Forschungs- und Entwicklungsarbeiten mit dem Ziel der Nutzung von UWB für zivile Anwendungen durchgeführt. Die im Rahmen dieser Arbeit behandelte Anwendung für Kurzstreckenkommunikation setzt vor allem auf zwei sehr unterschiedliche Szenarien. Zum einen sind sehr hochbitratige Dienste mit geringer Reichweite geplant, zum anderen sehr energieeffiziente und kostengünstige niederbitratige Dienste, zum Teil mit Lokalisierungsfähigkeiten. Mit hochbitratigen Diensten sollen sämtliche Multimediaanwendungen (z. B. zwischen Computer und Monitor, zwischen HiFi-Anlage und Lautsprecherboxen oder zwischen Camcorder und DVD-Recorder) kabellos realisiert werden können. Kostengünstige niederbitratige Dienste sind z. B. aus Sensoren bestehende Netzwerke oder Geräte, die nicht primär als Funkgeräte zu verstehen sind, z. B. Haushaltsgeräte.

3 Stochastische Eigenschaften eines Impulse-Radio-UWB-Signals

Der im vorigen Kapitel vorgestellte Aufbau eines IR-UWB-Senders lässt vermuten, dass IR-UWB-Signale spezielle stochastische Eigenschaften besitzen, welche sich signifikant von denen schmalbandiger Signale unterscheiden. Insbesondere die extreme Breitbandigkeit und das pulsartige Verhalten lassen auf besondere spektrale Eigenschaften bzw. Amplitudenverteilungen schließen. In diesem Kapitel werden sowohl die Amplitudeneigenschaften als auch die zeitlichen und spektralen Eigenschaften von IR-UWB untersucht. Da die Autokorrelationsfunktion (AKF) durch die Fouriertransformation in das Leistungsdichtespektrum übergeht, können zeitliche und spektrale Eigenschaften als äquivalente Darstellungen derselben Signaleigenschaften angesehen werden.

Zunächst werden die Amplitudeneigenschaften eines IR-UWB-Signals analysiert und mit den Eigenschaften von gaußverteiltem Rauschen verglichen. Die Resultate werden genutzt, um die Störwirkung von UWB-Signalen auf andere UWB-Geräte abzuschätzen. Danach wird das LDS eines allgemeinen IR-UWB-Signals analytisch hergeleitet und verschiedene Spezialfälle (Modulationen, TH-Codes) dieses allgemeinen Ansatzes untersucht. Diese Überlegungen bilden die Grundlage für Kompensierungen der stochastischen Eigenschaften, welche in den nachfolgenden Kapiteln vorgestellt werden.

3.1 Amplitudenverteilung eines Impulse-Radio-UWB-Signals

Die Eigenschaften der Amplitudenverteilung eines UWB-Signals sind von großer Bedeutung. Zum einen muss ein physikalischer Kanal unter Umständen mit vielen anderen UWB-Geräten geteilt werden, zum anderen teilt sich UWB das Spektrum mit sehr vielen konventionellen Funksystemen. Sowohl auf andere UWB-Geräte als auch auf konventionelle Funksysteme wirkt ein UWB-Gerät wie ein zusätzlicher Störer. Dabei kann bei konstanter Störleistung die Störwirkung stark von der Amplitudenverteilung abhängen. Konventionelle Funksysteme sind auf gaußverteilte

Störungen optimiert und sind entsprechend anfällig gegenüber Störern mit abweichenden Amplitudenverteilungen. Sogar zwischen UWB-Geräten kann die Störwirkung wesentlich höher sein, als es die Störleistung vermuten lässt. Der Grund liegt zum einen darin, dass ein typisches UWB-Signal sehr pulshaltig ist, zum anderen darin, dass es sehr lange Totzeiten enthält, in denen kein Signal vorhanden ist. In der Literatur sind mehrere Untersuchungen darüber zu finden, inwieweit das kumulierte Störsignal mehrerer UWB-Störer als gaußverteilt angenommen werden kann (z. B. [19]). Die Begründung für diese Annahme liefert der zentrale Grenzwertsatz, der besagt, dass die Kumulation gleichartiger Zufallsvariablen zu einer Gaußverteilung führt, wenn die Anzahl der Zufallsvariablen hinreichend groß ist. Im Gegensatz zu vielen anderen Verteilungen, die sehr schnell gegen eine Gaußverteilung konvergieren (z. B. die Gleichverteilung), konvergieren UWB-Störer nur für eine sehr große Anzahl von Störern gegen eine Gaußverteilung. Dies kann anschaulich damit nachvollzogen werden, dass die Anzahl der Störer mindestens so groß wie das Verhältnis aus Pulslänge und Pulsabstand sein muss, damit die Totzeit vollkommen ausgefüllt ist und die Verteilung der Gesamtstörung gegen eine Gaußverteilung konvergiert. Übereinstimmend mit diesen Überlegungen ist das Ergebnis von [19], dass die Gaußverteilung die tatsächliche Verteilung von UWB-Störern sehr schlecht beschreibt. Bei der Modellierung von MAI bei nicht synchronisierten Netzen wird in der Literatur die entstehende Störleistung meistens als gaußverteilt angenommen [53, 66]. Die besonderen stochastischen Eigenschaften von UWB-Signalen werden demnach nicht berücksichtigt. In [31] wird die MAI zwar exakt beschrieben, das Ergebnis kann aber nur numerisch gelöst werden und gibt daher wenig analytische Einblicke in die MAI.

In diesem Abschnitt wird die exakte Amplitudenverteilung durch IR-UWB-Störungen unter der Annahme eines kohärenten Empfängers hergeleitet und im folgenden Abschnitt deren Auswirkung auf die Störwirkung auf andere UWB-Geräte analytisch untersucht. Diese im Gegensatz zu [31] geschlossen darstellbare Beschreibung der MAI dient in Kapitel 4 als Grundlage für einen Ansatz zur Störunterdrückung von IR-UWB-Störern.

Eine Möglichkeit, die Amplitudenverteilung eines Signals analytisch zu beschreiben, ist die Verteilungsfunktion $V_{|s|}$ der Amplitude, d. h. die Wahrscheinlichkeit, mit der der Absolutwert der Amplitude $|s(t)|$ eines Signals $s(t)$ einen Schwellwert a unterschreitet:

$$V_{|s|}(a) = \mathcal{P}(|s(t)| \leq a),$$

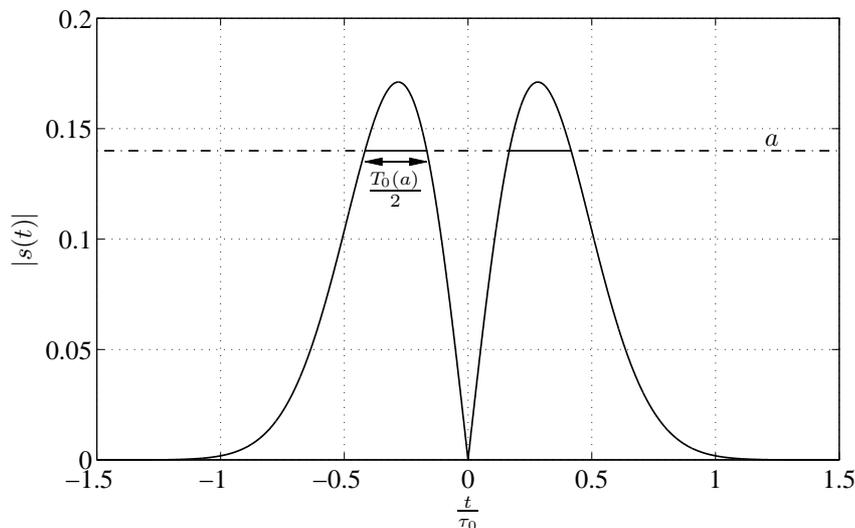


Bild 3.1 Berechnung der Amplitudenverteilung eines UWB-Signals

wobei $\mathcal{P}(x)$ die Wahrscheinlichkeit eines Ereignisses x darstellt. Als Referenz-Verteilung wird gaußverteiltes Rauschen verwendet. Da IR-UWB-Signale nicht im äquivalenten Basisband beschrieben werden, muss reelles Rauschen als Referenz verwendet werden. Als Vergleich wird im Folgenden zusätzlich die Verteilung von komplexem Rauschen angegeben. Sowohl die Verteilung von komplexem als auch die von reellem gaußverteilten Rauschen kann analytisch beschrieben werden. Die Amplitude von komplexem gaußverteilten Rauschen ist rayleighverteilt, folglich gilt

$$V_{|s|}(a) = 1 - \exp\left(-\frac{a^2}{\sigma^2}\right), \quad (3.1)$$

wobei σ^2 die Energie des Signals ist.

Die Verteilung von reellem gaußverteilten Rauschen lässt sich über die komplementäre Fehler-Funktion beschreiben:

$$V_{|s|}(a) = 1 - \operatorname{erfc}\left(\frac{a}{\sqrt{2}\sigma}\right). \quad (3.2)$$

Bei den im Rahmen dieser Arbeit behandelten Modulationsarten (OOK, PPM und PAM) kann die Amplitudenverteilung analytisch ermittelt werden. In Bild 3.1 ist die Zeitspanne $T_0(a)$ eingetragen, in der der Betrag der Amplitude eines einfach

abgeleiteten Gaußpulses ((2.4) auf S. 15) eine Schwelle a überschreitet. In diesem Fall besteht $T_0(a)$ aus zwei Teilintervallen, die Anzahl der Teilintervalle hängt jedoch von der Pulsform und der Schwelle a ab. Die Wahrscheinlichkeit, dass a überschritten wird, ist gleich der Zeitdauer $T_0(a)$ bezogen auf den Pulsabstand, folglich gilt

$$V_{|s|}(a) = 1 - \frac{T_0(a)}{T}. \quad (3.3)$$

Die Amplitudenverteilung eines IR-UWB-Signals ist also unabhängig vom verwendeten TH-Code, sondern hängt nur von der Pulsform und dem Pulsabstand T ab. Streng genommen handelt es sich hierbei um eine mittlere Verteilungsfunktion, da das Signal nicht stationär, sondern zyklstationär ist (siehe Anhang A), und damit die Verteilungsfunktion periodisch mit der Periode T ist.

Zur graphischen Darstellung wird oft die Amplitudenwahrscheinlichkeitsverteilung in einen so genannten Rayleigh-Graphen eingetragen [30]. Die Amplitudenwahrscheinlichkeitsverteilung ist die Wahrscheinlichkeit, mit der eine Schwelle überschritten wird, also $\mathcal{P}(|s(t)| > a) = 1 - V_{|s|}(a)$. In einem Rayleigh-Graphen wird die Schwelle a auf der y-Achse und die Wahrscheinlichkeit auf der x-Achse aufgetragen. Zusätzlich werden die Achsen so verzerrt, dass komplexes gaußverteilteres Rauschen als eine Gerade erscheint:

$$\begin{aligned} x &= -0,5 \log_{10}(-\ln(\mathcal{P}(|s(t)| > a))) \\ y &= 20 \log_{10}(a). \end{aligned}$$

Bild 3.2 zeigt den Rayleigh-Graphen von reellem und komplexem Rauschen und TH-PPM UWB-Signalen mit verschiedenen Pulsabständen. Es wurde der abgeleitete Gaußpuls, dessen Betrag in Bild 3.1 zu sehen ist, verwendet. Die theoretischen Kurven stellen (3.1) bis (3.3) dar. Die Simulationsergebnisse wurden mit Hilfe von Histogrammen aus simulativ erzeugten Signalen berechnet. Für alle Kurven stimmen die Simulationsergebnisse mit den theoretischen Ergebnissen überein. Das pulsartige Verhalten von UWB-Signalen lässt sich an den wasserfallartigen Kurven mit einem Bereich mit extremem Abfall erkennen. Die Wahrscheinlichkeit, an der die Wasserfallregion im Graphen auftritt, entspricht dem Verhältnis aus Pulslänge und Pulsabstand. Im Gegensatz zu gaußverteilterem Rauschen ist die Wahrscheinlichkeit von kleinen Amplituden deutlich geringer, die Wahrscheinlichkeit von großen Amplituden bis zu einem gewissen Grad jedoch deutlich höher. Im Gegensatz zu gaußverteilterem Rauschen, dessen Amplitudenwerte beliebig groß

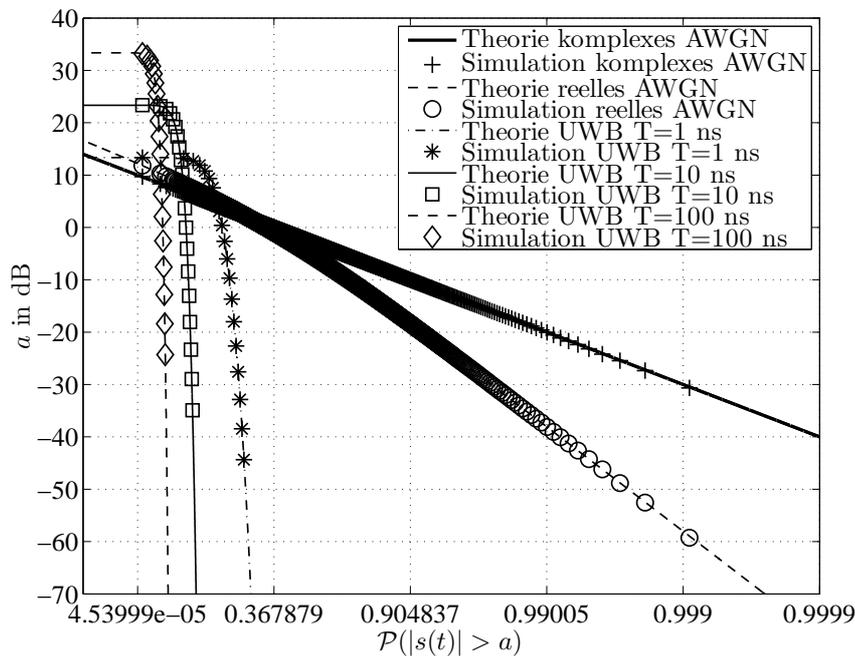


Bild 3.2 Amplitudenwahrscheinlichkeitsverteilung von reellem und komplexem gauß-schen Rauschen und UWB-Signalen mit unterschiedlichen Pulsabständen

werden können, besitzen UWB-Signale jedoch eine maximale Amplitude. Die analytischen Ergebnisse decken sich mit den Messergebnissen in [30].

3.2 Störwirkung zwischen Impulse-Radio-UWB-Geräten

Die Untersuchungen zur Amplitudenverteilung von UWB-Signalen aus dem vorigen Abschnitt können sowohl für eine Analyse der Störungen zwischen UWB und schmalbandigen Systemen [58], als auch zur Modellierung der Störungen zwischen verschiedenen UWB-Systemen genutzt werden [60]. Im Folgenden werden die Ergebnisse aus dem vorherigen Abschnitt genutzt, um die Störwirkung zwischen gleichartigen IR-UWB-Geräten zu analysieren. Zunächst wird der Störeinfluss eines einzelnen Störers mit einem Puls pro Symbol berechnet. Danach werden die Betrachtungen auf mehrere Störer mit mehreren Pulsen pro Symbol verallgemeinert. Die analytischen Ergebnisse werden jeweils durch Simulationen verifiziert.

3.2.1 Störwirkung bei einem Störer und einem Puls pro Symbol

Falls keine sonstigen Störungen auftreten, verursacht ein Störer genau dann einen Bitfehler, wenn die Amplitude der Störung nach dem Korrelator groß genug ist, um eine falsche Bitentscheidung herbeizuführen. Die BER entspricht also der Wahrscheinlichkeit, mit der zwischen Nutzer und Störer zeitliche Verschiebungen auftreten, die nach dem Korrelator eine Störampplitude größer als den Schwellenwert a verursachen. a entspricht dabei dem Abstand zwischen dem ungestörten Wert des Nutzers und der Entscheidungsgrenze. Wenn nun analog zu (3.3) $T_0(a)$ als die (nicht notwendigerweise zusammenhängende) Zeitspanne der Verschiebungen definiert wird, für die a überschritten wird, folgt

$$BER = \frac{T_0(a)}{2T}. \quad (3.4)$$

Der Faktor $\frac{1}{2}$ folgt daraus, dass sich die Amplituden des Nutzers und des Störers addieren oder subtrahieren können und sich dadurch mit der Wahrscheinlichkeit $\frac{1}{2}$ der korrekte Wert des Korrelators nur verstärkt. Dann verstärkt der Störer die korrekte Bitentscheidung, wodurch es zu keinem Bitfehler kommt.

Im Folgenden werden Variablen, die sich auf den Nutzer bzw. Störer beziehen, mit dem Index N bzw. S versehen. Unter Verwendung von (2.10) auf S. 23 können Empfangssignale des Nutzers $s_N(t)$ und des Störers $s_S(t)$ unter der Annahme eines konstanten Signal-zu-Störverhältnisses (engl. *Signal-to-Interference Ratio*, SIR) folgendermaßen beschrieben werden:

$$\begin{aligned} r_N(t) &= \alpha_{0,n,N} p_0(t - \theta_N) + \alpha_{1,n,N} p_1(t - \theta_N) \\ r_S(t) &= \frac{1}{\sqrt{SIR}} [\alpha_{0,n,S} p_0(t - \theta_S) + \alpha_{1,n,S} p_1(t - \theta_S)]. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Im Gegensatz zu (2.10) wird nur ein Frame modelliert, da nun die Interferenz zwischen zwei gleichzeitigen Frames untersucht wird. Der TH-Code h_n wurde durch die Zufallsvariable θ ersetzt. Die Größen θ_N und θ_S modellieren nicht nur den TH-Code des Störers, sondern auch die Verschiebung zwischen Nutzer und Störer, da es für die Störwirkung unerheblich ist, ob eine bestimmte Pulsverschiebung durch den TH-Code oder durch eine Signalverschiebung hervorgerufen wurde. Im Fall von PPM kann die Modulation als Teil von θ_N und θ_S angesehen werden; im Fall von PAM wird die Modulation schon im Faktor $1/2$ in (3.4) berücksichtigt. Folglich können im Fall von PPM und BPSK die Signale des Nutzers und Störers in Bezug auf die Störwirkung zu

$$r_N(t) = p(t - \theta_N)$$

$$r_S(t) = \frac{1}{\sqrt{SIR}} p(t - \theta_S)$$

vereinfacht werden. Die Störwirkung ist also unabhängig von den Datensymbolen des Störers und von der relativen Verschiebung Δ_N des Störers. Im Fall von OOK beträgt die Wahrscheinlichkeit, dass ein Puls gesendet wird, 0,5. Die Amplitude ist jedoch bei gleicher Durchschnittsleistung um den Faktor $\sqrt{2}$ höher. OOK besitzt demnach die gleiche Störwirkung wie PPM oder BPSK mit um den Faktor $\sqrt{2}$ größerem Pulsabstand und Amplitude. Im Folgenden wird die BER für PPM und BPSK berechnet. Die BER für OOK lässt sich daraus ableiten.

Zunächst wird die Störampplitude in Abhängigkeit von der Verschiebung $\theta_D = \theta_N - \theta_S$ berechnet. Das Signal im Empfänger des Nutzers beträgt $r(t) = r_N(t) + r_S(t)$. Am Ausgang des Korrelators ergibt sich somit:

$$k(\theta_N, \theta_S) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) p_T(t) dt = k_N(\theta_N, \theta_S) + k_S(\theta_N, \theta_S)$$

mit

$$k_N(\theta_N, \theta_S) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t - \theta_N) p_T(t - \theta_N) dt$$

$$k_S(\theta_N, \theta_S) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t - \theta_S) p_T(t - \theta_N) dt.$$

Der Wert $k(\theta_N, \theta_S)$ lässt sich demnach in den vom Nutzer erzeugten Anteil $k_N(\theta_N, \theta_S)$ und den Störanteil $k_S(\theta_N, \theta_S)$ aufteilen. Mittels der Substitution $u = t - \theta_S$ erhält man

$$k_S(\theta_D) = \frac{1}{\sqrt{SIR}} \int_{-\infty}^{\infty} p(u) p_T[-(\theta_D - u)] du$$

$$= \frac{1}{\sqrt{SIR}} p(t) * p_T(-t) \Big|_{t=\theta_D}, \quad (3.6)$$

wobei $*$ für die Faltungsoperation steht:

$$f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)g(t - \tau)d\tau.$$

Die Störampplitude kann demnach als Faltung der empfangenen Pulsform mit dem gespiegelten Template des Korrelators interpretiert werden [31]. Im Folgenden wird der Faktor $\frac{1}{\sqrt{SIR}}$ anstatt in (3.6) im Schwellwert a berücksichtigt. Falls das Template $p_T(t)$ so normiert wird, dass das Nutzersignal am Ausgang des Korrelators die Amplitude 1 bzw. -1 erzeugt, kommt es zu einem Bitfehler, falls die Schwelle $a = \frac{1}{\sqrt{SIR}}$ überschritten wird.

In [31] wird, ausgehend von (3.6), die Störwirkung von UWB-Störern numerisch berechnet. Im Folgenden wird ein analytischer Ansatz zur Berechnung der Störwirkung hergeleitet. Dieser Ansatz wird in Abschnitt 4.2 als Grundlage der Optimierung des Templates in MAI verwendet.

Die BER kann analytisch mit den Mitteln der Wahrscheinlichkeitstheorie berechnet werden. Im Folgenden wird die Dichte bzw. Verteilungsfunktion einer Zufallsvariablen x durch f_x bzw. V_x und die Dichte bzw. Verteilungsfunktion des Betrags $|x|$ durch $f_{|x|}$ bzw. $V_{|x|}$ dargestellt. (3.4) lässt sich auch als

$$BER = 1 - \frac{V_{|k_S(\theta_D)|}(a)}{2T} \quad (3.7)$$

schreiben. Zur Bestimmung von $V_{|k_S(\theta_D)|}(a)$ wird zunächst die Verteilungsfunktion $V_{k_S(\theta_D)}(a)$ berechnet. Wenn Nutzer und Störer nicht synchronisiert sind, kann eine kontinuierliche Gleichverteilung von θ_D angenommen werden:

$$f_{\theta_D}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} & \text{für } |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

$$V_{\theta_D}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < -\frac{T}{2} \\ \frac{1}{2} + \frac{t}{T} & \text{für } |t| \leq \frac{T}{2} \\ 1 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (3.8)$$

Bedingt durch die zufällige Verschiebung zwischen Nutzer und Störer gilt dieser Zusammenhang auch dann, wenn der TH-Code des Nutzers bzw. Störers keine diskrete Gleichverteilung besitzt. Die einzige Bedingung ist, dass die Werte des TH-Codes innerhalb eines Symbols voneinander unabhängig sind.

Interessanterweise erhält man eine ähnliche Verteilungsfunktion, falls eine ideale Synchronisierung und gleichverteilte TH-Codes angenommen werden:

$$f_{\theta_N}(t) = f_{\theta_S}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} & \text{für } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} .$$

Wegen $\theta_D = \theta_N - \theta_S$ berechnet sich $f_{\theta_D}(t)$ aus der Faltung von $f_{\theta_N}(t)$ und $f_{-\theta_S}(t)$. Es gilt:

$$f_{-\theta_S}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} & \text{für } -T \leq t \leq 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} .$$

Daraus folgt für die Dichte $f_{\theta_D}(t)$ und die Verteilungsfunktion $V_{\theta_D}(t)$ von θ_D :

$$f_{\theta_D}(t) = f_{\theta_N}(t) * f_{-\theta_S}(t) = \begin{cases} -\frac{1}{T^2}|t| + \frac{1}{T} & \text{für } |t| \leq T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

$$V_{\theta_D}(t) = \int_{-\infty}^t f_{\theta_D}(\tau) d\tau = \begin{cases} 0 & \text{für } t < -T \\ -\text{sgn}(t)\frac{t^2}{2T^2} + \frac{t}{T} + \frac{1}{2} & \text{für } |t| \leq T \\ 1 & \text{sonst} \end{cases} , \quad (3.9)$$

wobei $\text{sgn}(t)$ die Signumfunktion bezeichnet.

Bild 3.3 zeigt die Verteilungsfunktion von θ_D aus (3.9). Da die Pulslänge deutlich geringer als der Pulsabstand ist, sind für die Überlegungen zur Störwirkung lediglich Verschiebungen $t \ll T$ relevant. In diesem Bereich lässt sich $V_{\theta_D}(t)$ sehr gut durch die Linearisierung

$$V_{\theta(t)_D}(t) \approx \frac{1}{2} + \frac{t}{T} \quad (3.10)$$

annähern. Man erkennt, dass (3.8) und (3.10) identisch sind. Nicht synchronisierte Störer haben also den gleichen Störeinfluss wie synchronisierte Störer mit zufällig gewählten, d. h. nicht aufeinander optimierten, TH-Codes.

$V_{k_S(\theta_D)}(a)$ erhält man durch Transformation von $V_{\theta_D}(t)$ durch das System $k_S(\theta_D)$. Aus $V_{k_S(\theta_D)}(a)$ wiederum lässt sich $V_{|k_S(\theta_D)|}(a)$ leicht berechnen. Nach [32] ergibt sich $V_{k_S(\theta_D)}(a)$ als

$$V_{k_S(\theta_D)}(a) = \mathcal{P}(\theta_D \notin I(a)), \quad (3.11)$$

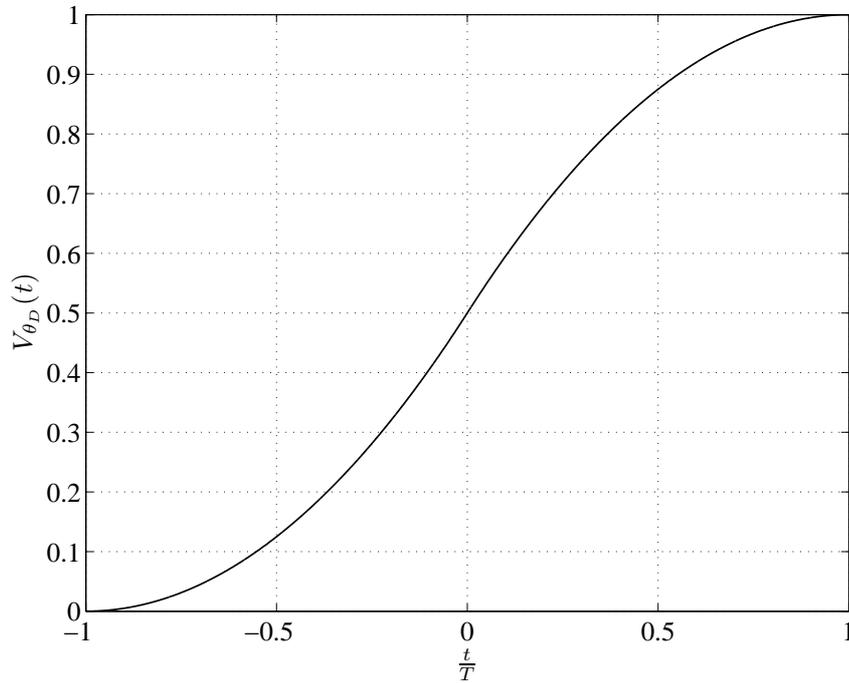


Bild 3.3 Verteilungsfunktion von $\theta_D(t)$

wobei $I(a)$ das Intervall

$$I(a) = \{\theta_D | k_S(\theta_D) > a\} \quad (3.12)$$

bezeichnet. Die Summe der Länge aller Teilintervalle von $I(a)$ entspricht gerade $T_0(a)$ aus (3.4). Zusammengefasst berechnet sich die BER in (3.7) also folgendermaßen: Zunächst werden die Schnittpunkte zwischen der Schwelle a und $k_S(t)$ berechnet, aus denen sich das Intervall $I(a)$ zusammensetzt. Mit Hilfe von (3.8) bzw. (3.9) werden die Wahrscheinlichkeiten dafür ausgerechnet, dass θ_D in $I(a)$ fällt. Diese Wahrscheinlichkeiten werden mit (3.11) zur Verteilungsfunktion von k_S an der Stelle a zusammengefasst. Aus der Verteilungsfunktion an der Stelle a wird die Verteilungsfunktion an der Stelle $|a|$ bestimmt, aus der wiederum die BER berechnet wird.

Im Fall eines bezüglich der BER in AWGN optimalen Templates ((2.15) auf S. 28) kann (3.6) als

$$k_S(\theta_D) = p(t) * p_1(-t) \Big|_{t=\theta_D} - p(t) * p_0(-t) \Big|_{t=\theta_D} \quad (3.13)$$

geschrieben werden. Im Falle von PPM wird im Folgenden im Zusammenhang mit der Berechnung der Störamplitude

$$p_1(t) = p\left(t + \frac{\Delta}{2}\right) \quad p_0(t) = p\left(t - \frac{\Delta}{2}\right) \quad (3.14)$$

anstatt (2.9) auf S. 20 angenommen. Dies verändert weder die Leistungsfähigkeit noch die Komplexität des Senders und des Empfängers, durch die daraus folgenden Symmetrien vereinfacht sich jedoch die Berechnung und Darstellung der Störwirkung. Es folgt

$$k_S(\theta_D) = \hat{k}\left(\theta_D - \frac{\Delta}{2}\right) - \hat{k}\left(\theta_D + \frac{\Delta}{2}\right), \quad (3.15)$$

wobei $\hat{k}(\theta_D) = p(t) * p(-t) \Big|_{t=\theta_D}$. Im Fall eines zweifach abgeleiteten Gaußimpulses ((2.5) auf S. 15) folgt:

$$\hat{k}(\theta_D) = A (3\tau^4 - 12\pi\tau^2\theta_D^2 + 4\pi^2\theta_D^4) \exp\left[-\pi\left(\frac{\theta_D}{\tau}\right)^2\right]. \quad (3.16)$$

A wird so normiert, dass der Nutzer am Korrelatorausgang die Amplitude 1 bzw. -1 erzeugt. Demzufolge gilt

$$k_N\left(-\frac{\Delta}{2}\right) = 1 \quad k_N\left(\frac{\Delta}{2}\right) = -1. \quad (3.17)$$

Bild 3.4 zeigt (3.16) in (3.15) eingesetzt mit einem Intervall $I(a)$. Es zeigen sich Parallelen zur Berechnung der Amplitudenverteilung in Bild 3.1 auf S. 42.

Bild 3.5 zeigt einen Vergleich zwischen den theoretischen und simulierten BERs von UWB-Empfängern unter der Annahme, dass ein zweifach abgeleiteter Gaußimpuls empfangen wird. Abgesehen von UWB-Störern treten keine weiteren Störungen auf, also auch kein AWGN. Es werden sowohl für den Nutzer als auch für den Störer die Fälle Δ_{opt} ((2.19) auf S. 30) und Δ_u (unkorrelierte Pulse, d. h. $\Delta_u > T_p$) gezeigt. Der Übergang von einem zusammenhängenden $I(a)$ auf ein $I(a)$ mit zwei bzw. drei Teilintervallen nimmt die BER stark zu. Die Theorie stimmt in allen Fällen mit der Simulation überein. Vergleiche zwischen der theoretischen BER unter Verwendung von (3.8) und (3.10) zeigen, dass die Abweichungen geringer als die Fehler durch numerische Faltung sind und demzufolge vernachlässigt werden können. Wie schon aus den theoretischen Betrachtungen ersichtlich, ist die BER unabhängig vom Δ des Störers. Zusätzlich zur besseren Leistungsfähigkeit in AWGN

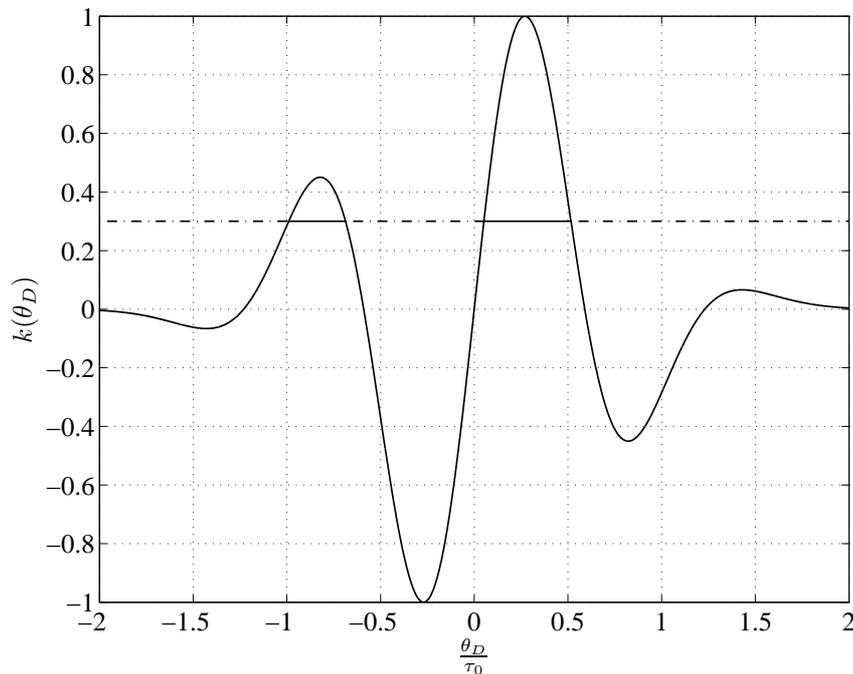


Bild 3.4 Störampplitude als Funktion der Verschiebung θ_D

(Bild 2.10 auf S. 30) bewirkt eine Verschiebung um Δ_{opt} eine bessere Resistenz gegenüber Störern. Der Grund liegt darin, dass Δ_{opt} kleiner als die Pulslänge ist. Deshalb fällt der Puls des Störers oft in einen Bereich, in dem er sich sowohl mit dem bei einer *Eins* gesendeten als auch mit dem bei einer *Null* gesendeten Puls überlappt. Dadurch wird am Korrelatorausgang die Amplitude für eine gesendete *Eins* und *Null* mit gleichem Vorzeichen verfälscht. Durch die Differenzbildung in (3.13) heben sich die Fehler somit teilweise auf. Im Gegensatz zu AWGN besitzt die BER sowohl eine waagrechte Asymptote, die für beliebig niedrige SIR nicht überschritten wird, als auch eine senkrechte Asymptote, die für beliebig niedrige BER nicht erreicht wird. Die waagrechte Asymptote entspricht der Wahrscheinlichkeit, dass sich der Puls des Störers und des Nutzers zumindest teilweise überlappen. Für alle anderen Fälle kann für beliebig niedrige SIR keine Störung eintreten. Die senkrechte Asymptote liegt bei $SIR=0$ dB. Falls die Empfangsleistung des Nutzers größer als die Empfangsleistung des Störers ist, treten ohne weitere Fehlerquellen keine Bitfehler auf.

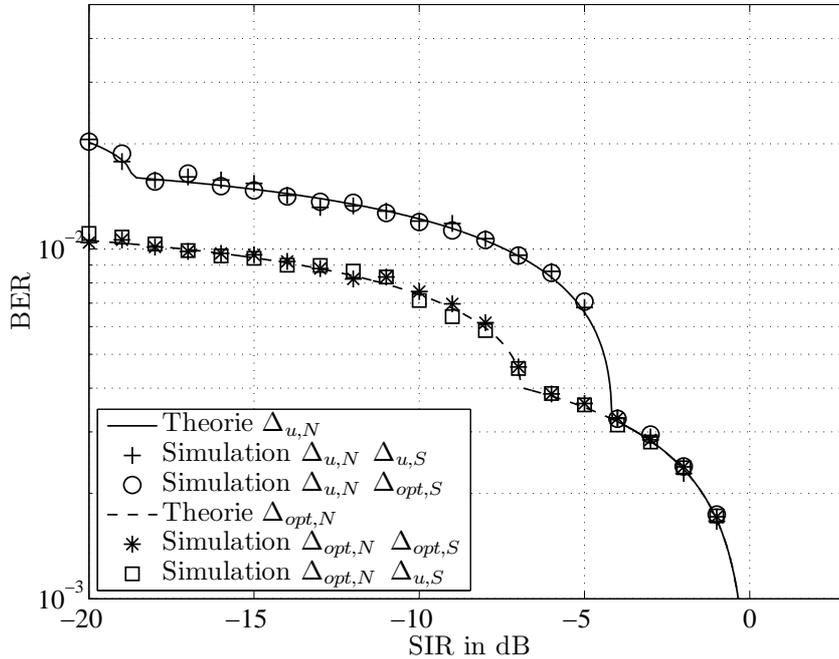


Bild 3.5 Störwirkung zwischen zwei UWB-Geräten mit Pulsverschiebungen Δ_u und Δ_{opt}

3.2.2 Störwirkung bei mehreren Störern

Der Einfluss mehrerer Störer lässt sich durch Summation unabhängiger Störer beschreiben:

$$r(t) = r_N(t) + \sum_{n=1}^S r_{S_n}(t),$$

wobei S die Anzahl der Störer und $r_{S_n}(t)$ das Störsignal des n -ten Störers darstellt. Da die Korrelation eine lineare Operation ist, gilt dies auch für die Störampplitude:

$$k_S(t) = \sum_{n=1}^S k_{S_n}(t),$$

wobei $k_{S_n}(t)$ die durch den n -ten Störer verursachte Störampplitude beschreibt.

Nach [32, S.98] ist die Dichte der Summe zweier unabhängiger Zufallsvariablen die Faltung der Einzeldichten. Unter der Annahme unabhängiger Störer muss folglich $f_{k_S(\theta_D)}(a)$ aus $V_{k_S(\theta_D)}(a)$ berechnet und entsprechend der Anzahl der Störer

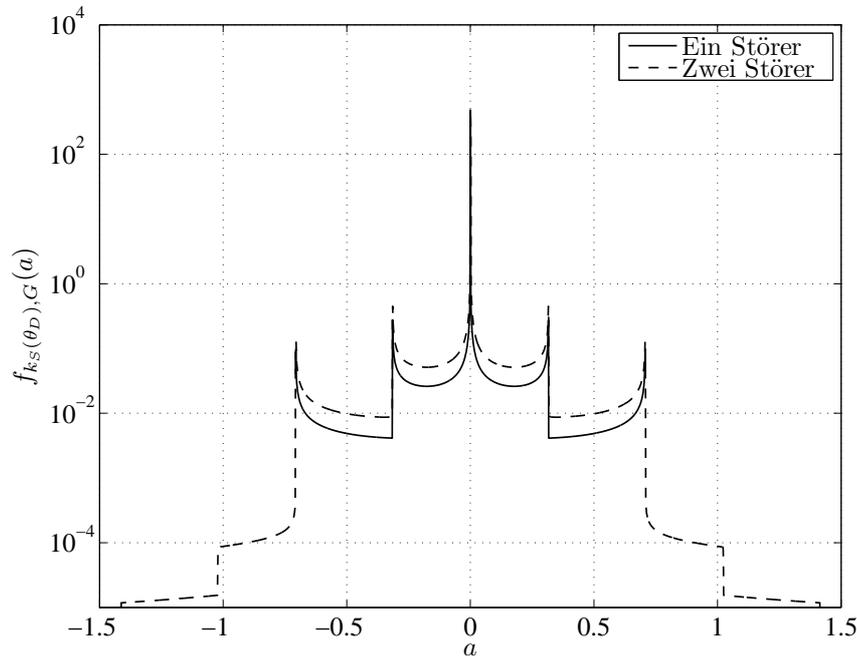


Bild 3.6 Dichte der Störung von einem und zwei Störern, normiert auf einen Störer

mit sich selbst gefaltet werden. Aus der Dichte $f_{k_S(\theta_D),G}(a)$ der Gesamtstörung kann die Verteilungsfunktionen der Gesamtstörung $V_{k_S(\theta_D),G}(a)$, die Verteilungsfunktion des Betrags der Gesamtstörung $V_{|k_S(\theta_D)|,G}(a)$ und damit die BER der Gesamtstörung berechnet werden. Da $V_{k_S(\theta_D),G}(a)$ nicht als geschlossene Funktion vorliegt, muss sowohl Faltung als auch Differenziation und Integration numerisch durchgeführt werden. Die Berechnung der BER aus der Faltung von $f_{|k_S(\theta_D)|}(a)$ entspräche der Annahme, dass sich die Störampplituden beim zeitlichen Zusammenfallen mehrerer Störer immer addieren. Tatsächlich können sich zwei Störer aber je nach Verschiebung addieren oder subtrahieren. Bei wenigen Störern wäre der resultierende Fehler gering, da die Wahrscheinlichkeit für das Zusammentreffen von zwei Störern gering wäre, bei einer großen Anzahl von Störern würde jedoch die wahre BER deutlich überschätzt werden.

Die Bilder 3.6 und 3.7 zeigen $f_{k_S(\theta_D),G}(a)$ für einen und zwei Störer. Auf der x-Achse ist das Verhältnis aus der Amplitude des Nutzers und der Amplitude des Störers aufgetragen, welches auch als \sqrt{SIR} interpretiert werden kann. Zum besseren Vergleich ist in Bild 3.6 das SIR auf einen einzelnen Störer bezogen, in Bild 3.7 dagegen auf die Gesamtstörleistung. Die Dichte eines einzelnen Störers enthält fünf Unstetigkeitsstellen. Diese entstehen jeweils an den Übergängen zwischen den

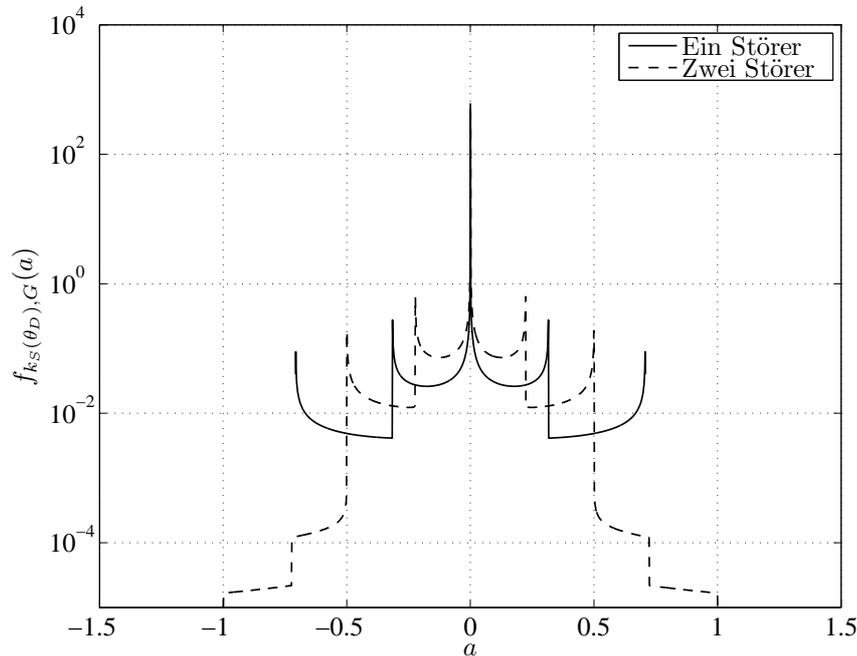


Bild 3.7 Dichte der Störung von ein und zwei Störern, normiert auf die Gesamtstörung

Fällen, in denen sich $I(a)$ aus keinem, einem, zwei oder drei Teilintervallen zusammensetzt. In Bild 3.6 treten die Unstetigkeiten bei einem und zwei Störern für gleiche SIR auf. Zusätzlich enthält die Dichte für zwei Störer auch für höhere SIR von Null verschiedene Bereiche. Diese entsprechen den Fällen, bei denen beide Störer mit dem Nutzer zusammenfallen. Allgemein lässt sich sagen, dass die von Null verschiedenen SIR-Bereiche und die Anzahl der Unstetigkeitsstellen mit steigender Anzahl der Nutzer größer werden, da für ein Zusammentreffen mehrerer Störer bereits eine kleine Amplitude pro Störer für einen Bitfehler ausreicht und das Intervall I sich in immer mehr Teilintervalle aufteilen lässt. Für sehr viele Störer werden die Unstetigkeitsstellen immer zahlreicher, aber auch immer schwächer ausgeprägt. In Bild 3.7 treten die Unstetigkeiten bei zwei Störern für im Vergleich zu einem einzelnen Störer kleineren SIR auf. Dies lässt sich damit erklären, dass im Fall von zwei Störern bei einem bestimmten SIR die Leistung eines einzelnen Störers um den Faktor 2 geringer ist. Durch die logarithmische Darstellung der y-Achse scheint die Dichte relativ schnell gegen eine gaußverteilte Dichte zu streben. Bei einer linearen Darstellung würde die Dichte jedoch auch für einige Störer vor allem als ein Peak um den Wert Null erscheinen.

Bild 3.8 zeigt einen Vergleich zwischen den analytischen und simulierten BERs für

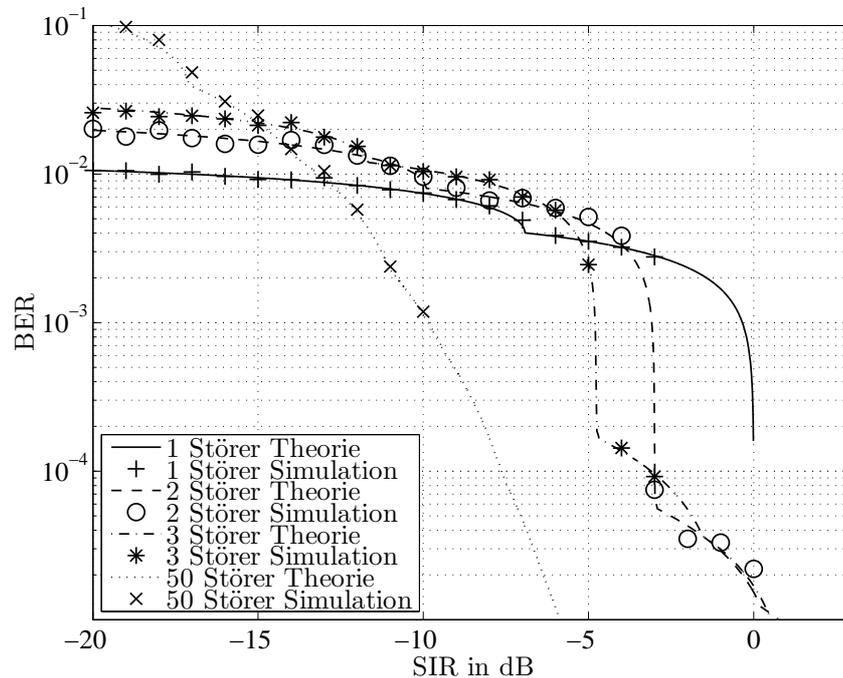


Bild 3.8 Störwirkung zwischen UWB-Geräten für eine unterschiedliche Anzahl von Störern

eine unterschiedliche Anzahl von Störern. Es zeigt, dass die analytischen Ergebnisse die Simulationen exakt vorhersagen. Mit jedem zusätzlichen Störer entsteht ein weiterer Knick in der BER, der eine direkte Folge der Unstetigkeitsstellen in der Dichte (Bilder 3.6 und 3.7) darstellt. Auch in diesen Fällen, in denen mehrere Störer zeitlich zusammenfallen, stimmen Theorie und Simulation überein. Je mehr Störer auftreten, desto weiter verschiebt sich die waagrechte Asymptote nach oben. Da diese der Wahrscheinlichkeit entspricht, dass sich einer der Störer mit dem Nutzer überlappt, ist die BER der Asymptote um den Faktor S höher. Je größer die Anzahl der Störer, desto mehr ähnelt die Störwirkung der einer Gaußverteilung. Bei 50 Störern kann die Störung näherungsweise als gaußverteilt angenommen werden.

3.2.3 Störwirkung bei mehreren Pulsen pro Symbol

Die bisherigen Überlegungen können dahingehend verallgemeinert werden, dass N_N Pulse pro Symbol des Nutzers und N_S Pulse pro Symbol des Störers betrachtet werden. N_S bezieht sich dabei auf den Pulsabstand des Nutzers. Beispielsweise

kann $N_S = 2$ entweder heißen, dass der Störer zwei Pulse pro Symbol mit dem Pulsabstand T , oder einen Puls pro Symbol mit dem Pulsabstand $\frac{T}{2}$ sendet. Das Signal am Ausgang des Korrelators lässt sich nun folgendermaßen beschreiben:

$$k_S(t) = \sum_{\ell=1}^S \sum_{m=1}^{N_N} \sum_{n=1}^{N_S} k_{S_{\ell,m,n}},$$

wobei $k_{S_{\ell,m,n}}$ die Störung durch den n -ten Puls des ℓ -ten Störers im m -ten Puls des Nutzers darstellt. Mit der Annahme, dass die Verschiebungen des TH-Codes für unterschiedliche Pulse unabhängig sind, entspricht die Addition all dieser gleichartigen Störungen erneut einer Faltung der Dichten. Mehrere Pulse pro Symbol haben also die gleiche Auswirkung wie eine entsprechende Anzahl von Störern. Auch die Normierung des SIRs bei mehreren Pulsen pro Bit ist identisch mit der bei mehreren Störern. Bei konstantem SIR verringert sich bei mehreren Pulsen pro Symbol des Störers die Leistung eines einzelnen Pulses um den Faktor N_S , bei mehreren Störern um den Faktor S . Falls der Nutzer mehrere Pulse pro Symbol sendet, wird die Korrelation mit jedem Puls zur Symbolentscheidung um den Faktor N_N verringert. Zur Ermittlung der Störwirkung von S Störern mit N_S Pulsen pro Symbol auf einen Nutzer mit N_N Pulsen pro Symbol müssen demnach $S \cdot N_S \cdot N_N$ Faltungen durchgeführt werden.

Bild 3.9 zeigt einen Vergleich zwischen theoretischen und simulierten BERs für verschiedene N_N und N_S . In allen Fällen stimmt die Theorie mit der Simulation überein. Die Fälle $(N_N = 1, N_S = 2)$ und $(N_N = 2, N_S = 1)$ verursachen dieselbe BER. Diese ist identisch mit dem Fall von zwei Störern mit jeweils einem Puls pro Symbol. $(N_N = 2, N_S = 2)$ entspricht dem Fall von vier Störern.

3.3 Spektrale Eigenschaften eines Impulse-Radio-UWB-Signals

Neben der Amplitudenverteilung sind auch die spektralen Eigenschaften von großer Relevanz, da das Spektrum für eine möglichst effiziente Ressourcennutzung bei möglichst großer Sendeleistung an die von der jeweiligen Regulierungsbehörde vorgegebene spektrale Maske angepasst werden muss (Bild 2.1 auf S. 7). In [35] wird dieses Thema ausführlich behandelt, der Fokus liegt dort aber auf messtechnischen Aspekten und Messergebnissen. Im Folgenden wird das Spektrum eines allgemeinen IR-UWB-Signals analytisch bestimmt.

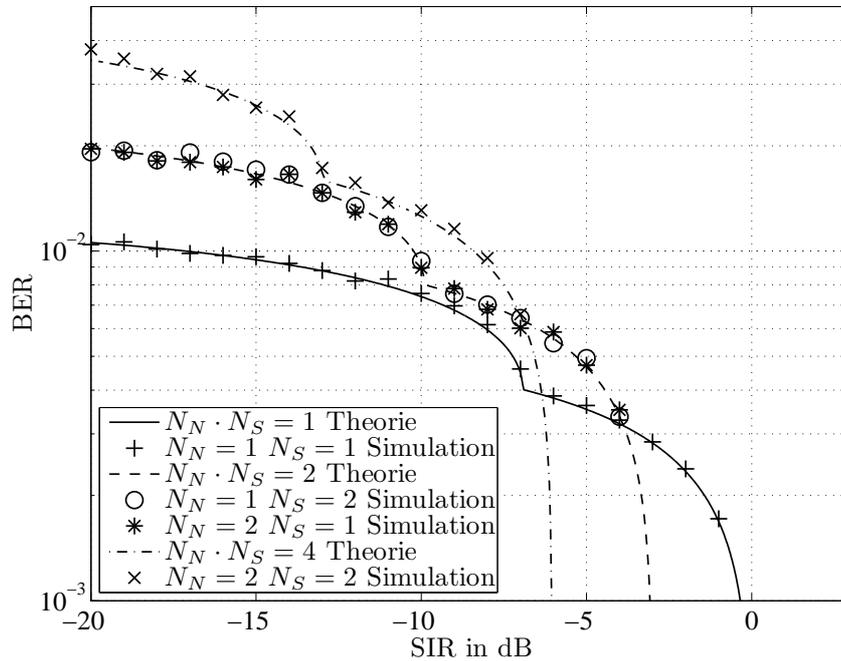


Bild 3.9 Störwirkung zwischen UWB-Störern

Das Sendesignal eines IR-UWB-Senders mit $N_N = 1$ kann analog zu (2.10) auf S. 23 folgendermaßen beschrieben werden [59]:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_{0,n} p_0(t - nT - \theta_n) + \alpha_{1,n} p_1(t - nT - \theta_n). \quad (3.18)$$

Wie auch in (3.5) auf S. 45 wird der TH-Code h_n durch die Zufallsvariable θ_n ersetzt. Im Gegensatz zu (3.5) modelliert die Zufallsvariable θ_n ausschließlich den TH-Code und beinhaltet keine Signalverschiebung. Eine einzelne Realisierung des TH-Codes ist zwar deterministisch, allgemeine Aussagen über den Einfluss von TH-Codes auf das Signalspektrum können jedoch nur getroffen werden, wenn der TH-Code über seine stochastischen Eigenschaften modelliert wird. Es wird angenommen, dass alle θ_n stationär und paarweise unabhängig sind. Dies setzt voraus, dass die Länge der TH-Codes genügend groß ist, damit keine Periodizitäten im untersuchten Frequenzband entstehen. Die folgenden Betrachtungen untersuchen somit den Grenzfall, dass die Güte des Spektrums nicht durch Hardwarebeschränkungen (z. B. maximale Codelängen, endlich viele TH-Chips), sondern durch das prinzipielle Zusammenspiel zwischen Modulation und TH-Code bestimmt wird. Der Einfluss von endlichen Codelängen wird in [38, 39] behandelt.

In der Literatur finden sich verschiedene Ansätze zur geschlossenen Darstellung des LDS von IR-UWB [9, 35, 47, 55, 67]. In [9, 55, 67] werden TH-Codes nicht als Zufallsvariable sondern deterministisch modelliert. Die Modellierung als Zufallsvariable θ_n ist jedoch von großem Vorteil, um die prinzipiellen Zusammenhänge zwischen den Modulationsarten und dem entsprechenden Spektrum unabhängig von einer Realisierung des TH-Codes zu erhalten. In [47] wird durch einen vereinfachten Ansatz $s(t)$ als periodisch angenommen. Im Folgenden wird $s(t)$ als eine zyklstationäre Zufallsvariable angenommen und der TH-Code im Frequenzbereich über die charakteristische Funktion seiner Verteilung beschrieben. Ein ähnlicher Ansatz wird in [35] verwendet; es werden jedoch abweichende Ergebnisse erzielt.

Unter der Annahme ideal quellencodierter Daten wird in Anhang A das mittlere LDS eines allgemeinen IR-UWB-Signals hergeleitet [59, 63]:

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{ss}(f) = & \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{\ell} \left(\frac{n}{T} \right) P_k^* \left(\frac{n}{T} \right) \left| Q \left(\frac{n}{T} \right) \right|^2 \delta \left(f - \frac{n}{T} \right) \\ & + \frac{1}{2T} \sum_{k=0}^1 |P_k(f)|^2 - \frac{1}{4T} \sum_{\ell,k=0}^1 P_{\ell}(f) P_k^*(f) |Q(f)|^2, \quad (3.19) \end{aligned}$$

wobei $P_{\ell}(f)$ die Fouriertransformierte des Pulses $p_{\ell}(t)$, $Q(f)$ die Fouriertransformierte der Dichte des TH-Codes, $\delta(t)$ die Dirac-Funktion und $z^* = x - jy$ die zu $z = x + jy$ konjugiert komplexe Zahl darstellt.

Diese allgemeine Gleichung zur Beschreibung des LDS ermöglicht zum einen allgemeine Aussagen über prinzipielle Möglichkeiten zur Manipulation des Spektrums, zum anderen können daraus sämtliche Spezialfälle für verschiedene Modulationsarten und TH-Codes abgeleitet werden.

Der wichtigste Aspekt des LDS eines UWB-Signals ist die Verteilung der Energie über die Frequenzen und insbesondere die Aufteilung der Energie auf diskrete und kontinuierliche Anteile. Aus (3.19) folgt, dass im Allgemeinen sowohl diskrete als auch kontinuierliche Anteile auftreten können. Die diskreten Spektralanteile werden durch die deterministischen, periodischen Elemente des Signals verursacht, die kontinuierlichen Spektralanteile durch die stochastischen Elemente des Signals. Da diskrete Frequenzen bei der notwendigen Einhaltung einer spektralen Maske zu einer Verringerung der möglichen Sendeleistung führen, muss die Energie in den diskreten Signalanteilen so weit wie möglich unterdrückt werden.

Ein weiterer interessanter Aspekt von (3.19) ist der Einfluss der charakteristischen Funktion $Q^*(f)$ des TH-Codes auf das Spektrum. TH-Codes werden typischerweise verwendet, um diskrete Frequenzanteile zu unterdrücken. (3.19) lässt jedoch einen viel größeren Einfluss auf das Spektrum vermuten. $Q(f)$ beeinflusst nicht nur die diskreten, sondern auch die kontinuierlichen Frequenzanteile. Zumindest theoretisch lässt sich also der Verlauf des kontinuierlichen Spektrums durch die Multiplikation eines geeigneten $Q(f)$ manipulieren. Solchen Überlegungen sind jedoch aufgrund der Charakteristik von $Q(f)$ enge Grenzen gesetzt, da $Q(f)$ nicht frei wählbar ist, sondern aus der Fouriertransformation der AKF einer Dichte hervorgehen muss. Nach [54, S. 257] ist die notwendige und hinreichende Bedingung für die Existenz einer Dichte zu $Q^*(f)$, dass $Q^*(0) = 1$ und $Q^*(f)$ eine positiv semidefinite (PSD) Funktion darstellt. Eine Funktion $f(t)$ ist PSD, wenn die Bedingung

$$\sum_{\ell=1}^n \sum_{k=1}^n f(t_\ell - t_k) z_\ell z_k^* \geq 0$$

für beliebige reelle Zahlen t_1, t_2, \dots, t_n und beliebige komplexe Zahlen z_1, z_2, \dots, z_n erfüllt ist. Diese Eigenschaft lässt sich auch in Matrixform formulieren:

$$\mathbf{z}^H \mathbf{M} \mathbf{z} \geq 0, \tag{3.20}$$

wobei $[\mathbf{M}]_{m,n} = f(t_m - t_n)$, \mathbf{z} für einen beliebigen komplexen Vektor und \mathbf{z}^H für den zu \mathbf{z} hermiteschen Vektor steht.

Wegen $Q(f) = Q^*(-f)$ ist die PSD Bedingung von $Q(f)$ mit derjenigen von $Q^*(f)$ äquivalent. Diese sehr strenge Bedingung wird nur von sehr wenigen Funktionen erfüllt. Die Einschränkungen, die sich aus dieser Bedingung ergeben, lassen sich bereits aus einigen notwendigen (nicht hinreichenden) Bedingungen für charakteristische Funktionen erahnen:

- Es gilt stets $|Q(f)| \leq 1$; für $f=0$ gilt das Gleichheitszeichen.
- $Q(f)$ ist gleichmäßig stetig, d. h. zu jedem $\epsilon > 0$ existiert ein $\delta > 0$, sodass für alle f_1, f_2 mit $|f_1 - f_2| < \delta$ immer $|Q(f_1) - Q(f_2)| < \epsilon$ gilt.
- Für jedes reelle f gilt $Q(-f) = Q(f)^*$.

Des Weiteren treten bei der Spektrumsformung durch $Q(f)$ zusätzliche Probleme auf:

- Es lässt sich zeigen, dass eine Dämpfung des kontinuierlichen Spektrums an einer bestimmten Frequenz mit Hilfe von $Q(f)$ eine Verstärkung des diskreten Spektrums an derselben Frequenz bewirkt, und umgekehrt. Mit Hilfe von $Q(f)$ ist es also nicht möglich, Energie zwischen verschiedenen Frequenzen zu verschieben, sondern lediglich zwischen dem diskreten und dem kontinuierlichen Anteil.
- Würde der TH-Code eines UWB-Gerätes zur Spektrumsformung verwendet werden, so wäre die Menge der Codewörter zur Nutzertrennung eingeschränkt, bzw. die verwendeten Codewörter könnten nicht auf eine möglichst geringe ISI optimiert werden. Die ISI zwischen UWB-Geräten würde also zwangsläufig steigen.

Aus den oben genannten Gründen erscheint eine Anpassung des Spektrums mit Hilfe von $Q(f)$ nicht als sinnvoll und wird im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter verfolgt. Im Folgenden werden somit für TH-Codes ausschließlich Gleichverteilungen untersucht.

3.4 Leistungsdichtespektrum für verschiedene Modulationsarten

Im Folgenden wird das allgemeine LDS aus (3.19) auf verschiedene Modulationsarten und TH-Codes angewendet, welche alle als Spezialfall eines allgemeinen IR-UWB-Senders aus (3.18) beschrieben werden können [6, 59].

3.4.1 Keine Modulation, kein Time-Hopping

Zunächst soll die Problematik der diskreten Spektrallinien an einem sehr einfachen Sonderfall gezeigt werden. Es wird hierzu angenommen, dass kein TH-Code verwendet wird und keine Modulation erfolgt. In diesem Fall sind die Pulse $p_0(t)$ und $p_1(t)$ identisch und werden durch $p(t)$ ersetzt. Ohne TH-Verschiebung reduziert sich die Dichte von θ auf die Dirac-Funktion, woraus $Q(f) = 1$ folgt. Das LDS vereinfacht sich zu

$$\bar{\Phi}_{ss}(f) = \frac{1}{4T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} 4P\left(\frac{n}{T}\right) P^*\left(\frac{n}{T}\right) \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

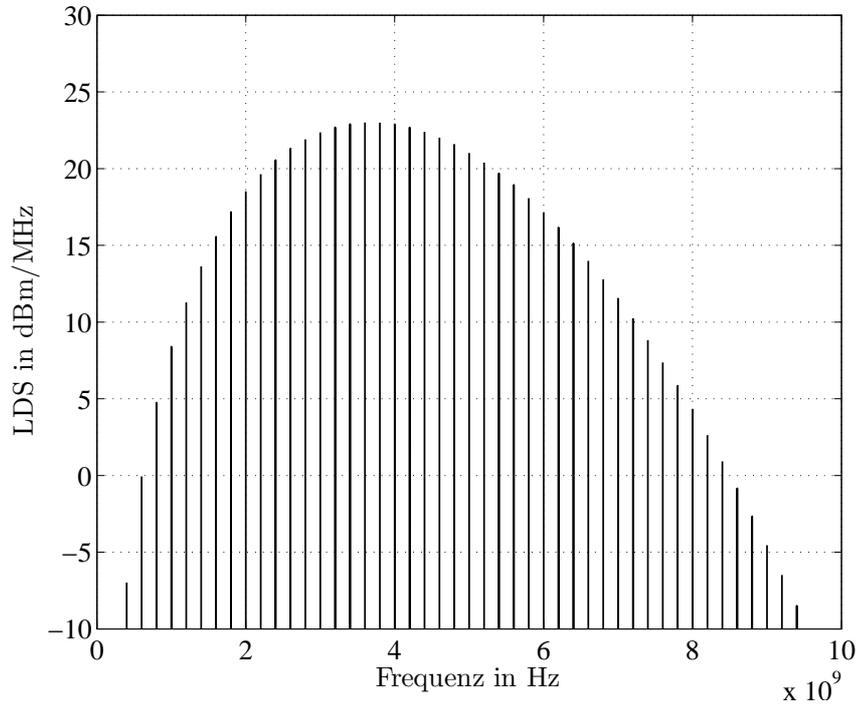


Bild 3.10 Leistungsdichtespektrum ohne Modulation, ohne Time-Hopping

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2T} 2 |P(f)|^2 - \frac{1}{4T} 4 P(f) P^*(f) \\
 & = \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| P\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right).
 \end{aligned}$$

In diesem Fall besteht das Spektrum ausschließlich aus diskreten Spektralanteilen. Dies ist schon aus der Tatsache offensichtlich, dass das Signal deterministisch und periodisch ist.

Die FCC-Messbestimmungen sehen eine Mittelung der Leistung über $F_0 = 1$ MHz vor (siehe Abschnitt 2.2). Nach dieser Integration erhält man das LDS

$$\bar{\Phi}_{ss, F_0}(f) = \frac{1}{T^2 F_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| P\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \text{rect}_{F_0}\left(f - \frac{n}{T}\right). \quad (3.21)$$

Bild 3.10 zeigt das LDS aus (3.21). Die Werte des LDS sind dabei wie auch in den folgenden Bildern nicht absolut, sondern lediglich relativ zu einer beliebigen Leistung zu interpretieren. Obwohl die diskreten Spektrallinien kontinuierlich

werden, ist das LDS auf schmale Frequenzbereiche konzentriert und enthält Frequenzspitzen mit dem Faktor $\frac{1}{T^2 F_0}$ gegenüber dem LDS eines Pulses. Da F_0 einen von den Regulierungsbehörden fest vorgegebenen Wert besitzt, hängt die Höhe der Frequenzspitzen vom nominalen Pulsabstand T ab. Die Pulswiederholfrequenz $\frac{1}{T}$ muss jedoch immer mindestens so groß wie die Datenrate sein, da für jedes Symbol mindestens ein Puls gesendet werden muss. Der Erhöhung von T sind also vor allem bei höheren Datenraten enge Grenzen gesetzt. Zur Einhaltung der Maske muss demnach bei fehlendem TH-Code die Sendeleistung signifikant reduziert werden.

3.4.2 Keine Modulation, mit Time-Hopping

Im vorigen Abschnitt wurde gezeigt, dass ohne TH-Code ein großer Teil der zur Verfügung stehenden spektralen Maske nicht genutzt werden kann, da in den Frequenzspitzen die Maske eingehalten werden muss und in allen anderen Frequenzbereichen das Signal deutlich unterhalb der Maske liegt. Im Folgenden wird der Einfluss des TH-Codes untersucht, wobei die Modulation weiterhin vernachlässigt wird. Der TH-Code wird durch seine charakteristische Funktion $Q^*(f)$ beschrieben. Man erhält das LDS

$$\bar{\Phi}_{ss}(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \left[|Q(f)|^2 \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + 1 - |Q(f)|^2 \right]. \quad (3.22)$$

Wie bereits in der allgemeinen Gleichung (3.19) deutlich wird, hat $Q(f)$ einen großen Einfluss auf das LDS. Die Terme $1 - |Q(f)|^2$ und $|Q(f)|^2$ teilen die Energie des Pulses $|P(f)|^2$ in die kontinuierlichen und diskreten Spektralanteile auf. Das LDS bewegt sich, abhängig von $Q(f)$, zwischen den beiden Grenzfällen eines rein diskreten und eines rein kontinuierlichen Spektrums. Im Falle $Q(f) = 1$ (kein Time-Hopping) entsteht ein rein diskretes Spektrum, im Falle $Q(f) = \delta(f)$ (der TH-Code ist gleichverteilt mit beliebig großen und kontinuierlichen Sprüngen) ein rein kontinuierliches Spektrum.

Aus (3.22) kann geschlossen werden, dass im Grenzfall auch unter Vernachlässigung der Modulation ein rein kontinuierliches Spektrum erzeugt werden kann. Dieser Grenzfall ist jedoch aus mehreren Gründen nicht realisierbar. Unendliche zeitliche Sprünge des TH-Codes würden – abgesehen von Hürden in der technischen Realisierbarkeit – eine unendliche Verzögerung der gesendeten Daten bewirken. Darüber hinaus verursachen große TH-Sprünge ISI in Mehrwegeszenarien. Aus diesen Gründen wird die maximale Verzögerung nie größer als der nominelle

Pulsabstand T gewählt.

Wie schon in Abschnitt 3.3 beschrieben, kommt man beim Vergleich verschiedener Dichten $q(t)$, die nur in endlichen Intervallen von Null verschieden sind, zu dem Ergebnis, dass die triviale Lösung, ein gleichverteilter Zufallscode, die besten Ergebnisse liefert. Für gleichverteilte Codes gilt $q(t) = \frac{1}{T}\text{rect}_T(t)$, woraus $Q(f) = \frac{\sin(\pi T f)}{\pi T f} = \text{sinc}(\pi T f)$ folgt. Man erhält das Spektrum

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{ss}(f) &= \frac{1}{T} |P(f)|^2 \left[\text{sinc}^2(\pi T f) \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + 1 - \text{sinc}^2(\pi T f) \right] \\ &= \frac{1}{T} |P(f)|^2 \left[\frac{1}{T} \delta(f) + 1 - \text{sinc}^2(\pi T f) \right]. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Das diskrete Spektrum bei $f=0$ kann vernachlässigt werden, da $P(f)$ keinen Gleichstromanteil besitzt. Bei einem über T gleichverteilten Zufallscode verschwindet demnach das diskrete Spektrum vollständig. In Mehrwegeszenarien verursacht jedoch selbst eine Gleichverteilung über T noch ISI, deren Stärke von der Länge der Kanalimpulsantwort abhängt. Um diese ISI zu unterdrücken, muss die maximale Verzögerung des Codes um ein entsprechendes Schutzintervall verringert werden. Für realistische Parameter kann davon ausgegangen werden, dass der Pulsabstand und damit die Verzögerung des Codes um ein Vielfaches größer als die Pulslänge ist. In diesem Fall erzielt man die beste Unterdrückung des diskreten Spektrums, wenn T ein ganzzahliges Vielfaches der maximalen Verzögerung des Codes ist, da dann die Nullstellen der sinc-Funktion auf die Frequenzen des diskreten Spektrums fallen. Je länger die maximale Verzögerung des Codes relativ zu T ist, desto mehr Frequenzen werden unterdrückt.

Bild 3.11 veranschaulicht das LDS von (3.23) nach der Integration über F_0 mit einem über $T/2$ gleichverteilten TH-Code. Da $Q(f)$ nur für niedrige Frequenzen hohe Werte besitzt und für hohe Frequenzen stark gedämpft ist, wird das diskrete Spektrum für hohe Frequenzen immer stärker unterdrückt. Jede zweite diskrete Spektrallinie wird zudem vollständig unterdrückt.

3.4.3 Einfluss der Modulationsarten

Im Folgenden wird der Einfluss der wichtigsten IR-UWB-Modulationsarten untersucht. Da durch zufällige Daten erzeugte Modulationen zusätzliche stochastische

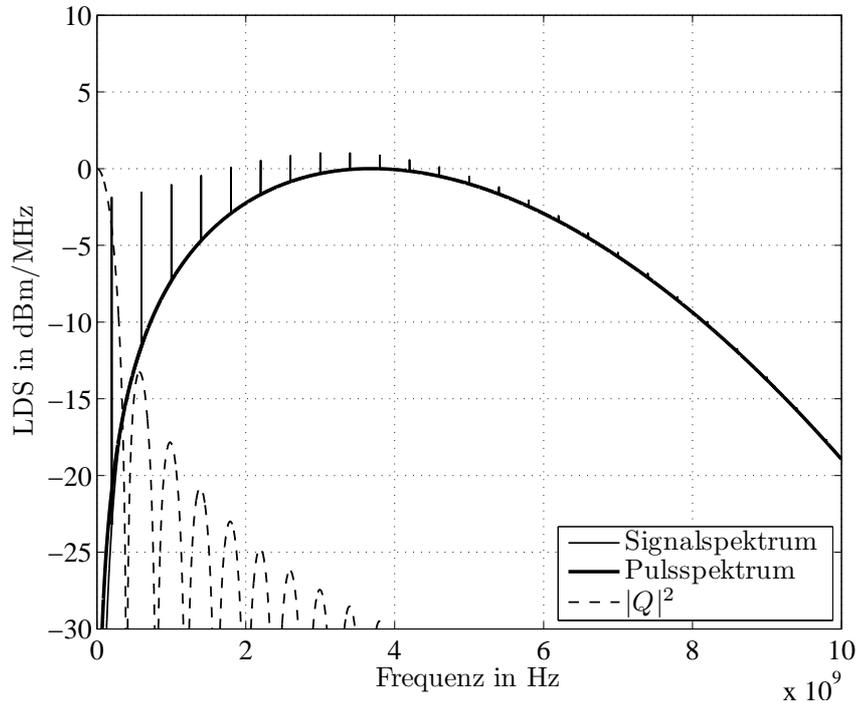


Bild 3.11 Leistungsdichtespektrum ohne Modulation, mit Time-Hopping

Elemente darstellen, wird sich, abhängig von der Modulationsart, Energie vom kontinuierlichen auf den diskreten Anteil des Spektrums verschieben.

Zunächst wird OOK untersucht. Mit (2.7) auf S. 18 folgt

$$\bar{\Phi}_{ss}(f) = \frac{1}{2T} |P(f)|^2 \left[\frac{|Q(f)|^2}{2} \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + 1 - \frac{|Q(f)|^2}{2} \right]. \quad (3.24)$$

Bild 3.12 veranschaulicht das Spektrum nach der Filterung mit F_0 mit einem über $T/2$ gleichverteilten TH-Code. Beim Vergleich des LDS ohne Modulation und mit OOK ((3.23) und (3.24)) fällt auf, dass die Energie des diskreten Spektrums um die Hälfte reduziert wurde. Die Vermutung, dass Modulation Energie vom diskreten ins kontinuierliche Spektrum verschiebt, ist also zutreffend.

Ähnlich wie für OOK kann auch das LDS für PPM berechnet werden. Aus (2.9) auf S. 20 folgt $P(f) = P_1(f) = P_0(f) \exp(j2\pi\Delta f)$, und damit

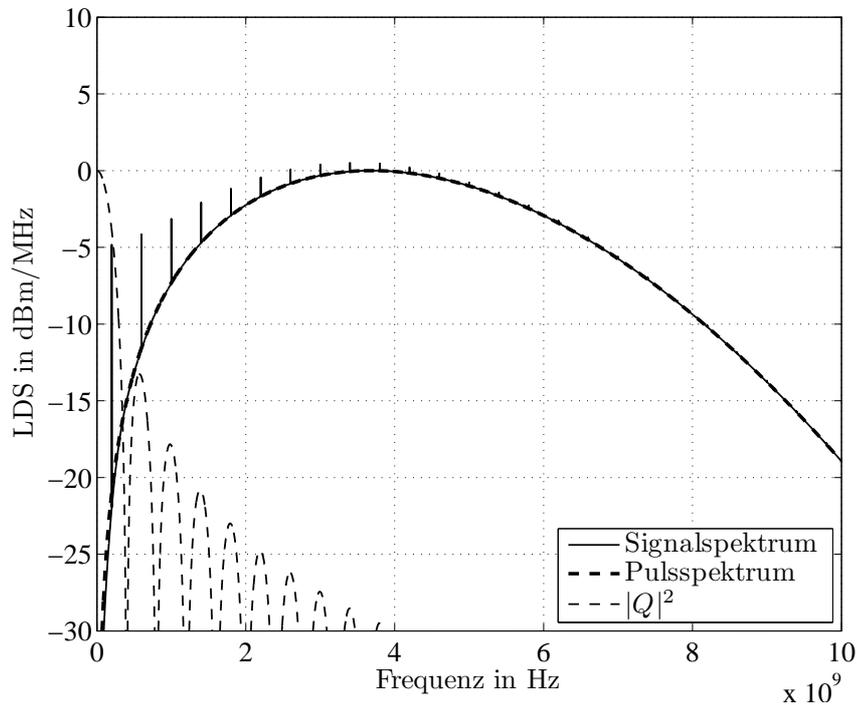


Bild 3.12 Leistungsdichtespektrum für OOK, mit Time-Hopping

$$\bar{\Phi}_{ss}(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \left[|Q(f)|^2 \cos^2(\pi \Delta f) \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) + 1 - |Q(f)|^2 \cos^2(\pi \Delta f) \right].$$

Bild 3.13 zeigt das entsprechende Spektrum. PPM bewirkt eine Dämpfung der charakteristischen Funktion mit $\cos^2(\pi \Delta f)$. Da die Verschiebung Δ jedoch in der Größenordnung der Pulslänge liegt, der Pulsabstand aber wesentlich größer ist, ist diese Dämpfung wesentlich schwächer als diejenige von OOK. Bei OOK werden also die diskreten Spektrallinien besser gedämpft als bei PPM.

Für PAM gilt mit (2.8) auf S. 19 für das LDS

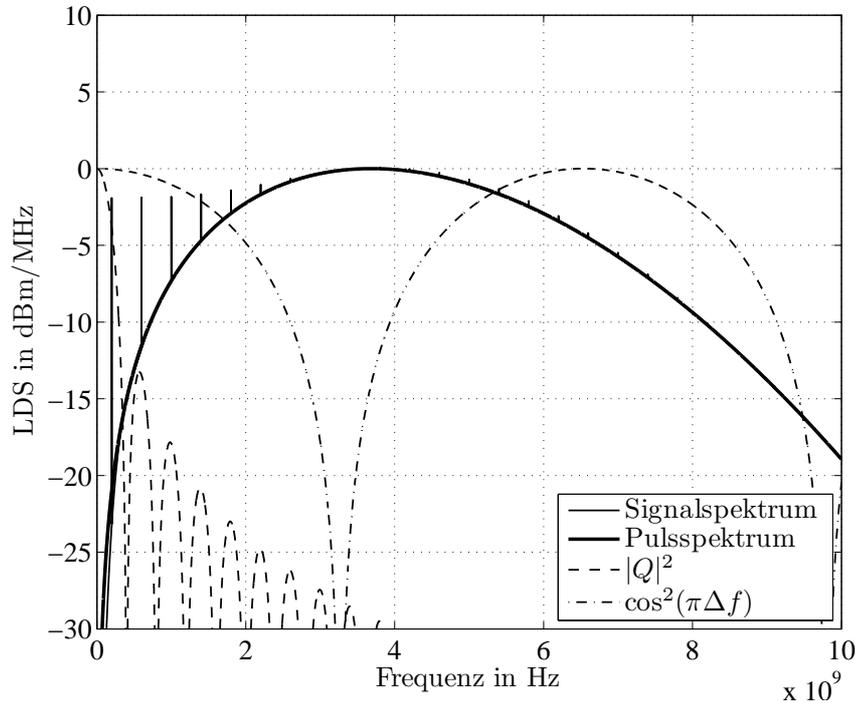


Bild 3.13 Leistungsdichtespektrum für PPM, mit Time-Hopping

$$\begin{aligned}
 \bar{\Phi}_{ss}(f) &= \frac{1}{T} |P(f)|^2 + \frac{1}{4T} |Q(f)|^2 \left[\frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) - 1 \right] \\
 &\quad \cdot \left[|P(f)|^2 - P(f)P(f)^* - P(f)P(f)^* + |P(f)|^2 \right] \\
 &= \frac{1}{T} |P(f)|^2.
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Erstaunlicherweise verschwindet das diskrete Spektrum bei PAM vollständig. Dies ist umso bemerkenswerter, da dieses Ergebnis unabhängig von der charakteristischen Funktion $Q(f)$ ist und selbst dann zutrifft, wenn kein TH-Code verwendet wird. Der TH-Code wird also nicht zur Glättung des Spektrums benötigt und kann deshalb auf andere Randbedingungen optimiert werden, z. B. auf minimale Störungen durch MAI. Dies wird jedoch mit einem erhöhten Hardwareaufwand erkaufte, da für PAM die Möglichkeit bestehen muss, Pulse zu negieren.

In diesem Abschnitt wurden ausschließlich die Eigenschaften von IR-UWB-Signalen mit einem Puls pro Symbol betrachtet. Es ist möglich, (3.19) für den Fall

von N Pulsen pro Bit zu verallgemeinern. Es zeigt sich, dass in diesem Fall für OOK und PPM die Energie im diskreten Spektrum geringfügig zunimmt, da durch die Information, dass N Pulse mit demselben Symbol moduliert werden, die Ungewissheit über das Signal abnimmt. Da aber durch diese teilweise umfangreichen verallgemeinerten Gleichungen wenig neue Informationen gewonnen werden können, werden diese im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht behandelt.

3.5 Zusammenfassung

In diesem Abschnitt wurden die stochastischen Eigenschaften von IR-UWB-Signalen untersucht. Es wurde gezeigt, dass sich die Amplitudenverteilung von IR-UWB-Signalen stark von der Amplitudenverteilung von gaußverteiletem Rauschen unterscheidet (Bild 3.2). Als Folge davon unterscheidet sich die Störwirkung auf andere UWB-Geräte von AWGN-Störungen. Es wurde eine analytische Beschreibung der MAI zwischen IR-UWB-Systemen vorgestellt, welche die simulativen Ergebnisse sehr gut beschreibt (Bild 3.8). Die analytische Beschreibung der spektralen Eigenschaften zeigt, dass die diskreten Spektralanteile ein großes Problem darstellen können. Diese können jedoch mittels TH-Codes wirkungsvoll bekämpft werden (Bild 3.12). Bei PAM können auch ohne TH-Codes die diskreten Teile des Spektrums unterdrückt werden. Die Ergebnisse dieses Kapitels werden in den folgenden Kapiteln genutzt, um die MAI zwischen verschiedenen UWB-Systemen zu verringern (Kapitel 4) und die spektralen Eigenschaften von UWB-Signalen an Frequenzmasken anzupassen (Kapitel 5).

4 Störunterdrückung zwischen UWB-Systemen

Aufgrund der prinzipiellen Funktionsweise von UWB als Overlay-System müssen UWB-Systeme robust gegenüber Störungen sein. Insbesondere sind sie anderen UWB-Systemen bzw. anderen Piconetzen des gleichen Systems, die nicht aufeinander synchronisiert sind, ausgesetzt, was zu erheblichen Störungen führen kann. In diesem Kapitel werden Vorschläge für eine Erhöhung der Leistungsfähigkeit in MAI-Szenarien sowohl für inkohärente als auch für kohärente Empfänger hergeleitet und deren Leistungsfähigkeit simulativ untersucht.

Aus der Literatur bekannte Ansätze für eine Störunterdrückung setzen immer eine Form von Kooperation voraus. Eine sehr aufwendige und in der Praxis kaum zu realisierende Annahme für Kooperation ist, dass die TH-Codes der Nutzer aufeinander optimiert und alle Nutzer aufeinander synchronisiert sind [18]. Unter dieser Annahme können entweder orthogonale Codes [37] oder Formen von Multiuser-Detektion [40, 78] genutzt werden. Abgesehen von der hohen Komplexität von Multiuser-Detektoren ist eine Synchronisation zwischen verschiedenen Piconetzen schwer zu realisieren. In [16] wird die Annahme von synchronisierten Netzen fallengelassen. Es werden Bedingungen für die MAI in Abhängigkeit des TH-Codes angegeben und durch eine sehr rechenintensive Suche über alle möglichen Codes optimale TH-Codes gefunden. Dennoch wird auch für diesen Ansatz eine Kooperation zwischen den Nutzern vorausgesetzt, da die Wahl der TH-Codes koordiniert wird. In realen Szenarien ist es jedoch durchaus realistisch, dass gar keine Kooperation zwischen verschiedenen UWB-Geräten besteht, da sich auch verschiedene UWB-Dienste einen physikalischen Kanal teilen können.

Die im Folgenden vorgestellten Ansätze für inkohärente und kohärente Störunterdrückung setzen keinerlei Kooperation der Störer voraus. Des Weiteren ist lediglich der Empfänger von den Modifikationen betroffen, nicht jedoch der Sender. Die Anwendung dieser Techniken verlangt demnach keine Modifizierung der physikalischen Schicht, sondern stellt eine optionale Verbesserung des Empfängers dar. Da der Einsatz von inkohärenten Empfängern vor allem im Bereich von sehr preiswerten Geräten sinnvoll erscheint, wurde beim Entwurf der Störunterdrückung für inkohärente Empfänger großer Wert auf eine geringe Komplexität gelegt. Da ko-

härente Empfänger eine höhere Komplexität aufweisen dürfen, wurde beim Entwurf einer kohärenten Störunterdrückung eine höhere Komplexität zu Gunsten einer besseren Leistungsfähigkeit der Störunterdrückung zugelassen. Die Auswirkungen von UWB-Störern auf die BER eines kohärenten UWB-Empfängers wurden in Abschnitt 3.2 ausführlich behandelt. Die in Abschnitt 4.2 behandelte kohärente Störunterdrückung baut auf den in Abschnitt 3.2 gewonnenen Erkenntnissen auf.

Die in diesem Kapitel vorgeschlagenen Ansätze setzen ein PPM IR-UWB-System voraus. Sie können jedoch leicht auf andere Modulationsarten für IR-UWB wie OOK oder PAM übertragen werden. Sofern nicht anders angegeben, beziehen sich die simulativen Ergebnisse auf einen einzelnen Störer, da sich die stochastischen Eigenschaften des Störsignals bei einem einzelnen Störer am stärksten von AWGN unterscheiden (siehe Bild 3.8 auf S. 55). Die gezeigten Resultate stellen damit den „worst-case“-Fall dar, falls keine Störunterdrückung durchgeführt wird.

4.1 Störunterdrückung bei inkohärenten UWB-Systemen

Wie in Abschnitt 2.4.5 dargestellt, besitzen inkohärente UWB-Empfänger keinen Korrelator, sondern schätzen die gesendeten Daten lediglich aus der Energie in bestimmten Zeitintervallen. Inkohärente Empfänger sind dadurch empfindlich gegenüber Störungen, insbesondere gegenüber MAI. Bedingt durch ihren einfachen Empfängeraufbau sind die Möglichkeiten zur Störunterdrückung jedoch begrenzt. Es stehen pro Symbol lediglich die $O \cdot N$ Integrationsergebnisse der Matrix \mathbf{B} für eine Störunterdrückung zur Verfügung.

Da keine weiteren Informationen über die Störer zur Verfügung stehen, kann eine Störunterdrückung lediglich über die stochastischen Eigenschaften der Störer erreicht werden. Das durch einen Mehrwegekanal mit unbekanntenen Pfaddämpfungen $\gamma_w^{(k)}$ und Pfadverzögerungen $\tau_w^{(k)}$ verzerrte Signal $s_m^{(k)}(t)$ des k -ten UWB-Senders lässt sich durch

$$s_m^{(k)}(t) = \sum_{w=1}^W \gamma_w^{(k)} s^{(k)}(t - \tau_w^{(k)})$$

beschreiben, wobei W die Anzahl der Mehrwege darstellt. Falls alle Störer mit der gleichen Leistung empfangen werden, folgt für das empfangene Signal

$$s_{Rx}(t) = s_m^{(0)}(t) + \frac{1}{\sqrt{S \cdot SIR}} \sum_{k=1}^S s_m^{(k)}(t) + n(t),$$

wobei $s_m^{(0)}(t)$ das Signal des Nutzers und $n(t)$ das AWGN darstellt.

Um eine Abschätzung der stochastischen Eigenschaften der Elemente von \mathbf{B} zu bekommen, wird die Integration durch eine endliche Summe über Abtastwerte des Signals bei einer genügend kleinen Abtastzeit T_S zwischen zwei aufeinander folgenden Abtastwerten t_ℓ genähert:

$$\int [s_{Rx}(t)]^2 dt \approx T_S \sum_{\ell} [s_{Rx}(t_\ell)]^2.$$

Ohne Störer folgt

$$[\mathbf{B}]_{i,j} \approx T_S \sum_{t_\ell \in [\tau_1, \tau_2]} \left\{ \left[\sum_{w \in \mathfrak{S}_i} \gamma_w^{(0)} s_m^{(0)}(t_\ell - \tau_w^{(0)}) \right]^2 + \mathcal{N}(0, \sigma^2) \sum_{w \in \mathfrak{S}_i} \gamma_w^{(0)} s_m^{(0)}(t_\ell - \tau_w^{(0)}) + [\mathcal{N}(0, \sigma^2)]^2 \right\},$$

wobei \mathfrak{S}_i die Menge der Mehrwege darstellt, die in den i -ten Integrationsbereich fallen. Da Pulsform und AWGN mittelwertfrei und unkorreliert zueinander sind, verschwindet der mittlere Term. Folglich ist $[\mathbf{B}]_{i,j}$ χ^2 -verteilt. Die Parameter der χ^2 -Verteilung unterscheiden sich für verschiedene Zeilen von \mathbf{B} , sind jedoch innerhalb einer Zeile konstant. Demnach sind die stochastischen Eigenschaften innerhalb einer Zeile von \mathbf{B} unabhängig vom Mehrwegekanal, solange keine Störer auftreten. Die χ^2 -Verteilung resultiert nicht aus der Annahme eines Rayleigh-Kanals, sondern aus der Energieverteilung des gaußverteilten Rauschens. Die stochastischen Eigenschaften zwischen den Elementen einer Spalte hängen stark von den Kanaleigenschaften ab. Da diese Eigenschaften nur sehr schwer durch die in Abschnitt 2.4.5 beschriebene Hardware des inkohärenten Empfängers geschätzt werden können, werden sie im Folgenden als unbekannt für den Empfänger angenommen.

Falls UWB-Störer auftreten, können die Zeilen von \mathbf{B} weder als χ^2 -verteilt noch als unabhängig vom Mehrwegekanal angenommen werden. Stattdessen enthalten einige wenige Elemente von \mathbf{B} , die durch Störer verfälscht werden, sehr hohe Werte.

Da die Integrationszeit T_I sehr viel größer als die Pulslänge ist, ist die Wahrscheinlichkeit von destruktiver Interferenz sehr viel kleiner als die Wahrscheinlichkeit von konstruktiver Interferenz. Folglich werden die Effekte von destruktiver Interferenz im Folgenden vernachlässigt. Diese Zusammenhänge können für eine Störunterdrückung mit geringer Komplexität genutzt werden [20].

4.1.1 Nicht-adaptive Störunterdrückung

Anstatt alle Werte von \mathbf{B} bezüglich eines Integrators über alle empfangenen Pulse aufzuaddieren ((2.20) auf S. 35), werden diese zunächst in K Matrizen \mathbf{C}_k der Dimension $L \times N$ geschrieben:

$$[\mathbf{C}_k]_{m,n} = [\mathbf{B}]_{i_{m+\Delta_k/t_0},n}.$$

Damit enthält jedes \mathbf{C}_k die zu einem Sendesymbol gehörenden Integrationsergebnisse. Da ohne Störungen alle Werte innerhalb einer Zeile gleich wären, sind die größten Werte innerhalb einer Zeile am wahrscheinlichsten durch Störer verfälscht und sollten deshalb nicht in die Schätzung des Symbols einfließen. Dazu werden die Werte von \mathbf{C}_k derart auf die Matrix \mathbf{D}_k abgebildet, dass jede Zeile vom niedrigsten zum höchsten Wert sortiert ist. Anstatt nun analog zu (2.20) auf S. 35 alle Werte einer Zeile zu addieren, werden die P höchsten Werte ignoriert:

$$\tilde{S}_d^k = \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^{N-P} [\mathbf{D}_k]_{l,n}.$$

Der Parameter P gibt die Selektivität der Störunterdrückung an. Im Fall von $P = 0$ wird kein Puls ignoriert und die Störunterdrückung hat keinen Effekt. Je größer P , desto mehr Störer werden unterdrückt, desto mehr Signalenergie geht aber auch verloren. Folglich ist zu erwarten, dass die hier vorgestellte Störunterdrückung die BER in den Fällen, in denen Störungen durch UWB-Störer dominieren, verbessert, gleichzeitig jedoch die BER in den Fällen, in denen Störungen durch AWGN dominieren, verschlechtert. Im Grenzfall eines ausschließlich durch AWGN gestörten Empfängers lässt sich die Verschlechterung der Bitfehlerrate direkt über den Verlust der Empfangsleistung bestimmen. Da von N empfangenen Pulsen P verloren gehen, verschlechtert sich die BER um

$$10 \lg \left(1 - \frac{P}{N} \right) \text{ dB}. \quad (4.1)$$

Parameter	Wert
Pulse pro Symbol	$N = 11$
Anzahl der Integratoren	$O = 20$
Pulswiederholrate	$T^{-1} = 11$ MHz
Pulsform	zweifach abgeleiteter Gaußpuls
Modulation	binäres PPM ($K = 2$)
Headerlänge	$H = 20$ Symbole
Anzahl der TH-Zeitschlitz	$N_h = 20$

Tabelle 4.1 Simulationsparameter

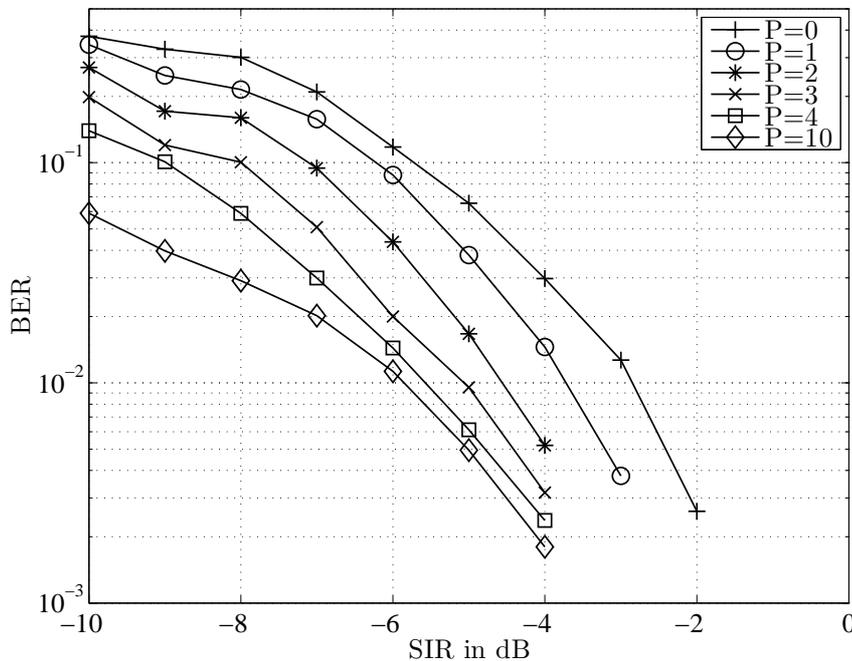


Bild 4.1 BER bei unterschiedlich starker Störunterdrückung in Mehrwegeausbreitung mit einem Störer, KM 1, ohne AWGN

Die Leistungsfähigkeit der vorgeschlagenen Störunterdrückung wird im Folgenden anhand von Simulationen untersucht. Alle Simulationen zur Störunterdrückung für inkohärente UWB-Empfänger wurden mit dem in Abschnitt 2.3 vorgestellten IEEE-Kanalmodell durchgeführt. Die empfängerspezifischen Parameter sind in Tabelle 4.1 aufgeführt. Bild 4.1 zeigt die BER eines inkohärenten Empfängers mit Störunterdrückung in Mehrwegeausbreitung (KM 1) mit einem Störer ohne

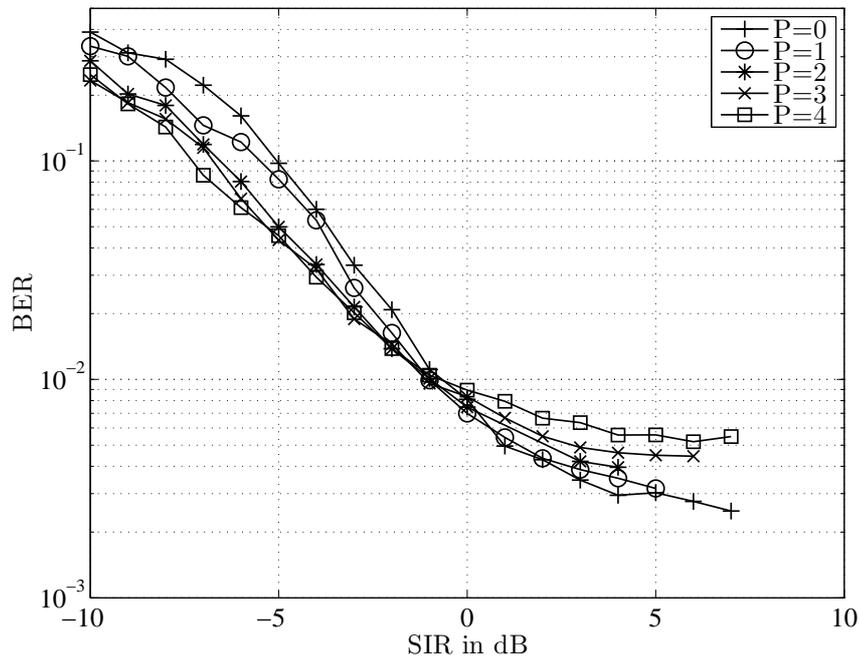


Bild 4.2 BER bei unterschiedlich starker Störunterdrückung in Mehrwegeausbreitung mit einem Störer, KM 1, mit AWGN

AWGN. Die Selektivität der Störunterdrückung wurde zwischen $P = 0$ (keine Störunterdrückung) und $P = 10$ (maximale Störunterdrückung) variiert. Man erkennt, dass eine Erhöhung von P zu immer niedrigeren BER über den gesamten untersuchten SIR-Bereich führt. Allerdings wurde der Simulation in Bild 4.1 kein AWGN hinzugefügt. In reinem AWGN ohne Mehrwege und Störer hätte die Störunterdrückung mit $P = 4$ einen Verlust von 1.96 dB bewirkt (Gleichung (4.1)).

Bild 4.2 zeigt die gleiche Störsituation, jedoch mit AWGN. Die Rauschleistung wurde so gewählt, dass ohne Störunterdrückung AWGN und Mehrwege ohne Störer eine BER von $2,5 \cdot 10^{-3}$ verursachen. Diese BER erscheint in Bild 4.2 als untere Schranke für sehr hohe SIR, falls keine Störunterdrückung verwendet wird. Durch den Einfluss von AWGN verringert sich der Gewinn der Störunterdrückung. Für hohe SIR verschlechtert die Störunterdrückung sogar die BER. Dies lässt sich damit erklären, dass die Störunterdrückung durch den Verlust an Empfangsleistung mehr zusätzliche Bitfehler erzeugt als durch das Entfernen der Störer gewonnen wird, sobald der Einfluss des AWGN gegenüber dem Einfluss des SIR überwiegt. Es fällt auf, dass sich alle Kurven in einem SIR schneiden. Für niedrigere SIR fällt die BER mit steigendem P ; für höhere SIR steigt die BER mit steigendem P .

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die vorgestellte Störunterdrückung einen Algorithmus mit sehr geringer Komplexität darstellt, mit dem die Leistungsfähigkeit von inkohärenten UWB-Empfängern in MAI-Szenarien, d. h. Szenarien, in denen die BER primär von Störern verursacht wird, verbessert werden kann. Allerdings wird die Verbesserung in MAI-Szenarien mit einer geringeren Leistungsfähigkeit in AWGN-dominierten Szenarien erkauft, da Teile der Signalenergie nicht für die Schätzung des Symbols verwendet werden. Es wird also immer ein Kompromiss zwischen diesen beiden Szenarien eingegangen.

Falls der Empfänger die Information hätte, ob der augenblickliche Kanal durch MAI oder AWGN dominiert ist (oder dies aus dem empfangenen Signal schätzen könnte), könnte die Störunterdrückung im Falle von AWGN-dominierten Kanälen abgeschaltet werden. In diesem Fall wäre die BER für niedrige SIR so gut wie bei der oben vorgestellten nicht-adaptiven Störunterdrückung, für hohe SIR würde sich die BER jedoch gegenüber einer deaktivierten Störunterdrückung nicht verschlechtern. Eine solche adaptive Störunterdrückung wird im Folgenden untersucht.

4.1.2 Adaptive Störunterdrückung

Die im vorherigen Abschnitt vorgestellte nicht-adaptive Störunterdrückung kann verbessert werden, falls der Empfänger Informationen darüber besitzt, ob der Kanal durch starke Störer dominiert wird. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass der Empfänger diese Information nicht vom Netzwerk mitgeteilt bekommt, sondern aus dem empfangenen Signal schätzen muss. Die einzigen Informationen, die dem Empfänger zur Verfügung stehen, sind somit die Matrizen **A** und **B**.

Der optimale Ansatz zur Entscheidung, ob der Kanal von Störern dominiert wird, ist die Schätzung der Verteilungsfunktion der Elemente von **B**. Wenn die Verteilung der Integrationsergebnisse der Verteilung ohne Störer ähnelt, kann angenommen werden, dass sich keine dominanten Störer im Kanal befinden. Wie bereits erwähnt, verursacht AWGN ohne ein Signal eine χ^2 -Verteilung, deren Parameter nicht nur in einer Zeile, sondern in der gesamten Matrix konstant sind. Das Signal schlägt sich als zusätzlicher Offset nieder, der innerhalb einer Zeile konstant ist. Je größer die Leistung von zusätzlichen Störern gegenüber der AWGN-Leistung wird, desto weniger ähnelt die Verteilung einer χ^2 -Verteilung. Wie bereits im vorigen Abschnitt gezeigt, hat ein Mehrwegekanal, der während eines Pakets konstant ist, lediglich Einfluss auf die Zusammenhänge zwischen den Zeilen der Matrix, jedoch nicht innerhalb einer Zeile. Dies ist bereits in der Annahme, dass die Signalenergie

in einer Zeile konstant, aber zwischen Zeilen unterschiedlich ist, enthalten.

Der optimale Ansatz zur Entscheidung, ob sich Störer im Kanal befinden, lässt sich in zwei Schritte unterteilen. Zunächst werden unter der Annahme, dass sich keine Störer im Kanal befinden, d. h. dass das Signal nur durch AWGN und Mehrwege verfälscht wird, die $O + 1$ Parameter (die Signalenergie in jeder Zeile und die Leistung des AWGN) derart bestimmt, dass der Fehler zwischen der daraus folgenden Matrix und der aus dem Empfangssignal berechneten Matrix möglichst gering ist. Nun kann mit Hilfe des χ^2 -Tests oder des Kolmogoroff-Tests [49] festgestellt werden, inwieweit die Annahme einer AWGN-Störung zutrifft. Obwohl in der Literatur Ansätze zur Berücksichtigung der χ^2 -Verteilung zur verbesserten Detektion von codierten UWB-Signalen bekannt sind [11], ist dieser Ansatz zur Detektion von Störern bei weitem zu aufwendig, um in einem Empfänger implementiert werden zu können, da zum Empfang jedes Bits ein Optimierungsproblem gelöst werden müsste. Insbesondere widerspricht ein solcher Algorithmus dem Konzept einer kostengünstigen und energieeffizienten Architektur, wie es typischerweise für inkohärente UWB-Empfänger angedacht ist [65].

Deshalb wird im Folgenden ein suboptimaler heuristischer Ansatz gewählt, der trotz seiner geringen Komplexität sehr gute Ergebnisse erzielt. Dazu wird in jeder Zeile von \mathbf{B} der Medianwert berechnet und von jedem Wert abgezogen. Der Medianwert wird anstelle des Mittelwertes benutzt, damit eventuelle Störer, die große Abweichungen verursachen können, keinen zu großen Einfluss haben. Dann wird die Varianz σ_0^2 der neuen Werte von \mathbf{B} bestimmt. Für ein konstantes Signal-zu-Rauschverhältnis (engl. *Signal-to-Noise Ratio*, SNR) wird sich die Varianz von \mathbf{B} erhöhen, falls die Leistung der Störer zunimmt. Der Empfänger müsste also σ_0^2 mit der Varianz vergleichen, die aus dem aktuellen SNR erwartet wird. Falls der Unterschied einen bestimmten Wert überschreitet, könnten starke Störer angenommen und die Störunterdrückung aktiviert werden. Das Problem besteht darin, das aktuelle SNR zu bestimmen. Unabhängig davon, ob die Varianz von \mathbf{B} beim Empfang eines Bits oder die Varianz von \mathbf{A} während der Kanalschätzung berechnet wird, der Empfänger weiß nie, ob sich aktuell Störer im Kanal befinden und die Varianz der Matrizen erhöhen.

Es wird also ein Kriterium benötigt, das idealerweise nur vom SNR, aber nicht vom SIR oder dem Mehrwegekanal abhängt, oder zumindest schwächer vom SIR abhängt als σ_0^2 . Dazu wird während der Kanalschätzung jede Zeile von \mathbf{A} vom niedrigsten zum höchsten Wert sortiert. Falls starke Störer existieren, werden diese mit großer Wahrscheinlichkeit Matrixelemente mit großer Energie erzeugen. Des-

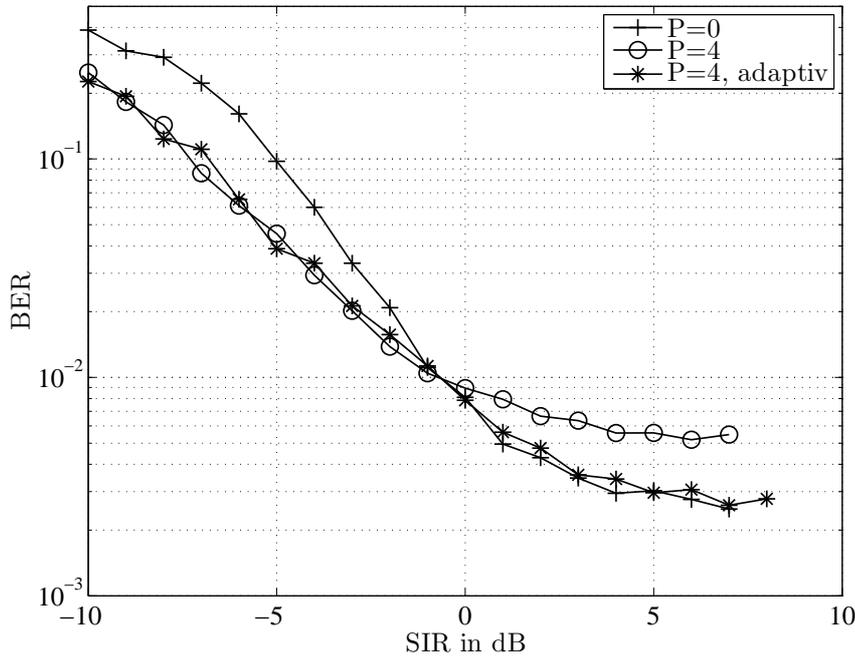


Bild 4.3 BER mit und ohne adaptiver Störunterdrückung in Mehrwegeausbreitung mit einem Störer, KM 1, mit AWGN

wegen werden in jeder Zeile die P höchsten Werte gelöscht. Anschließend wird der Medianwert in jeder Zeile subtrahiert und die Varianz σ_1^2 der resultierenden Matrix der Dimension $O \times (H \cdot (N - P))$ berechnet. Da σ_0^2 nur schwach, σ_1^2 jedoch stark vom SIR abhängt, ist das Verhältnis

$$\rho = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_1^2}$$

ein Maß für das Verhältnis aus SNR und SIR im Kanal und kann direkt als Entscheidungskriterium der adaptiven Störunterdrückung genutzt werden. Falls ρ größer als ein festgelegter Wert ρ_0 ist, wird eine hohe Störleistung angenommen und die Störunterdrückung aktiviert. Falls $\rho < \rho_0$, wird die Störunterdrückung nicht genutzt. ρ_0 muss optimalerweise so gewählt werden, dass in Bild 4.2 für SIR-Werte links des Schnittpunkts die Störunterdrückung aktiv ist, und für Werte rechts des Schnittpunkts die Störunterdrückung deaktiviert bleibt.

Die Bilder 4.3 und 4.4 zeigen einen Vergleich zwischen der BER von adaptiver, nicht-adaptiver, sowie deaktivierter Störunterdrückung mit KM 1 und KM 2 bei einem einzelnen Störer für $\rho_0 = 5$. Es zeigt sich in beiden Fällen, dass die adaptive

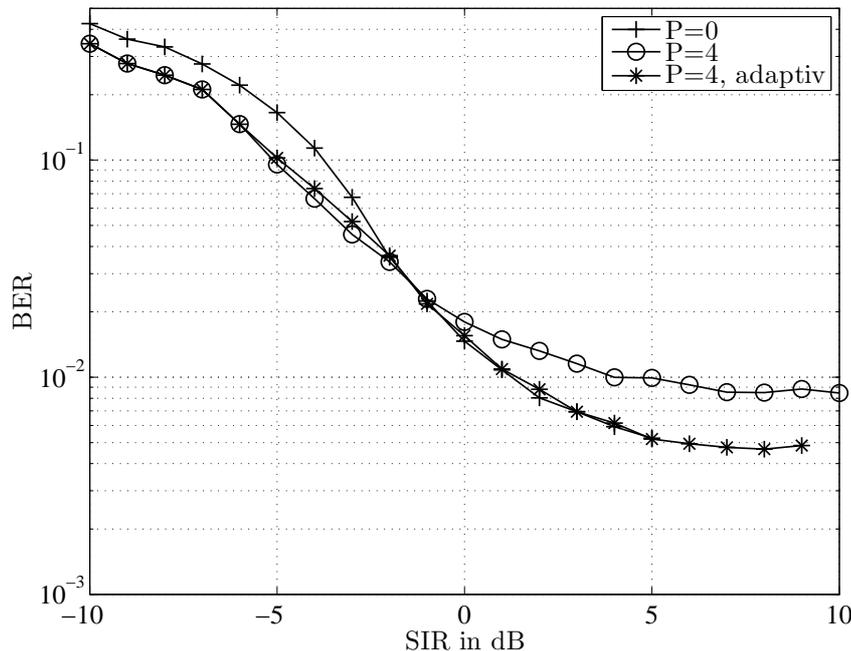


Bild 4.4 BER mit und ohne adaptiver Störunterdrückung in Mehrwegeausbreitung mit einem Störer, KM 2, mit AWGN

Störunterdrückung im Fall eines geringen SIR so gut wie die nicht-adaptive Störunterdrückung ist, im Fall eines hohen SIR aber nicht schlechter als bei deaktivierter Störunterdrückung. In allen SIR-Bereichen kann also eine optimale Leistungsfähigkeit erreicht werden. Obwohl in Bild 4.4 gegenüber 4.3 sowohl das SNR als auch der Kanal geändert wurde, ist das optimale ρ_0 identisch.

Bild 4.5 zeigt die BER bei einem konstanten SIR von -5 dB als Funktion von $\frac{E_b}{N_0}$ bei einem einzelnen Störer und KM 1, erneut mit $\rho_0 = 5$. Bei einem solch ungünstigen SIR sollte für eine niedrige BER die Störunterdrückung unabhängig vom $\frac{E_b}{N_0}$ immer aktiviert sein. Dadurch kann für diesen Fall die adaptive Störunterdrückung niemals besser als die nicht-adaptive Störunterdrückung sein. Trotzdem erkennt man, dass die adaptive Störunterdrückung im Vergleich zur nicht-adaptiven Störunterdrückung kaum schlechtere Ergebnisse liefert und beide Störunterdrückungen für hohe $\frac{E_b}{N_0}$ deutlich bessere Ergebnisse liefern als bei deaktivierter Störunterdrückung. Damit bestätigt sich, dass durch adaptive Störunterdrückung unabhängig vom SNR die Existenz starker Störer ermittelt werden kann.

Mit steigender Anzahl S von Störern arbeitet die vorgeschlagene Störunterdrückung jedoch immer ineffizienter. Spätestens wenn S im Bereich der Integra-

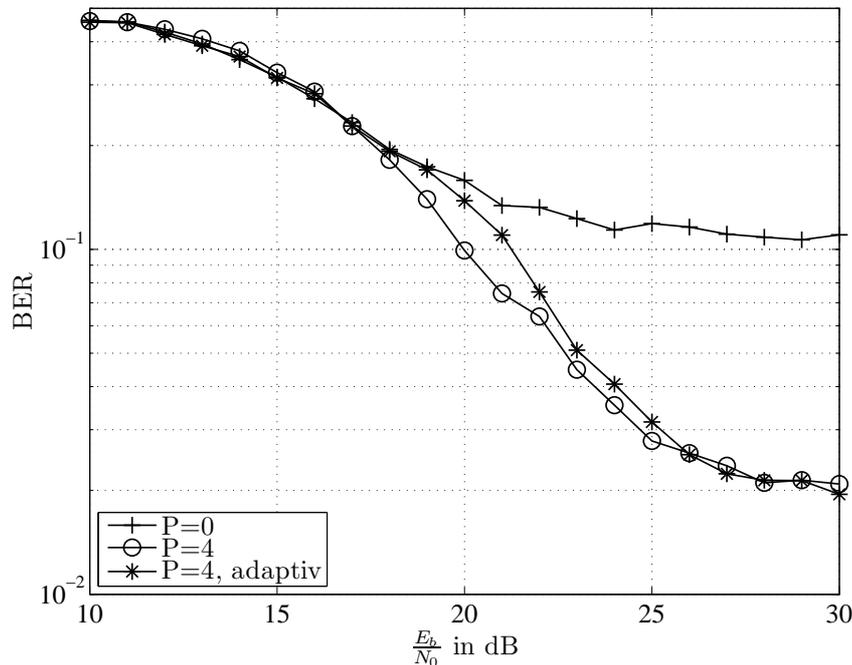


Bild 4.5 BER mit und ohne adaptiver Störunterdrückung in Mehrwegeausbreitung mit einem Störer, KM 1, SIR=-5 dB mit AWGN

torenanzahl O liegt, kann der Empfänger die einzelnen Störer nur sehr schwer detektieren. Bild 4.6 zeigt das gleiche Szenario wie Bild 4.5, jedoch mit 20 Störern ($S = O$) mit gleicher Störleistung im Empfänger. Der Gewinn durch das Entfernen der Störer ist bereits geringer als der Verlust der Empfangsleistung, weswegen die BER bei nicht-adaptiver Störunterdrückung geringfügig schlechter als diejenige bei adaptiver bzw. deaktivierter Störunterdrückung ist. Für eine höhere Anzahl von Störern vergrößert sich der Abstand zwischen der BER bei Störunterdrückung und deaktivierter Störunterdrückung. Die BER von adaptiver Störunterdrückung ist jedoch immer gleich der BER ohne Störunterdrückung.

Simulationen mit verschiedenen Werten für SIR, SNR und unterschiedlichen Kanälen bzw. Übertragungsparametern zeigen, dass das optimale ρ_0 zwar stark von den Übertragungsparametern in Tabelle 4.1 auf S. 72, aber kaum vom SIR, SNR oder dem Mehrwegekanal abhängt. Da die Übertragungsparameter bereits bei der Herstellung bekannt sind, kann also in jedem UWB-Empfänger ein festes ρ_0 verwendet werden.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass der vorgestellte adaptive Algorithmus

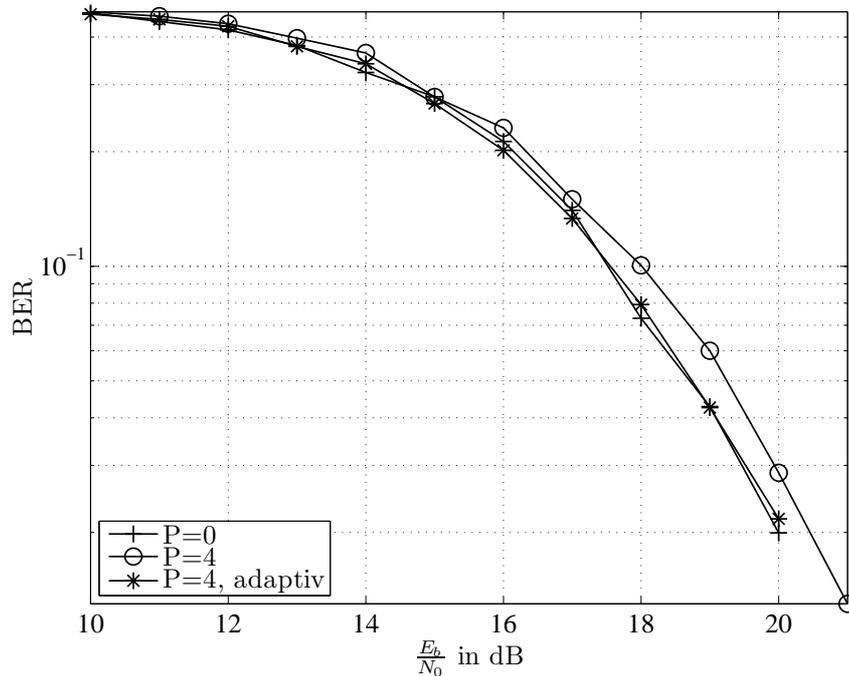


Bild 4.6 BER mit und ohne adaptiver Störunterdrückung in Mehrwegeausbreitung mit 20 Störern, KM 1, SIR=-5 dB mit AWGN

die BER im Fall von UWB-Störern verringert, ohne die BER in Abwesenheit von Störern zu erhöhen. Da keine Schwellwerte zur Laufzeit bestimmt werden müssen, arbeitet der Algorithmus sehr robust und besitzt eine geringe Komplexität. Da die Entscheidung zur Störunterdrückung für jedes Bit neu berechnet wird, tritt selbst dann keine Verschlechterung des Algorithmus ein, wenn sich die Störsituation zwischen zwei empfangenen Symbolen ändert.

4.2 Störunterdrückung bei kohärenten UWB-Systemen

Wie im vorigen Abschnitt gezeigt, sind die Möglichkeiten der Störunterdrückung bei inkohärenten Systemen auf die Auswertung der Integrationsergebnisse beschränkt. Bei kohärenten Empfängern kann jedoch direkt in die Korrelation zwischen dem empfangenen Signal und dem Template eingegriffen werden. Die Ergebnisse aus Abschnitt 3.2 lassen vermuten, dass $p_{T,0}(t)$ ((2.15) auf S. 28) nicht

das optimale Template im Fall von MAI ist. Im Folgenden werden Bedingungen für optimale Templates bezüglich der BER in MAI hergeleitet und mit Hilfe numerischer Optimierung ausgewertet [60].

Da $V_{k_S(\theta_D)}(a)$ linear von θ_D abhängt ((3.8) auf S. 47 bzw. (3.10) auf S. 48), ist die Minimierung der BER aus (3.7) auf S. 47 gleichbedeutend mit der Minimierung des Intervalls $I(a)$ aus (3.12) auf S. 49, welches im Folgenden als Funktion von p_T geschrieben wird:

$$\min_{p_T} I(p_T). \quad (4.2)$$

Da a vom SIR abhängt, folgt, dass auch das optimale Template im Fall von MAI vom SIR abhängt. (4.2) ist jedoch nicht direkt anwendbar. Zum einen ist $p_T(t)$ eine kontinuierliche Funktion und bietet damit unendlich viele Freiheitsgrade zur Optimierung. Zum anderen müsste die Bedingung $k_S(\theta_D) \geq a$ des Intervalls I an unendlich vielen Stellen geprüft werden. Deshalb wird im Folgenden (4.2) so umformuliert, dass ein endlicher Optimierungsvektor mit endlich vielen Nebenbedingungen entsteht. Zunächst wird $p_T(t)$ durch eine endliche Fourierreihe genähert, wodurch ein endlicher Optimierungsvektor entsteht. Die Bedingung $k_S(\theta_D) \leq a$ wird mit Hilfe des Satzes von Markov-Lukacs in endlich vielen Nebenbedingungen ausgedrückt.

4.2.1 Fourierapproximation des Templates

Im Folgenden werden die ersten $M + 1$ Koeffizienten c_n^f der Fourierreihe einer Funktion $f(t)$ benutzt, um eine Näherung

$$\tilde{f}(t) = \Re \left\{ \sum_{m=0}^M c_m^f \phi_m(t) \right\}$$

der Funktion $f(t)$ in einem Intervall $[-\frac{T_T}{2}, \frac{T_T}{2}]$ zu erhalten, wobei $\Re\{z\}$ den Realteil einer komplexen Zahl z darstellt,

$$\phi_m(t) = \exp \left(j2\pi m \frac{t}{T_T} \right)$$

für die Basisfunktionen der Fourierreihe steht und $\mathbf{c}^f \in \mathbb{R} \times \mathbb{C}^M$. Es gilt:

$$\phi_m(-t) = \phi_{-m}(t) = \phi_m^*(t).$$

Für $m, n \in \mathbb{N}$ gilt:

$$\int_0^{T_T} \phi_m(t) \phi_n^*(t) dt = \begin{cases} T_T & m = n \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

$$\int_0^{T_T} \phi_m(t) \phi_n(t) dt = \begin{cases} 1 & m = n = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}.$$

Entsprechend wird der UWB-Puls $p(t)$ durch die $M + 1$ Koeffizienten c_m^p und das Template $p_T(t)$ durch die Koeffizienten c_m^{pT} genähert. Im Fall eines in AWGN optimalen Templates ((3.14) auf S. 50 in (2.15) auf S. 28 eingesetzt) gilt für die entsprechende Näherungsfunktion

$$\tilde{p}_{T,0}(t) = \Re \left\{ \sum_{m=0}^M c_m^p \phi_m \left(t + \frac{\Delta}{2} \right) \right\} - \Re \left\{ \sum_{m=0}^M c_m^p \phi_m \left(t - \frac{\Delta}{2} \right) \right\}.$$

Mit Hilfe der Beziehung $\Re\{z\} = \frac{1}{2}(z + z^*)$ erhält man

$$\begin{aligned} \tilde{p}_{T,0}(t) &= \frac{1}{2} \left\{ \sum_{m=0}^M \left[c_m^p \phi_m \left(t + \frac{\Delta}{2} \right) + c_m^{p*} \phi_m^* \left(t + \frac{\Delta}{2} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - \sum_{m=0}^M \left[c_m^p \phi_m \left(t - \frac{\Delta}{2} \right) + c_m^{p*} \phi_m^* \left(t - \frac{\Delta}{2} \right) \right] \right\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{m=0}^M \left\{ \left[c_m^p \exp \left(j2\pi m \frac{t}{T_T} \right) - c_m^{p*} \exp \left(-j2\pi m \frac{t}{T_T} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. \cdot \left[\exp \left(j2\pi m \frac{\Delta}{2T_T} \right) - \exp \left(-j2\pi m \frac{\Delta}{2T_T} \right) \right] \right\}. \end{aligned}$$

Mit $\sin(x) = \frac{1}{2j}[\exp(jx) - \exp(-jx)]$ folgt

$$\tilde{p}_{T,0}(t) = \Re \left\{ \sum_{m=0}^M j2 \sin \left(\pi m \frac{\Delta}{T_T} \right) c_m^p \phi_m(t) \right\}.$$

(2.15) auf S. 28 entspricht demnach der Beziehung

$$c_m^{pT,0} = j2 \sin \left(\pi m \frac{\Delta}{T_T} \right) c_m^p \quad (4.3)$$

zwischen den Fourierkoeffizienten der Näherungsfunktionen. Eine entsprechende Beziehung zwischen den Fourierkoeffizienten c_m^{kS} , c_m^p und c_m^{pT} wird für (3.6) auf S. 46 benötigt. Da sowohl $\tilde{p}(t)$ als auch $\tilde{p}_T(t)$ periodisch in T_T sind, wird die aperiodische Faltung in (3.6) durch eine periodische Faltung ersetzt, wobei das Template die Länge T_c besitzt. Da aus (2.15) auf S. 28 folgt, dass $p_T(t)$ immer in einem größeren Intervall von Null verschieden ist als $p(t)$, muss $p_T(t)$ außerhalb des Intervalls $[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}]$ gleich Null sein, damit das Ergebnis der periodischen Faltung im Intervall $[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}]$ mit dem der aperiodischen Faltung übereinstimmt, wobei $T_T - T_c > T_p$ erfüllt sein muss. Dies kann durch Multiplikation von $p_T(t)$ mit einer Rechteckfunktion erreicht werden. Das modifizierte Template $c(t)$ lässt sich demnach als

$$c(t) = p_T(t) \cdot \text{rect}_{T_c}(t) \quad (4.4)$$

schreiben, mit

$$\text{rect}_{T_c}(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } |t| \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} .$$

Die Rechteckfunktion $\text{rect}_{T_c}(t)$ lässt sich im Intervall $[-\frac{T_T}{2}, \frac{T_T}{2}]$ exakt durch eine Fourierreihe

$$\text{rect}_{T_c}(t) = \Re \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} c_m^{\text{rect}_{T_c}} \phi_m(t) \right\}$$

mit den Koeffizienten

$$c_m^{\text{rect}_{T_c}} = \frac{2}{\pi m} \sin \left(\pi m \frac{T_c}{T_T} \right) \quad (4.5)$$

beschreiben.

Der Zusammenhang der Koeffizienten aus (4.4) lässt sich kompakt darstellen, wenn die Koeffizienten c_m^{pT} und $c_m^{\text{rect}_{T_c}}$ zunächst in Koeffizienten für komplexe Funktionen

$$\tilde{f}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \hat{c}_m^f \phi_m(t)$$

unter Beachtung der Symmetriebedingungen bei reellen Funktionen transformiert und die Koeffizienten \hat{c}_m^c später wieder rücktransformiert werden. Es gilt folgender Zusammenhang:

$$\hat{c}_m = \begin{cases} \frac{1}{2}c_m & \text{für } m > 0 \\ c_m & \text{für } m = 0 \\ \frac{1}{2}c_m^* & \text{für } m < 0 \end{cases} \quad c_m = \begin{cases} \hat{c}_m & \text{für } m = 0 \\ 2\hat{c}_m & \text{für } m > 0 \end{cases}$$

Da die Koeffizienten \hat{c}_m^f nach der Transformation hermitesch sind, beschreiben sie weiterhin eine reelle Funktion. Für die Näherungsfunktion des modifizierten Templates folgt aus (4.4):

$$\begin{aligned} \tilde{c}(t) &= \sum_{m=-M}^M \hat{c}_m^{p_T} \phi_m(t) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \hat{c}_m^{\text{rect}_{T_c}} \phi_m(t) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-M}^M \hat{c}_n^{p_T} \hat{c}_m^{\text{rect}_{T_c}} \phi_{m+n}(t) \end{aligned}$$

Mittels der Substitution $m' = m + n$ erhält man

$$\tilde{c}(t) = \sum_{m'=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-M}^M \hat{c}_n^{p_T} \hat{c}_{m'-n}^{\text{rect}_{T_c}} \phi_{m'}(t).$$

(4.4) resultiert also für die Fourierkoeffizienten in der Beziehung

$$\hat{c}_m^c = \sum_{n=-M}^M \hat{c}_n^{p_T} \hat{c}_{m-n}^{\text{rect}_{T_c}}. \quad (4.6)$$

Der Zusammenhang zwischen (4.4) und (4.6) kann anschaulich erklärt werden, da eine Multiplikation im Zeitbereich einer Faltung im Frequenzbereich entspricht.

Im Folgenden werden zur Näherung von $c(t)$ lediglich die $M + 1$ ersten Koeffizienten c_0^c bis c_M^c verwendet. Dadurch ist $c(t)$ außerhalb des Intervalls $[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}]$ lediglich an diskreten Stellen mit dem Abstand T_T/M exakt Null, an allen anderen Stellen entstehen durch das Gibbs'sche Phänomen Überschwinger. Diese Überschwinger führen zu Problemen bei der Optimierung. Die Unterdrückung von $p_T(t)$ außerhalb des Intervalls $[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}]$ in (4.4) kann durch eine sehr große Amplitude von $p_T(t)$ in diesem Intervall ausgeglichen werden. Deswegen muss als zusätzliche Nebenbedingung eingeführt werden, dass $p_T(t)$ außerhalb von $[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}]$ kleiner als eine genügend kleine Konstante K_0 ist.

Ersetzt man in (3.6) auf S. 46 das Template $p_T(t)$ durch $c(t)$, so erhält man die modifizierte Störfunktion $b(t)$

$$b(t) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau)c[-(t - \tau)] d\tau = p(t) * c(-t). \quad (4.7)$$

Für die Näherungsfunktion bei Verwendung endlich vieler Fourierkoeffizienten gilt:

$$\begin{aligned} \tilde{b}(t) &= \int_{-T_T/2}^{T_T/2} \Re \left\{ \sum_{m=0}^M c_m^p \phi_m(\tau) \right\} \cdot \Re \left\{ \sum_{m=0}^M c_m^c \phi_m[-(t - \tau)] \right\} d\tau \\ &= \frac{1}{4} \int_{-T_T/2}^{T_T/2} \left[\sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^M c_m^p c_n^c \exp \left(j2\pi \frac{-nt + m\tau + n\tau}{T_T} \right) \right. \\ &\quad + c_m^p c_n^{c*} \exp \left(j2\pi \frac{nt + m\tau - n\tau}{T_T} \right) \\ &\quad + c_m^p * c_n^c \exp \left(j2\pi \frac{-nt - m\tau + n\tau}{T_T} \right) \\ &\quad \left. + c_m^p * c_n^{c*} \exp \left(j2\pi \frac{nt - m\tau - n\tau}{T_T} \right) \right] d\tau \\ &= \frac{T_T}{4} \left[\sum_{m=0}^M c_0^p c_0^c + c_m^p c_m^{c*} \exp(j2\pi mt) + c_m^p * c_m^c \exp(-j2\pi mt) + c_0^p c_0^c \right] \\ &= T_T c_0^p c_0^c + \frac{1}{2} \Re \left\{ \sum_{m=1}^M T_T c_m^p c_m^{c*} \phi_m(t) \right\} \end{aligned}$$

(4.7) entspricht also der Beziehung

$$c_m^b = \begin{cases} T_T c_0^p c_0^c & \text{für } m = 0 \\ \frac{1}{2} T_T c_m^p c_m^{c*} & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.8)$$

zwischen den Fourierkoeffizienten.

4.2.2 Anwendung des Satzes von Markov-Lukacs

Im vorigen Abschnitt wurde die zu optimierende Funktion $p_T(t)$ durch eine endliche Fourierreihe genähert, wodurch (4.2) durch eine Optimierung über einen endlichen Vektor ersetzt werden kann. Des Weiteren wurden die Beziehungen zwischen der gesendeten Pulsform, dem Template im Empfänger und der Störampplitude direkt über die Fourierkoeffizienten dargestellt. Ein weiteres Problem ist die Bedingung, dass die Störfunktion in einem bestimmten Intervall I , d. h. an unendlich vielen Punkten, kleiner als a sein muss. Ein nahe liegender Ansatz ist, diese Bedingung an sehr vielen dicht aneinander liegenden Punkten zu überprüfen. Dabei müsste in Kauf genommen werden, dass die Störfunktion zwischen diesen Punkten unter Umständen größer als a ist. Gegebenenfalls müsste die Schranke um ein genügend großes ϵ verschärft werden, um sicherzugehen, dass die Bedingung im gesamten Intervall eingehalten wird.

Eine elegantere Methode ist jedoch, (4.2) auf S. 80 als endliches Optimierungsproblem darzustellen, indem die Bedingung $k_S(\theta_D) \geq a$ als eine endliche Anzahl von Nebenbedingungen ausgedrückt wird. Dies kann mit Hilfe des Satzes von Markov-Lukacs [13, 41] erreicht werden.

Satz 1 (Markov-Lukacs) : Sei $\mathbf{b} \in \mathbb{R}^{2M+1}$, $t_0, t_1 \in \mathbb{R}$ und $t_0 < t_1$. Dann gilt für ein reelles Polynom vom Grad $2M$

$$f(t) = \sum_{m=0}^{2M} b_m t^m \geq 0 \quad \forall t \in [t_0, t_1]$$

genau dann, wenn ein $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^{M+1}$ und ein $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^M$ existieren, sodass

$$f(t) = \left| \sum_{m=0}^M q_m t^m \right|^2 + (t - t_0)(t_1 - t) \left| \sum_{m=0}^{M-1} r_m t^m \right|^2. \quad (4.9)$$

Es ist leicht einsichtig, dass (4.9) eine hinreichende Bedingung ist, da die Betrags-terme für alle t positiv sind und $(t - t_0)(t_1 - t)$ im Intervall $[t_0, t_1]$ positiv ist. Interessant ist jedoch, dass (4.9) auch eine notwendige Bedingung darstellt.

Die Abbildung

$$f(t) = \frac{t + j}{t - j}$$

bildet die reelle Gerade konform auf den Einheitskreis ab. Sie stellt eine eindeutige Verknüpfung zwischen $t \in \mathbb{R}$ und $\varphi \in [0, 2\pi)$ im Sinne von

$$\exp(j\varphi) = \frac{t + j}{t - j}$$

dar. Zusammenhängende Kurven auf der reellen Achse werden deshalb auf zusammenhängende Kurven auf dem Einheitskreis abgebildet. Mittels dieser Abbildung kann analog zu Satz 1 Folgendes gezeigt werden [13]:

Satz 2 Sei $\mathbf{c} \in \mathbb{R} \times \mathbb{C}^M$, $t_0, t_1 \in \mathbb{R}$, $t_0 < t_1$ und $t_0, t_1 \in [0, T_T)$. Dann gilt für ein komplexes Polynom auf dem Einheitskreis vom Grad M

$$f(t) = \Re \left\{ \sum_{m=0}^M c_m \phi_m(t) \right\} \geq 0 \quad \forall t \in [t_0, t_1] \quad (4.10)$$

genau dann, wenn $\mathbf{q} \in \mathbb{R} \times \mathbb{C}^M$ und $\mathbf{r} \in \mathbb{R} \times \mathbb{C}^{M-1}$ existieren, sodass

$$f(t) = \left| \sum_{m=0}^M q_m \phi_m(t) \right|^2 + \Re\{d_0 + d_1 \phi_1(t)\} \cdot \left| \sum_{m=0}^{M-1} r_m \phi_m(t) \right|^2, \quad (4.11)$$

wobei

$$d_0 = \begin{cases} \cos(\alpha) + \cos(\beta) - \cos(\beta - \alpha) - 1 & \alpha > 0 \\ -\sin(\beta) & \alpha = 0 \end{cases}$$

$$d_1 = \begin{cases} [1 - \exp(j\alpha)][\exp(j\beta) - 1] & \alpha > 0 \\ j(1 - \exp(j\beta)) & \alpha = 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\alpha = 2\pi \frac{t_0}{T_T} \quad \beta = 2\pi \frac{t_1}{T_T}.$$

Des Weiteren gilt:

$$f(t) = \Re \left\{ \sum_{m=0}^M c_m \phi_m(t) \right\} \geq 0 \quad \forall t \notin [t_0, t_1]$$

genau dann, wenn

$$f(t) = \left| \sum_{m=0}^M q_m \phi_m(t) \right|^2 - \Re\{d_0 + d_1 \phi_1(t)\} \cdot \left| \sum_{m=0}^{M-1} r_m \phi_m(t) \right|^2. \quad (4.13)$$

Um Satz 2 auf das Optimierungsproblem anwenden zu können, werden die entsprechenden Beziehungen zwischen den Fourierkoeffizienten benötigt. (4.10) lässt sich als Fourierreihe einer komplexen Funktion ausdrücken:

$$\begin{aligned} f(t) &= \Re \left\{ \sum_{m=0}^M c_m \phi_m(t) \right\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{m=0}^M c_m \phi_m(t) + \frac{1}{2} \sum_{m=0}^M c_m^* \phi_m^*(t) = \sum_{m=-M}^M \hat{c}_m \phi_m(t). \end{aligned}$$

Mit $|z|^2 = z \cdot z^*$ ergibt der erste Term von (4.11):

$$\begin{aligned} \left| \sum_{m=0}^M q_m \phi_m(t) \right|^2 &= [q_0 + q_1 \phi_1(t) + q_2 \phi_2(t) + \dots + q_M \phi_M(t)] \\ &\quad \cdot [q_0^* + q_1^* \phi_1^*(t) + q_2^* \phi_2^*(t) + \dots + q_M^* \phi_M^*(t)] \\ &= q_M q_0^* \phi_M(t) \\ &\quad + (q_M q_1^* + q_{M-1} q_0^*) \phi_{M-1}(t) \\ &\quad + (q_M q_2^* + q_{M-1} q_1^* + q_{M-2} q_0^*) \phi_{M-2}(t) \\ &\quad + \dots \\ &\quad + |q_0|^2 + |q_1|^2 + |q_2|^2 + \dots + |q_M|^2 \\ &\quad + \dots \\ &\quad + (q_2 q_M^* + q_1 q_{M-1}^* + q_0 q_{M-2}^*) \phi_{-M+2}(t) \\ &\quad + (q_1 q_M^* + q_0 q_{M-1}^*) \phi_{-M+1}(t) \\ &\quad + q_0 q_M^* \phi_{-M}(t) \\ &= \sum_{m=-M}^M Q_m \phi_m(t) \end{aligned}$$

mit

$$Q_m = \begin{cases} \sum_{n=0}^{M-m} q_{n+m} q_n^* & \text{für } m \geq 0 \\ \sum_{n=0}^{M+m} q_n q_{n-m}^* & \text{für } m < 0 \end{cases}.$$

Entsprechend ergibt sich

$$\left| \sum_{m=0}^{M-1} r_m \phi_m(t) \right|^2 = \sum_{m=-M+1}^{M-1} R_m \phi_m(t),$$

mit

$$R_m = \begin{cases} \sum_{n=0}^{M-m-1} r_{n+m} r_n^* & \text{für } m \geq 0 \\ \sum_{n=0}^{M+m-1} r_n r_{n-m}^* & \text{für } m < 0 \end{cases}.$$

Da d_0 reell ist, kann (4.13) damit folgendermaßen formuliert werden:

$$\begin{aligned} \sum_{m=-M}^M \hat{c}_m \phi_m(t) &= \sum_{m=-M}^M Q_m \phi_m(t) - d_0 \sum_{m=-M+1}^{M-1} R_m \phi_m(t) \\ &\quad - \frac{d_1}{2} \sum_{m=-M+2}^M R_{m-1} \phi_m(t) - \frac{d_1^*}{2} \sum_{m=-M}^{M-2} R_{m+1} \phi_m(t). \end{aligned}$$

Durch Koeffizientenvergleich erhält man

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} c_M &= Q_M - \frac{d_1}{2} R_{M-1} \\ \frac{1}{2} c_{M-1} &= Q_{M-1} - d_0 R_{M-1} - \frac{d_1}{2} R_{M-2} \\ \frac{1}{2} c_{M-2} &= Q_{M-2} - d_0 R_{M-2} - \frac{d_1}{2} R_{M-3} - \frac{d_1^*}{2} R_{M-1} \\ &\quad \vdots \\ \frac{1}{2} c_1 &= Q_1 - d_0 R_1 - \frac{d_1}{2} R_0 - \frac{d_1^*}{2} R_2 \\ c_0 &= Q_0 - d_0 R_0 - \Re\{d_1 R_1^*\}. \end{aligned} \tag{4.14}$$

Damit folgt aus Satz 2:

$$f(t) \leq a \quad \forall t \notin [t_0, t_1] \Leftrightarrow \mathbf{g}_1(\mathbf{c}, \mathbf{q}, \mathbf{r}, t_0, t_1, a) = \begin{pmatrix} Q_M - \frac{d_1}{2} R_{M-1} + \frac{1}{2} c_M \\ Q_{M-1} - d_0 R_{M-1} - \frac{d_1}{2} R_{M-2} + \frac{1}{2} c_{M-1} \\ \vdots \\ Q_0 - d_0 R_0 - \Re\{d_1 R_1^*\} + c_0 - a \end{pmatrix} = \mathbf{0}_{M+1,1}$$

$$f(t) \geq a \quad \forall t \notin [t_0, t_1] \Leftrightarrow \mathbf{g}_2(\mathbf{c}, \mathbf{q}, \mathbf{r}, t_0, t_1, a) = \begin{pmatrix} Q_M - \frac{d_1}{2} R_{M-1} - \frac{1}{2} c_M \\ Q_{M-1} - d_0 R_{M-1} - \frac{d_1}{2} R_{M-2} - \frac{1}{2} c_{M-1} \\ \vdots \\ Q_0 - d_0 R_0 - \Re\{d_1 R_1^*\} - c_0 + a \end{pmatrix} = \mathbf{0}_{M+1,1}$$

$$f(t) \leq a \quad \forall t \in [t_0, t_1] \Leftrightarrow \mathbf{g}_3(\mathbf{c}, \mathbf{q}, \mathbf{r}, t_0, t_1, a) = \begin{pmatrix} Q_M + \frac{d_1}{2} R_{M-1} + \frac{1}{2} c_M \\ Q_{M-1} + d_0 R_{M-1} + \frac{d_1}{2} R_{M-2} + \frac{1}{2} c_{M-1} \\ \vdots \\ Q_0 + d_0 R_0 + \Re\{d_1 R_1^*\} + c_0 - a \end{pmatrix} = \mathbf{0}_{M+1,1}$$

$$f(t) \geq a \quad \forall t \in [t_0, t_1] \Leftrightarrow \mathbf{g}_4(\mathbf{c}, \mathbf{q}, \mathbf{r}, t_0, t_1, a) = \begin{pmatrix} Q_M + \frac{d_1}{2} R_{M-1} - \frac{1}{2} c_M \\ Q_{M-1} + d_0 R_{M-1} + \frac{d_1}{2} R_{M-2} - \frac{1}{2} c_{M-1} \\ \vdots \\ Q_0 + d_0 R_0 + \Re\{d_1 R_1^*\} - c_0 + a \end{pmatrix} = \mathbf{0}_{M+1,1},$$

wobei $\mathbf{0}_{M,N}$ eine Matrix mit Nullen der Dimension $M \times N$ darstellt.

4.2.3 Formulierung des Optimierungsproblems

Aus den obigen Überlegungen lässt sich ein numerisch lösbares Optimierungsproblem aufstellen. (4.2) auf S. 80 besagt, dass diejenige Pulsform $p_{T,opt}(t)$ gefunden werden muss, für die das Intervall $I(p_{T,opt})$, in dem Bitfehler auftreten, möglichst klein wird. Im Folgenden wird angenommen, dass $I(p_{T,opt})$ zusammenhängend ist und damit durch die Start- und Endpunkte t_0 und t_1 beschrieben werden kann. Die folgende Optimierungsbedingung kann jedoch auch dahingehend verallgemeinert werden, dass $I(p_T)$ aus mehreren Teilstücken besteht, allerdings vergrößert sich dabei die Dimension des zu optimierenden Vektors. $p_{T,opt}(t)$ und $k_S(\theta_D(t))$ sind immer punktsymmetrisch. Aus Bild 3.4 auf S. 51 wird ersichtlich, dass im Fall eines zusammenhängenden Intervalls die Schranke a in $[t_0, t_1]$ überschritten und $-a$ im Intervall $[-t_1, -t_0]$ unterschritten wird. Es ist also $t_1 - t_0$ zu minimieren,

unter der Bedingung, dass a außerhalb von $[t_0, t_1]$ nicht über- und außerhalb von $[-t_1, -t_0]$ nicht unterschritten wird.

Dazu wird zunächst ein zu optimierender Vektor

$$\mathbf{x} = [\mathbf{c}^c, \mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3, \mathbf{q}_4, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \mathbf{r}_3, \mathbf{r}_4, t_0, t_1]$$

und ein Startvektor

$$\mathbf{x}_0 = \left[\mathbf{c}_0^c, \mathbf{q}_{1,0}, \mathbf{q}_{2,0}, \mathbf{q}_{3,0}, \mathbf{q}_{4,0}, \mathbf{r}_{1,0}, \mathbf{r}_{2,0}, \mathbf{r}_{3,0}, \mathbf{r}_{4,0}, 0, \frac{T_T}{2} \right]$$

zur Durchführung einer iterativen Optimierung definiert. Die Nebenbedingungen können als eine Vektorgleichung beschrieben werden:

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \mathbf{g}_1(\mathbf{q}_1, \mathbf{r}_1, \mathbf{c}^b, t_0, t_1, a) \\ \mathbf{g}_2(\mathbf{q}_2, \mathbf{r}_2, \mathbf{c}^b, T_T - t_1, T_T - t_0, -a) \\ \mathbf{g}_3(\mathbf{q}_3, \mathbf{r}_3, \mathbf{c}^{p_T}, \frac{T_c}{2}, T_T - \frac{T_c}{2}, K_0) \\ \mathbf{g}_4(\mathbf{q}_4, \mathbf{r}_4, \mathbf{c}^{p_T}, \frac{T_c}{2}, T_T - \frac{T_c}{2}, -K_0) \\ \tilde{b}(-\frac{\Delta}{2}) - 1 \\ \tilde{b}(\frac{\Delta}{2}) + 1 \end{pmatrix}. \quad (4.15)$$

Mit Hilfe von (4.3), (4.5), (4.6) und (4.8) auf S. 81 - 84 lassen sich alle Koeffizienten als Funktion von \mathbf{x} darstellen. Die Bedingungen bewirken von oben nach unten:

- Die modifizierte Störfunktion $b(t)$ ist außerhalb des Intervalls $[t_0, t_1]$ kleiner als a .
- $b(t)$ ist außerhalb von $[T_T - t_1, T_T - t_0]$ größer als $-a$.
- Die Pulsform $p_T(t)$ ist innerhalb des Intervalls $[\frac{T_c}{2}, T_T - \frac{T_c}{2}]$ kleiner als die Konstante K_0 zur Unterdrückung des Gibbsschen Phänomens.
- $p_T(t)$ ist innerhalb von $[\frac{T_c}{2}, T_T - \frac{T_c}{2}]$ größer als $-K_0$.
- Ein um $-\frac{\Delta}{2}$ verschobener Puls bewirkt am Ausgang des Korrelators die Amplitude 1 (vgl. (3.17) auf S. 50). Da dies dem Fall einer vom Nutzer gesendeten *Eins* entspricht, wird sichergestellt, dass der Abstand zwischen der vom Nutzer verursachten Amplitude und der Entscheidungsgrenze immer konstant bleibt. Würde ein optimiertes Template die vom Nutzer verursachte Amplitude am Ausgang des Korrelators verändern, wären die optimalen Templates nicht miteinander bzw. mit dem ursprünglichen Template vergleichbar.

- Ein um $\frac{\Delta}{2}$ verschobener Puls bewirkt am Ausgang des Korrelators die Amplitude -1 . Dies entspricht einer vom Nutzer gesendeten *Null*.

Die mittels der Fourieranalyse erzeugten Koeffizienten des in AWGN optimalen Templates $p_{T,0}(t)$ werden als Startkoeffizienten \mathbf{c}_0^c des zu optimierenden Templates genutzt. Die anderen Koeffizienten des Startvektors \mathbf{x}_0 werden so gewählt, dass $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0) = \mathbf{0}$ gilt. Wegen der großen Anzahl von Freiheitsgraden ist \mathbf{x}_0 nicht eindeutig.

Die Bedingungen für ein optimales Template in MAI lassen sich nun als ein endlichdimensionales nichtlineares Optimierungsproblem mit einer nichtlinearen Gleichung und einer linearen Ungleichung als Nebenbedingungen schreiben [69]:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{x}} (t_1 - t_0) \quad & \mathbf{x} \in \mathfrak{S} \\ \mathfrak{S} := \{ & \mathbf{x} \in \mathbb{C}^{9M-4} \times \mathbb{R}^{11} : \mathbf{G}(\mathbf{x}) = \mathbf{0}_{4M+6,1}, \quad 0 \leq t_0 \leq t_1 \leq T_T \} \\ \mathbf{G} : & \mathbb{C}^{9M-4} \times \mathbb{R}^{11} \rightarrow \mathbb{R}^{4M+6}, \end{aligned} \quad (4.16)$$

mit \mathbf{x}_0 als Anfangsvektor einer iterativen Optimierung. Zur numerischen Lösung dieses nichtlinearen Optimierungsproblems mit Nebenbedingungen eignet sich die Methode der sequentiellen quadratischen Programmierung (Sequential Quadratic Programming, SQP) [57]. Es existieren zahlreiche kommerzielle Softwarepakete für SQP, z. B. [2].

Aus dem optimalen \mathbf{x} lässt sich das optimale modifizierte Template $c(t)$ berechnen. Die BER ergibt sich aus (3.4) auf S. 45 als

$$BER = \frac{t_1 - t_0}{T}. \quad (4.17)$$

Wie bereits erwähnt, ist das optimale Template eine Funktion des SIR. Zusätzlich hängen das optimale Template und die erreichbare BER von M und T_c ab. Je größer M , desto mehr Freiheitsgrade stehen zur Optimierung von $c(t)$ zur Verfügung, desto höhere Ansprüche werden aber auch an die Hardware gestellt. Aus dem Wert von M und der Periode der Fourierreihe T_T lässt sich die maximale Frequenz berechnen, die der Empfänger, sei es analog oder digital, verarbeiten muss. T_c bestimmt die maximale Länge des optimierten Templates. Je länger das Template, desto größer werden die Anforderungen zur Realisierung der Korrelation im Empfänger, desto besser kann das Template aber auch optimiert werden. Das Template ist jedoch unabhängig vom Pulsabstand des Störers. Falls mehrere Störer auftreten,

ist das Template ebenfalls optimal, abgesehen von den Fällen, in denen sich mehrere Pulse gleichzeitig mit dem Template des Nutzers überschneiden. Es werden also auch für mehrere Störer nahezu optimale Ergebnisse erzielt, solange die Anzahl der Nutzer noch so gering ist, dass die Wahrscheinlichkeit einer Überlappung des Templates mit einem einzelnen Störer deutlich höher ist als die Wahrscheinlichkeit einer Überlappung mit mehreren Störern. Mit der Vereinfachung, dass sich höchstens ein Störer mit dem Template des Nutzers überlappt, erhält man für S Störer:

$$BER = \frac{t_1 - t_0}{T} S. \quad (4.18)$$

4.2.4 Simulationsergebnisse

Für alle folgenden Simulationen wird als Verschiebung durch PPM des Nutzers Δ_{opt} gewählt. Die Verschiebung durch PPM der Störer hat keinen Einfluss auf die Ergebnisse. Des Weiteren wird, wenn nicht anders erwähnt, $T_T = 8\tau_0$ und die Templatelänge $T_c = 5\tau_0$ gewählt. M sollte in Abhängigkeit von T_T und T_c mindestens so groß gewählt werden, dass ein empfangener Puls ohne große Überfaltungsfehler verarbeitet werden kann. Da jedes sinnvolle Template in der Lage sein muss, sämtliche im Puls vorkommenden Frequenzen zu verarbeiten, hat dies zur Folge, dass für den Korrelator beim optimierten Template keine höheren Hardwareanforderungen bezüglich der Grenzfrequenz bestehen als bei allen anderen sinnvollen Templates. Bild 4.7 zeigt einen zweifach abgeleiteten Gaußpuls und dessen Fourierreihennäherung mit $M=13$. Obwohl man an der maximalen Amplitude und den Überschwingern der Näherung Abweichungen gegenüber der Pulsform erkennt, kann das Template mit genügend kleinem Fehler dargestellt werden. Deshalb wird, falls nicht anders erwähnt, in allen folgenden Simulationsergebnissen $M=13$ benutzt. Für alle Ergebnisse gilt jedoch, dass bessere Resultate erzielt werden können, falls größere Werte für M und/oder T_c zugelassen werden.

Die numerische Optimierung des Templates für verschiedene Parameter ergab, dass die Optimierung mit dem in AWGN optimalen Template als Startwert zwar am schnellsten konvergiert, sich für beliebige andere Startwerte jedoch dem gleichen Wert annähert. Bild 4.8 zeigt das optimierte Template bei SIR = -10 dB für verschiedene Templatelängen T_c . Die Optimierung liefert eine mit T_T periodische Funktion $\tilde{c}(t)$, von der das Intervall $[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}]$ das Template $c(t)$ darstellt. Aufgrund der dritten und vierten Zeile der Nebenbedingungen in (4.15) auf S. 90 ist $\tilde{c}(t)$ in $[-\frac{T_T}{2}, -\frac{T_c}{2}]$ und $[\frac{T_c}{2}, \frac{T_T}{2}]$ näherungsweise Null, damit die periodische Faltung im

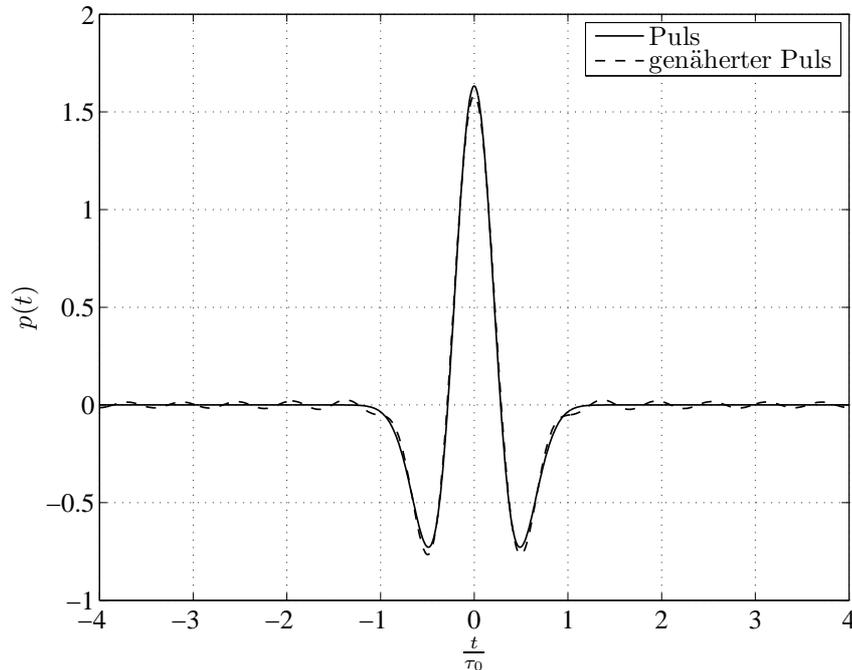


Bild 4.7 Näherung des zweifach differenzierten Gaußpulses als Fourierreihe mit $M=13$

Intervall $[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}]$ mit der aperiodischen Faltung übereinstimmt. Die Nebenbedingungen aus den übrigen Zeilen von (4.15) können nicht direkt am Template, sondern nur an der aus dem Template folgenden Störfunktion $b(t)$ abgelesen werden.

Bild 4.9 zeigt die aus $SIR = -10$ dB folgende Störfunktion der optimierten Templates für verschiedene Template-längen. Man erkennt deutlich, dass $b(\theta_D)$ im Gegensatz zur nicht optimierten Störfunktion in Bild 3.4 auf S. 51 darauf optimiert wurde, die Schranken a bzw. $-a$, die im Bild als obere bzw. untere horizontale Linie eingetragen sind, in einem möglichst kurzen Intervall zu überschreiten bzw. zu unterschreiten. Dies entspricht den ersten beiden Zeilen von (4.15). Die Einhaltung der unteren beiden Zeilen kann man daran erkennen, dass die Störfunktion an den Punkten $-\frac{\Delta}{2}$ und $\frac{\Delta}{2}$, im Bild durch vertikale Linien verdeutlicht, die Werte 1 bzw. -1 annimmt.

Bild 4.10 zeigt einen Vergleich der BER des optimierten und nicht optimierten Templates ohne AWGN. Zusätzlich zu $M=13$ ist auch die BER für $M=10$ eingetragen. Die theoretischen Kurven der optimierten Templates wurden aus (4.17) auf

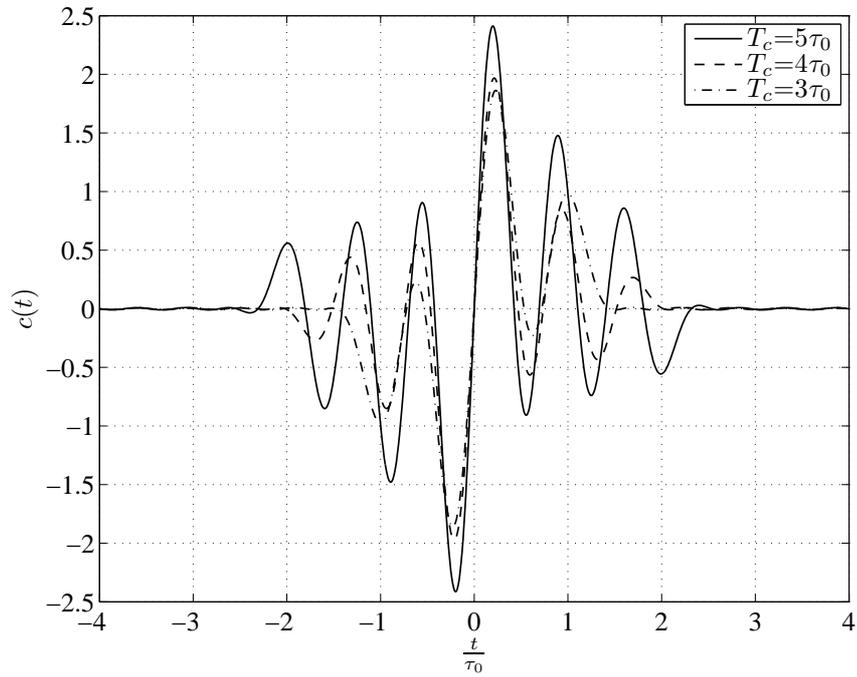


Bild 4.8 Optimiertes Template für SIR=-10 dB

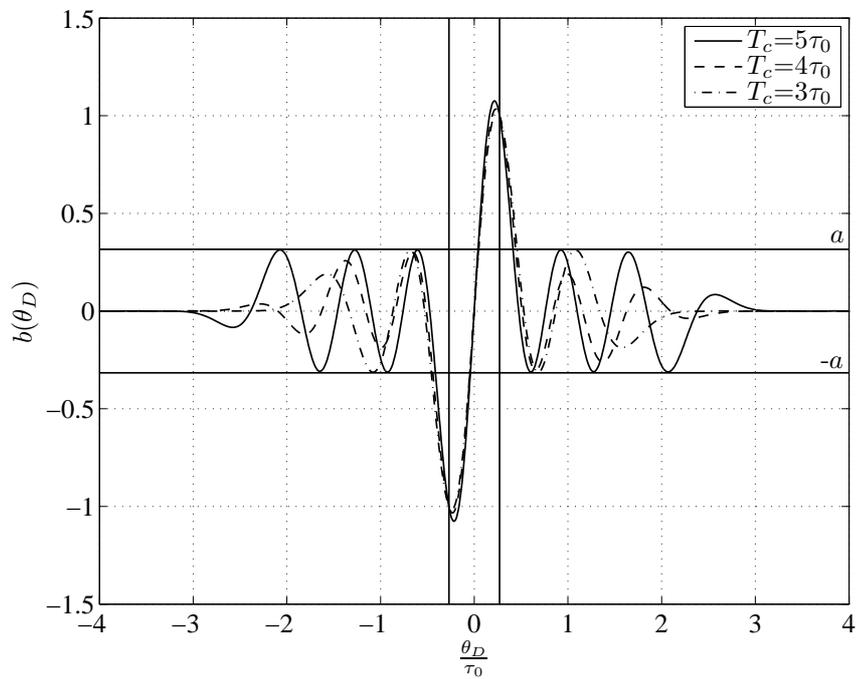


Bild 4.9 Optimierte Störfunktion für SIR=-10 dB

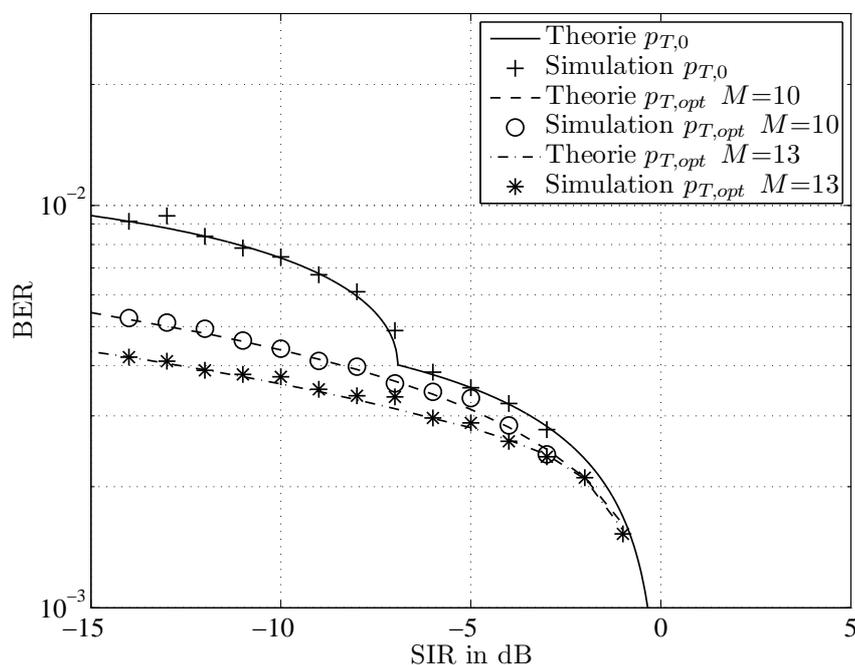


Bild 4.10 Vergleich der BER von nicht optimierten und optimierten Templates

S. 91 berechnet. Man erkennt, dass für $M=13$ die BER in allen Bereichen deutlich unter der BER des nicht optimierten Templates liegt. In den SIR-Bereichen, in denen das Intervall $I(a)$ ((3.12) auf S. 49) aus zwei Teilintervallen besteht, beträgt der Gewinn bis zu 13 dB. Selbst für $M=10$ liegt die Kurve in allen Bereichen unterhalb der des nicht optimierten Templates. Da für $M=10$ niedrigere Frequenzen verarbeitet werden, kann demnach eine bessere BER mit geringerem Hardwareaufwand erreicht werden.

Bild 4.11 zeigt einen Vergleich zwischen der BER von optimierten und nicht optimierten Templates bei einem und zwei Störern. Die theoretischen Kurven wurden mit (4.18) auf S. 92 approximiert. Man sieht, dass auch bei mehreren Störern die theoretischen Kurven die simulierten Ergebnisse gut wiedergeben. Dabei muss dem Nutzer nicht bekannt sein, wie viele Störer augenblicklich aktiv sind. Da in Abschnitt 3.2.3 gezeigt wurde, dass mehrere Pulse pro Bit oder ein kürzerer Pulsabstand des Störers sich wie mehrere Störer auswirken, lässt sich aus den Ergebnissen schließen, dass dem Nutzer auch diese Parameter nicht bekannt sein müssen.

Bisher wurde in allen Simulationen angenommen, dass der Nutzer das augenblickliche SIR kennt, da das optimale Template eine Funktion des SIR ist. In der Rea-

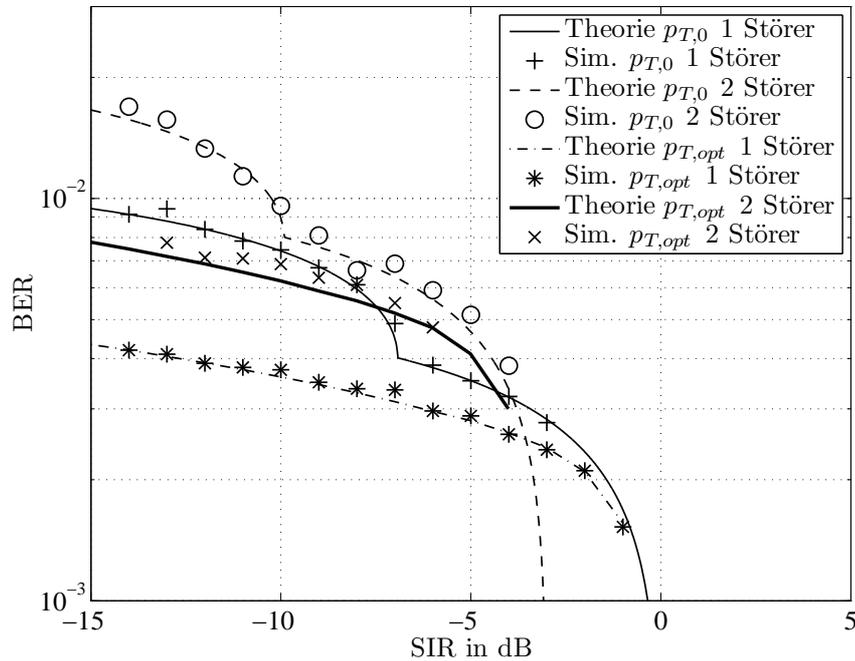


Bild 4.11 Vergleich der Störwirkung mit ein und zwei Störern

lität besitzt der Empfänger jedoch keine Kenntnis über das SIR. Das SIR müsste von diesem geschätzt werden. Abgesehen vom zusätzlichen Aufwand und der damit steigenden Komplexität des Empfängers können dabei insbesondere bei schnell wechselnden Störbedingungen Schätzfehler auftreten, die den Gewinn gegenüber nicht optimierten Templates schmälern könnten. Anhand von Bild 4.9 können die Folgen eines falsch geschätzten SIRs und damit falsch geschätzten a qualitativ ermittelt werden. Falls das SIR zu hoch geschätzt wird, wandert die Schwelle a nach unten. Nun schneidet das Template an mehreren Stellen die Schranke und das Intervall $I(a)$ besteht aus mehreren Teilintervallen, wodurch sich die BER schlagartig erhöht. Eine Überschätzung des SIR muss also vermieden werden. Wenn jedoch das SIR unterschätzt wird, wandert a nach oben. Zwar wird die Menge der erlaubten Pulsformen unnötig eingeschränkt, es entstehen jedoch keine neuen Teilintervalle von $I(a)$. Die Pulsform wird zwar auf ein falsches $I(\hat{a})$ optimiert, ist aber dicht am Optimum. Damit wird eine Unterschätzung des SIR einen weit geringeren Fehler verursachen als eine Überschätzung.

Bild 4.12 zeigt einen Vergleich zwischen der Nutzung des optimalen Templates für jedes SIR und der Nutzung eines konstanten Templates über dem gesamten SIR-

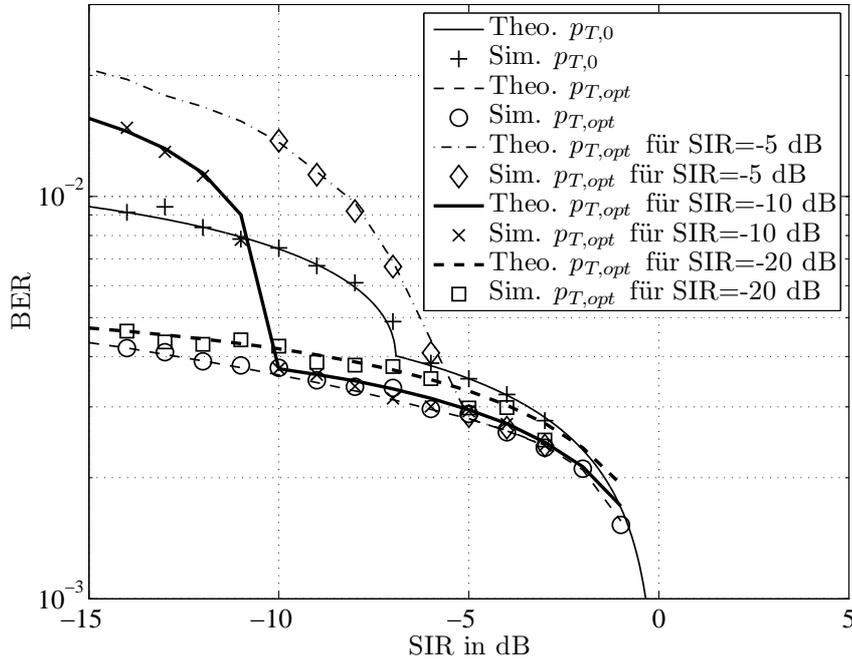


Bild 4.12 Vergleich der Störwirkung mit konstantem Template

Bereich. Als konstante Templates wurden diejenigen für SIR= -5 dB, -10 dB und -20 dB ausgewählt. Für die theoretischen Kurven der fehlangepassten Templates wurde die Gleichung für nicht optimierte Templates ((3.7) auf S. 47) verwendet. Zunächst erkennt man, dass auch für fehlangepasste Templates die simulativen Ergebnisse durch die Theorie exakt beschrieben werden. Wie bereits vermutet, führt eine Überschätzung des SIR zu einem sprunghaften Ansteigen der BER, eine Unterschätzung führt hingegen lediglich zu geringfügigen Fehlern. Das auf -20 dB optimierte Template ist maximal 3 dB schlechter als das auf das tatsächliche SIR optimierte Template und im Bereich SIR=[-20 dB, -2 dB] besser als das auf AWGN optimierte Template. Es ist also weder die Kenntnis des exakten SIR zwingend notwendig, noch muss der Empfänger eine große Anzahl von Templates zur Verfügung haben. Eine großzügige untere Schranke des aktuellen SIR und einige wenige Templates sind bereits ausreichend, um Ergebnisse dicht am Optimum zu erzielen.

Aus (4.15) auf S. 90 folgt, dass das Ergebnis der Optimierung von der maximalen Länge T_c des Templates abhängt. Es lässt sich jedoch aus dieser Gleichung schwer abschätzen, wie stark diese Abhängigkeit ist. Bild 4.13 zeigt die theoretischen und simulierten BER für verschiedene T_c . Man erkennt, dass für $T_c \geq 3\tau_0$

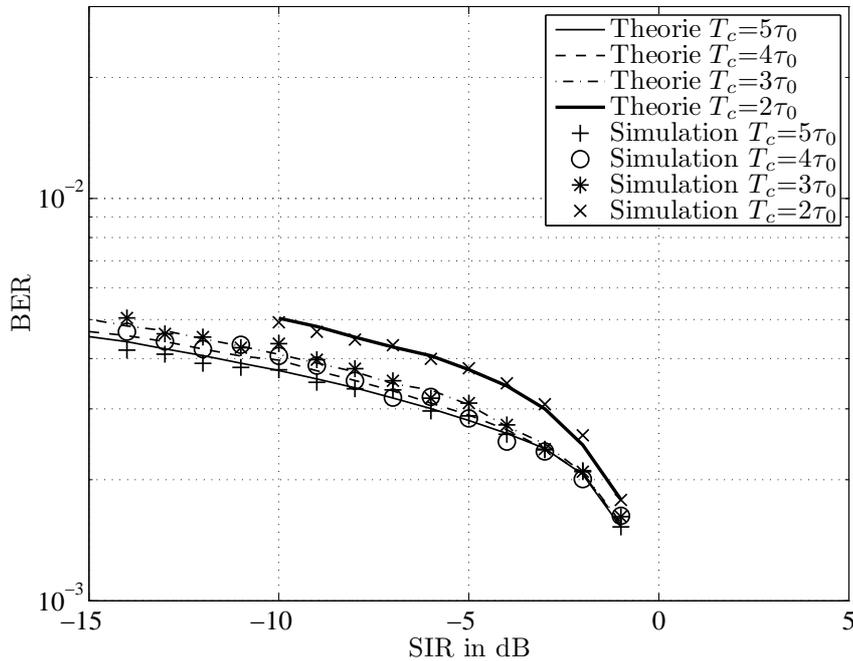


Bild 4.13 Vergleich der Störwirkung für verschiedene T_c

kaum Unterschiede vorhanden sind. Die Länge T_c des auf AWGN optimierten Templates $p_{T,0}(t)$ entspricht der Summe aus der Länge des Pulses in Bild 4.7 auf S. 93 und Δ_{opt} , d. h. $T_c \approx 2,7\tau_0$. Diese Ergebnisse lassen zum einen vermuten, dass eine sehr gute BER erzielt werden kann, sobald die Länge des optimierten Templates mindestens so groß wie die Länge des Ausgangstemplates $p_{T,0}(t)$ ist. Zum anderen können jedoch für größere Templatelängen nur geringe Verbesserungen erzielt werden. Falls die Länge des optimierten Templates kleiner als die Länge des Ausgangstemplates ist, tritt zusätzlich zur steigenden BER das Problem auf, dass die Optimierung für kleine SIR nicht konvergiert. Die Optimierung für $T_c=2\tau_0$ konvergiert nicht für $SIR < -10$ dB.

Der Grund für diese beiden Effekte lässt sich anhand Bild 4.14 veranschaulichen. Es ist die Störfunktion für $T_c=2\tau_0$ und $SIR=-1$ dB bzw. $SIR=-10$ dB zu sehen. Erstaunlicherweise sind die beiden Templates fast identisch. Für $SIR=-1$ dB ist es offenbar nicht möglich, die Bedingungen der letzten beiden Zeilen von $\mathbf{G}(\mathbf{x})$ (horizontale Linien) einzuhalten und gleichzeitig die Schwelle (vertikale Linien) optimal auszunutzen. Umgekehrt ist es für $SIR < -10$ dB nicht möglich, die Nebenschwinger so weit zu unterdrücken, dass die Schwelle nur im Intervall $[t_0, t_1]$

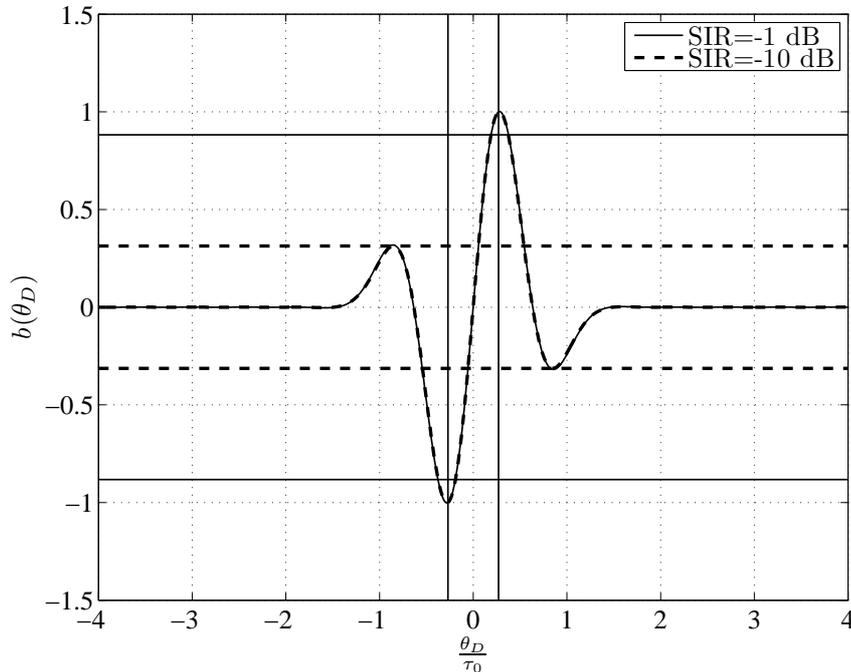


Bild 4.14 Optimierte Störfunktion für $T_c=2\tau_0$

überschritten wird. Dadurch konvergiert die Optimierung nicht.

In den bisherigen Simulationen wurden als einzige Störquelle nicht synchronisierte UWB-Störer modelliert. In realen Szenarien tritt jedoch zusätzlich auch AWGN auf. Im Vergleich zum Ausgangstemplate $p_{T,0}(t)$, das auf die stochastischen Eigenschaften von AWGN optimiert ist, ist zu vermuten, dass $p_{T,opt}(t)$ empfindlicher gegenüber AWGN ist. Bild 4.15 zeigt die BER für $p_{T,0}(t)$ und ein konstantes $p_{T,opt}(t)$ (optimiert auf SIR=-18 dB, $T_c=3\tau_0$) bei einem zusätzlichen AWGN mit $\frac{E_b}{N_0}=10$ dB. Man erkennt, dass für niedrige SIR $p_{T,opt}(t)$ noch immer eine deutlich bessere Leistungsfähigkeit als $p_{T,0}(t)$ zeigt, da in diesem Bereich Bitfehler vor allem durch UWB-Störer verursacht werden. Für hohe SIR zeigt jedoch $p_{T,0}(t)$ bessere Eigenschaften, da hier der Einfluss von AWGN überwiegt. Ähnlich der nicht-adaptiven Störunterdrückung bei inkohärenten Empfängern in Abschnitt 4.1.1 führt die vorgeschlagene Störunterdrückung bei kohärenten Empfängern zu einer niedrigeren BER, falls die Einflüsse der Störer dominieren, jedoch zu einer Erhöhung der BER, falls die Einflüsse von AWGN dominieren. In Abschnitt 4.1.2 wurde jedoch gezeigt, dass es selbst mit sehr geringem Hardwareaufwand möglich ist, das Vorhandensein von Störern zuverlässig zu schätzen. Da in Bild 4.15 für alle SIR

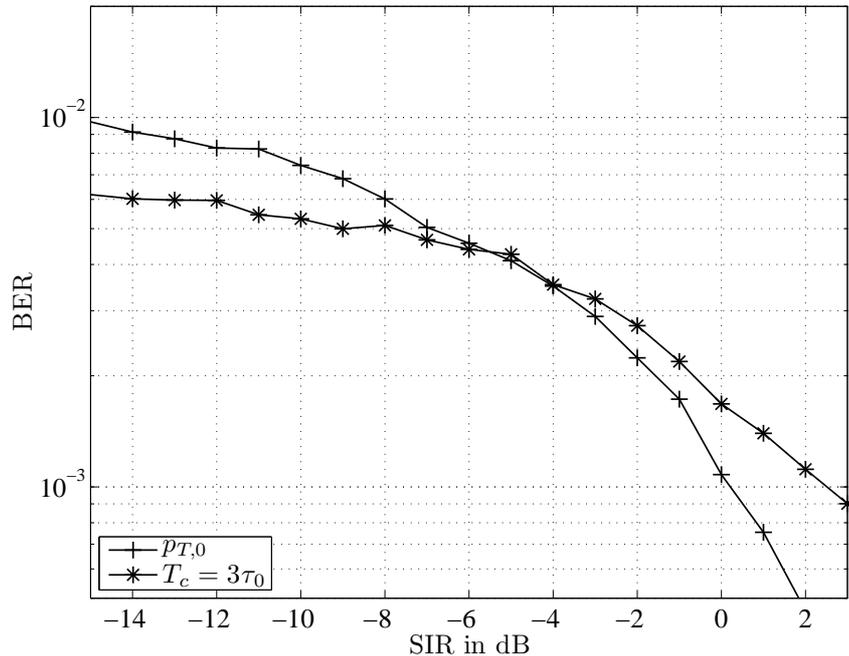


Bild 4.15 Vergleich der Störwirkung mit konstantem Template (SIR=-18 dB, $T_c=3\tau_0$) und zusätzlichem AWGN ($\frac{E_b}{N_0}=10$ dB)

ein konstantes Template $p_{T,opt}(t)$ verwendet wurde, genügen demnach zwei Templates im Empfänger (eines optimiert auf Störer, eines optimiert auf AWGN) und ein Schätzer für die Existenz von relevanten Störern, um im gesamten SIR- und SNR-Bereich eine gute Leistungsfähigkeit zu erreichen.

4.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die Verringerung der Störwirkung von MAI, d. h. Störungen von anderen UWB-Sendern im gleichen physikalischen Kanal, sowohl für inkohärente als auch für kohärente Empfänger diskutiert. Die vorgestellten Lösungsansätze benötigen weder eine Synchronisation noch eine Kooperation zwischen den Sendern. Insbesondere bedürfen sie weder Kenntnissen über die Datenrate, den Pulsabstand oder den TH-Code der Störer noch Informationen über die Anzahl der Störer. Es wird ausschließlich der Empfänger modifiziert. In inkohärenten Empfängern wird eine Störunterdrückung über eine Auswertung der stochastischen Eigenschaften der Integrationsergebnisse erreicht. Für kohärente Empfänger wer-

den Korrelationstemplates vorgeschlagen, welche anstatt auf AWGN auf die Unterdrückung von UWB-Störern optimiert sind. Sowohl in inkohärenten als auch in kohärenten Empfängern führt die Störunterdrückung zu einer besseren Robustheit gegenüber UWB-Störern, zunächst jedoch zu Lasten einer Verschlechterung der Leistungsfähigkeit in AWGN. Es wird jedoch gezeigt, dass es möglich ist, das Vorhandensein von Störern aus dem Empfangssignal zu schätzen und bei Abwesenheit von Störern die Störunterdrückung auszuschalten. Damit ist sowohl in MAI-dominierten als auch in AWGN-dominierten Kanälen eine gute Leistungsfähigkeit sichergestellt.

5 Anpassung des Spektrums an eine Spektrumsmaske

In Abschnitt 3.4 wurde gezeigt, dass die diskreten Spektralanteile im Fall von PAM vernachlässigt werden können. Damit wird die maximal zulässige Sendeleistung unter Einhaltung der spektralen Maske nicht durch die diskreten Spitzen des Spektrums sondern durch das kontinuierliche Spektrum begrenzt. Trotzdem nutzt auch das kontinuierliche Spektrum eine gegebene Frequenzmaske unter Umständen nur sehr ineffizient (siehe Bild 2.4 auf S. 17). Da die Sendepulse analog erzeugt werden, ist es jedoch sehr schwierig, das Pulsspektrum an eine Frequenzmaske anzupassen. Deswegen wird im Folgenden eine Erweiterung der PAM-Modulation untersucht. Durch das Senden mehrerer kurz aufeinander folgender Pulse kann trotz eines vorgegebenen Pulsspektrums und einer vorgegebenen Frequenzmaske das Spektrum manipuliert werden, indem die Amplitude der einzelnen Pulse variiert wird [6, 7].

5.1 Erzeugung eines Symbolpulses

Im Folgenden werden die analog erzeugten und in ihrer Pulsform $p(t)$ als unveränderlich angenommenen Sendepulse als Bausteine für einen Symbolpuls $p_a(t)$ verwendet:

$$\begin{aligned} p_a(t) &= \sum_{m=0}^{M-1} \mu_m p(t - mT_a) \\ &= p(t) * x(t) \end{aligned}$$

mit

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \mu_m \delta(t - mT_a),$$

wobei M die Anzahl der Pulse, T_a den Abstand der Pulse und μ_m die Amplitude des m -ten Pulses innerhalb des Symbolpulses darstellt. Für $T_a > T_p$ wird zur Erzeugung von $p_a(t)$ lediglich ein einzelner Pulsgenerator benötigt, welcher für jedes

Symbol mehrere Pulse mit der gleichen Pulsform aber unterschiedlichen Amplituden erzeugt. Falls $T_a < T_p$, werden mehrere Pulsgeneratoren benötigt. Die Anzahl der benötigten Pulsgeneratoren hängt ausschließlich vom Verhältnis $\frac{T_p}{T_a}$ ab und ist unabhängig von der Anzahl der Pulse M . Die Länge des Symbolpulses ist damit um $(M - 1) T_a$ größer als die Breite des ursprünglichen Pulses. Abgesehen von der höheren Komplexität des Empfängers bleibt die Leistungsfähigkeit des Systems auch in Mehrwegekanälen erhalten, solange $(M - 1) T_a \ll T$ gilt.

Das Spektrum $S_a(f)$ eines Symbolpulses lässt sich als

$$S_a(f) = |P(f)|^2 \Phi_{xx}(f) \quad (5.1)$$

schreiben. In Abschnitt 3.4 wurde gezeigt, dass dies bei Verwendung von PAM das Spektrum des modulierten Signals darstellt ((3.25) auf S. 66). Da das diskrete Spektrum vollständig verschwindet, kann bei einem vorgegebenen $p(t)$ und einer vorgegebenen spektralen Maske der Vektor μ auf eine möglichst große Sendeleistung unter Einhaltung der Spektrumsmaske optimiert werden. μ hängt nicht von den aktuellen Übertragungsbedingungen oder den Daten ab und ist damit bereits bei der Fertigung des UWB-Gerätes bekannt. $\Phi_{xx}(f)$ kann über die AKF $\varphi_{xx}(\tau)$ von $x(t)$ berechnet werden:

$$\begin{aligned} \varphi_{xx}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) x(t + \tau) dt \\ &= \sum_{m,n=0}^{M-1} \mu_m \mu_n \delta(\tau + (m - n) T_a) \\ &= \sum_{m=-M+1}^{M-1} \varphi_{\mu\mu}(m) \delta(\tau - m T_a), \end{aligned}$$

wobei

$$\varphi_{\mu\mu}(m) = \sum_{n=0}^{M-1-|m|} \mu_n \mu_{n-|m|}.$$

Da für jede AKF eines reellen Signals $\varphi_{xx}(\tau) = \varphi_{xx}(-\tau)$ gilt, ergibt sich das LDS als

$$\Phi_{xx}(f) = \mathcal{F}\{\varphi_{xx}(\tau)\}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{m=-M+1}^{M-1} \varphi_{\mu\mu}(m) \exp(j2\pi m T_a f) \\
&= \varphi_{\mu\mu}(0) + 2 \sum_{m=1}^{M-1} \varphi_{\mu\mu}(m) \cos(2\pi m T_a f).
\end{aligned}$$

Mit der Vereinfachung $a_m = 2\varphi_{\mu\mu}(m)$ erhält man

$$\begin{aligned}
\Phi_{xx}(f) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{M-1} a_m \cos(2\pi m T_a f) \\
&= \sum_{m=0}^{M-1} a_m \phi'_m(f), \tag{5.2}
\end{aligned}$$

mit

$$\phi'_m(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{für } m = 0 \\ \cos(2\pi m T_a f) & \text{sonst} \end{cases}.$$

Die Basisfunktion $\phi'_m(f)$ stellt demnach im Gegensatz zu $\phi_m(t)$ aus Abschnitt 4.2 eine reelle Basisfunktion dar. Das aus endlich vielen Koeffizienten bestehende LDS $\Phi_{xx}(f)$ kann im Bereich $[-\frac{T_a}{2}, \frac{T_a}{2}]$ als eine Approximation eines LDS durch die Koeffizienten \mathbf{a} angesehen werden. Die Beschränkung auf reelle, gerade Funktionen in (5.2) schränkt nicht weiter ein, da alle LDS reelle, gerade Funktionen darstellen. Aufgrund der Periodizität kann lediglich der Frequenzbereich $f \in [0, f_g]$ mit $f_g = \frac{1}{2T_a}$ angepasst werden. Für den Zusammenhang zwischen \mathbf{a} und $\boldsymbol{\mu}$ gilt:

$$\begin{aligned}
a_0 &= 2\mu_0^2 + 2\mu_1^2 + \cdots + 2\mu_{M-1}^2 \\
a_1 &= 2\mu_0\mu_1 + 2\mu_1\mu_2 + \cdots + 2\mu_{M-2}\mu_{M-1} \\
&\vdots \\
a_{M-1} &= 2\mu_0\mu_{M-1}. \tag{5.3}
\end{aligned}$$

5.2 Anpassung des Spektrums ohne Berücksichtigung des Pulsspektrums

Im vorigen Abschnitt wurde gezeigt, dass mit Hilfe von $\boldsymbol{\mu}$ eine Näherungsfunktion eines LDS erzeugt werden kann. Dies wird im Folgenden dazu genutzt, um ein

Signalspektrum zu erhalten, das an eine gegebene Frequenzmaske angepasst ist. Zunächst wird angenommen, dass das Spektrum des Pulses nahezu konstant im untersuchten Frequenzbereich ist und bis zur nächsten Periode des periodischen LDS $\Phi_{xx}(f)$ der Sequenz $x(t)$ soweit abgeklungen ist, dass die Spektrumsmaske nicht verletzt wird. In diesem Fall gilt im Frequenzbereich $[0, f_g]$: $S_a(f) \approx \Phi_{xx}(f)$. Die Größe $\Phi_{xx}(f)$ kann damit unabhängig vom Pulsspektrum an eine vorgegebene Maske angepasst werden.

5.2.1 Optimierung des quadratischen Fehlers

Ein oft verwendetes Maß bei Optimierungsproblemen ist der quadratische Fehler. Deshalb werden im Folgenden die Auswirkungen der Minimierung des relativen quadratischen Fehlers zwischen dem Spektrum der Frequenzmaske $S_d(f)$ und dem erzielten Spektrum $S_a(f)$ untersucht:

$$\begin{aligned}
 \epsilon &= \frac{\int_0^{f_g} [S_d(f) - S_a(f)]^2 df}{\left(\int_0^{f_g} S_d(f) df \right)^2} \\
 &= c_1 \int_0^{f_g} \left(S_d(f) - \sum_{m=0}^{M-1} a_m \phi'_m(f) \right)^2 df \\
 &= c_1 \left[\int_0^{f_g} S_d(f)^2 df - 2 \sum_{m=0}^{M-1} a_m \int_0^{f_g} S_d(f) \phi'_m(f) df \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{m,n=0}^{M-1} a_m a_n \int_0^{f_g} \phi'_m(f) \phi'_n(f) df \right] \\
 &= c_1 \frac{f_g}{2} \left(c_2 - \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 + \frac{1}{2} a_0^2 + \sum_{m=1}^{M-1} a_m^2 \right), \tag{5.4}
 \end{aligned}$$

wobei \mathbf{x}^T für die Transponierte eines Vektors oder einer Matrix \mathbf{x} steht und

$$c_1 = \left(\int_0^{f_g} S_d(f) df \right)^{-2}$$

$$c_2 = \frac{2}{f_g} \int_0^{f_g} S_d(f)^2 df$$

$$[\mathbf{c}_3]_m = \frac{4}{f_g} \int_0^{f_g} S_d(f) \phi'_m(f) df.$$

Das Optimierungsproblem lautet also zunächst:

$$\min_{\mathbf{a}} \left\{ c_2 - \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 + \frac{1}{2} a_0^2 + \sum_{m=1}^{M-1} a_m^2 \right\}.$$

Die Lösung dieses Optimierungsproblems entspricht den Fourierkoeffizienten von $S_d(f)$. Bedingt durch das Gibbssche Phänomen kann jedoch $\Phi_{xx}(f)$ an den Stellen der Überschwinger auch negative Werte annehmen. Da zu LDS mit negativen Werten keine Zeitfunktionen existieren, wäre ein solches $\Phi_{xx}(f)$ keine Lösung unseres Problems. Der korrekte Ansatz lautet folglich:

$$\min_{\mathbf{a}} \left\{ c_2 - \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 + \frac{1}{2} a_0^2 + \sum_{m=1}^{M-1} a_m^2 \right\}$$

unter $\Phi_{xx}(f) \geq 0 \forall f.$ (5.5)

Die Nebenbedingung $\Phi_{xx}(f) \geq 0$ kann anstatt über $\Phi_{xx}(f)$ auch über $\varphi_{xx}(\tau)$ formuliert werden. Die Forderung, dass $\Phi_{xx}(f)$ ein LDS darstellt, ist äquivalent mit der Forderung, dass $\varphi_{xx}(\tau)$ eine AKF ist. Die notwendige und hinreichende Bedingung dafür ist die PSD Eigenschaft von $\varphi_{xx}(\tau)$ [54] (siehe (3.20) auf S. 59). Im Allgemeinen lässt sich diese Eigenschaft nur sehr schwer als Nebenbedingung für numerische Optimierungen benutzen, da (3.20) unendlich vielen Nebenbedingungen entspricht. Da $\varphi_{xx}(\tau)$ jedoch diskret und endlich ist, lässt sich (3.20) in eine geeignetere Bedingung umformulieren.

Die Bedingungen $\varphi_{xx}(\tau)$ PSD und $\Phi_{xx}(f) \geq 0$ sind äquivalent. Für $\Phi_{xx}(f) \geq 0$ ist also immer sichergestellt, dass das Gleichungssystem (5.3) auf S. 104 eine

5.2 Anpassung des Spektrums ohne Berücksichtigung des Pulsspektrums 107

Lösung besitzt und damit aus dem gewonnenen \mathbf{a} immer ein μ berechnet werden kann. In [76] wird anhand des Positive-Real-Lemmas für Zustandsräume Folgendes gezeigt:

Satz 3 Für eine komplexe Funktion

$$R(f) = \sum_{m=0}^{M-1} r(m) \exp(-j\omega m)$$

gilt

$$\Re\{R(f)\} \geq 0$$

genau dann, wenn eine symmetrische, PSD Matrix \mathbf{P} , d. h.

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}^T \tag{5.6a}$$

$$\mathbf{P} \succeq 0, \tag{5.6b}$$

existiert, sodass

$$\mathbf{M}(\mathbf{P}) \succeq 0, \tag{5.6c}$$

wobei $\succeq 0$ für eine PSD Matrix steht. Dabei ist

$$\mathbf{M}(\mathbf{P}) = \begin{bmatrix} \mathbf{P} - \mathbf{W}^T \mathbf{P} \mathbf{W} & \mathbf{Y} - \mathbf{W}^T \mathbf{P} \mathbf{X} \\ \mathbf{Y}^T - \mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{W} & \mathbf{Z} + \mathbf{Z}^T - \mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{X} \end{bmatrix}, \tag{5.6d}$$

mit

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M-2,1} & \mathbf{I}_{M-2} \\ 0 & \mathbf{0}_{1,M-2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M-2,1} \\ 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} r(M-1) \\ r(M-2) \\ \vdots \\ r(2) \\ r(1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Z} = \frac{r(0)}{2},$$

wobei \mathbf{I}_M die Einheitsmatrix der Dimension $M \times M$ darstellt.

Da für gerade Funktionen

$$\Re \{c_m \phi_m(t)\} = \begin{cases} 2c_0 \phi'_0(t) & \text{für } m = 0 \\ c_m \phi'_m(t) & \text{sonst} \end{cases}$$

gilt, kann dies direkt auf die Koeffizienten \mathbf{a} des Spektrums angewendet werden, falls $\Phi_{xx}(f)$ als $\Re\{R(f)\}$ interpretiert wird und

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} a_{M-1} \\ a_{M-2} \\ \vdots \\ a_2 \\ a_1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{Z} = \frac{a_0}{4}$$

gesetzt wird. Es lässt sich zeigen, dass jede Matrix \mathbf{P} , welche die Bedingungen (5.6a) und (5.6c) erfüllt, PSD ist [15], weswegen Bedingung (5.6b) nicht überprüft werden muss. Der Ansatz (5.5) auf S. 106 lässt sich demnach folgendermaßen umformulieren:

$$\min_{\mathbf{a}, \mathbf{P}} \left\{ c_2 - \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 + \frac{1}{2} a_0^2 + \sum_{m=1}^{M-1} a_m^2 \right\}$$

unter $\mathbf{M}(\mathbf{P}) \succeq 0$, (5.7)

mit $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T$ und $\mathbf{M}(\mathbf{P})$ wie in (5.6d).

(5.6d) beschreibt den allgemeinen Fall eines mehrdimensionalen Zustandsraumes und kann für die gegebenen Matrizen \mathbf{W} , \mathbf{X} , \mathbf{Y} und \mathbf{Z} vereinfacht werden [14, 15]:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}(\mathbf{P}) &= \begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{Y} \\ \mathbf{Y}^T & 2\mathbf{Z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{W}^T \mathbf{P} \mathbf{W} & \mathbf{W}^T \mathbf{P} \mathbf{X} \\ \mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{W} & \mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{X} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{Y} \\ \mathbf{Y}^T & 2\mathbf{Z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{W}^T \\ \mathbf{X}^T \end{bmatrix} \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{X} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Einsetzen der Matrizen \mathbf{W} und \mathbf{X} ergibt

$$\begin{aligned}
 \mathbf{M}(\mathbf{P}) &= \begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{Y} \\ \mathbf{Y}^T & 2\mathbf{Z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1,M-1} \\ \mathbf{I}_{M-1} \end{bmatrix} \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M-1,1} & \mathbf{I}_{M-1} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M-1,M-1} & \mathbf{Y} \\ \mathbf{Y}^T & 2\mathbf{Z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{0}_{M-1,1} \\ \mathbf{0}_{1,M-1} & 0 \end{bmatrix} \\
 &\quad - \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_{1,M-1} \\ \mathbf{0}_{M-1,1} & \mathbf{P} \end{bmatrix}. \tag{5.8}
 \end{aligned}$$

(5.8) erlaubt einen besseren Einblick in die Struktur von $\mathbf{M}(\mathbf{P})$ als (5.6d). Da $\mathbf{M}(\mathbf{P})$ symmetrisch ist, ist es zur Überprüfung von Bedingung (5.6c) ausreichend, eine Hälfte der Matrix zu überprüfen. Abgesehen von der rechten Spalte und der untersten Zeile enthält $\mathbf{M}(\mathbf{P})$ lediglich Elemente von \mathbf{P} , welche frei wählbar sind. Falls nur die Hälfte von $\mathbf{M}(\mathbf{P})$ überprüft wird, ist automatisch Bedingung (5.6a) erfüllt. Durch Gleichsetzen von (5.8) mit \mathbf{F} lässt sich zeigen, dass das Optimierungsproblem (5.7) auch folgendermaßen formuliert werden kann:

$$\begin{aligned}
 &\min_{\mathbf{a}, \mathbf{F}} \left\{ c_2 - \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 + \frac{1}{2} a_0^2 + \sum_{m=1}^{M-1} a_m^2 \right\} \\
 &\text{unter } \mathbf{F} \succeq 0 \\
 &\quad \sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}]_{n,n+m} = a_m, \quad m = 0, 1, \dots, M-1. \tag{5.9}
 \end{aligned}$$

Die Forderung nach der Existenz eines geeigneten \mathbf{P} wird also ersetzt durch die Forderung nach der Existenz eines geeigneten \mathbf{F} . In [15] wird gezeigt, dass dadurch die Komplexität der Optimierung stark verringert wird.

(5.9) stellt ein Optimierungsproblem mit der Nebenbedingung, dass eine geeignete PSD Matrix existiert, dar. Lineare Optimierungsprobleme mit solchen Nebenbedingungen lassen sich in der so genannten primären Form durch

$$\begin{aligned}
 &\min_{\mathbf{x}} \quad \mathbf{c}^T \mathbf{x} \\
 &\text{unter } \quad \mathbf{E} \mathbf{x} = \mathbf{b} \\
 &\quad \mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_{K_s} \succeq 0 \\
 &\quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^{K_f} \times \mathbb{R}_+^{K_p} \times \text{vektor}(\mathbf{F}_1) \times \text{vektor}(\mathbf{F}_2) \times \dots \times \text{vektor}(\mathbf{F}_{K_s}) \tag{5.10}
 \end{aligned}$$

beschreiben, wobei $\text{vektor}(\mathbf{F})$ für eine Aneinanderreihung der Spalten einer Matrix \mathbf{F} der Dimension $M \times M$ steht:

$$\text{vektor}(\mathbf{F}) = [[\mathbf{F}]_{1,1}, \dots, [\mathbf{F}]_{M,1}, [\mathbf{F}]_{2,1}, \dots, [\mathbf{F}]_{M,M}]^T.$$

Es können demnach lediglich solche Optimierungsprobleme gelöst werden, welche eine lineare Minimierungsfunktion und lineare Nebenbedingungen besitzen. Der Optimierungsvektor \mathbf{x} besteht aus K_f reellen Skalaren, K_p positiv reellen Skalaren und K_s PSD Matrizen.

Optimierungsprobleme dieser Form lassen sich mit Hilfe von *Semidefiniter Programmierung* sehr effizient lösen und werden in der Literatur ausführlich behandelt [72]. Es existiert eine Reihe von Softwarepaketen, z. B. die frei verfügbare *MATLAB*[®]-Erweiterung *SeDuMi* [70]. *SeDuMi* optimiert über symmetrische Kegel, was als eine Verallgemeinerung von PSD Matrizen angesehen werden kann. Der große Vorteil von Semidefiniter Programmierung ist, dass sowohl die Minimierungsfunktion als auch die Nebenbedingungen konvex sind, wodurch die Optimierung entweder das globale Optimum erbringt oder dessen Nichtexistenz nachweist. Die Minimierungsfunktion in (5.9) ist nicht linear, sondern quadratisch, weswegen Semidefinite Programmierung zunächst nicht angewendet werden kann. In [72] wird jedoch die Anwendung von Semidefiniter Programmierung auf eine ganze Reihe von Problemklassen behandelt, darunter auch die Formulierung eines quadratischen Problems mit quadratischen Nebenbedingungen als PSD Matrix. Der Ansatz (5.9) lässt sich durch Einführung einer zusätzlichen Variable t als lineare Optimierung mit quadratischer Nebenbedingung schreiben:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{a}, t, \mathbf{F}} \quad & t \\ \text{unter} \quad & t \geq c_2 - \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 + \frac{1}{2}a_0^2 + \sum_{m=1}^{M-1} a_m^2 \\ & \mathbf{F} \succeq 0 \\ & \sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}]_{n, n+m} = a_m, \quad m = 0, 1, \dots, M-1. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Die Bedingung

$$t - c_2 + \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 - \frac{1}{2}a_0^2 - \sum_{m=1}^{M-1} a_m^2 \geq 0$$

kann auch als PSD Matrix ausgedrückt werden:

$$\begin{bmatrix} 2 & \mathbf{0}_{1,M-1} & \mathbf{a} \\ \mathbf{0}_{M-1,1} & \mathbf{I}_{M-1} & \\ \mathbf{a}^T & & t - c_2 + \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 \end{bmatrix} \succeq 0.$$

Damit kann das Optimierungsproblem (5.11) auch

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{a}, t, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2} t \\ & \text{unter } \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2 \succeq 0 \\ & \mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} 2 & \mathbf{0}_{1,M-1} & \mathbf{a} \\ \mathbf{0}_{M-1,1} & \mathbf{I}_{M-1} & \\ \mathbf{a}^T & & t - c_2 + \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3 \end{bmatrix} \\ & \sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}_2]_{n,n+m} = a_m, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (5.12)$$

geschrieben werden.

Dies lässt sich schließlich als Semidefinite Programmierung (siehe (5.10)) ausdrücken: $K_f = M$, $K_p = 1$, $K_s = 2$

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [\mathbf{a}, t, \text{vektor}(\mathbf{F}_1), \text{vektor}(\mathbf{F}_2)]^T \\ \mathbf{b} &= [2, \mathbf{1}_{1,M-1}, \mathbf{0}_{1,M}, \mathbf{c}_2, \mathbf{0}_{1, M/2 \cdot (M-1) + M}]^T \end{aligned}$$

- Zweiter Abschnitt:

$$[\mathbf{F}_1]_{m,M+1} = \mathbf{a}_m \quad m = 1, 2, \dots, M.$$

- Dritter Abschnitt:

$$[\mathbf{F}_1]_{M+1,M+1} = t - c_2 + \mathbf{a}^T \mathbf{c}_3.$$

- Vierter Abschnitt: Alle übrigen Elemente von \mathbf{F}_1 sind Null.
- Fünfter Abschnitt: Alle Bedingungen bezüglich \mathbf{F}_2 werden eingehalten.

Die Matrix \mathbf{E} besitzt die Dimension $(0,5M^2 + 2,5M + 1) \times (2M^2 + 3M + 2)$, die Vektoren \mathbf{x} und \mathbf{b} besitzen eine entsprechende Länge. Die Dimension des Optimierungsproblems wird damit schnell sehr groß. Allerdings sind alle Bedingungen linear und \mathbf{E} ist sehr dünn besetzt, weswegen die Komplexität für Programme, die dünn besetzte Matrizen effizient verarbeiten können, kein Problem darstellt. Der in *MATLAB*[®] mit *SeDuMi* implementierte Code benötigt auf einem Standard-PC für die in der Praxis kaum noch relevante Pulsanzahl $N = 50$ eine Rechenzeit von unter zwei Minuten. Falls Rechenzeit ein Problem darstellte, würde ein kompilierter binärer Programmcode die Rechenzeit deutlich verringern. Da diese Optimierung jedoch nicht im UWB-Gerät selber, sondern lediglich bei der Entwicklung des UWB-Gerätes durchgeführt werden muss und damit keinerlei Auswirkungen auf die Komplexität des UWB-Gerätes hat, kann die Rechenzeit vernachlässigt werden.

Bild 5.1 zeigt das resultierende Spektrum für 10, 20 und 50 Pulse im linearen Maßstab. Es wurde $T_a = 33\frac{1}{3}$ ps gewählt, wodurch das Spektrum bis $f_g = 15$ GHz angepasst werden kann. Bei einer Pulsdauer von 100 ps würden demnach unabhängig von der Pulsanzahl 3 Pulsgeneratoren benötigt. Man erkennt, dass die Frequenzmaske mit steigender Pulsanzahl immer besser angenähert wird und damit der quadratische Fehler immer geringer wird. Gleichzeitig ist trotz der Überschwinger das Spektrum im gesamten Frequenzbereich nichtnegativ, wodurch eine Lösung von Gleichung (5.3) auf S. 104 garantiert ist.

Bild 5.2 zeigt die gleichen Spektren im logarithmischen Maßstab. Durch den veränderten Maßstab treten die Überschwinger bei niedrigen Amplituden viel stärker hervor. Es wäre demnach sinnvoller, einen "logarithmischen Fehler" zu definieren. Gleichzeitig erkennt man das Problem bei der Optimierung des quadratischen

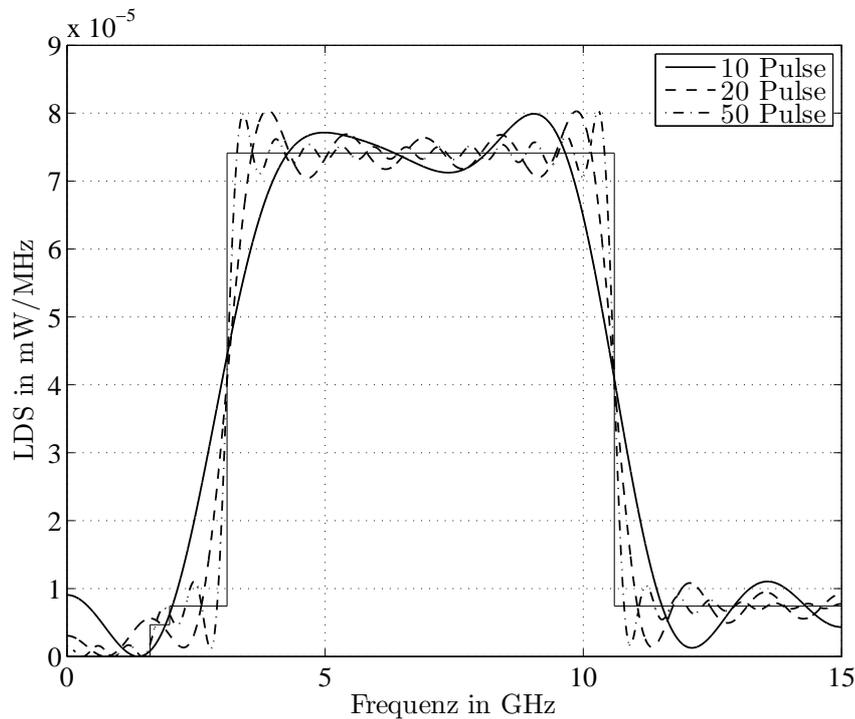


Bild 5.1 Lineares Spektrum bei Minimierung des quadratischen Fehlers

Fehlers. Trotz Optimierung wird die Maske verletzt. Dadurch muss die Leistung solange abgesenkt werden, bis die Maske eingehalten wird. Ein realistischeres Kriterium wäre die relative Leistung η von $S_a(f)$ bezogen auf die Frequenzmaske ((2.6) auf S. 16) unter der Bedingung, dass die Frequenzmaske eingehalten wird.

Bild 5.3 zeigt die gleichen Spektren, nachdem die Leistung soweit abgesenkt wurde, dass die Maske gerade noch eingehalten wird. Am kritischsten ist dabei der starke Abfall der Maske bei 1,61 GHz. In Tabelle 5.1 sind die entsprechenden Werte von ϵ und η eingetragen. Man erkennt, dass eine Optimierung des quadratischen Fehlers ϵ nicht notwendigerweise eine gute Leistung η liefert. Selbst bei 50 Pulsen liegt die Leistung lediglich bei 1,637%. Der bei vielen Optimierungsproblemen verwendete quadratische Fehler ist demnach in diesem Fall nicht geeignet. Deswegen werden im nächsten Abschnitt Möglichkeiten untersucht, inwieweit η direkt optimiert werden kann.

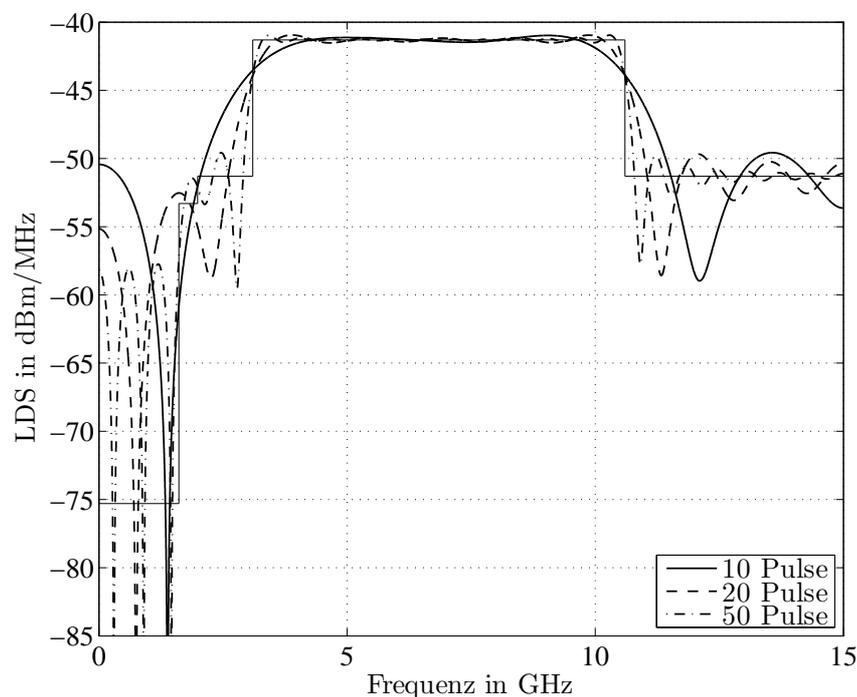


Bild 5.2 Spektrum bei Minimierung des quadratischen Fehlers

5.2.2 Optimierung der Leistung

Im Folgenden wird anstatt einer Minimierung des quadratischen Fehlers eine Maximierung der relativen Leistung η durchgeführt. Die Maximierung von η ist äquivalent mit der Maximierung von a_0 . Es wird angenommen, dass sich die Spektrumsmaske aus konstanten Abschnitten zusammensetzt. Damit lässt sich das Problem folgendermaßen formulieren:

$$\begin{aligned}
 & \max_{\mathbf{a}} \quad a_0 \\
 & \text{unter} \quad \Phi_{xx}(f) \geq 0 \quad \forall f \\
 & \quad \quad \Phi_{xx}(f) \leq S_{max} \forall f \\
 & \quad \quad \Phi_{xx}(f) \leq S_k \quad f \in [f_{0,k}, f_{1,k}], \quad k = 1, 2, \dots, N_N,
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

wobei N_N die Anzahl der frequenzabhängigen Nebenbedingungen darstellt.

Nebenbedingungen für ein für alle Frequenzen positives Spektrum wurden bereits im vorigen Abschnitt behandelt ((5.9) auf S. 109):

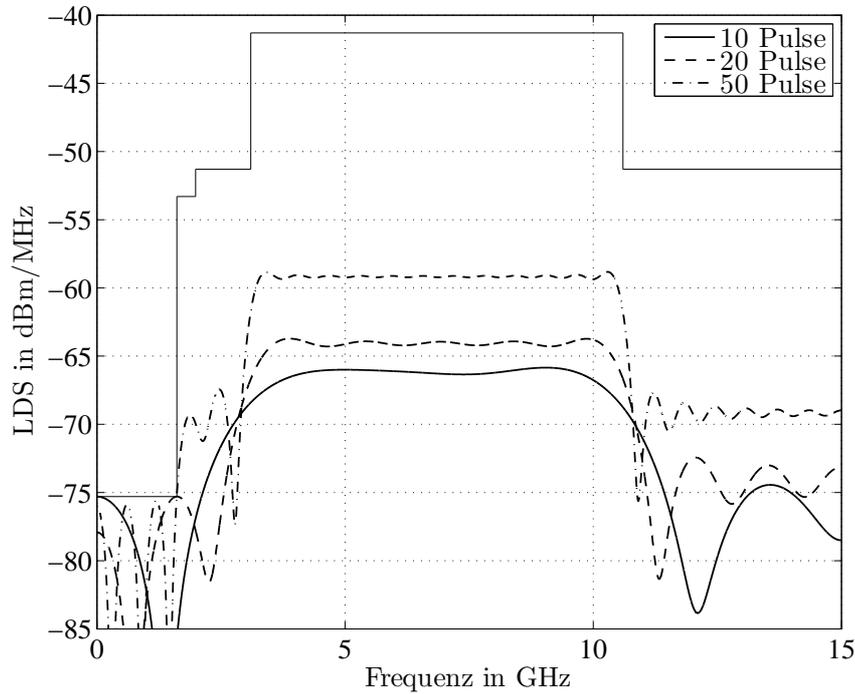


Bild 5.3 Spektrum bei Minimierung des quadratischen Fehlers ohne Verletzung der Maske

M	10	20	50
ϵ	0,05943	0,02905	0,01182
η	0,003325	0,005301	0,01637
	-24,78 dB	-22,76 dB	-17,86 dB

Tabelle 5.1 Optimaler quadratischer Fehler und relative Leistung bei 10, 20 und 50 Pulsen pro Symbolpuls

$$\mathbf{F}_1 \succeq 0 \quad \sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}_1]_{n,n+m} = \frac{a_m}{2}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1.$$

Analog dazu kann durch Einführung einer Hilfsfunktion

$$\hat{\Phi}_{xx}(f) = S_{max} - \Phi_{xx}(f) \geq 0 \quad (5.14)$$

als weitere Nebenbedingung eine obere Schranke S_{max} eingeführt werden:

$$\mathbf{F}_2 \succeq 0 \quad \sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}_2]_{n,n+m} = \frac{1}{2} S_{max} \delta_{m0} - \frac{a_m}{2}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1,$$

wobei δ_{mn} das Kronecker-Symbol darstellt. Zur Modellierung der Frequenzmaske werden jedoch als weitere Nebenbedingungen obere Grenzen benötigt, welche nur in bestimmten Frequenzbereichen gültig sind. Dies kann mit Hilfe der Erweiterung des Markov-Lukacs-Theorems (Satz 2 auf S. 86) erreicht werden. Die Idee hinter Bedingung (4.11) ist, dass der Betrag der Polynome immer größer oder gleich Null ist und $\Re\{d_0 + d_1\phi_1(t)\}$ im Intervall $[t_0, t_1]$ größer oder gleich Null ist. Bedingung (4.11) kann demnach auch folgendermaßen formuliert werden:

$$f(t) = \Re \left\{ \sum_{m=0}^M q_m \phi_m(t) \right\} + \Re\{d_0 + d_1\phi_1(t)\} \cdot \Re \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} r_m \phi_m(t) \right\} \quad (5.15)$$

mit

$$\Re \left\{ \sum_{m=0}^M q_m \phi_m(t) \right\} \geq 0 \quad \Re \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} r_m \phi_m(t) \right\} \geq 0. \quad (5.16)$$

Mit Satz 3 auf S. 107 und den darauf folgenden Vereinfachungen ist Bedingung (5.16) erfüllt, falls Matrizen $\mathbf{F}_1 \in \mathbb{C}^{(M+1) \times (M+1)}$ und $\mathbf{F}_2 \in \mathbb{C}^{M \times M}$ existieren, für die gilt

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_1 \succeq 0 \quad \sum_{n=1}^{M+1-m} [\mathbf{F}_1]_{n,n+m} &= q_m, \quad m = 0, 1, \dots, M \\ \mathbf{F}_2 \succeq 0 \quad \sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}_2]_{n,n+m} &= r_m, \quad m = 0, 1, \dots, M-1. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Der rechte Term aus (5.15) lässt sich auch als

$$\begin{aligned} &\Re\{d_0 + d_1\phi_1(t)\} \cdot \Re \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} r_m \phi_m(t) \right\} \\ &= \Re \left\{ \frac{d_1^*}{2} \sum_{m=-1}^{M-2} r_{m+1} \phi_m(t) + d_0 \sum_{m=0}^{M-1} r_m \phi_m(t) + \frac{d_1}{2} \sum_{m=1}^M r_{m-1} \phi_m(t) \right\} \end{aligned}$$

schreiben. Daraus folgt für den Zusammenhang zwischen den Koeffizienten

$$c_k = \begin{cases} q_0 + d_0 r_0 + \frac{d_1^*}{2} r_1 & \text{für } k = 0 \\ q_1 + d_0 r_1 + \frac{d_1^*}{2} r_2 + d_1 r_0 & \text{für } k = 1 \\ q_k + d_0 r_k + \frac{d_1^*}{2} r_{k+1} + \frac{d_1}{2} r_{k-1} & \text{für } 2 \leq k \leq M - 2 . \\ q_{M-1} + d_0 r_{M-1} + \frac{d_1}{2} r_{M-2} & \text{für } k = M - 1 \\ q_M + \frac{d_1}{2} r_{M-1} & \text{für } k = M \end{cases} \quad (5.18)$$

Das Optimierungsproblem (5.13) kann demnach folgendermaßen formuliert werden:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{a}, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{2N_N+2}} a_0 \\ \text{unter } & \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{2N_N+2} \succeq 0 \\ & \sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}_1]_{n, n+m} = a_m \\ & \sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}_2]_{n, n+m} = \frac{1}{2} S_{max} \delta_{m0} - a_m \\ & [\mathbf{c}_k]_m = \begin{cases} S_k - 2a_0 & \text{für } m = 0 \\ -a_m & \text{sonst} \end{cases} \\ & m = 0, 1, \dots, M - 1 \quad k = 1, 2, \dots, N_N, \end{aligned} \quad (5.19)$$

wobei die Abhängigkeiten zwischen \mathbf{c}_k , \mathbf{F}_{2k+1} , \mathbf{F}_{2k+2} , $2\pi T_a f_{0,k}$ und $2\pi T_a f_{1,k}$ den Abhängigkeiten zwischen \mathbf{c} , \mathbf{F}_1 , \mathbf{F}_2 , α und β in (4.12) auf S. 86, (5.17) und (5.18) entsprechen.

Für das Optimierungsproblem können ähnlich wie für die Optimierung (5.12) auf S. 111 Vektoren \mathbf{x} , \mathbf{b} und \mathbf{c} und eine Matrix \mathbf{E} angegeben werden, sodass das Problem mit Hilfe von Semidefiniten Programmierung gelöst werden kann. Für jede frequenzabhängige Schranke werden die Elemente zweier weiterer Matrizen in den Lösungsvektor hinzugefügt. Die Dimension des Lösungsvektors hängt damit quadratisch von der Anzahl der Pulse und linear von der Anzahl der Schranken ab. Die Anzahl der Nebenbedingungen hängt sowohl linear von der Anzahl der Pulse als auch von der Anzahl der Schranken ab.

Die Komplexität des Optimierungsproblems kann signifikant verringert werden, falls die Grenzen der frequenzabhängigen Nebenbedingungen symmetrisch zu $f = 0$ oder $f = f_g$ gewählt werden können [13]. Dies kann immer dann erreicht werden, wenn sich die Maske in einen monoton steigenden und einen monoton fallenden Bereich aufteilen lässt. In diesem Fall können die Bedingungen des monoton steigenden Bereichs durch $f_{0,k} = -f_{1,k}$ und die Bedingungen des monoton fallenden Teils durch $f_{1,k} = 2f_g - f_{0,k}$ ausgedrückt werden, ohne die Lösung zu verändern. Durch diese Symmetrien werden die Polynome $\sum_{m=0}^M q_m \phi_m(t)$ und $\sum_{m=0}^{M-1} r_m \phi_m(t)$ in (5.15) auf S. 117 zu geraden Funktionen und damit \mathbf{q} und \mathbf{r} reell. Als Folge davon sind zusätzlich zu \mathbf{F}_1 und \mathbf{F}_2 auch $\mathbf{F}_3, \dots, \mathbf{F}_{2N_N+2}$ reell, wodurch die Dimension des Optimierungsvektors nahezu halbiert wird. Falls sich die Maske nicht in zwei monotone Bereiche aufteilen lässt, müssen die Bedingungen außerhalb der zwei monotonen Bereiche durch komplexe \mathbf{F}_k ausgedrückt werden.

In [77] werden Operatoren aus [13] verwendet, um auf bestimmte Frequenzbereiche beschränkte Schranken einzuführen, welche äquivalent zu den Nebenbedingungen im Optimierungsproblem (5.19) sind. Mit Hilfe dieser Operatoren werden in [77] in Bezug auf die Leistung optimale Pulssequenzen vorgestellt. Es wird dabei eine vereinfachte Frequenzmaske verwendet:

$$\begin{aligned}
 \Phi_{xx}(f) &\geq 0 && \forall f \\
 \Phi_{xx}(f) &\leq -41,3 \text{ dB} && \forall f \\
 \Phi_{xx}(f) &\leq -56,3 \text{ dB} && f \geq 10,6 \text{ GHz} \\
 \Phi_{xx}(f) &\leq -81,3 \text{ dB} && 0 \leq f \leq 3,1 \text{ GHz}
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

Die Ergebnisse aus [77] werden im Folgenden reproduziert und als Referenz für die folgenden Untersuchungen genutzt. In Bild 5.4 sind die LDS bei einer Maximierung der Leistung unter Verwendung der genäherten Maske aus (5.20) für 10, 20 und 50 Pulse dargestellt. Man erkennt, dass trotz des Gibbsschen Phänomens die Maske niemals überschritten wird. Für eine steigende Anzahl von Pulsen wird die Maske immer besser ausgenutzt. Tabelle 5.2 zeigt die Leistung relativ zur genäherten und exakten Maske. Auch aus diesen Werten wird deutlich, dass sich die Leistung mit steigender Pulsanzahl immer weiter verbessert. Ein Unterschied zwischen der Ausnutzung relativ zur genäherten und exakten Maske ist dabei kaum vorhanden. Dies liegt daran, dass 94,5 % der Leistung der Maske zwischen 0,96 und 15 GHz im Bereich zwischen 3,1 und 10,6 GHz liegen und sich deswegen die Leistungen der genäherten und exakten Maske kaum unterscheiden.

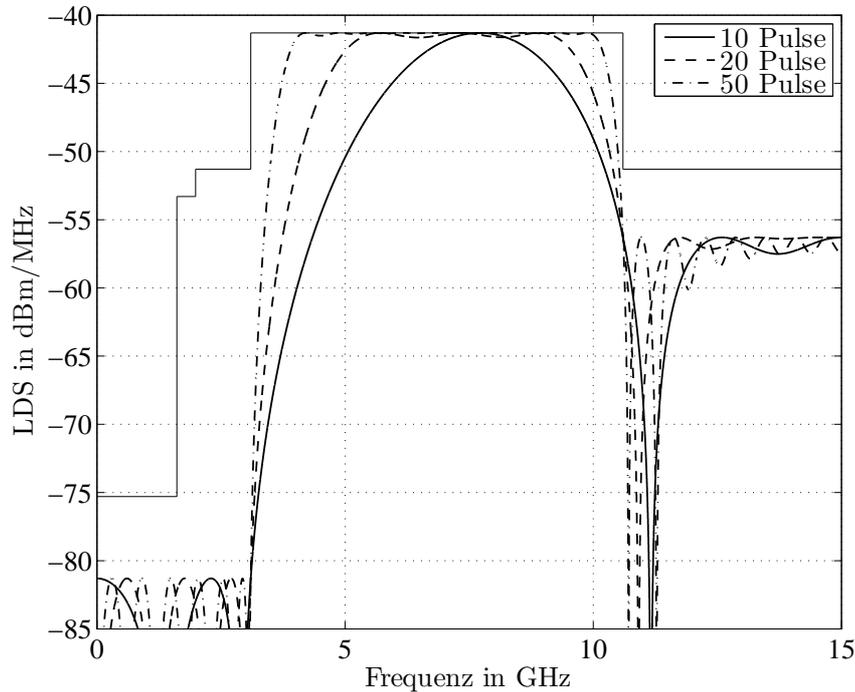


Bild 5.4 Spektrum bei Maximierung der Leistung unter Verwendung der genäherten Maske

M	10	20	50
η relativ zur genäherten Maske	0,4333 -3,633 dB	0,6772 -1,693 dB	0,8648 -0,6307 dB
η relativ zur exakten Maske	0,4099 -3,874 dB	0,6406 -1,934 dB	0,8181 -0,8719 dB

Tabelle 5.2 Optimale relative Leistung bei 10, 20 und 50 Pulsen pro Symbolpuls unter Verwendung der genäherten Maske

In [77] werden jedoch keine stichhaltigen Gründe für eine Verwendung einer genäherten Maske angegeben. Die angeführte Vermeidung von Interferenzen mit schmalbandigen Systemen ist bereits durch die exakte Maske gegeben. Weitere Gründe wären die höhere Komplexität der exakten Optimierung und die Vermutung, dass eine exakte Optimierung kaum bessere Ergebnisse liefert, da fast die gesamte Leistung der Maske zwischen 3,1 und 10,6 GHz liegt. Wie bereits erwähnt spielt die Komplexität eine untergeordnete Rolle. Das nicht auf Rechenzeit optimierte Programm benötigt für die im Folgenden vorgestellten Ergebnisse unter

5.2 Anpassung des Spektrums ohne Berücksichtigung des Pulsspektrums 121

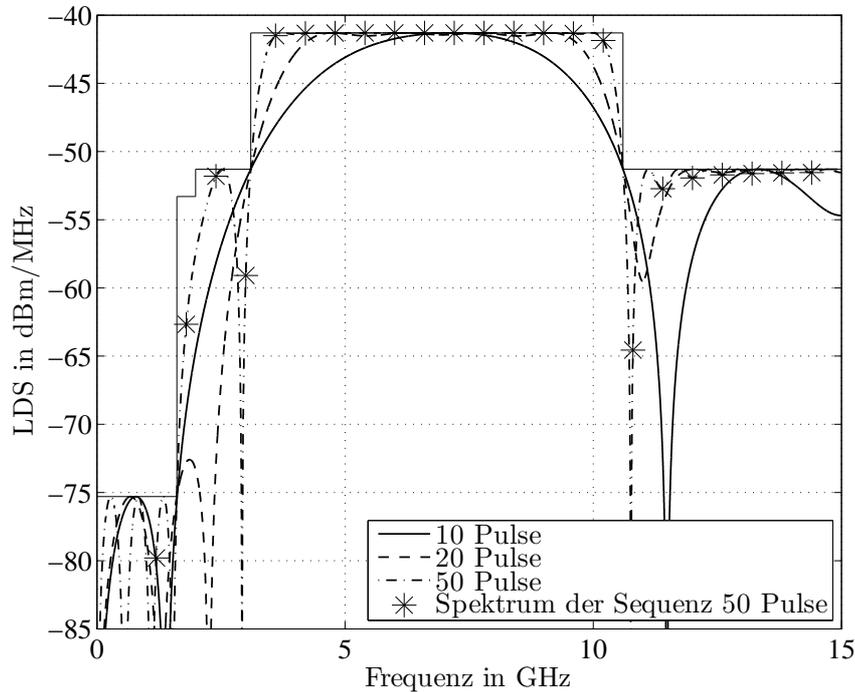


Bild 5.5 Spektrum bei Maximierung der Leistung unter Verwendung der exakten Maske

Verwendung der exakten Maske und $M = 50$ auf einem Standard-PC lediglich eine Rechenzeit von zwei Minuten. Auch die Vermutung, dass eine exakte Maske kaum bessere Ergebnisse liefern kann, ist nicht stichhaltig, da durch eine exakte Modellierung der Maske außerhalb von 3,1 bis 10,6 GHz auch die Leistung innerhalb von 3,1 und 10,6 GHz erhöht werden kann.

Bild 5.5 zeigt die Spektren bei einer exakten Modellierung der Maske (Tabelle 2.1 auf S. 7). Zusätzlich ist das Quadrat der Diskreten Fouriertransformation von μ für 50 Pulse dargestellt, welches mit (5.3) auf S. 104 berechnet wurde. Man erkennt, dass das diskrete Spektrum von μ auf dem kontinuierlichen Spektrum $\Phi_{xx}(f)$ liegt, da die Optimierung die Existenz einer Lösung von (5.3) sicherstellt. Allein aus diesen Punkten ließe sich jedoch nicht entscheiden, ob die Maske überschritten wird.

In Tabelle 5.3 ist die entsprechende Leistung dargestellt. Man erkennt, dass die Differenz zwischen den Leistungen der auf die relative bzw. exakte Maske optimierten Symbolpulse wesentlich höher als die Differenz der Leistungen der relativen bzw. exakten Maske ist. Der Gewinn beträgt für 10 Pulse 1,9 dB, nimmt jedoch mit stei-

M	10	20	50
η	0,6342 -1,978 dB	0,8209 -0,8573 dB	0,9288 -0,3207 dB
Gewinn gegenüber genäherter Maske	1,896	1,077	0,551

Tabelle 5.3 Optimale relative Leistung bei 10, 20 und 50 Pulsen pro Symbolpuls unter Verwendung der exakten Maske

gender Anzahl der Pulse immer weiter ab. Dabei ist jedoch zu beachten, dass dieser Gewinn lediglich durch eine bessere Wahl von μ , also ohne jegliche Erhöhung der Komplexität des UWB-Gerätes, erzielt wird. Mit 20 Pulsen wird bereits eine höhere Leistung erzielt als bei der näherungsweise Optimierung mit 50 Pulsen.

5.3 Anpassung des Spektrums mit Berücksichtigung des Pulsspektrums

Im vorigen Abschnitt wurde ein flaches Pulsspektrum angenommen. Diese Vereinfachung erlaubte es, eine Optimierung der Leistung unabhängig vom Pulsspektrum durchzuführen. Ein typisches UWB-Pulsspektrum ist jedoch innerhalb der Frequenzmaske keineswegs konstant. Das resultierende Spektrum des Symbolpulses ergibt sich aus der Multiplikation von $\Phi_{xx}(f)$ mit dem Spektrum des Pulses ((5.1) auf S. 103).

Bild 5.6 zeigt das Spektrum des Symbolpulses nach Multiplikation mit dem Pulsspektrum für einen einfach abgeleiteten Gaußpuls mit $\tau_0=87$ ps. Dies entspricht dem in Bezug auf die Leistung optimalen nicht gemischten Puls aus Bild 2.4 auf S. 17. Man erkennt, dass in weit von der Mittenfrequenz entfernt liegenden Frequenzbereichen das Spektrum deutlich abgesenkt wird.

Tabelle 5.4 zeigt die entsprechenden Leistungen und den Verlust gegenüber einem flachen Pulsspektrum. Die relativ geringen Verluste sind damit zu erklären, dass ein extrem breitbandiger Puls mit einer 10 dB-Bandbreite von weit über 7,5 GHz verwendet wurde. Würde ein schmalbandigerer UWB-Puls verwendet werden, wären die Verluste noch weitaus größer.

Aus der Literatur bekannte Verfahren des Filterentwurfs berücksichtigen typischerweise nicht den Fall, dass sich die Filterimpulsantwort aus nicht veränderbaren

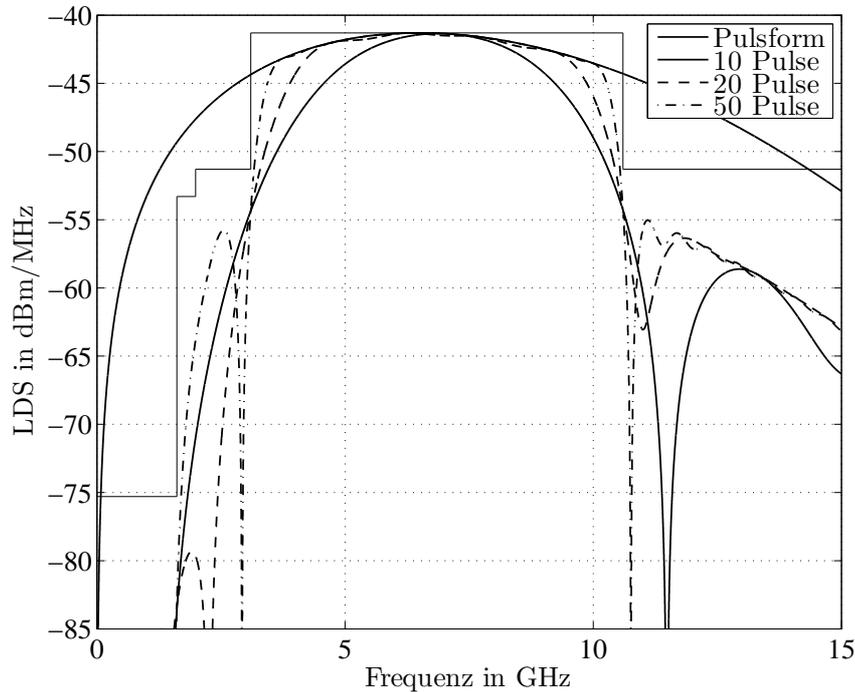


Bild 5.6 Spektrum bei Maximierung der Leistung nach der Multiplikation mit dem Pulsspektrum

M	10	20	50
η	0,5350 -2,716 dB	0,6694 -1,743 dB	0,7374 -1,323 dB
Verlust gegenüber flachem Pulsspektrum	0,738 dB	0,8857 dB	1,002 dB

Tabelle 5.4 Optimale relative Leistung bei 10, 20 und 50 Pulsen pro Symbolpuls nach Multiplikation mit dem Pulsspektrum

Elementarimpulsen $p(t)$ zusammensetzen muss. Es existieren jedoch auch Arbeiten mit Anwendung auf IR-UWB [42, 50, 77]. In [50] wie auch in zahlreichen anderen Veröffentlichungen werden Vorschläge für verbesserte Pulsformen $p(t)$ angegeben. Es besteht demnach nicht die Randbedingung, dass $p(t)$ durch die Hardware vorgegeben ist, und damit nicht verändert werden kann. In [42] werden IR-UWB-Sequenzen mit Hilfe des Parks-McClellan-Algorithmus ermittelt. Diese auch *Equiripple-Filter* genannten Filter besitzen gleich große Überschwinger, weswegen immer eine obere Schranke angegeben werden kann. Der Parks-McClellan-

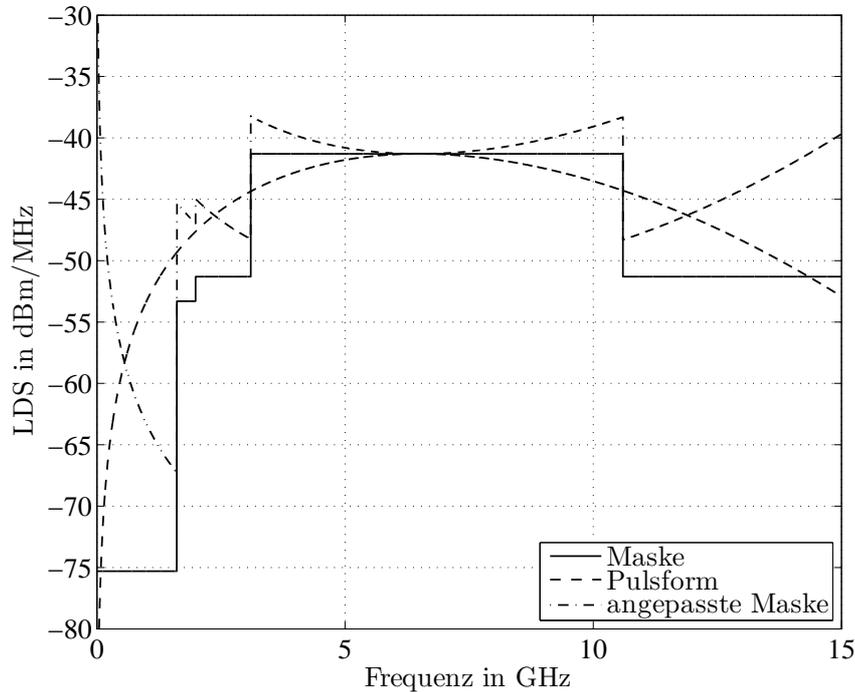


Bild 5.7 Anpassung der Zielmaske an das Pulsspektrum

Algorithmus optimiert allerdings nicht auf eine möglichst hohe Leistung, sondern auf einen möglichst geringen Fehler gegenüber einem Zielspektrum. Damit liefert dieser Entwurf suboptimale Ergebnisse im Sinne unseres Optimierungsproblems. In [77] werden mit Hilfe von Semidefiniter Programmierung optimale Ergebnisse unter der Annahme eines konstanten Pulsspektrums erzielt. Dieser Ansatz wird im Folgenden auf beliebige Pulsspektren verallgemeinert. Dazu wird die Optimierung in Abhängigkeit des Pulsspektrums durchgeführt, sodass das resultierende Spektrum des Symbolpulses optimal an die Maske angepasst ist. Als obere Schranke wird nicht das Spektrum $S_d(f)$ der Maske, sondern eine an das Pulsspektrum angepasste Maske

$$\hat{S}_d(f) = \frac{S_d(f)}{|P(f)|^2}$$

gewählt. Bild 5.7 zeigt eine solche an das Pulsspektrum angepasste Maske. Nach der Multiplikation mit dem Pulsspektrum erhält man das gewünschte Signalspektrum.

Um das Spektrum des Gesamtsignals an das Pulsspektrum anzupassen, werden

demnach frequenzabhängige, d. h. nicht stückweise konstante obere Grenzen benötigt. Analog zu (5.14) auf S. 116 kann dazu eine Hilfsfunktion

$$\hat{\Phi}_{xx}(f) = \hat{S}_d(f) - \Phi_{xx}(f) \geq 0$$

definiert werden, wobei $\hat{S}_d(f)$ durch $M+1$ Fourierkoeffizienten angenähert wird, die in κ zusammengefasst werden. Dies verursacht zunächst ähnliche Probleme wie in Abschnitt 5.2.1. Bedingt durch das Gibbsche Phänomen treten insbesondere in der Nähe von Unstetigkeitsstellen Überschwinger und damit Verletzungen der Maske auf. Dies kann jedoch mit Hilfe der auf beliebige Frequenzbereiche einschränkenden Nebenbedingungen aus (5.19) auf S. 118 weitgehend unterdrückt werden, indem die angepasste Maske für jeden Frequenzbereich durch unterschiedliche Fourierkoeffizienten angenähert wird. Da die jeweiligen genäherten Funktionen außerhalb ihres Gültigkeitsbereichs beliebige Werte annehmen können, werden Überschwinger weitgehend vermieden. Die für einen Frequenzbereich $[f_0, f_1]$ gültigen Fourierkoeffizienten werden durch Minimierung des quadratischen Fehlers zur angepassten Maske gewonnen:

$$\epsilon = \int_{f_0}^{f_1} \left[\hat{S}_d(f) - \sum_{n=0}^{N-1} \kappa_n \phi'_n(f) \right]^2 df.$$

Daraus folgt

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial \kappa_k} = -2 \int_{f_0}^{f_1} \hat{S}_d(f) \phi'_k(f) df + 2 \sum_{n=0}^{N-1} \kappa_n \int_{f_0}^{f_1} \phi'_n(f) \phi'_k(f) df.$$

Für dasjenige κ , welches den quadratischen Fehler zur angepassten Maske minimiert, gilt demnach

$$\mathbf{c}_3 \kappa = \mathbf{c}_4, \tag{5.21}$$

mit

$$[\mathbf{c}_3]_{k,n} = \int_{f_0}^{f_1} \phi'_n(f) \phi'_k(f) df$$

$$[\mathbf{c}_4]_k = \int_{f_0}^{f_1} \hat{S}_d(f) \phi'_k(f) df$$

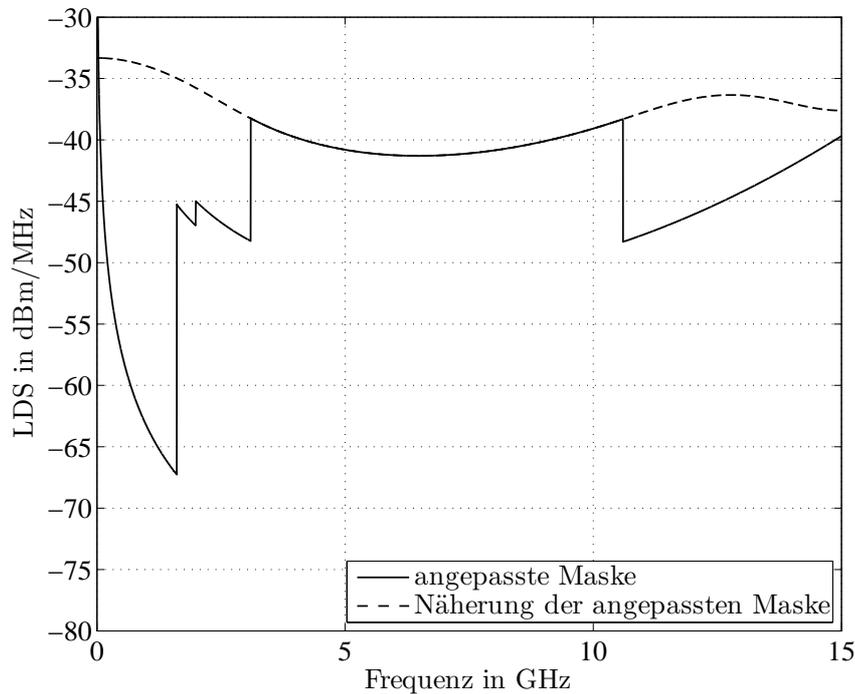


Bild 5.8 Näherung der angepassten Zielmaske zwischen 3,1 und 10,6 GHz durch fünf Fourierkoeffizienten

Im Gegensatz zu (5.4) auf S. 105 sind die Basisfunktionen nicht orthogonal, da nicht über eine ganze Periode der Basisfunktionen integriert wird. Damit ist \mathbf{c}_3 ungleich der Einheitsmatrix. Mit (5.21) kann $\boldsymbol{\kappa}$ jedoch durch eine lineare Optimierung, d. h. durch Inversion der Matrix \mathbf{c}_3 , gewonnen werden.

Bild 5.8 zeigt die Näherung der angepassten Maske im Bereich zwischen 3,1 und 10,6 GHz durch lediglich fünf Fourierkoeffizienten. Da die Näherungsfunktion außerhalb des gültigen Frequenzbereichs beliebige Werte annehmen kann und im gültigen Frequenzbereich keine Unstetigkeitsstellen existieren, wird bereits durch fünf Koeffizienten eine sehr gute Näherung erreicht.

Bild 5.9 zeigt die Näherung der angepassten Frequenzmaske im gesamten Frequenzbereich durch fünf Fourierkoeffizienten, wobei für jeden Abschnitt der ursprünglichen Frequenzmaske unterschiedliche $\boldsymbol{\kappa}$ gewählt wurden. Die angepasste Maske wird bereits durch fünf Koeffizienten sehr gut genähert. Falls, bedingt durch ein ungünstiges Pulsspektrum, dennoch relevante Unterschiede zwischen der genäherten und der zu erzielenden Maske auftreten, können die Frequenzbereiche weiter unterteilt werden, was jedoch die Komplexität der Optimierung erhöht. Für

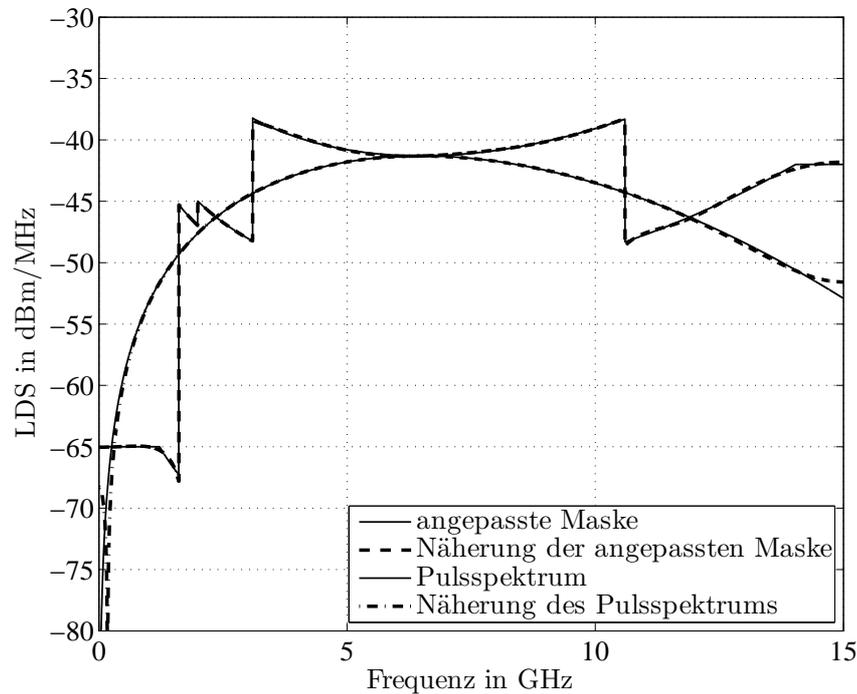


Bild 5.9 Näherung der angepassten Frequenzmaske und des Pulsspektrums durch fünf Fourierkoeffizienten

niedrige Frequenzen wurde die angepasste Maske auf -65 dBm/MHz und für hohe Frequenzen auf -42 dBm/MHz begrenzt. In diesen Bereichen ist das LDS des Pulses bereits stark abgefallen, was in der angepassten Maske durch eine extreme Verstärkung durch $\Phi_{xx}(f)$ ausgeglichen werden müsste. Ohne Begrenzungen würden minimale Ungenauigkeiten in der Erzeugung von $\Phi_{xx}(f)$ bereits große Fehler verursachen und zu einem deutlichen Überschreiten der Maske führen.

Im Gegensatz zur Optimierung (5.19) auf S. 118 ist nun nicht mehr die Leistung unter Einhaltung der angepassten Maske, sondern die Leistung nach Multiplikation mit dem Pulsspektrum zu optimieren. Dazu wird das Pulsspektrum durch M Fourierkoeffizienten ν genähert, welche aus Sicht der Optimierung als konstanter Vektor angesehen werden können. Bild 5.9 zeigt neben der genäherten angepassten Maske auch das durch fünf Fourierkoeffizienten genäherte Pulsspektrum. Man erkennt, dass das Pulsspektrum bereits durch wenige Koeffizienten sehr gut angenähert werden kann. Für das Signalspektrum nach der Multiplikation mit dem Pulsspektrum gilt

$$P_a(f) = \sum_{m=1}^{M-1} a_m \phi'_m(f) \cdot \sum_{m=1}^{M-1} \nu_m \phi'_m(f).$$

Damit folgt für den Gleichanteil

$$\frac{1}{4} \nu_0 a_0 + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{M-1} \nu_m a_m.$$

Die Optimierung hängt demnach auch unter Berücksichtigung des Pulsspektrums linear von \mathbf{a} ab.

Das Optimierungsproblem mit Berücksichtigung des Pulsspektrums kann schließlich folgendermaßen formuliert werden:

$$\max_{\mathbf{a}, \mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{N_N+2}} \left\{ \frac{1}{2} \nu_0 a_0 + \sum_{m=1}^{M-1} \nu_m a_m \right\}$$

unter $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{2N_N+2} \succeq 0$

$$\sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}_1]_{n, n+m} = a_m$$

$$\sum_{n=1}^{M-m} [\mathbf{F}_2]_{n, n+m} = \frac{1}{2} S_{max} \delta_{m0} - a_m$$

$$[\mathbf{c}_k]_m = \begin{cases} [\boldsymbol{\kappa}_k]_0 - 2a_0 & \text{für } m = 0 \\ [\boldsymbol{\kappa}_k]_m - a_m & \text{sonst} \end{cases}$$

$$m = 0, 1, \dots, M-1 \quad k = 1, 2, \dots, N_N. \quad (5.22)$$

Auch dieses Optimierungsproblem kann als Semidefinite Programmierung ausgedrückt werden. Solange der Frequenzbereich lediglich an den Sprungstellen der ursprünglichen Maske unterteilt wird, bleibt sowohl die Dimension des Optimierungsvektors als auch die Anzahl der Nebenbedingungen gleich. Da die zusätzlich benötigte Berechnung der $\boldsymbol{\kappa}_k$ gegenüber der Semidefiniten Programmierung vernachlässigt werden kann, erhöht sich die Komplexität der Optimierung kaum.

Bild 5.10 zeigt das Spektrum vor der Multiplikation mit dem Pulsspektrum zusammen mit der angepassten Maske. Das Spektrum wurde soweit abgesenkt, dass die

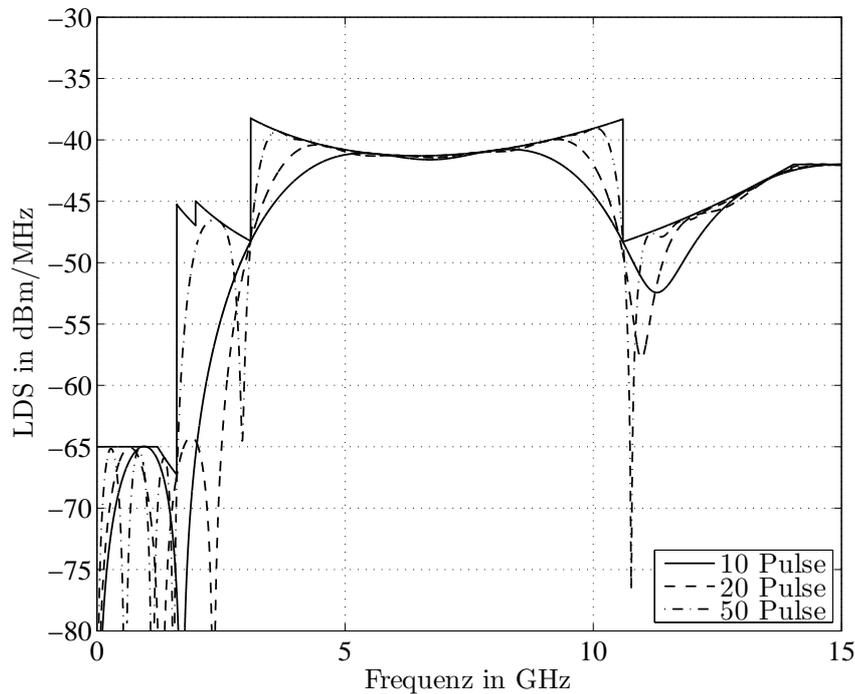


Bild 5.10 Spektrum vor der Multiplikation mit dem Pulsspektrum bei Maximierung der Leistung mit Berücksichtigung des Pulsspektrums

angepasste Maske in keiner Frequenz überschritten wird. Im Gegensatz zu Bild 5.3 auf S. 116 führt die Absenkung zu keiner sichtbaren Verringerung des Spektrums, da die bei der Minimierung des quadratischen Fehlers auftretenden Überschwinger vernachlässigt werden können.

Bild 5.11 zeigt das gleiche Spektrum nach der Multiplikation mit dem Pulsspektrum. Trotz eines nicht konstanten Pulsspektrums wird die Frequenzmaske optimal ausgenutzt. In Tabelle 5.5 sind die entsprechenden η aufgelistet. Ein Vergleich zwischen den Werten der ersten und zweiten Spalte zeigt, dass die Verluste durch das Absenken der Leistung vernachlässigbar sind. Der Gewinn durch die Berücksichtigung der Pulsform (vgl. Tabelle 5.4) beträgt zwischen 0,8 und 1,2 dB. Bei diesem relativ geringen Gewinn muss jedoch wie bereits auf S. 122 beachtet werden, dass zum einen ein extrem breitbandiges Pulsspektrum mit einer Bandbreite von deutlich über 7,5 GHz gewählt wurde. Durch ein schmalbandigeres Pulsspektrum würde der Gewinn deutlich steigen. Zum anderen wird auch dieser Gewinn ohne Erhöhung der Komplexität in Sender und Empfänger erzielt, da lediglich bessere Koeffizienten μ gewählt werden. In Tabelle 5.5 sind zusätzlich die Verluste gegen-

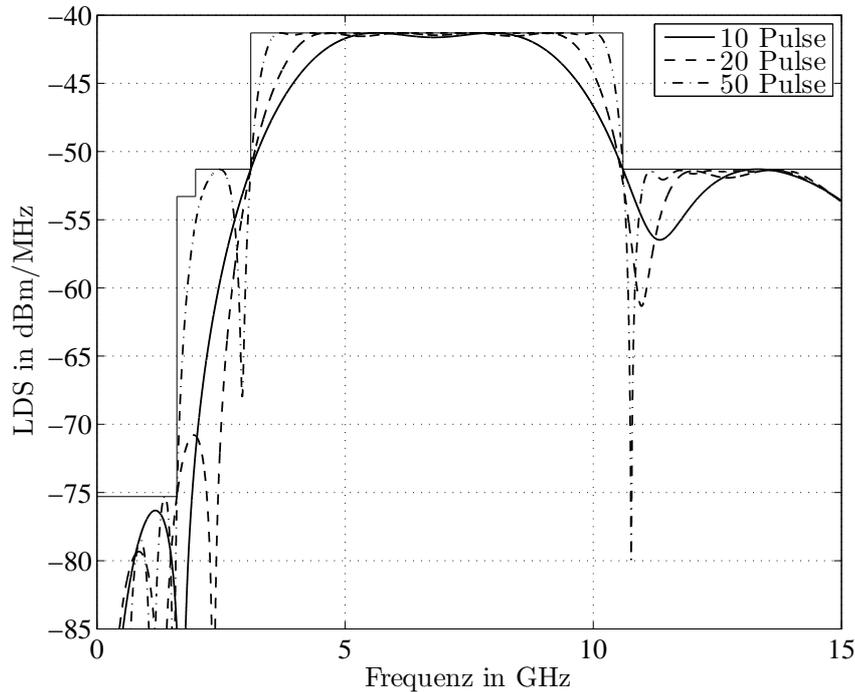


Bild 5.11 Spektrum nach der Multiplikation mit dem Pulsspektrum bei Maximierung der Leistung mit Berücksichtigung des Pulsspektrums

M	10	20	50
η ohne Absenkung	0,7135 -1,466 dB	0,8230 -0,8417 dB	0,9300 -0,3153 dB
η mit Absenkung	0,7095 -1,491 dB	0,8118 -0,9056 dB	0,9278 -0,3254 dB
Gewinn durch Berücksichtigung des Pulsspektrums	1,225 dB	0,8374 dB	0,9976 dB
Verlust gegenüber flachem Spektrum	-0,487 dB	0,0483 dB	0,0047 dB

Tabelle 5.5 Optimale relative Leistung bei 10, 20 und 50 Pulsen pro Symbolpuls mit Berücksichtigung des Pulsspektrums

über der Verwendung eines Pulses mit flachem Spektrum eingetragen (vgl. Tabelle 5.3 auf S. 122). Man sieht, dass die Verluste bei 20 und 50 Pulsen zu vernachlässigen sind. Bei 10 Pulsen wird sogar ein Gewinn erzielt. Dies wird dadurch ermöglicht, dass durch die Anhebung der angepassten Maske in den niedrigen und hohen

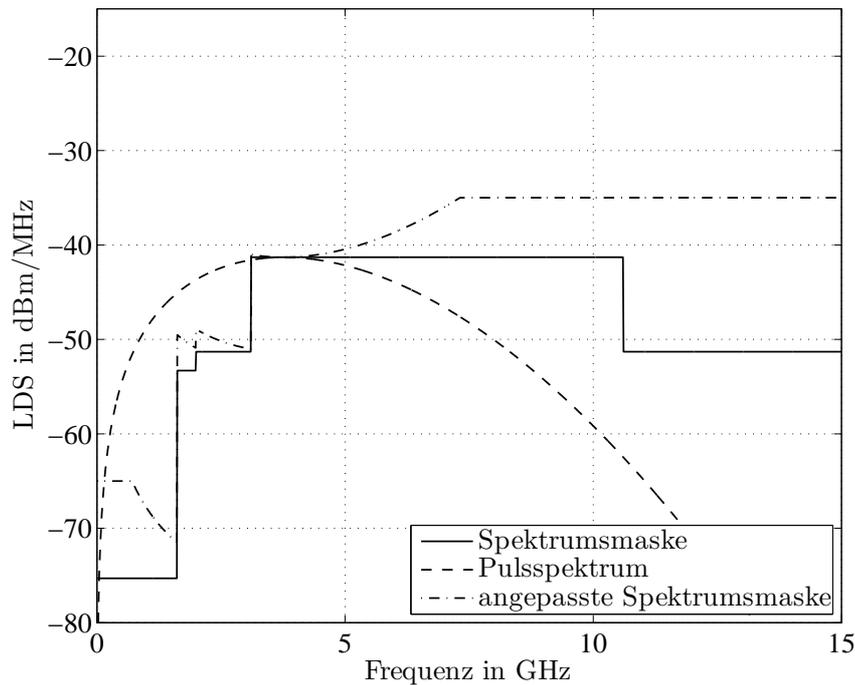


Bild 5.12 Angepasste Spektrumsmaske eines Pulses mit $\tau_0 = 0.15$ ns

Frequenzbereichen höhere Nebenzipfel erlaubt sind, wodurch auch im Bereich zwischen 3,1 und 10,6 GHz das Spektrum besser ausgenutzt werden kann. Insbesondere erhöhen sich die Werte der 10 dB-Grenzfrequenzen der ursprünglichen Maske bei 3,1 und 10,6 GHz.

Das Konzept der angepassten Maske kann nicht nur verwendet werden, um eine höhere Sendeleistung zu ermöglichen, es können auch Pulsspektren angepasst werden, die zunächst nicht für eine sinnvolle UWB-Übertragung geeignet sind. Bild 5.12 zeigt das Spektrum eines einfach abgeleiteten Gaußpulses mit $\tau_0 = 150$ ps zusammen mit der entsprechenden angepassten Maske. Als Einzelpuls ist das Pulsspektrum ohne Filterung nicht für eine sinnvolle UWB-Übertragung geeignet, da aufgrund der niedrigen Signalanteile die Leistung gegenüber dem dargestellten Puls um etwa 30 dB abgesenkt werden müsste. Durch das Senden mehrerer Pulse kann jedoch das Signalspektrum angepasst werden. Die angepasste Maske wurde für niedrige Frequenzen auf -65 dBm/MHz und für hohe Frequenzen auf -35 dBm/MHz beschränkt.

Bild 5.13 zeigt die ursprüngliche Pulsform zusammen mit den angepassten Spektren. Durch Dämpfung der niedrigen Frequenzanteile und Verstärkung der hohen

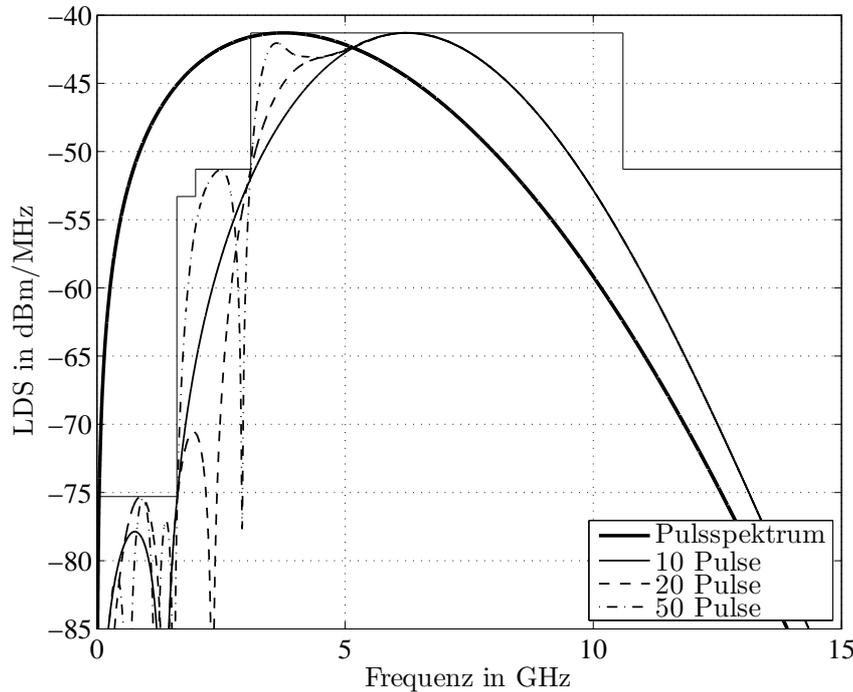


Bild 5.13 Anpassung des Spektrums eines Pulses mit $\tau_0 = 0.15$ ns

Frequenzanteile wurde das Spektrum des Gesamtsignals optimal an die Frequenzmaske angepasst.

5.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die Anpassung des Signalspektrums an eine vorgegebene Spektrumsmaske durch Senden mehrerer dicht aufeinander folgender Pulse behandelt. Ein Problem stellte dabei die Wahl von optimalen Amplituden für die einzelnen Pulse dar. Da nur für positive Spektren ein Zeitsignal existiert, wurde durch Semidefinite Programmierung sichergestellt, dass das optimale Spektrum für alle Frequenzen positiv ist. Zunächst wurde gezeigt, dass der quadratische Fehler zwischen Signalspektrum und Maske kein geeignetes Optimierungskriterium darstellt, da das Signal in keinem Frequenzbereich die Maske überschreiten darf (Bild 5.3 auf S. 116). Deswegen wurde im Weiteren die Optimierung der Leistung unter Einhaltung der Spektrumsmaske untersucht. Unter der Annahme eines konstanten Pulsspektrums können aus der Literatur bekannte stückweise konstante Nebenbe-

dingungen formuliert werden, um eine optimale Leistung unter Vernachlässigung der Pulsform zu erhalten (Bild 5.5 auf S. 121). Durch die Annahme eines konstanten Pulsspektrums sind diese Ergebnisse jedoch nur sehr eingeschränkt nutzbar. Aus diesem Grund wurden Optimalitätsbedingungen unter Berücksichtigung der Pulsform entwickelt. Es wurde gezeigt, dass durch Berücksichtigung der Pulsform sowohl die Leistung erhöht werden kann (Bild 5.11 auf S. 130), als auch das Pulsspektrum von Pulsen, die die Maske nicht erfüllen, an die Maske angepasst werden kann (Bild 5.13).

A Spektrum eines Impulse-Radio UWB-Signals

Im Folgenden wird aus (3.18) auf S. 57 das LDS eines allgemeinen IR-UWB-Signals hergeleitet. Für stochastische Prozesse berechnet sich das LDS als die Fouriertransformierte der AKF. Da $s(t)$ jedoch weder stationär noch schwach stationär ist, ergibt sich für die AKF $\varphi_{ss}(t, \tau) = E\{s(t)s(t + \tau)\}$ eine Abhängigkeit sowohl von der Zeitdifferenz τ als auch vom absoluten Zeitpunkt t . Es kann jedoch gezeigt werden, dass $s(t)$ (schwach) zyklstationär [25] ist und $\varphi_{ss}(t, \tau)$ in der Variable t eine Periode der Länge T besitzt. Man erhält das mittlere LDS als Fouriertransformierte der über T gemittelten AKF.

Die periodische AKF $\varphi_{ss}(t, \tau)$ berechnet sich wie folgt:

$$\begin{aligned}\varphi_{ss}(t, \tau) &= E\{s(t)s(t + \tau)\} \\ &= \sum_{k, \ell=0}^1 \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} E\{\alpha_{k, n} \alpha_{\ell, m} p_k(t - nT - \theta_n) \\ &\quad \cdot p_\ell(t + \tau - mT - \theta_m)\}.\end{aligned}$$

Da die Datensymbole unabhängig vom TH-Code sind, folgt

$$\begin{aligned}\varphi_{ss}(t, \tau) &= \sum_{k, \ell=0}^1 \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} E\{\alpha_{k, n} \alpha_{\ell, m}\} \\ &\quad \cdot E\{p_k(t - nT - \theta_n) p_\ell(t + \tau - mT - \theta_m)\}.\end{aligned}$$

Unter der Annahme ideal quellencodierter Daten folgt:

$$\begin{aligned}E\{\alpha_{0, n}\} &= E\{\alpha_{1, n}\} = \frac{1}{2} \\ E\{\alpha_{0, n} \cdot \alpha_{0, m}\} &= E\{\alpha_{1, n} \cdot \alpha_{1, m}\} = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{für } n = m \\ \frac{1}{4} & \text{sonst} \end{cases} \\ E\{\alpha_{0, n} \cdot \alpha_{1, m}\} &= \begin{cases} 0 & \text{für } n = m \\ \frac{1}{4} & \text{sonst} \end{cases},\end{aligned}\tag{A.1}$$

wobei $E\{x\}$ den Erwartungswert einer Zufallsvariablen x bezeichnet.

Aus (A.1) ist ersichtlich, dass die vier Fälle $(k=\ell, m=n)$, $(k=\ell, m\neq n)$, $(k\neq\ell, m=n)$ und $(k\neq\ell, m\neq n)$ unterschieden werden müssen:

$$\begin{aligned}\varphi_{ss}(t,\tau) &= \frac{1}{2} \sum_{\ell=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{p_{\ell}(t-nT-\theta_n) p_{\ell}(t+\tau-nT-\theta_n)\} \\ &+ \frac{1}{4} \sum_{\ell=0}^1 \sum_{\substack{n,m=-\infty \\ n\neq m}}^{\infty} E\{p_{\ell}(t-nT-\theta_n)\} E\{p_{\ell}(t+\tau-mT-\theta_m)\} \\ &+ \frac{1}{4} \sum_{\substack{n,m=-\infty \\ n\neq m}}^{\infty} E\{p_0(t-nT-\theta_n)\} \cdot E\{p_1(t+\tau-mT-\theta_m)\} \\ &+ \frac{1}{4} \sum_{\substack{n,m=-\infty \\ n\neq m}}^{\infty} E\{p_1(t-nT-\theta_n)\} \cdot E\{p_0(t+\tau-mT-\theta_m)\} \\ &= \varphi_{ss,1}(t,\tau) + \varphi_{ss,2}(t,\tau) - \varphi_{ss,3}(t,\tau)\end{aligned}$$

mit

$$\begin{aligned}\varphi_{ss,1}(t,\tau) &= \frac{1}{2} \sum_{\ell=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{p_{\ell}(t-nT-\theta_n) p_{\ell}(t+\tau-nT-\theta_n)\} \\ \varphi_{ss,2}(t,\tau) &= \frac{1}{4} \sum_{\ell,k=0}^1 \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{p_{\ell}(t-nT-\theta_n)\} \right. \\ &\quad \left. \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\{p_k(t+\tau-mT-\theta_m)\} \right] \\ \varphi_{ss,3}(t,\tau) &= \frac{1}{4} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{p_{\ell}(t-nT-\theta_n) E\{p_k(t+\tau-nT-\theta_n)\}.\end{aligned}$$

Da θ stationär ist, kann im Folgenden auf die Indizes m und n verzichtet werden. Die Terme $\varphi_{ss,1}(t,\tau)$, $\varphi_{ss,2}(t,\tau)$ und $\varphi_{ss,3}(t,\tau)$ werden zunächst einzeln berechnet.

Berechnung des mittleren $\varphi_{ss,1}(t,\tau)$

Um das mittlere $\varphi_{ss,1}(t,\tau)$ zu erhalten, wird $\varphi_{ss,1}(t,\tau)$ zunächst fouriertransformiert, im Frequenzbereich umgeformt und schließlich in den Zeitbereich zurück-

transformiert. Im Gegensatz zur späteren Berechnung des mittleren LDS wird jedoch nicht nach τ , sondern nach t transformiert. Für $\varphi_{ss,1}(t,\tau)$ folgt:

$$\begin{aligned}\varphi_{ss,1}(t,\tau) &= \frac{1}{2} \sum_{\ell=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{[p_{\ell}(t-\theta) p_{\ell}(t+\tau-\theta)] * \delta(t-nT)\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{\ell=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} p_{\ell}(t-\theta) p_{\ell}(t+\tau-\theta) q(\theta) d\theta \right] * \delta(t-nT),\end{aligned}$$

wobei $q(t)$ die Dichte der Zufallsvariablen θ darstellt. Mit der Hilfsfunktion $v_{\ell}(t,\tau) = p_{\ell}(t) p_{\ell}(t+\tau)$ erhält man

$$\begin{aligned}\varphi_{ss,1}(t,\tau) &= \frac{1}{2} \sum_{\ell=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_{\ell}(t,\tau) * q(t) * \delta(t-nT) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{\ell=0}^1 \mathcal{F}^{-1} \left\{ V_{\ell}(f,\tau) Q(f) \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \right\} \\ &= \frac{1}{2T} \sum_{\ell=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathcal{F}^{-1} \left\{ V_{\ell}\left(\frac{n}{T},\tau\right) Q\left(\frac{n}{T}\right) \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \right\} \\ &= \frac{1}{2T} \sum_{\ell=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_{\ell}\left(\frac{n}{T},\tau\right) Q\left(\frac{n}{T}\right) \exp\left(j2\pi \frac{n}{T}t\right),\end{aligned}$$

wobei \mathcal{F}^{-1} die inverse Fouriertransformation symbolisiert und Großbuchstaben für die Fouriertransformierten der betreffenden Kleinbuchstaben stehen. $Q^*(f)$, welches sowohl als die konjugiert Komplexe der Fouriertransformation einer Dichte als auch als die inverse Fouriertransformation einer Dichte interpretiert werden kann, entspricht der *charakteristischen Funktion* der Verteilung von θ . Da

$$\int_0^T \exp\left(j2\pi \frac{n}{T}t\right) dt = \begin{cases} 0 & \text{für } n \in \mathbb{Z} \setminus \{0\} \\ T & \text{für } n = 0 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

und für alle charakteristische Funktionen $Q^*(0) = 1$ gilt (siehe S. 59), lässt sich die über eine Periode T gemittelte AKF $\bar{\varphi}_{ss,1}(t)$ darstellen als

$$\begin{aligned}\bar{\varphi}_{ss,1}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T \varphi_{ss,1}(t, \tau) dt = \frac{1}{2T} \sum_{k=0}^1 V_k(0, \tau) Q(0) \\ &= \frac{1}{2T} \sum_{k=0}^1 \int_{-\infty}^{\infty} p_k(t) p_k(t + \tau) dt.\end{aligned}\tag{A.3}$$

Berechnung des mittleren $\varphi_{ss,2}(t, \tau)$

Zur Berechnung von $\varphi_{ss,2}(t, \tau)$ können ähnliche Umformungen im Frequenzbereich wie bei der Berechnung von $\varphi_{ss,1}(t, \tau)$ verwendet werden. Für $\varphi_{ss,2}(t, \tau)$ folgt:

$$\begin{aligned}\varphi_{ss,2}(t, \tau) &= \frac{1}{4} \sum_{\ell, k=0}^1 \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} E\{p_\ell(t - \theta)\} * \delta(t - nT) \right. \\ &\quad \cdot \left. \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\{p_k(t + \tau - \theta)\} * \delta(t - mT) \right] \\ &= \frac{1}{4} \sum_{\ell, k=0}^1 \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_\ell(t - \theta) q(\theta) d\theta * \delta(t - nT) \right. \\ &\quad \cdot \left. \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_k(t + \tau - \theta) q(\theta) d\theta * \delta(t - mT) \right] \\ &= \frac{1}{4} \sum_{\ell, k=0}^1 \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} [p_\ell * q](t) * \delta(t - nT) \right. \\ &\quad \cdot \left. \sum_{m=-\infty}^{\infty} [p_k * q](t + \tau) * \delta(t - mT) \right]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell,k=0}^1 \mathcal{F}^{-1} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{\ell}(f) Q(f) \delta \left(f - \frac{n}{T} \right) \right. \\
&\quad \left. * \sum_{m=-\infty}^{\infty} P_k(f) Q(f) \delta \left(f - \frac{m}{T} \right) \exp(j2\pi\tau f) \right\} \\
&= \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell,k=0}^1 \mathcal{F}^{-1} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{\ell} \left(\frac{n}{T} \right) Q \left(\frac{n}{T} \right) \delta \left(f - \frac{n}{T} \right) \right. \\
&\quad \left. * \sum_{m=-\infty}^{\infty} P_k \left(\frac{m}{T} \right) Q \left(\frac{m}{T} \right) \delta \left(f - \frac{m}{T} \right) \exp \left(j2\pi\tau \frac{m}{T} \right) \right\} \\
&= \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell,k=0}^1 \mathcal{F}^{-1} \left\{ \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} P_{\ell} \left(\frac{n}{T} \right) Q \left(\frac{n}{T} \right) P_k \left(\frac{m}{T} \right) Q \left(\frac{m}{T} \right) \right. \\
&\quad \left. \cdot \exp \left(j2\pi\tau \frac{m}{T} \right) \delta \left(f - \frac{n+m}{T} \right) \right\} \\
&= \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} P_{\ell} \left(\frac{n}{T} \right) Q \left(\frac{n}{T} \right) P_k \left(\frac{m}{T} \right) Q \left(\frac{m}{T} \right) \\
&\quad \cdot \exp \left(j2\pi\tau \frac{m}{T} \right) \exp \left(j2\pi \frac{n+m}{T} t \right).
\end{aligned}$$

Mit (A.2) folgt

$$\begin{aligned}
\bar{\varphi}_{ss,2}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T \varphi_{ss,2}(t,\tau) dt \\
&= \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{\ell} \left(\frac{n}{T} \right) Q \left(\frac{n}{T} \right) P_k \left(-\frac{n}{T} \right) Q \left(-\frac{n}{T} \right) \exp \left(-j2\pi\tau \frac{n}{T} \right).
\end{aligned}$$

Da $P_k(f)$ und $Q(f)$ die Fouriertransformierten reeller Funktionen sind, gilt

$$P_k(-f) = P_k^*(f) \quad \text{und} \quad Q(-f) = Q^*(f).$$

Für die mittlere AKF folgt somit

$$\bar{\varphi}_{ss,2}(\tau) = \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{\ell} \left(\frac{n}{T} \right) P_k^* \left(\frac{n}{T} \right) \left| Q \left(\frac{n}{T} \right) \right|^2 \exp \left(-j2\pi\tau \frac{n}{T} \right). \quad (\text{A.4})$$

Berechnung des mittleren $\varphi_{ss,3}(t,\tau)$

$\varphi_{ss,3}(t,\tau)$ kann zunächst nicht signifikant vereinfacht werden:

$$\begin{aligned} \varphi_{ss,3}(t,\tau) &= \frac{1}{4} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [E\{p_{\ell}(t-\theta)\} \cdot E\{p_k(t+\tau-\theta)\}] * \delta(t-nT) \\ &= \frac{1}{4} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{[p_{\ell}(t) * q(\theta)](t) \cdot [p_k * q](t+\tau)\} * \delta(t-nT) \end{aligned}$$

Daraus folgt:

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_{ss,3}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T \varphi_{ss,3}(t,\tau) dt \\ &= \frac{1}{4T} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^T [p_{\ell} * q](t-nT) \cdot [p_k * q](t+\tau-nT) dt. \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Berechnung des mittleren LDS

Für die AKF ergibt sich aus den drei Teiltermen (A.3) bis (A.5)

$$\bar{\varphi}_{ss}(\tau) = \bar{\varphi}_{ss,1}(\tau) + \bar{\varphi}_{ss,2}(\tau) - \bar{\varphi}_{ss,3}(\tau)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2T} \sum_{k=0}^1 \int_{-\infty}^{\infty} p_k(t) p_k(t + \tau) dt \\
&\quad + \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell, k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{\ell} \left(\frac{n}{T} \right) P_k^* \left(\frac{n}{T} \right) \left| Q \left(\frac{n}{T} \right) \right|^2 \exp \left(-j2\pi\tau \frac{n}{T} \right) \\
&\quad - \frac{1}{4T} \sum_{\ell, k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^T [p_{\ell}(t) * q(t)](t - nT) \\
&\quad \cdot [p_k(t) * q(t)](t + \tau - nT) dt.
\end{aligned}$$

Das mittlere Leistungsdichtespektrum $\bar{\Phi}_{ss}(f)$ von $s(t)$ erhält man durch Fouriertransformation von $\bar{\varphi}_{ss}(\tau)$ bzgl. τ :

$$\bar{\Phi}_{ss}(f) = \mathcal{F}\{\bar{\varphi}_{ss}(\tau)\} = \bar{\Phi}_{ss,1}(f) + \bar{\Phi}_{ss,2}(f) - \bar{\Phi}_{ss,3}(f).$$

Die LDS der ersten beiden Terme ergeben sich direkt:

$$\bar{\Phi}_{ss,1}(f) = \frac{1}{2T} \sum_{k=0}^1 |P_k(f)|^2$$

$$\bar{\Phi}_{ss,2}(f) = \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell, k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_{\ell} \left(\frac{n}{T} \right) P_k^* \left(\frac{n}{T} \right) \left| Q \left(\frac{n}{T} \right) \right|^2 \delta \left(f - \frac{n}{T} \right).$$

$\bar{\Phi}_{ss,3}(f)$ berechnet sich folgendermaßen:

$$\begin{aligned}
\bar{\Phi}_{ss,3}(f) &= \frac{1}{4T} \sum_{\ell, k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^T [p_{\ell} * q](t - nT) \\
&\quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} [p_k * q](t + \tau - nT) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau dt \\
&= \frac{1}{4T} \sum_{\ell, k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^T [p_{\ell} * q](t - nT) P_k(f) Q(f) \\
&\quad \cdot \exp[j2\pi(t - nT)f] dt.
\end{aligned}$$

Mit Hilfe der Substitution

$$u = -t + nT \quad \frac{du}{dt} = -1$$

ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \bar{\Phi}_{ss,3}(f) &= -\frac{1}{4T} \sum_{\ell,k=0}^1 P_k(f) Q(f) \\
 &\quad \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{nT}^{nT-T} [p_\ell * q](-u) \exp[-j2\pi u f] du \\
 &= \frac{1}{4T} \sum_{\ell,k=0}^1 P_k(f) Q(f) \int_{-\infty}^{\infty} [p_\ell * q](-u) \exp[-j2\pi u f] du \\
 &= \frac{1}{4T} \sum_{\ell,k=0}^1 P_k(f) P_\ell^*(f) |Q(f)|^2.
 \end{aligned}$$

Für das mittlere LDS eines allgemeinen IR-UWB-Signals folgt schließlich

$$\begin{aligned}
 \bar{\Phi}_{ss}(f) &= \frac{1}{4T^2} \sum_{\ell,k=0}^1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_\ell\left(\frac{n}{T}\right) P_k^*\left(\frac{n}{T}\right) \left|Q\left(\frac{n}{T}\right)\right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \\
 &\quad + \frac{1}{2T} \sum_{k=0}^1 |P_k(f)|^2 - \frac{1}{4T} \sum_{\ell,k=0}^1 P_k(f) P_\ell^*(f) |Q(f)|^2.
 \end{aligned}$$

Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

Abkürzungen

AKF	Autokorrelationsfunktion	40
AWGN	Additives weißes gaußsches Rauschen	3
BER	Bitfehlerrate (Bit Error Rate)	3
FCC	Federal Communications Commission	5
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers	9
IR-UWB	Impulse-Radio-UWB	3
ISI	Intersymbol-Interferenz	22
LDS	Leistungsdichtespektrum	2
LOS	Sichtverbindung (Line of Sight)	11
MAI	Störungen durch Mehrfachzugriff (Multiple Access Interference)	21
NLOS	Keine Sichtverbindung (Non Line of Sight)	11
OOK	On/Off-Keying	18
PAM	Pulsamplitudenmodulation	19
PPM	Pulspositionsmodulation	20
PSD	positiv semidefinit	59
SIR	Signal-zu-Störverhältnis (Signal-to-Interference Ratio)	45
SNR	Signal-zu-Rauschverhältnis (Signal-to-Noise Ratio)	75
UWB	Ultra-Wideband	1
TH-Code	Time-Hopping-Code	21

Notation und Formelzeichen

$(\cdot)^*$	Konjugiert komplexe Zahl des Arguments	58
$(\cdot)^T$	Transponierte eines Vektors oder einer Matrix	105
$(\cdot)^H$	Hermiteische eines Vektors oder einer Matrix	59
$\mathbf{M} \succeq 0$	Matrix \mathbf{M} ist PSD	107
$\mathbf{0}_{M,N}$	Matrix mit Nullen der Dimension $M \times N$	89
$\mathbf{1}_{M,N}$	Matrix mit Einsen der Dimension $M \times N$	112
$(\cdot)_N$	Argument bezieht sich auf den Nutzer	45

$(\cdot)_S$	Argument bezieht sich auf den Störer	45
$f * g$	Faltung zwischen f und g	47
$\langle x(t) y(t) \rangle$	inneres Produkt der Funktionen $x(t)$ und $y(t)$	27
$\ x(t)\ $	L^2 -Norm der Funktion $x(t)$	27
a	Schwellwert der Amplitude	41
a	Koeffizienten der Fourierreihendarstellung des Spektrums	103
A	Matrix mit den Integrationsergebnissen der Kanalschätzung	33
$\alpha_{0,n}, \alpha_{1,n}$	Modellierung binärer, stochastischer Daten	23
$b(t)$	Modifizierte Störfunktion	84
b		109
B	Matrix mit den Integrationsergebnissen eines Datensymbols	34
c_1, c_2, \mathbf{c}_3	Konstanten zur Spektrumsoptimierung	105
$c(t)$	Modifiziertes Template	82
c_n^f	Koeffizienten der Fourierreihennäherung einer reellen Funktion $f(t)$	80
\hat{c}_n^f	Koeffizienten der Fourierreihennäherung einer komplexen Funktion $f(t)$	82
c	Minimierungsvektor zur Spektrumsoptimierung	109
C_k	Matrix mit den aktiven Integratoren bezüglich des Datensymbols k	71
d_0, d_1	Konstanten im Markov-Lukacs-Theorem	86
D_k	Matrix mit den sortierten aktiven Integratoren bezüglich des Datensymbols k	71
δ	Maß für die Korrelation der Pulse	26
δ_{mn}	Kronecker-Symbol	117
$\delta(t)$	Dirac-Stoß	58
Δ	Verschiebung bei PPM	20
Δ_{opt}	Optimale Verschiebung bei PPM in AWGN	29
$\text{erfc}(x)$	Komplementäre Fehler-Funktion	26
E_b	Bitenergie	18
E_p	Pulsenergie	18

$E[x]$	Erwartungswert einer Zufallsvariablen x	135
\mathbf{E}	Nebenbedingungsmatrix bei der Spektrumsoptimierung	109
ϵ	relativer quadratischer Fehler des Spektrum zur Frequenzmaske	105
η	relative Leistung eines Pulses bezogen auf die Frequenzmaske	16
f_g	Grenzfrequenz zur Optimierung der Frequenzmaske	16
$[f_{0,k}, f_{1,k}]$	Gültigkeitsbereich der Nebenbedingungen aus Gl. (5.13)	115
$\tilde{f}(t)$	Fourierreihennäherung einer Funktion $f(t)$	80
$\mathcal{F}\{f(t)\}$	Fouriertransformierte von $f(t)$	16
$\mathcal{F}^{-1}\{F(f)\}$	Inverse Fouriertransformierte von $F(f)$	136
f_x	Dichte einer Zufallsvariablen x	47
$f_{ x }$	Dichte des Betrags einer Zufallsvariablen x	47
F_0	Integrationsbandbreite der Frequenzmaske	7
\mathbf{F}_k	PSD Matrix als Nebenbedingung	109
H	Anzahl der Symbole zur Synchronisation und Kanalschätzung	33
$I(x)$	Intervall, in dem a überschritten wird, als Funktion der Variable x	49
\mathbf{I}_M	Einheitsmatrix der Größe $M \times M$	107
$k(t)$	Korrelationsfunktion am Empfänger	46
K	Größe des Symbolalphabets	34
κ	Koeffizienten der frequenzabhängigen Nebenbedingungen	125
L	Anzahl der aktiven Integratoren	34
M	Anzahl der Fourier-/Polynomkoeffizienten	80
μ_m	Amplitude des m -ten Pulses eines Symbolpulses	102
N	Anzahl der Pulse pro Symbol	18
N_h	Anzahl der Zeitschlitze des TH-Codes	22
N_0	Zweiseitige Rauschleistungsdichte	26
$\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$	Normalverteilung mit dem Mittelwert μ und der Varianz σ^2	10

ν	Koeffizienten des Pulsspektrums	127
O	Anzahl der Integratoren im Empfänger	31
$p(t)$	Pulsform	13
$p_a(t)$	Symbolpuls	102
$p_e(t)$	Pulsform im Empfänger	15
$p_k(t)$	Pulsform im Kanal	15
$p_s(t)$	Pulsform im Sender	14
$p_0(t), p_1(t)$	Pulsform für das Symbol 0 bzw. 1	18
$p_T(t)$	Pulsform des Templates	25
$p_{T,0}(t)$	Optimales Template in AWGN	27
$p_{T,opt}(t)$	Optimales Template in MAI	89
$P(f)$	Fouriertransformierte einer Pulsform $p(t)$	136
P	Anzahl der zur Störunterdrückung ignorierten Pulse	71
$\mathcal{P}(x)$	Wahrscheinlichkeit eines Ereignisses x	41
$\phi_n(t)$	komplexe Basisfunktionen der Fourierreihe	80
$\phi'_n(t)$	reelle Basisfunktionen der Fourierreihe	103
φ_{xx}	AKF des Signals x	103, 134
$\bar{\varphi}_{xx}$	Mittlere AKF des Signals x	137
Φ_{xx}	LDS des Signals x	16
$\bar{\Phi}_{xx}$	Mittleres LDS des Signals x	58
$q(t)$	Dichte von θ_n	136
q_n	Koeffizient im Satz von Markov-Lukacs	85
Q_n	Modifizierte Koeffizienten im Satz von Markov-Lukacs	87
$Q(f)$	Fouriertransformierte der Dichte $f_\theta(t)$	136
$r(t)$	Empfangssignal	46
r_n	Koeffizient im Satz von Markov-Lukacs	85
$\text{rect}_T(t)$	Rechteckfunktion der Breite T	82
$R(f)$	Komplexe Funktion in Satz (3)	107
R_n	Modifizierte Koeffizienten im Satz von Markov-Lukacs	88
$\Re\{z\}$	Realteil von z	80
ρ	Maß für das Verhältnis aus SNR und SIR im Kanal	76
ρ_0	Vergleichswert für ρ	76

S	Anzahl der Störer	52
S_h^m	Ergebnis des m -ten Integrators während der Kanalschätzung	33
S_d^k	Ergebnis der Schätzung des k -ten Symbols	35
\hat{S}_d^k	Ergebnis der Schätzung des k -ten Symbols mit Störunterdrückung	71
$S_a(f)$	Spektrum des Symbolpulses	103
$S_d(f)$	Spektrum der Frequenzmaske	16
t_0, t_1	Start- und Endpunkt des Intervalls $I(x)$	89
T	Nomineller Pulsabstand, Framedauer	18
T_a	Abstand der Pulse innerhalb eines Symbolpulses	102
T_c	Zeitspanne, in der $p_T(t)$ ungleich Null ist	82
T_h	Quantisierung des TH-Codes	22
T_p	Pulslänge	16
T_I	Integrationszeit	31
T_S	Abtastzeit	70
T_T	Periode der Fourierreihe	80
T_0	Zeitspanne, in der der Schwellwert a überschritten wird	42
τ_0	Zeitkonstante der Pulsform	14
$\tau_1(i, j)$		32
$\tau_2(i, j)$		32
θ_n	Stochastische Verschiebung durch den TH-Code für das n -te Symbol	45
θ_D	$\theta_N - \theta_S$	46
V_x	Verteilungsfunktion einer Zufallsvariablen x	47
$V_{ x }$	Verteilungsfunktion des Betrags einer Zufallsvariablen x	47
$x(t)$	Spreizsequenz	102
\mathbf{x}	Optimierungsvektor	90

Literaturverzeichnis

- [1] *IEEE 802.15 WPAN High Rate Alternative PHY Task Group 3a (TG3a)*. [Online]. www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html.
- [2] *MATLAB[®] Optimization Toolbox 3*. Produktbeschreibung. The MathWorks, Inc., 3 Apple Hill Drive, Natick, MA, USA; [Online] Verfügbar auf www.mathworks.com/products/optimization.
- [3] *PulsON[®] Technology Overview*. Produktbeschreibung. Time Domain Corporation, 7057 Old Madison Pike, Huntsville, AL 35806, USA; ; [Online] Verfügbar auf www.timedomain.com.
- [4] *3rd Generation Partnership Project Technical Spec.25 series (Radio Access)*. 3GPP, Dez. 2004. Ver. 6.X.X. [Online] Verfügbar auf www.3gpp.org.
- [5] J. Bellorado, S. Ghassemzadeh, L. Greenstein, T. Sveinsson und V. Tarokh: *Coexistence of Ultra-Wideband Systems with IEEE-802.11 a Wireless LANs*. In: *IEEE GLOBECOM*, Bd. 1, S. 410 – 414, Dez. 2003.
- [6] C. R. Berger: *Spektrumformung von Ultra-Wide-Band (UWB)-Systemen durch optimierte Pulssequenzen*. Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, Institut für Nachrichtentechnik, Apr. 2005.
- [7] C. R. Berger, M. Eisenacher, H. Jäkel und F. Jondral: *Pulseshaping in UWB Systems Using Semidefinite Programming with Non-Constant Upper Bounds*. In: *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, Sep. 2006.
- [8] D. Burgkhardt: *Wavelet-Pakete als orthonormale Basis zur Pulsformung in UWB-Systemen*. Studienarbeit, Universität Karlsruhe (TH), Institut für Nachrichtentechnik, Mai 2005.
- [9] D. Cassioli und F. Mazzenga: *Spectral Analysis of UWB Multiple Access Schemes Using Random Scrambling*. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Bd. 3, Nr. 5, S. 1637 – 1647, Sep. 2004.
- [10] D. Cassioli, M. Win und A. F. Molisch: *A Statistical Model for the UWB Indoor Channel*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 2, Mai 2001.
- [11] S. Chaillou, J. Boutros und C. A. Nour: *Efficient Iterative Decoding of Impulse Radio based on Energy Detection*. In: *International Workshop on UWB Technologies*, S. 67–71, Dez. 2005.
- [12] Y.-L. Chao und R. A. Scholtz: *Optimal and Suboptimal Receivers for Ultra-Wideband Transmitted Reference Systems*. In: *IEEE Globecom*, Bd. 2, S. 759 – 763, Dez. 2003.

- [13] T. N. Davidson, Z.-Q. Luo und J. F. Sturm: *LMI Formulation of Spectral Mask Constraints with Applications to FIR Filter Design*. IEEE Transactions on Signal Processing, Bd. 50, Nr. 11, S. 2702–2715, Nov. 2002.
- [14] T. N. Davidson, Z.-Q. Luo und K. M. Wong: *Design of Orthogonal Pulse Shapes for Communications via Semidefinite Programming*. IEEE Transactions on Signal Processing, Bd. 48, Nr. 5, S. 1433 – 1445, Mai 2000.
- [15] T. N. Davidson und J. F. Sturm: *A "Primal" Positive Real Lemma for FIR Systems, with Applications to Filter Design and Spectral Factorization*. Techn. Ber., Communications Research Laboratory, McMaster University, Hamilton, Canada, Feb. 2000.
- [16] A.-L. Deleuze, C. J. Le Martret und P. Ciblat: *Time-Hopping Code Characterization for Multiuser Interference Mitigation in Ultra Wide Band Impulse Radio*. In: *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Bd. 1, S. 617 – 621, Nov. 2004.
- [17] M. D'Souza und A. Postula: *Novel Ultra-Wideband Pulse Spectrum Modulation Scheme*. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, S. 240 – 244, Nov. 2003.
- [18] G. Durisi und S. Benedetto: *Performance Evaluation and Comparison of Different Modulation Schemes for UWB Multiaccess Systems*. In: *IEEE International Conference on Communications*, Bd. 3, S. 2187 – 2191, Mai 2003.
- [19] G. Durisi und G. Romano: *On the Validity of Gaussian Approximation to Characterize the Multiuser Capacity of UWB TH PPM*. In: *Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, S. 157 – 161, Mai 2002.
- [20] M. Eisenacher, H. Jäkel und F. Jondral: *Low-Complexity Interference Suppression for Non-Coherent Ultra-Wideband Systems*. In: *IST Mobile & Wireless Communication Summit*, Juni 2006.
- [21] Electronic Communications Committee: *ECC Decision on the Harmonised Conditions for the Use of UWB Devices below 10.6 GHz*. 11. ECC TG3 Meeting, Sep. 2005. Draft.
- [22] Federal Communications Commission: *Technical Requirements for Indoor UWB Systems*. In: *Code of Federal Regulations*, Nr. 47 §15.517. National Archives and Records Administration, Okt. 2002.
- [23] Federal Communications Commission: *Second Report and Order and Second Memorandum Opinion and Order*. In: *04-285*. Dez. 2004.
- [24] R. Fisher, R. Kohno, H. Ogawa, H. Zhang, K. Takizawa, M. M. Laughlin und M. Welborn: *DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a*. [Online], Juli 2004. Verfügbar auf www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html.
- [25] W. A. Gardner (Hrsg.): *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing*. IEEE Press, 1994.

- [26] M. Ghavami, L. Michael, S. Haruyama und R. Kohno: *A Novel UWB Pulse Shape Modulation System*. Kluwer Wireless Personal Communications Journal, Bd. 23, Nr. 1, S. 105–120, Okt. 2002.
- [27] M. Ghavami, L. B. Michael und R. Kohno: *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. John Wiley & Sons, 2004.
- [28] A. C. Gordillo, G. T. F. de Abreu und R. Kohno: *Band-Limited Frequency Efficient Orthogonal Pulse Shape Modulation for UWB Communications*. In: *Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, S. 498–502, 2004.
- [29] S. Hanna: *Ultra-Wideband Developments within ITU-R Task Group 1/8*. In: *International Workshop on UWB Technologies*, S. 3–7, Dez. 2005.
- [30] J. R. Hoffman, M. G. Cotton, R. J. Achatz, R. N. Statz und R. A. Dalke: *Measurements to Determine Potential Interference to GPS Receivers from Ultrawideband Transmission Systems*. NTIA Report 01-384, U.S. Department of Commerce, Feb. 2001.
- [31] B. Hu und N. C. Beaulieu: *Accurate Evaluation of Multiple-Access Performance in TH-PPM and TH-BPSK UWB Systems*. IEEE Transactions on Communications, Bd. 52, Nr. 10, S. 1758–1766, Okt. 2004.
- [32] E. Hänsler: *Statistische Signale*. Springer Verlag, 2. Aufl., 1997.
- [33] IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs): *Channel Modeling Sub-committee Report Final*. Techn. Ber. IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, Dez. 2002.
- [34] H. Jäkel und M. Eisenacher: *Impulsbasierte UWB-Systeme – ein Überblick*. Telekommunikation Aktuell, Januar - März 2006.
- [35] W. A. Kissick: *The Temporal and Spectral Characteristics of Ultrawideband Signals*. NTIA Report 01-383, U.S. Department of Commerce, Jan. 2001.
- [36] C. Klöck, H. Jäkel und F. Jondral: *Auction Sequence as a New Resource Allocation Mechanism*. In: *Vehicular Technology Conference 05 Fall*, Sep. 2005.
- [37] C. J. Le Martret und G. B. Giannakis: *All-Digital Impulse Radio with Multiuser Detection for Wireless Cellular Systems*. IEEE Transactions on Communications, Bd. 50, Nr. 9, S. 1440 – 1450, Sep. 2002.
- [38] N. Lehmann: *Approaches for Ultra-Wide Bandwidth Data Transmission*. Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, Institut für Nachrichtentechnik, Mai 2003.
- [39] N. Lehmann: *The Power Spectral Density of a Time Hopping UWB Signal: a Survey*. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, S. 234 – 239, Nov. 2003.
- [40] Q. Li und L. A. Rusch: *Multiuser Detection for DS-CDMA UWB in the Home Environment*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Bd. 20, Nr. 9, S. 1701 – 1711, Dez. 2002.

- [41] F. Lukacs: *Verschärfung des ersten Mittelwertsatzes der Integralrechnung für rationale Polynome*. Mathematische Zeitschrift, Bd. 2, S. 295–305, 1918.
- [42] X. Luo, L. Yang und G. Giannakis: *Designing Optimal Pulse-Shapers for Ultra-Wideband Radios*. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, S. 349–353, Nov. 2003.
- [43] M. McHenry und D. McCloskey: *New York City Spectrum Occupancy Measurements September 2004*. Techn. Ber., Shared Spectrum Company, 8133 Leesburg Pike, Suite 220, Vienna, VA, USA, Dez. 2004.
- [44] J. Mitola III: *Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications*. IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communication, S. 3–10, November 1999.
- [45] M. Mittelbach, C. Muller, D. Ferger und A. Finger: *Study of Coexistence between UWB and Narrowband Cellular Systems*. In: *Joint International Workshop on Ultra Wideband Systems & Conference on Ultrawideband Systems and Technologies*, S. 40–44, Mai 2004.
- [46] MultiBand OFDM Alliance SIG: *MultiBand OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*. [Online], Sep. 2004. Verfügbar auf www.multibandofdm.org.
- [47] C. Müller, S. Zeisberg, H. Seidel und A. Finger: *Spreading Properties of Time Hopping Codes in Ultra Wideband Systems*. In: *IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Bd. 1, S. 64 – 67, Sep. 2002.
- [48] I. Oppermann, M. Hämäläinen und J. Iinatti (Hrsg.): *UWB Theory and Applications*. John Wiley & Sons, 2004.
- [49] A. Papoulis: *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, New York, 1991.
- [50] B. Parr, B. Cho, K. Wallace und Z. Ding: *A Novel Ultra-Wideband Pulse Design Algorithm*. IEEE Communications Letters, Bd. 7, Nr. 5, S. 219 – 221, Mai 2003.
- [51] J. G. Proakis: *Digital Communications*. Mc Graw-Hill, 4. Aufl., 2001.
- [52] F. Ramirez-Mireles: *On the Performance of Ultra-Wide-Band Signals in Gaussian Noise and Dense Multipath*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 50, Nr. 1,, Jan. 2001.
- [53] F. Ramirez-Mireles: *Error Probability of Ultra Wideband SSMA in a Dense Multipath Environment*. In: *Military Communications Conference*, Bd. 2, S. 1081 – 1084, Okt. 2002.
- [54] A. Rényi: *Wahrscheinlichkeitsrechnung*. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, 6. Aufl., 1979.

- [55] J. Romme und L. Piazzo: *On the Power Spectral Density of Time-Hopping Impulse Radio*. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, S. 241 – 244, Mai 2002.
- [56] A. Saleh und R. Valenzuela: *A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation*. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Bd. 5, Nr. 2, S. 128 – 137, Feb. 1987.
- [57] K. Schittkowski: *NLQPL: A FORTRAN-Subroutine Solving Constrained Nonlinear Programming Problems*. In: *Annals of Operations Research*, Bd. 5, S. 485–500. 1985.
- [58] M. Schmidt, H. Jäkel und F. Jondral: *Influence of the Amplitude Distribution to the Interference of UWB Signals on Radio Receivers*. In: *IEEE Globecom*, Bd. 6, S. 3794 – 3798, Nov. 2005.
- [59] M. Schmidt, H. Jäkel und F. Jondral: *Spectral Properties of Ultra Wideband Signals with General Time-Hopping Codes*. In: *IEEE Eurocon*, S. 124–127, Nov. 2005.
- [60] M. Schmidt, H. Jäkel und F. Jondral: *Suppression of Multi User Interference Between Unsynchronized Ultra Wideband Systems*. In: *International Workshop on UWB Technologies*, S. 207–211, Dez. 2005.
- [61] M. Schmidt und F. Jondral: *Ultra Wide Band Transmission based on MC-CDMA*. In: *IEEE Globecom*, Bd. 2, S. 749–753, Dez. 2003.
- [62] M. Schmidt und F. Jondral: *Verallgemeinertes UWB-OFDM*. *Frequenz, Zeitschrift für Telekommunikation*, Bd. 57, S. 179–184, September/Okttober 2003.
- [63] M. Schmidt, H. Jäkel und F. Jondral: *Untersuchung der Systematik des Störverhaltens ultrabreitbandiger Störsignalformen auf Funkempfänger*. Studie, Universität Karlsruhe, Institut für Nachrichtentechnik, Juli 2004. Eingangsdokument für das 3. ECC TG3 MEETING, Copenhagen, 23-25 August 2004 als Dokument TG3#3_12R0.
- [64] M. Schmidt, I. Martoyo, H. Jäkel und F. Jondral: *Theoretical Boundaries for Combined Information Estimation and Non Data-Aided Channel Estimation in UWB*. In: *IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, S. 82 – 86, Aug. 2004.
- [65] M. Schmidt, D. Simic und R. Moorfeld: *Low Complexity Low Data Rate UWB Devices – Architecture and Performance Comparison*. In: *14th IST Mobile & Wireless Communications Summit*, Juni 2005.
- [66] R. Scholtz: *Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation*. In: *Military Communications Conference*, Bd. 2, S. 447 – 450, 1993.
- [67] K. S. Shanmugan: *Estimating the Power Spectral Density of Ultra Wideband Signals*. In: *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, S. 124 – 128, Dez. 2002.

- [68] K. Siwiak und D. McKeown: *Ultra-Wideband Radio Technology*. John Wiley & Sons, 2004.
- [69] P. Spellucci: *Numerische Verfahren der nichtlinearen Optimierung*. Birkhäuser Verlag, 1993.
- [70] J. F. Sturm: *Using SeDuMi 1.02, a MATLAB[®] Toolbox for Optimization Over Symmetric Cones (Updated for Version 1.05)*. Department of Economics, Tilburg University, Tilburg, Die Niederlande, Okt. 2001. [Online] Verfügbar auf sedumi.mcmaster.ca.
- [71] J. Taylor: *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. CRC Press, 1994.
- [72] L. Vandenberghe und S. Boyd: *Semidefinite Programming*. SIAM Review, Bd. 38, S. 49–95, März 1996.
- [73] M. Weisenhorn und W. Hirt: *Novel Rate-Division Multiple-Access Scheme for UWB-Radio-Based Sensor Networks*. In: *International Zurich Seminar on Communications*, S. 76 – 81, 2004.
- [74] T. Weiss und F. K. Jondral: *Spectrum Pooling: An Innovative Strategy for the Enhancement of Spectrum Efficiency*. Communications Magazine, IEEE, Bd. 42, Nr. 3, S. 8 – 14, März 2004.
- [75] M. Z. Win, R. A. Scholtz und M. A. Barnes: *Ultra-Wide Bandwidth Signal Propagation for Indoor Wireless Communications*. In: *IEEE International Conference on Communications*, S. 56–60. IEEE, jun 1997.
- [76] S.-P. Wu, S. Boyd und L. Vandenberghe: *FIR Filter Design via Semidefinite Programming and Spectral Factorisation*. In: *35th IEEE Conference on Decision and Control*, Bd. 1, S. 271–276, Dez. 1996.
- [77] X. Wu, Z. Tian, T. N. Davidson und G. B. Giannakis: *Optimal Waveform Design for UWB Radios*. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Bd. 4, S. 521–524, Mai 2004.
- [78] Y. C. Yoon und R. Kohno: *Optimum Multi-User Detection in Ultra-Wideband (UWB) Multiple-Access Communication Systems*. In: *IEEE International Conference on Communications*, Bd. 2, S. 812 – 816, Apr. 2002.
- [79] H. Zhang und R. Kohno: *SSA Realization in UWB Multiple Access Systems Based on Prolate Spheroidal Wave Functions*. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Bd. 3, S. 1794 – 1799, März 2004.
- [80] F. Zhu, Z. Wu und C. R. Nassar: *Generalized Fading Channel Model with Application to UWB*. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2002.

Diplom-, Studien- und Bachelorarbeiten, Teamprojekte

- H.-C. Kessel: *Synchrones UWB-OFDM*
Bachelorarbeit, 09. April 2003
- N. Lehmann: *Approaches for Ultra-Wide Bandwidth Data Transmission*
Diplomarbeit, 15. Mai 2003
- H. Heimpel, A. Heinz,
T. Körtge: *Störungen durch ein UWB-Overlay-System*
Teamprojekt, 18. Februar 2004
- N. Gungl: *Multiple Access in Ultra-Wideband-Systemen*
Diplomarbeit, 05. Mai 2004
- D. Kazaniecki, A. Maier,
M. Porebska, Bo Sun: *Vergleich zwischen Bluetooth und Ultra-Wideband*
Teamprojekt, 16. Juli 2004
- A. Michael, C. Stive,
N. Constant, K. Seraphin: *Vergleich zwischen Bluetooth und Ultra-Wideband*
Teamprojekt, 20. Juli 2004
- M. Peter: *Multi-band OFDM für Ultra Wideband Übertragung*
Diplomarbeit, 01. Oktober 2004
- M. Grati: *Lokalisierung innerhalb eines Ultra-Wideband-Kommunikationssystems*
Studienarbeit, 11. Oktober 2004
- Y. Ellouze: *Interferenzen zwischen MB-OFDM Ultra-Wideband Systemen und Wireless LAN*
Studienarbeit, 31. Januar 2005
- C. Berger: *Spektrumformung von Ultra-Wideband (UWB)-Systemen durch optimierte Pulssequenzen*
Diplomarbeit, 30. April 2005
- D. Burgkhardt: *Wavelet-Pakete als orthonormale Basis zur Pulsformung in UWB-Systemen*
Studienarbeit, 09. Mai 2005

- G. Togkas: *Störwirkung konventioneller Systeme auf Ultra-Wideband (UWB)-Systeme*
Diplomarbeit, 13. Juli 2005
- P. Majewski, Y. Wang,
Z. Xu: *Wireless LAN 802.11 Familie*
Teamprojekt, 22. Juli 2005
- T. Körtge: *Implementierung und Analyse eines UWB-OFDM-Systems*
Diplomarbeit, 27. Oktober 2005
- M. Hauske: *Untersuchungen zur Kanalschätzung bei der UWB Übertragung*
Studienarbeit, 19. Januar 2006

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Michael Eisenacher, geb. Schmidt
Geburtsdatum	24. Oktober 1977
Geburtsort	Lauterbach (Hessen)
Staatsangehörigkeit	deutsch

Schulbildung

1984-1988	Mittelpunkt-Grundschule Engelrod
1988-1997	Alexander-von-Humboldt-Schule, Lauterbach

Studium und Berufsweg

1997-2002	Technische Universität Darmstadt, Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik mit Fachrichtung Nachrichtentechnik
seit 2002	Universität Karlsruhe (TH), Institut für Nachrichtentechnik, wissenschaftlicher Mitarbeiter