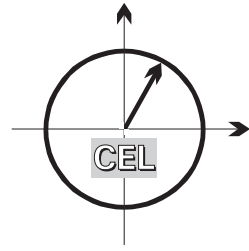


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie*



Hanns-Ulrich Dehner

■ **Interferenzuntersuchungen für inkohärente Multiband Ultra- Breitband (UWB) Übertragung**

■ Band 27

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik (CEL)
Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2012

Druck: E&B engelhardt und bauer, Druck und Verlag GmbH
Käppelestraße 10, 76131 Karlsruhe

ISSN: 1433-3821

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie**

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**
- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier
Modulares Software Defined Radio

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie**

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

- Band 10 Mustafa Mengüç Öner
Air Interface Identification for Software Radio Systems
- Band 11 Fatih Çapar
Dynamische Spektrumverwaltung und elektronische Echtzeitvermarktung 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
MIMO-Demonstrator basierend auf GSM-Komponenten
- Band 15 Piotr Rykaczewski
Quadratureempfänger für Software Defined Radios: Kompensation von Gleichlauffehlern
- Band 16 Michael Eisenacher
Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB)
- Band 17 Clemens Klöck
Auction-based Medium Access Control
- Band 18 Martin Henkel
Architektur eines DRM-Empfängers und Basisbandalgorithmen zur Frequenzakquisition und Kanalschätzung
- Band 19 Stefan Edinger
Mehrträgerverfahren mit dynamisch-adaptiver Modulation zur unterbrechungsfreien Datenübertragung in Störfällen

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie**

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

- Band 20 Volker Blaschke
Multiband Cognitive Radio-Systeme
- Band 21 Ulrich Berthold
Dynamic Spectrum Access using OFDM-based Overlay Systems
- Band 22 Sinja Brandes
Suppression of Mutual Interference in OFDM-based Overlay Systems
- Band 23 Christian Körner
Cognitive Radio - Kanalsegmentierung und Schätzung von Periodizitäten
- Band 24 Tobias Renk
Cooperative Communications: Network Design and Incremental Relaying
- Band 25 Dennis Burgkhardt
Dynamische Reallokation von spektralen Ressourcen in einem hierarchischen Auktionssystem
- Band 26 Stefan Nagel
Portable Waveform Development for Software Defined Radios
- Band 27 Hanns-Ulrich Dehner
Interferenzuntersuchungen für inkohärente Multiband Ultra-Breitband (UWB) Übertragung

Vorwort des Herausgebers

Als ultrabreitbandig wird ein Signal bezeichnet, das entweder eine absolute Bandbreite, die größer als 500 MHz ist, oder eine relative Bandbreite¹, die größer als 0,2 ist, besitzt. Im Englischen spricht man von Ultra Wide Band (UWB) Signalen. Die UWB Technik wird erfolgreich im Radar und für Sensornetze eingesetzt. Seit 2002 dürfen UWB Signale zur Kommunikation im Frequenzbereich zwischen 3,1 GHz und 10,6 GHz verwendet werden. Allerdings ist für UWB Signale die Einhaltung bestimmter Frequenzmasken, deren spezielle Ausgestaltung von der jeweils national zuständigen Regulierungsbehörde festgelegt wird, zwingend vorgeschrieben.

Die UWB Technik soll im Frequenzbereich 3,1 GHz bis 10,6 GHz als Underlay-technik genutzt werden und damit der Erhöhung der Effizienz der Spektrumsnutzung dienen, indem der Frequenzbereich doppelt, nämlich durch bereits vorhandene Systeme und zusätzlich durch das Underlaysystem, belegt wird. Die spektrale Leistungsdichte von UWB Signalen liegt dabei, vereinfacht ausgedrückt, unter $-41,3$ dBm/MHz. Die Freigabe des Frequenzbereichs 3,1 GHz bis 10,6 GHz für die UWB Übertragung hat zu mehreren Standardisierungsvorschlägen für UWB Systeme geführt. So hat zum Beispiel die IEEE 802.15.3a Arbeitsgruppe die Vorschläge Multiband - Orthogonal Frequency Division Multiplex (MB-OFDM-) UWB und Direct Sequence (DS-) UWB bearbeitet. Beide Aktivitäten wurden, wahrscheinlich wegen des in beiden Fällen notwendigen Einsatzes komplexer (und damit teurer) kohärenter Empfänger, eingestellt. Die vorliegende Dissertation favorisiert das Multi Band (MB-) UWB System, das inkohärente und damit einfacher zu implementierende Empfänger einsetzt.

Fragen der gegenseitigen Störungen zwischen bereits vorhandenen Signalen und UWB Signalen haben natürlich bei der Untersuchung von UWB Systemen von Anfang an eine wichtige Rolle gespielt. In der einschlägigen Literatur wird dazu im Wesentlichen der Einfluss, den UWB Systeme auf die bereits eingeführten Systeme nehmen, betrachtet. Für den Erfolg der UWB Technik ist jedoch die Beantwortung der Fragen, wie sich erstens Störungen durch eingeführte Systeme auf

¹Die relative Bandbreite ist das Verhältnis von absoluter Bandbreite zur Mittenfrequenz eines Signals.

UWB Systeme und zweitens wechselseitige Störungen von UWB Systemen auswirken, von essentieller Bedeutung. Die vorliegende Dissertation *Interferenzuntersuchungen für inkohärente Multiband Ultra-Breitband (UWB) Übertragung* von Hanns-Ulrich Dehner versucht, Antworten auf diese Fragen zu geben.

Die in der Arbeit enthaltenen Beiträge zum Fortschritt von Wissenschaft und Technik umfassen

- Eine ausführliche Analyse der Interferenzsituation von MIR-UWB Systemen
- Die statistische Untersuchung der Robustheit der Energiedetektion in MIR-UWB Systemen gegenüber Interferenzen einschließlich deren Verifizierung durch Simulationen
- Den Einsatz von Methoden der Bildverarbeitung zur Vermeidung bzw. Abschwächung von Störungen auf MIR-UWB Systeme
- Die Untersuchung des Teager-Kaiser Operators auf seine Brauchbarkeit zur Unterdrückung schmalbandiger Störungen

Karlsruhe, im Mai 2012

Friedrich Jondral

Interferenzuntersuchungen für inkohärente Multiband Ultra-Breitband (UWB) Übertragung

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Hanns-Ulrich Konrad Dehner

aus

Donzdorf

Tag der mündlichen Prüfung:

10.05.2012

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer.nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Klaus Witrisal

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) im Rahmen des von der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) geförderten Schwerpunktprogramms UKoLoS (Ultrabreitband-Funktechnik für Kommunikation, Lokalisierung und Sensorik). Mein ganz besonderer Dank gilt dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr. rer.nat. Friedrich Jondral für seine hervorragende Betreuung bei der Durchführung meiner Arbeit. Neben der 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. Klaus Witrissal von der Technischen Universität Graz danke ich für sein Interesse an der Arbeit und für die Übernahme des Korreferats. Des Weiteren danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick, Herrn Prof. Dr.-Ing. Christian Koos und Herrn Prof. Dr.-Ing. Fernando Puente aus dem Prüfungskomitee.

Ich danke des Weiteren allen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Instituts für Nachrichtentechnik für das sehr angenehme Arbeitsklima. Mein ganz besonderer Dank gilt dabei Herrn Dr.-Ing. Holger Jäkel für die vielen konstruktiven Ratschläge und Anregungen. Darüber hinaus möchte ich mich auch bei allen an dieser Arbeit beteiligten Diplomanden, Studienarbeitern und Hilfwissenschaftlern bedanken, die mit ihren Arbeiten zum Gelingen dieser Promotion beigetragen haben.

Danken möchte ich auch unserer Graphikerin Frau Angelika Olbrich für die gestalterische Unterstützung bei der Erstellung von Abbildungen. Darüber hinaus danke ich unseren Sekretärinnen Frau Gabriele Kuntermann, Frau Brigitte Single und Frau Beate Mast für ihre Unterstützung bei allen organisatorischen Fragen. Des Weiteren danke ich Herrn Reiner Linnenkohl, Herrn Kurt David und Herrn Peter Herttrich für die kompetente Hilfe bei Softwareproblemen und Problemen sonstiger Art.

Schließlich möchte ich mich bei den Personen bedanken, die immer an mich geglaubt haben und die somit maßgeblich zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben. Das ist insbesondere Sofia für Ihre unglaubliche Geduld mit mir. Meiner Familie danke ich für ihre anhaltende Unterstützung während meiner Studien- und

Promotionszeit. Bedanken möchte ich mich hier bei meinem Bruder PD Dr. Christoph Dehner für die sehr gewissenhafte Durchsicht meiner Arbeit.

Zusammenfassung

Zukünftige drahtlose Kommunikationssysteme sollen mit ausreichender Leistungsfähigkeit einfach und energieeffizient realisiert werden. Gleichzeitig sollen die zur Verfügung stehenden Frequenzressourcen so flexibel und effizient wie möglich verwendet werden. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, werden in jüngster Zeit unter anderem nicht lizenzierte, einfach zu realisierende und kostengünstige ultra-breitbandige (engl. Ultra Wideband, UWB) Systeme untersucht. UWB-Systeme können aufgrund ihrer geringen Sendeleistung anderen lizenzierten Systemen über einen großen Frequenzbereich unterlagert werden, ohne diese signifikant zu stören.

Damit sich nicht lizenzierte UWB-Systeme auf dem Verbrauchermarkt zukünftig etablieren können, müssen viele Herausforderungen wie z.B. die Realisierung von praktischen, einfachen und energieeffizienten Sender- und Empfängerarchitekturen, der Entwurf von Verfahren zur genauen Synchronisation und Kanalschätzung oder der Umgang mit hohen Abtastraten gelöst werden. Eine weitere Herausforderung betrifft aber auch die effiziente Unterdrückung schmal- oder breitbandiger Interferenzen.

Um diesen Herausforderungen gerecht zu werden, wird in der vorliegenden Arbeit ein inkohärentes impulsbasiertes Multiband UWB (MIR-UWB) System betrachtet. Das MIR-UWB-System soll zur hochdatenratigen energieeffizienten Nahbereichskommunikation eingesetzt werden. Aufgrund seiner geringen Komplexität stellt es einen alternativen Ansatz zu den im Rahmen des Standardisierungsprozesses vorgeschlagenen Systemen Multiband OFDM-UWB und Direct Sequence UWB dar.

Das nicht lizenzierte MIR-UWB-System besitzt keine exklusiven Frequenzbereiche. Daher besteht ein inhärent erhöhtes Störpotential durch gegenwärtige aber auch durch zukünftige neu hinzukommende Funksysteme, die innerhalb der MIR-UWB-Systembandbreite operieren können. Die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems kann dadurch reduziert werden, so dass eine zuverlässige Kommunikation innerhalb des MIR-UWB-Systems nicht gewährleistet ist. Es ist daher erforderlich, die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems bei Vorhandensein von schmal- oder breitbandigen Interferenzen durch eine effiziente Interferenzunterdrückung

mit geringer Komplexität sicherzustellen. In dieser Arbeit werden dazu verschiedene Möglichkeiten aufgezeigt.

Damit das MIR-UWB-System bereits vor seiner Inbetriebnahme möglichst robust bezüglich Interferenzen ausgelegt werden kann, erfolgt zunächst eine statistische Analyse der schmal- und breitbandigen Interferenzrobustheit der im MIR-UWB-System eingesetzten Energiedetektoren für die beiden Modulationsverfahren On-Off Keying (OOK) und binäre Pulspositionsmodulation (engl. Binary Pulse-Position Modulation, BPPM). Zur Identifikation von Abhängigkeiten zwischen system- und interferenzspezifischen Parametern wird dabei der modulationsspezifische Verarbeitungsgewinn der Energiedetektion herangezogen. Davon ausgehend wird auf die Verbesserung der Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion eingegangen, indem die für eine mögliche Interferenzreduktion geeigneten Systemparameter herangezogen werden.

Ein zweiter Aspekt dieser Arbeit befasst sich mit verschiedenen koexistenzbasierten Ansätzen, die auf eine effiziente Interferenzunterdrückung mit geringer Komplexität abzielen. Ausgehend von einem statischen Koexistenzansatz wird ein adaptiver Detect and Avoid (DAA) Koexistenzansatz für temporäre schmalbandige Interferenzen vorgestellt, der in die systemspezifische Initialisierungs- und Datenphase integriert werden kann. Ein weiterer einfach zu realisierender adaptiver Koexistenzansatz basiert auf Methoden der Bildverarbeitung. Anhand eines exemplarischen Interferenzszenarios wird dabei unter anderem das Potential aufgezeigt, mehrere gleichzeitig operierende Interferenzen unterschiedlicher Störleistung effizient zu unterdrücken.

Da die Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen eines der grundlegenden Probleme von UWB ist, wird schließlich in einem dritten Aspekt dieser Arbeit das Potential zu deren Unterdrückung mithilfe der nicht linearen Teager-Kaiser (TK) Energieoperation untersucht. Dabei wird unter anderem gezeigt, dass die Kombination eines Hochpassfilters mit der TK-Operation ein vielversprechender Ansatz zur Unterdrückung einer schmalbandigen Interferenz ohne Kenntnis der Störposition sein kann. Die Betrachtung von mehreren schmalbandigen Interferenzen verdeutlicht, dass am Ausgang der TK-Operation zusätzliche Spektralkomponenten auftreten, die auf die wechselseitigen Einflüsse der Interferenzen zurückzuführen sind. Da diese Spektralkomponenten über der gesamten Bandbreite eines Teilbandes verteilt sein können, ist die Betrachtung der TK-Operation mit einer Filteroperation ineffizient, um alle Interferenzen wirksam zu unterdrücken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Aufbau der Arbeit	2
2	Ultra-Breitband Kommunikation	5
2.1	Definition	7
2.2	Stand der Regulierung	7
2.3	Das IEEE 802.15.3a UWB-Kanalmodell	12
2.4	UWB-Standardisierungsvorschläge für hohe Datenraten	16
2.4.1	Multiband OFDM-UWB	16
2.4.2	Direct Sequence UWB	21
2.5	Anwendungsgebiete und Marktpotential	24
3	Inkohärentes Multiband UWB	27
3.1	Systemarchitektur	28
3.1.1	Sender	28
3.1.2	Empfänger	33
3.2	Systemanalyse	36
3.2.1	Statistische Analyse der Entscheidungsvariablen	36
3.2.2	Theoretische Fehlerwahrscheinlichkeiten	45
3.2.3	Vergleich der Kanalkapazität von OOK und BPPM	47
3.2.4	Link-Budget-Analyse	52
3.3	Interferenzklassifikation	55
3.3.1	Systemeigene Interferenzen	55
3.3.2	Systemfremde Interferenzen	57
3.4	Zusammenfassung	60

4	Interferenzrobustheit der Energiedetektion	63
4.1	Signalmodell	64
4.1.1	Energiedetektion für OOK	70
4.1.2	Energiedetektion für BPPM	71
4.2	Statistische Analyse der Interferenzrobustheit	72
4.2.1	Definition des Verarbeitungsgewinns	73
4.2.2	Sinusstörung	76
4.2.3	Erweiterung auf schmal- und breitbandige Störungen	82
4.3	Verbesserung der Interferenzrobustheit	87
4.4	Zusammenfassung	93
5	Koexistenzbasierte Ansätze	97
5.1	Statischer Koexistenzansatz	98
5.2	Detect and Avoid (DAA)	99
5.2.1	Initialisierungsphase	100
5.2.2	Datenphase	102
5.3	Methoden der Bildverarbeitung	109
5.3.1	Anpassung des Systemmodells	109
5.3.2	Iterative Ansätze	113
5.3.3	Nicht iterative Ansätze	126
5.4	Zusammenfassung	136
6	Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen	139
6.1	Teager-Kaiser Energieoperation	140
6.1.1	Definition und Eigenschaften	141
6.1.2	Modifizierte Teager-Kaiser Energieoperation	144
6.2	Unterdrückungspotential der Teager-Kaiser Energieoperation	148
6.2.1	Basisband	148
6.2.2	Bandpassbereich	149
6.3	Integration der Teager-Kaiser Energieoperation	154

6.4 Zusammenfassung	158
7 Zusammenfassung und Ausblick	161
A Das Price-Theorem	165
B Interferenzrobustheit der Energiedetektion	167
Abkürzungen	173
Literaturverzeichnis	175
Studentische Arbeiten	183
Index	185
Lebenslauf	185

1 Einleitung

1.1 Motivation

Zukünftige drahtlose Kommunikationssysteme sollen mit ausreichender Leistungsfähigkeit einfach und energieeffizient realisiert werden. Gleichzeitig sollen die zur Verfügung stehenden Frequenzressourcen so flexibel und effizient wie möglich verwendet werden. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, werden in jüngster Zeit zwei unterschiedliche Ansätze verfolgt. Auf der einen Seite OFDM-basierte Overlay-Systeme, bei denen ein primärer Nutzer nicht verwendete Frequenzen einem oder mehreren Sekundärnutzern dynamisch zur Verfügung stellt [15, 19, 103]. Auf der anderen Seite nicht lizenzierte, einfach zu realisierende und kostengünstige ultra-breitbandige (engl. Ultra Wideband, UWB) Systeme, die aufgrund ihrer geringen Sendeleistung anderen lizenzierten Systemen über einen großen Frequenzbereich unterlagert werden, ohne diese signifikant zu stören [33].

Der Fokus dieser Arbeit ist auf die UWB-Funktechnologie gerichtet. Die Betrachtung von UWB kann dabei einerseits durch die Kapazitätsformel von C. E. Shannon [95]

$$C = B \log_2 (1 + \text{SNR}) \quad (1.1)$$

motiviert werden, in der die Kanalkapazität C linear mit der Bandbreite B und logarithmisch mit dem SNR ansteigt. UWB verspricht somit einen energieeffizienten Einsatz für hochdatenratige Anwendungen wie z.B. HDTV [21]. UWB Systeme eignen sich andererseits zur genauen Positionsbestimmung. Diese wird durch eine sehr hohe zeitliche Auflösung erreicht, die durch die Cramer-Rao-Schranke [101]

$$\sigma_t = \frac{1}{2\pi B \sqrt{2 \text{SNR}}} \quad (1.2)$$

nach unten abgeschätzt werden kann. UWB hat somit das Potential zu einer im Vergleich zu GPS [30] viel präziseren Ortung.

Damit sich nicht lizenzierte UWB-Systeme auf dem Verbrauchermarkt zukünftig etablieren können, müssen viele Herausforderungen wie z.B. die Realisierung von praktischen, einfachen und energieeffizienten Sender- und Empfängerarchitekturen, der Entwurf von Verfahren zur genauen Synchronisation und Kanalschätzung

oder der Umgang mit hohen Abstraten gelöst werden. Eine weitere Herausforderung betrifft aber auch die effiziente Unterdrückung schmal- oder breitbandiger Interferenzen [107].

Um diesen Herausforderungen gerecht zu werden, wird im Rahmen dieser Arbeit ein inkohärentes impulsbasiertes Multiband UWB (MIR-UWB) System betrachtet. Das MIR-UWB-System soll zur hochdatenratigen Nahbereichskommunikation eingesetzt werden. Es stellt damit einen alternativen Ansatz zu den im Rahmen des Standardisierungsprozesses vorgeschlagenen Architekturen Multiband OFDM-UWB (MB-OFDM-UWB) [11] und Direct Sequence UWB (DS-UWB) [36] dar.

Das nicht lizenzierte MIR-UWB-System besitzt jedoch keine exklusiven Frequenzbereiche. Daher besteht ein inhärent erhöhtes Interferenzpotential durch gegenwärtige aber auch durch zukünftige neu hinzukommende Funkssysteme, die innerhalb der MIR-UWB-Systembandbreite operieren können. Die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems kann dadurch reduziert werden, so dass eine zuverlässige Kommunikation innerhalb des MIR-UWB-Systems nicht gewährleistet ist. Es ist daher erforderlich, die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems bei Vorhandensein von schmal- oder breitbandigen Interferenzen durch eine effiziente und einfach zu realisierende Interferenzunterdrückung sicherzustellen. In dieser Arbeit werden dazu verschiedene Möglichkeiten aufgezeigt.

1.2 Aufbau der Arbeit

Die Arbeit ist wie folgt gegliedert: In Kapitel 2 wird nach einem kurzen geschichtlichen Überblick über die ultra-breitbandige Funkkommunikation auf die Definition von UWB sowie auf den Stand der weltweiten UWB-Regulierung eingegangen. Anschließend wird das in dieser Arbeit verwendete IEEE 802.15.3a UWB-Kanalmodell erläutert. Ein weiterer Aspekt bezieht sich auf die Beschreibung der hochdatenratigen UWB-Standardisierungsvorschläge DS-UWB und MB-OFDM-UWB. Am Ende des Kapitels 2 werden die vielfältigen UWB-Anwendungsgebiete vorgestellt.

In Kapitel 3 wird auf das inkohärente MIR-UWB-System eingegangen, das auf den beiden Modulationsverfahren On-Off Keying (OOK) und binäre Pulspositionsmodulation (engl. Binary Pulse-Position Modulation, BPPM) basiert. Nach einer Einführung in die Systemarchitektur erfolgt eine Analyse des MIR-UWB-Systems. Für OOK wird dabei auf die Statistik der Entscheidungsvariablen, auf verschiede-

ne einfach zu realisierende adaptive Schwellwertapproximationen sowie auf die rekursive Nachführung der Entscheidungsschwelle eingegangen. Im Anschluss daran wird die theoretisch erreichbare Fehlerwahrscheinlichkeit von OOK bestimmt und der von BPPM gegenübergestellt. Mit dem Vergleich der OOK- und BPPM-spezifischen Kanalkapazität soll anschließend die Frage geklärt werden, welches der beiden Modulationsverfahren für das hochdatenratige MIR-UWB-System geeigneter ist. Um Aussagen über die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems treffen zu können, erfolgt des Weiteren eine Link-Budget-Analyse. Das Kapitel 3 endet mit einer Beschreibung der systemeigenen sowie systemfremden Interferenzen, die die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems reduzieren können.

Im folgenden Kapitel 4 wird eine theoretische Analyse der schmal- und breitbandigen Interferenzrobustheit der im MIR-UWB-System eingesetzten Energiedetektoren für OOK und BPPM durchgeführt. Zunächst wird dazu das zur Analyse betrachtete Signalmodell für die beiden Modulationsverfahren eingeführt. Mithilfe eines Gütemaßes erfolgt anschließend eine statistische Analyse des Interferenzeinflusses einer Inbandstörung auf den in einem MIR-UWB-Teilband operierenden Energiedetektor. Zur Analyse wird zunächst eine Sinusstörung betrachtet. Im Anschluss daran erfolgt eine Erweiterung auf eine Interferenz mit beliebiger Bandbreite unter Berücksichtigung von thermischem Rauschen. Am Ende des Kapitels 4 wird auf die Verbesserung der Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion eingegangen, wobei die für eine mögliche Interferenzreduktion geeigneten Systemparameter herangezogen werden.

In Kapitel 5 werden verschiedene koexistenzbasierte Möglichkeiten vorgestellt, die auf eine effiziente Interferenzunterdrückung mit geringer Komplexität abzielen. Zu Beginn wird dabei ein statischer Koexistenzansatz betrachtet, der sich allerdings durch eine äußerst geringe Flexibilität bezüglich sich ändernden bzw. zukünftigen Interferenzszenarien auszeichnet. Dies führt zur Untersuchung eines einfach zu realisierenden adaptiven Detect and Avoid (DAA) Koexistenzansatzes, der temporäre schmalbandige Interferenzen robust und zuverlässig unterdrücken kann. Am Ende des Kapitels 5 wird ein weiterer vielversprechender adaptiver Koexistenzansatz untersucht, der auf Methoden der Bildverarbeitung basiert. Dabei wird anhand eines Interferenzszenarios unter anderem das Potential aufgezeigt, mehrere gleichzeitig operierende Interferenzen unterschiedlicher Leistung effizient zu unterdrücken.

Da die Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen eines der grundlegenden Probleme von UWB ist, wird in Kapitel 6 die nicht lineare Teager-Kaiser (TK) Energieoperation untersucht. Nach der Definition der TK-Operation sowie einer Be-

schreibung ihrer wichtigsten Eigenschaften wird zunächst auf eine modifizierte TK-Operation eingegangen. Davon ausgehend erfolgt eine Analyse des Unterdrückungspotentials eines TK-basierten Energiedetektors innerhalb eines beliebigen MIR-UWB-Teilbandes. Um die Wirkungsweise der TK-Operation aufzuzeigen, wird die Analyse zunächst für ein schmalbandiges Signal im Basisband durchgeführt. Anschließend wird die Analyse auf den Bandpassbereich erweitert, wobei eine Verallgemeinerung auf mehrere schmalbandige Signale vorgenommen wird. Am Ende des Kapitels 6 wird die Integration der TK-Operation in die bestehende MIR-UWB-Systemarchitektur erläutert.

Die Arbeit endet mit einer Zusammenfassung sowie mit einem Ausblick auf weitere Forschungsarbeiten.

2 Ultra-Breitband Kommunikation

Die Geschichte der ultra-breitbandigen Funkkommunikation begann bereits gegen Ende des 19. Jahrhunderts mit dem Aufkommen der drahtlosen Nachrichtenübertragung [6, 85, 96]. Inspiriert von dem im Jahr 1886 von H. Hertz durchgeführten experimentellen Nachweis der von J. C. Maxwell im Jahr 1862 vorausgesagten elektromagnetischen Wellen, entwickelte der Italiener G. Marconi 1901 einen Knallfunksender (Abbildung 2.1), mit dem erstmals eine transatlantische Funkübertragungsstrecke aufgebaut werden konnte [13].

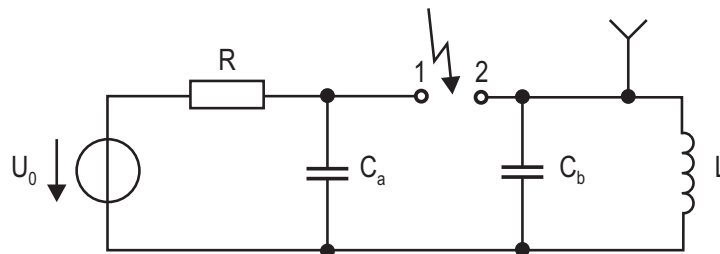


Abbildung 2.1 Knallfunksender.

Das Prinzip eines Knallfunksenders funktioniert wie folgt: Ein Kondensator C_a wird zunächst mit U_0 auf eine hohe Spannung aufgeladen, so dass es zwischen den Punkten 1 und 2 zu einer zeitlich sehr kurzen Funkenzündung kommt. Im Fall einer Funkenbildung wird der nun parallel geschaltete Kondensator C_b von einem starken Strom durchflossen. Der zusammen mit der Spule L wirkende Schwingkreis führt die dabei erzeugte Energie einer Sendeantenne zu, wodurch eine pulsförmige elektromagnetische Welle abgestrahlt wird. Das knallartige Entladen eines erzeugten Funkens wird durch den Widerstand R verursacht, der den nachfließenden Strom limitiert.

Das Prinzip des Knallfunksenders dominierte die drahtlose Funkübertragung bis gegen Ende der 20er Jahre des 20. Jahrhunderts. Allerdings wurden zu diesem Zeitpunkt die Vorteile des resultierenden großen zur Verfügung stehenden Spektrums sowie das Potential zur Realisierung von Mehrnutzersystemen noch nicht erkannt. Der Knallfunksender verlor an Bedeutung, da sich dieser beispielsweise zur analogen Übertragung von Sprache und Musik als ungeeignet erwies. Des Weiteren war der gleichzeitige Betrieb zweier Funksender problematisch, da es zu uner-

wünschten Mischprodukten der erzeugten Signale kommen konnte. Der aufstrebende trägerbasierte Funk stellte sich diesbezüglich als günstiger dar. So war es durch geeignete Modulation möglich, Sprache und Musik von verschiedenen Sendern gleichzeitig im gleichen Gebiet zu übertragen. Ein Verbot von Funkensendern wurde schließlich 1924 für einen Großteil der Anwendungsgebiete ausgesprochen. Entscheidend dafür war die störende Wirkung der zu diesem Zeitpunkt nicht regulierten Funkabstrahlungen auf die existierenden trägerbasierten Funkssysteme.

Zu Beginn der 60er Jahre des 20. Jahrhunderts wurde es möglich, gepulste Signale und deren Eigenschaften mithilfe des entwickelten Abtastoszilloskops der Firma Hewlett-Packard zu beobachten bzw. messtechnisch zu erfassen [10]. So gelang es A. Papoulis 1962 und G. F. Ross 1963 ein lineares zeitinvariantes System bei pulsförmiger Anregung durch seine Impulsantwort zu beschreiben [73, 86]. Unter der Leitung von G. F. Ross wurde dabei das Potential aufgezeigt, eine pulsbasierte Funkübertragung in Radaranwendungen einzusetzen. Dies führte schließlich 1973 auf das erste erteilte Patent auf dem Gebiet der breitbandigen Signaltechnik [87]. Zwei Jahre später zeigten A. M. Nicholson und G. F. Ross die Leistungsfähigkeit von pulsbasiertem Nahbereichsfunk zur hochgenauen Entfernungsmessung und Objekterkennung auf [69]. Ein weiterer Meilenstein war die 1987 erfolgte Patentierung von Anwendungen pulsbasierter Systeme, die auf der zeitlichen Modulation von kurzen Pulsen basierte. Treibende Kraft war dabei L. W. Fullerton, der die Verwendung von pulsbasierten Techniken in der Funkkommunikation durch zahlreiche Experimente vorantrieb [37]. In der von ihm gegründeten Firma Time Domain Corporation wurde 1999 der erste ultra-breitbandige Chipsatz entwickelt.

Die Fortschritte auf dem Gebiet der pulsbasierten Systeme führten weltweit zu intensiven Forschungsarbeiten. In der Wissenschaft wies besonders R. A. Scholtz 1993 auf das enorme Potential der ultra-breitbandigen Funktechnologie hin [93]. Weitere grundlegende Arbeiten folgten durch M. Z. Win, der das Potential der Mehrnutzerkapazität unter Berücksichtigung eines pulsbasierten Zeitsprungverfahrens (engl. Time-Hopping, TH) sowie die Realisierung einer Analog/Digital (A/D) Wandlung in pulsbasierten Systemen aufzeigte [104, 105, 106].

Im Zuge der gewonnenen Erkenntnisse der pulsbasierten Funktechnik wurde 1992 erstmals ein Antrag zu deren Genehmigung bei einer Regulierungsbehörde eingereicht. Der Antrag wurde jedoch abgelehnt, da seitens der Regulierungsbehörde erhebliche Bedenken bestanden. So wurde z.B. befürchtet, dass ein pulsförmiger Funksender ein erhebliches Interferenzpotential für bestehende Systeme darstellen könnte. Das zunehmende Interesse in der Wissenschaft und in der Industrie mach-

ten es jedoch erforderlich, sich über eine Freigabe der Regulierung für diese trägerlose Übertragungstechnik Gedanken zu machen. Eine Freigabe erfolgte schließlich 2002 durch die amerikanische Regulierungsbehörde FCC (engl. Federal Communications Commission), die eine kommerzielle Nutzung genehmigte [2].

2.1 Definition

Die Zuordnung eines Signals in die Klasse der ultra-breitbandigen Signale ist mit der verwendeten Bandbreite verbunden. Die im Jahr 2002 formulierte Definition durch die FCC ([2], Abschnitt 15.503) basiert einerseits auf der relativen Bandbreite¹

$$B_r = 2 \frac{f_o - f_u}{f_o + f_u} \quad (2.1)$$

sowie andererseits auf der absoluten Bandbreite

$$B_a = f_o - f_u. \quad (2.2)$$

Dabei bezeichnet f_u die untere und f_o die obere 10 dB-Grenzfrequenz des Signalspektrums. Jeder UWB-Sender stellt demnach einen absichtlichen Strahler dar, falls $B_r > 0,2$ oder $B_a \geq 500$ MHz ist. In der Definition wird dabei zwischen absichtlichen Strahlern und den im Haushaltsbereich vorkommenden unbeabsichtigten Strahlern, wie z.B. Mikrowellenherden oder Fernsehern, unterschieden, die Signale mit gleichem oder höherem Leistungsdichtespektrum (LDS) aussenden können.

2.2 Stand der Regulierung

Die durch die Gleichung (2.1) und Gleichung (2.2) definierten UWB-Signale können z.B. im Frequenzbereich von 3,1 GHz bis 10,6 GHz lizenzfrei verwendet werden. Lizenzierte Funkssysteme, die innerhalb dieses Funkspektrums operieren, sollen dabei jedoch nicht gestört werden (Abbildung 2.2). Aus diesem Grund sind für den Betrieb von UWB-Sendern die von den Regulierungsbehörden vorgegebenen Richtlinien einzuhalten. Diese berücksichtigen die Anwendungsart eines UWB-Gerätes, das z.B. innerhalb von Gebäuden (Indoor UWB-Geräte) oder außerhalb

¹Die relative Bandbreite ist das Verhältnis von absoluter Bandbreite zur Mittenfrequenz eines Signals.

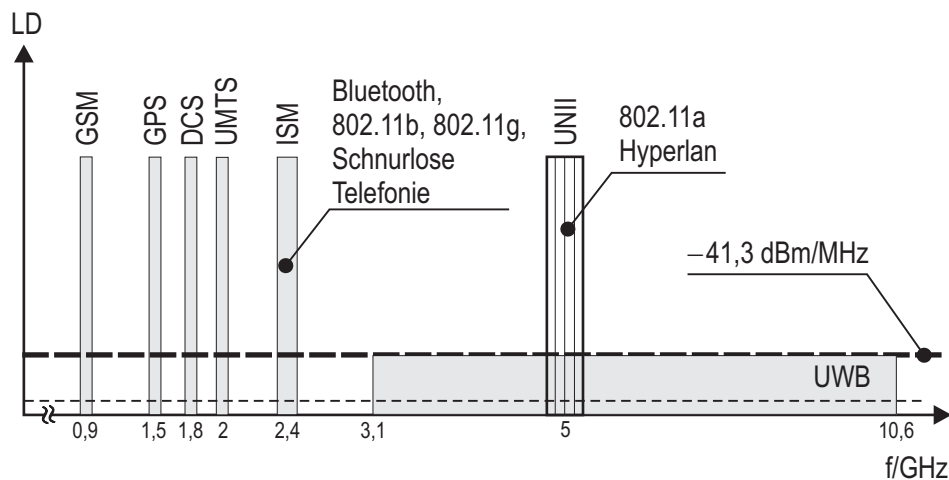


Abbildung 2.2 Lizenzierte Funksysteme und nicht lizenziertes UWB-Spektrum.

von Gebäuden als tragbares oder fest installiertes Gerät (Handheld UWB-Geräte) zum Einsatz kommen kann. Weitere Punkte beziehen sich auf den zugelassenen Frequenzbereich sowie die darin einzuhaltenden Grenzwerte des LDS, auf spezielle DAA-basierte Vorkehrungen zur Unterdrückung von Interferenzen und spezifischen Vereinbarungen zur Messung des LDS.

Im Folgenden wird ein kurzer Überblick über den Stand der weltweiten Regulierungen für UWB-Kommunikationsgeräte gegeben. Weitergehende Informationen dazu finden sich unter anderem in [5, 6, 39, 70, 85, 96, 109].

Die amerikanische Regulierung: In den USA erfolgte die Regulierung durch die 1934 gegründete FCC. Als unabhängige Regierungsbehörde operiert sie in Absprache mit der NTIA (engl. National Telecommunications and Information Administration), die den Spektromszugriff der US-Regierung reguliert. Im Februar 2002 gab die FCC die lizenzfreie Verwendung von UWB zusammen mit speziellen einzuhaltenden Emissionsgrenzen bekannt [2].

Um andere lizenzierte Funksysteme nicht zu stören, wird dabei für Anwendungen innerhalb oder außerhalb von Gebäuden ein Frequenzbereich von 3,1 GHz bis 10,6 GHz bei einer maximalen isotrop abgestrahlten Leistungsdichte (LD) (engl. equivalent isotropically radiated power density, EIRP) von $-41,3 \text{ dBm/MHz}$ festgelegt. Tabelle 2.1 zeigt die zugehörigen EIRP-Werte für Indoor UWB-Geräte und Handheld UWB-Geräte. Im Frequenzbereich von 3,1 GHz bis 10,6 GHz sind die Werte für Anwendungen im Indoor- und Outdoorbereich identisch. Außerhalb dieses Bereiches gelten jedoch strengere Anforderungen für Handheld UWB-Geräte.

Frequenz in GHz	EIRP in dBm/MHz	
	Indoor UWB-Geräte	Handheld UWB-Geräte
0 - 0,96	-41,3	-41,3
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
> 10,6	-51,3	-61,3

Tabelle 2.1 EIRP-Grenzwerte der FCC für Indoor- und Handheld UWB-Geräte.

So ist beispielsweise unterhalb von 2 GHz eine geringere LD erlaubt, um kritische Anwendungen wie GPS [30], GSM [32] oder UMTS [97] nicht zu stören (Abbildung 2.2).

Zur messtechnischen Bestimmung des LDS eines UWB-Signals muss die Leistung über 1 ms in einem Band der Bandbreite 1 MHz gemittelt werden. Die gemessene mittlere Leistung ist dabei durch den Wert $-41,3$ dBm bzw. 75 nW pro MHz limitiert. Dieser Grenzwert entspricht einer im Abstand von drei Metern gemessenen elektrischen Feldstärke von $500 \mu\text{V/m}$ in einem 1 MHz breiten Frequenzband. Eine weitere Limitierung betrifft die Spitzenleistung, die durch

$$P_{\max} = 20 \log_{10} \left(\frac{B_{\text{rb}}}{50 \text{ MHz}} \right) \text{ dBm} \quad (2.3)$$

gegeben ist [85]. Diese hängt von der Auflösungsbandbreite B_{rb} ab, die im Bereich von 1 MHz bis 50 MHz liegen darf. Für den Fall, dass $B_{\text{rb}} = 50$ MHz ist, darf so beispielsweise das maximale EIRP nicht größer als 0 dBm oder 1 mW sein.

Die europäische Regulierung: Durch das European Telecommunications Standards Institute (ETSI) und die European Conference of Postal and Telecommunications (CEPT) begannen 2001 in Europa die Bemühungen, einen europäischen Standard für UWB-Systeme zu entwickeln. Nach umfangreichen Analysen der Störwirkung von UWB-Systemen auf existierende Funkssysteme wurde schließlich im März 2006 eine Regulierung für Indoor UWB-Systeme vereinbart [3].

Eine Übertragung mit einer EIRP von $-41,3$ dBm/MHz ist dabei auf zwei Frequenzbänder begrenzt. Im ersten Frequenzband (4,2 GHz bis 4,8 GHz) sind seit 2011 entsprechende Schutzvorkehrungen in UWB-Sendern wie z.B. DAA erforderlich, um Störungen von UWB-Geräten auf lizenzierte Systeme zu vermeiden. Der

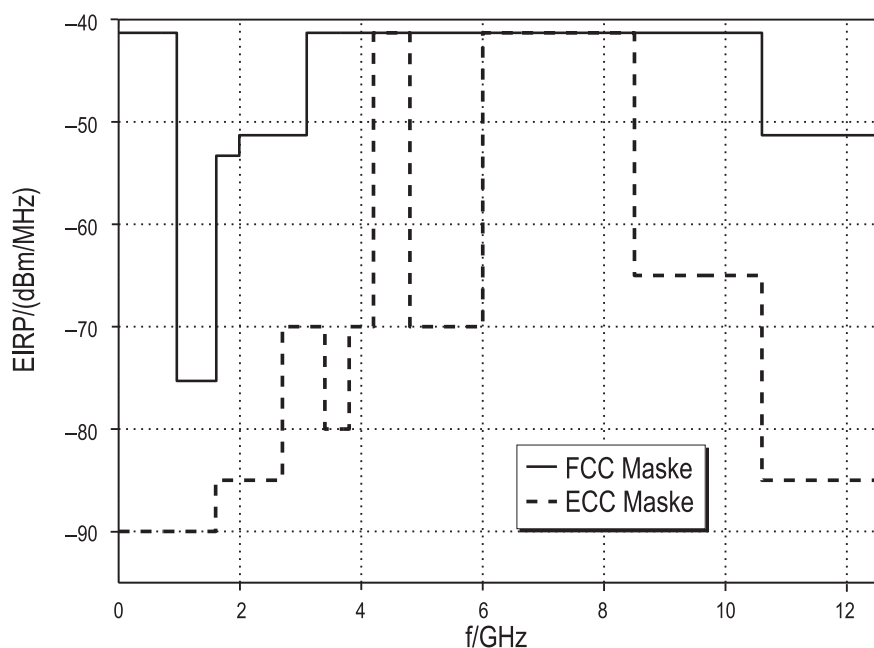


Abbildung 2.3 Vergleich der amerikanischen und der europäischen Regulierungsmaske für Indoor UWB-Systeme.

zweite Frequenzbereich (6 GHz bis 8,5 GHz) kann ohne Einschränkung bezüglich DAA mit $-41,3$ dBm/MHz verwendet werden. Nach weiteren Störuntersuchungen durch das ETSI erfolgte schließlich im Februar 2008 eine Erweiterung der UWB-Regulierung auf Zug- und Fahrzeuginstallationen [34]. Abbildung 2.3 verdeutlicht die viel strengere Regulierungsmaske von Europa im Vergleich zur amerikanischen Regulierungsmaske für Indoor UWB-Systeme.

Die asiatischen Regulierungen: Nach der Freigabe der FCC-Maske im Jahr 2002 führte Japan im März 2006 eine Regulierung für Indoor UWB-Geräte ein [5]. Im Unterschied zu der allgemein üblichen Definition von UWB-Signalen werden in Japan Signale als UWB-Signale angesehen, falls die absolute Bandbreite $B_a \geq 450$ MHz oder die relative Bandbreite $B_r \geq 0,2$ ist. Die japanische Regulierungsmaske sieht dabei eine Verwendung der beiden Frequenzbereiche 3,4 GHz bis 4,8 GHz und 7,25 GHz bis 10,25 GHz mit einer EIRP von $-41,3$ dBm/MHz vor. Das untere Frequenzband darf dabei nur im Zusammenspiel mit geeigneten Störunterdrückungstechniken wie z.B. DAA verwendet werden. Ein Schutz vor Interferenzen wie z.B. IEEE 802.11a WLAN [1] oder WiMAX [45] ist somit gewährleistet. Wenn kein DAA zum Einsatz kommt, darf das untere Frequenzband

lediglich mit einer EIRP von -70 dBm/MHz betrieben werden.

Im Juli 2006 gab die südkoreanische Regulierungsbehörde die Richtlinien zur Nutzung des UWB-Spektrums heraus [5]. Zum Schutz von lizenzierten Funksystemen muss dabei der Frequenzbereich von 3,1 GHz bis 4,8 GHz mit einer EIRP von -70 dBm/MHz, mit einem äußerst geringen Aktivitätsgrad (engl. Duty Cycle) oder mit geeigneten DAA-Verfahren betrieben werden. Der Frequenzbereich von 7,2 GHz bis 10,2 GHz darf im Unterschied dazu ohne Einschränkung mit einer EIRP von $-41,3$ dBm/MHz verwendet werden.

In China wurde im Januar 2009 eine UWB-Regulierung eingeführt [5]. Es werden dabei die beiden Frequenzbänder (4,2 GHz bis 4,8 GHz und 6 GHz bis 9 GHz) zum Betreiben von UWB-Geräten vorgesehen. Sofern das untere Frequenzband mit DAA arbeitet, dürfen beide Frequenzbänder mit einer EIRP von $-41,3$ dBm/MHz betrieben werden; andernfalls ist im unteren Frequenzband eine EIRP von lediglich -70 dBm/MHz zugelassen. Für Frequenzen unterhalb von 3,4 GHz bzw. oberhalb von 9 GHz muss die EIRP auf -87 dBm/MHz abgesenkt werden.

Zusammenfassend ist in Abbildung 2.4 eine Übersicht der UWB-Frequenzteilung für die USA, Europa, Japan, Südkorea und China dargestellt, bei der ein UWB-Signal mit einer EIRP von $-41,3$ dBm/MHz absichtlich abgestrahlt werden darf. Es ist festzustellen, dass keine einheitliche Frequenzteilung von UWB existiert. Als einziges Land genehmigt die Regulierungsbehörde der USA eine nicht lizenzierte Frequenznutzung von UWB im Bereich von 3,1 GHz bis 10,6 GHz. Alle anderen Regulierungsbehörden schreiben kleinere und fragmentierte Frequenznutzungsbereiche für die Verwendung von UWB vor, in denen teilweise zusätzlich

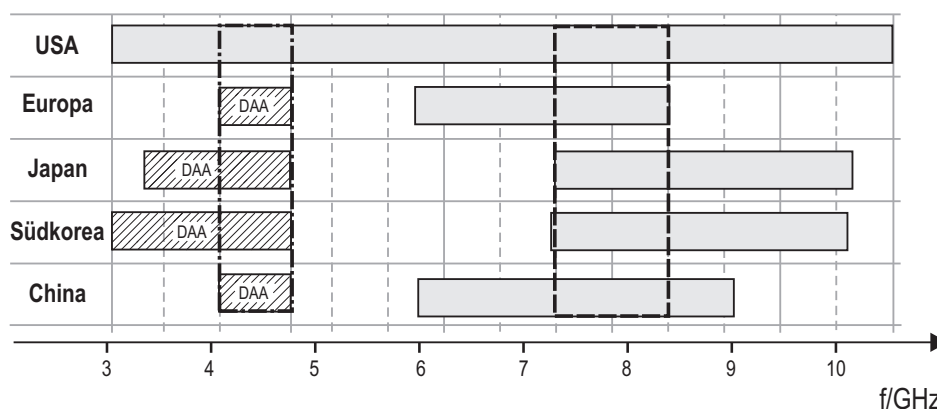


Abbildung 2.4 Übersicht der UWB-Frequenzteilung für verschiedene Länder.

DAA-Methoden eingesetzt werden müssen.

Ein signifikanter Nachteil dieser unterschiedlich definierten UWB-Frequenzzuteilung ist der geringe gemeinsam nutzbare Frequenzbereich. Insgesamt stehen lediglich zwei gemeinsame Frequenzbereiche zum lizenzfreien UWB-Betrieb zur Verfügung. Der erste Frequenzbereich von 4,2 GHz bis 4,8 GHz darf jedoch in den meisten Ländern nur mit geeigneten DAA-Verfahren verwendet werden. Der zweite gemeinsame Frequenzbereich, der ohne zusätzliche Schutzvorkehrungen verwendet werden darf, ist auf den Bereich von 7,25 GHz bis 8,5 GHz beschränkt.

Die geringen Überlappungsbereiche erschweren eine rasche weltweite Kommerzialisierung von zukünftigen kostengünstigen UWB-Produkten auf dem Verbrauchermarkt. So werden z.B. adaptive UWB-Systeme benötigt, die die einzelnen länderspezifischen Regulierungen einhalten und flexibel bezüglich zukünftigen Änderungen einer länderspezifischen Maske sind.

2.3 Das IEEE 802.15.3a UWB-Kanalmodell

Zur Bewertung der relativen Leistungsfähigkeit verschiedener UWB-Systeme unter Berücksichtigung von realen Ausbreitungseigenschaften ist es erforderlich, ein geeignetes Kanalmodell heranzuziehen. Ein oft verwendetes UWB-Kanalmodell ist dabei das IEEE 802.15.3a UWB-Kanalmodell [70, 85]. Dieses wurde von einer Untergruppe der Arbeitsgruppe IEEE 802.15.3a entwickelt und im Dezember 2002 veröffentlicht [4]. Der Modellierungsprozess für das IEEE 802.15.3a UWB-Kanalmodell basiert dabei auf Messungen von UWB-Funkkanälen bei ortsfesten Sender- und Empfängeranordnungen innerhalb von Gebäuden. Ausgehend von diesen Messergebnissen werden mit der mittleren Mehrwegeverbreiterung τ_m , mit der effektiven Verzögerungsspreizung τ_{rms} sowie der Anzahl der zu berücksichtigenden Mehrwegekomponenten N_p drei Kennwerte festgelegt, die den zu modellierenden UWB-Kanal nachbilden.

Das IEEE 802.15.3a UWB-Kanalmodell basiert auf dem Saleh-Valenzuela Mehrwegekanalmodell [91], das durch die reellwertige Kanalimpulsantwort

$$h(t) = X_a \sum_{l=0}^{L_G} \sum_{k=0}^{K_p} \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.4)$$

charakterisiert ist. Es berücksichtigt die bei der Übertragung eines UWB-Signals auftretende hohe Mehrwegeausbreitung sowie das zeitliche Bündeln von Pfaden

in Gruppen. In Gleichung (2.4) bezeichnet L_G die Anzahl der Gruppen und K_P die Anzahl der Pfade innerhalb der Gruppen. Die Dämpfung des k -ten Pfades in der l -ten Gruppe ist dabei durch den Parameter $\alpha_{k,l}$ gekennzeichnet. Die bezüglich der Gruppenankunftszeit T_l relative zeitliche Verzögerung des k -ten Pfades wird durch $\tau_{k,l}$ beschrieben (Annahme: $\tau_{0,l} = 0$). X_a bezeichnet schließlich die durch Abschattungseffekte resultierende Dämpfung, die mit

$$20 \log_{10} (X_a) \propto \mathcal{N}(0, \sigma_a^2) \quad (2.5)$$

einer Log-Normalverteilung folgt. Die auf die mittlere Gesamtenergie eines normierten Kanalkoeffizienten $\alpha_{k,l}$ bestehen aus drei Faktoren

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}. \quad (2.6)$$

Dabei beschreibt $p_{k,l}$ die in Ausbreitungsrichtung von Reflexionen an Gegenständen und Wänden auftretenden Phasensprünge, die auf einer Gleichverteilung der beiden Zustände +1 und -1 basiert. Die beiden anderen Faktoren ξ_l bzw. $\beta_{k,l}$ unterliegen einer Log-Normalverteilung. Sie modellieren das Fading der l -ten Gruppe bzw. das Fading des k -ten Pfades innerhalb der l -ten Gruppe. Unter der Annahme von stochastischer Unabhängigkeit kann das log-normalverteilte Produkt $\xi_l \beta_{k,l}$ durch die beiden Teilfaktoren

$$\begin{aligned} 20 \log_{10} (\xi_l) &\propto \mathcal{N}(\mu_l, \sigma_1^2) \\ 20 \log_{10} (\beta_{k,l}) &\propto \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_2^2) \end{aligned} \quad (2.7)$$

ausgedrückt werden.

Für das zeitliche Auftreten der Gruppen bzw. der Pfade innerhalb der Gruppen wird von einem Poissonprozess ausgegangen [74]. Die bedingten Wahrscheinlichkeitsdichten

$$\begin{aligned} f(T_l | T_{l-1}) &= \Lambda \exp[-\Lambda (T_l - T_{l-1})] \quad , l > 0 \\ f(\tau_{k,l} | \tau_{k-1,l}) &= \lambda \exp[-\lambda (\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})] \quad , k > 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

der zeitlichen Abstände zwischen den absoluten Gruppenankunftszeiten T_l und T_{l-1} sowie zwischen den relativen Pfadankunftszeiten $\tau_{k,l}$ und $\tau_{k-1,l}$ unterliegen somit einer Exponentialverteilung. Λ bzw. λ beschreiben dabei die Ankunftsrate der Gruppen bzw. der Pfade. Das mittlere Verzögerungsleistungsprofil (engl. Power Delay Profile, PDP) des UWB-Kanals ergibt sich damit zu

$$E(|\xi_l \beta_{k,l}|^2) = \Omega_0 e^{-\frac{T_l}{T}} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}}, \quad (2.9)$$

Kanalmodell	KM 1	KM 2	KM 3	KM 4
Entfernung	0 - 4 m		4 - 10 m	
Ausbreitung	LOS	NLOS		extremes NLOS
Zielcharakteristiken				
τ_m in ns	5,05	10,38	14,18	
τ_{rms} in ns	5,28	8,03	14,28	25
$N_P > -10$ dB			35	
$N_P > 85$ %	24	36,1	61,54	
Modellparameter				
Λ in 1/ns	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
λ in 1/ns	2,5	0,5	2,1	2,1
Γ in ns	7,1	5,5	14	24
γ 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
Modellcharakteristiken				
τ_m in ns	5	9,9	15,9	30,1
τ_{rms} in ns	5	8	15	25
$N_P > -10$ dB	12,5	15,3	24,9	41,2
$N_P > 85$ %	20,8	33,9	64,7	123,3
Mittlere Kanalenergie in dB	-0,4	-0,5	0	0,3
Standardabweichung der Kanalenergie in dB	2,9	3,1	3,1	2,7

Tabelle 2.2 Parameter der IEEE 802.15.3a Kanalmodelle [4].

wobei Γ bzw. γ die Dämpfungsfaktoren der Gruppen bzw. der Pfade sind und Ω_0 die mittlere Energie des ersten Pfades in der ersten Gruppe bezeichnet. Das PDP des UWB-Kanals zeichnet sich durch eine mit zunehmender Verzögerung auftretende exponentielle Abnahme der Gruppenleistung als auch der Pfadleistung innerhalb einer Gruppe aus. Der Erwartungswert $\mu_l + \mu_{k,l}$ des log-normalverteilten Produktes $\xi_l \beta_{k,l}$ ergibt sich zu

$$\mu_l + \mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 \frac{\tau_l}{T} - 10 \frac{\tau_{k,l}}{\gamma}}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20}. \quad (2.10)$$

In Tabelle 2.2 ist eine Übersicht der messtechnisch ermittelten Kanalcharakteristiken, der zum Saleh-Valenzuela basierten IEEE 802.15.3a Kanalmodell zugehörigen Modellparameter sowie der Modellcharakteristiken dargestellt. Es werden dabei vier Kanalmodelle (KM) betrachtet, um unterschiedliche Ausbreitungsszenarien zu berücksichtigen. KM 1 bzw. KM 2 beschreiben einen Kanal mit Sichtverbindung (engl. Line of Sight, LOS) bzw. ohne direkte Sichtverbindung (engl. None Line of Sight, NLOS) bei einer maximalen auftretenden Sender- und Empfängerdistanz von vier Metern. Im Rahmen dieser Arbeit werden diese beiden Kanalmodelle verwendet, da der Fokus auf einer hochdatenratigen UWB-Kommunikation über sehr kurze Entfernungen liegt. KM 3 bzw. KM 4 modellieren NLOS-Szenarien bei Entfernungen von vier bis zu zehn Metern, wobei KM 4 eine äußerst schlechte NLOS-Situation betrachtet.

Die Kanalmodelle KM 1 bis KM 4 sind durch die sieben Modellparameter Λ , λ , Γ , γ , σ_1 , σ_2 und σ_x festgelegt. Mit diesen Parametern kann der Kanal durch die mittlere Mehrwegeverbreiterung τ_m , durch die effektive Verzögerungsspreizung τ_{rms} ,

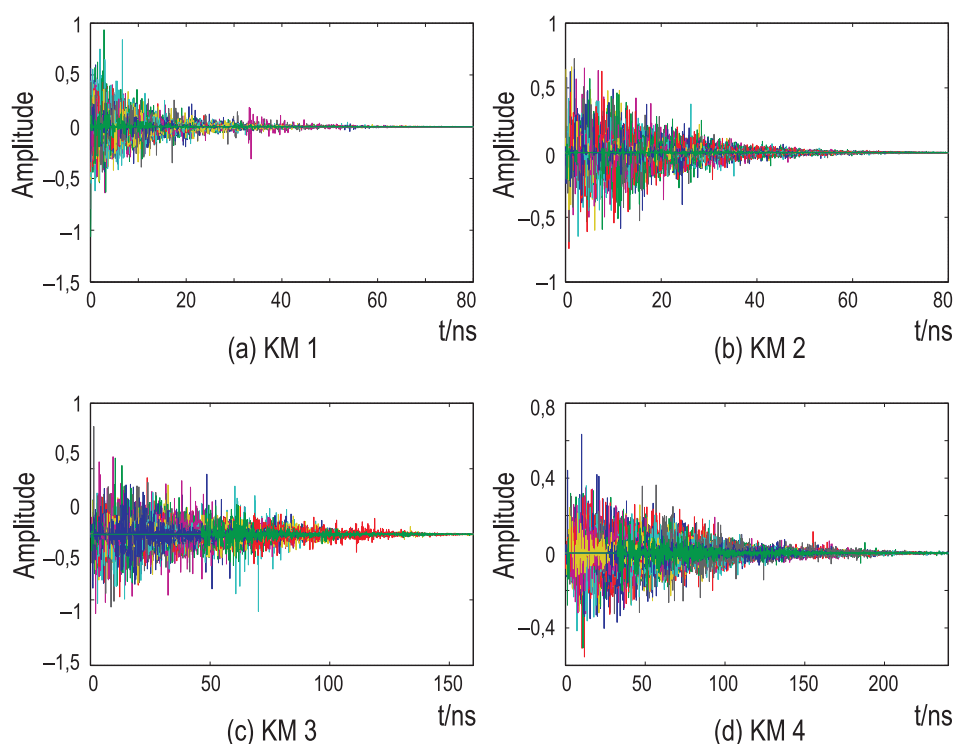


Abbildung 2.5 Von der Arbeitsgruppe IEEE 802.15.3a empfohlene Kanalimpulsantworten der Kanalmodelle KM 1 bis KM 4.

durch die Anzahl der berücksichtigten Mehrwegepfade N_P sowie durch die mittlere Kanalenergie beschrieben werden. Eine Schätzung der Werte der Modellcharakteristiken ergibt sich dabei durch Mittelung über viele Kanalrealisierungen. Es ist festzustellen, dass mit den gewählten Modellparametern eine Kanalmodellierung möglich ist, die nur gering von den tatsächlich gemessenen Zielcharakteristiken abweicht.

Um das zeit- und wertkontinuierliche IEEE 802.15.3a Kanalmodell zu diskretisieren, werden, wie von der IEEE 802.15.3a Arbeitsgruppe vorgeschlagen, die zeitlichen Verzögerungen der einzelnen Pfade mit einer Auflösung von 100 GHz quantisiert [4]. Pfade, deren zeitliche Verzögerung derselben Quantisierungsstufe zugeordnet werden, werden dabei aufaddiert. Durch Anti-Aliasing-Filterung sowie Dezimation kann schließlich das diskrete Kanalmodell auf eine vorgegebene Zeitauflösung gebracht werden. Zur Durchführung von Simulationen werden von der Arbeitsgruppe IEEE 802.15.3a für jedes Kanalmodell 100 repräsentative Realisierungen empfohlen (Abbildung 2.5).

2.4 UWB-Standardisierungsvorschläge für hohe Datenraten

Ein Standardisierungsvorschlag für hochdatenratige UWB-Systeme zur drahtlosen Nahbereichskommunikation sollte durch die IEEE Arbeitsgruppe 802.15.3a erfolgen. Dabei wurden die beiden Vorschläge MB-OFDM-UWB [11] und DS-UWB [36] favorisiert.

2.4.1 Multiband OFDM-UWB

Der erste Lösungsvorschlag der Arbeitsgruppe IEEE 802.15.3a war MB-OFDM-UWB [11]. Dieser Standardisierungsvorschlag definiert Teilbänder innerhalb des durch die FCC freigegebenen UWB-Frequenzbereiches von 3,1 GHz bis 10,6 GHz. Der zur Verfügung stehende Frequenzbereich wird dabei in die in Abbildung 2.6 dargestellten 13 Teilbänder der Bandbreite 528 MHz unterteilt.² Wie aus Abbildung 2.6 ersichtlich, werden die Teilbänder vier verschiedenen Teilbandgruppen zugeordnet. UWB-Geräte der ersten Generation verwenden im sogenannten Modus

²Aufgrund des im 5 GHz-Bereich operierenden IEEE 802.11a WLAN wird der Frequenzbereich zwischen dem Teilband vier und fünf vollständig ausgespart.

serte Leistungsfähigkeit bieten, indem bei einer Übertragung sieben statt drei Teilbänder verwendet werden und somit wechselseitige Störungen reduziert werden können. Eine weitere Verbesserung ist durch die Einführung einer Frequency Division Multiple Access (FDMA) Komponente möglich. Sie lässt sich relativ einfach realisieren, indem einzelnen Piconetzen sich nicht überlappende TF-Codes zugewiesen werden. So kann z.B. einem Piconetz mit dem TF-Code $2, 2, 2, 2, 2, 2, \dots$ das Teilband zwei vollständig zugeordnet werden, wodurch sich wechselseitige Störungen zwischen Piconetzen reduzieren. Die maximale Anzahl von Piconetzen ist dabei im Modus 1 auf drei und im Modus 2 auf sieben begrenzt.

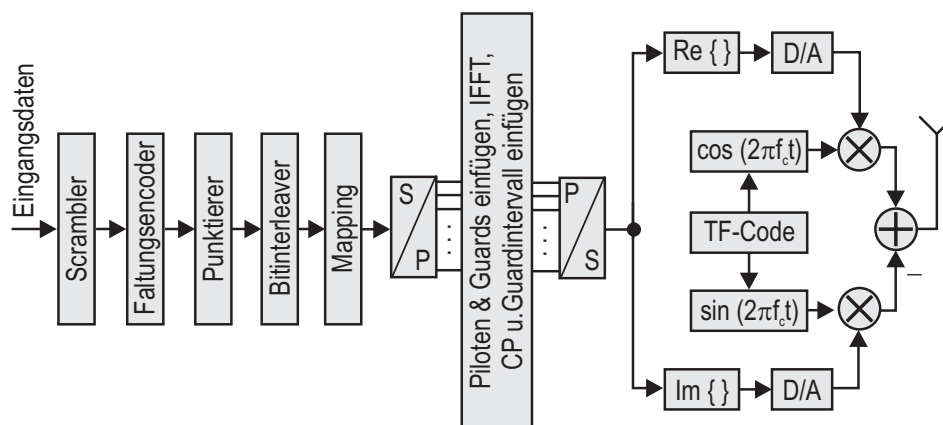


Abbildung 2.8 Senderarchitektur eines MB-OFDM-UWB-Systems.

Eine beispielhafte MB-OFDM-UWB-Senderarchitektur ist in Abbildung 2.8 dargestellt. Die zu übertragenden Bits werden zunächst mithilfe einer pseudozufälligen Binärsequenz verwürfelt, so dass diese am Ausgang einen weißen Charakter besitzen. Der Verwürfler (engl. Scrambler) wird zu Beginn einer Übertragung mit einem 2 Bit Seed-Wert initialisiert und anschließend durch einen 2 Bit Ringzähler sukzessive um den Wert eins erhöht. Zur Faltungscodierung der verwürfelten Bits wird ein Industrie-Standard-Code mit der Coderate $1/3$ und der Einflusslänge sieben eingesetzt. Die im Standardvorschlag verwendeten Coderaten $11/32$, $1/2$, $5/8$ und $3/4$ werden durch Punktierung unter Berücksichtigung von vorgegebenen Punktierungsschemata erreicht.

Die codierten Bits werden vor der Modulation unter Berücksichtigung des jeweiligen Übertragungsmodus einem zweistufigen Interleaver zugeführt. In einem ersten Schritt werden aus dem Datenstrom mehrere OFDM-Symbole mittels eines Blockinterleavers verarbeitet. Der Blockinterleaver bewirkt eine Vertauschung der

Bits über die OFDM-Symbole, so dass eine Frequenzdiversität über mehrere Teilbänder hinweg erreicht wird. Beim folgenden Trägerinterleaving werden die Bits innerhalb eines OFDM-Symbols vertauscht. Dadurch wird eine Frequenzdiversität über die verwendeten Unterträger der OFDM-Modulation erzeugt, das zu einem inhärenten Schutz vor schmalbandigen Interferenzen führt. Im Anschluss an das Interleaving folgt die Symbolzuordnung der einzelnen Unterträger. Als Modulationsverfahren wird im Standardisierungsvorschlag Quadraturphasenumtastung (engl. Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) empfohlen, um die Anforderungen an die Genauigkeit des Systems möglichst gering zu halten. Jeweils zwei Bits des Datenstroms werden dabei unter Berücksichtigung des Gray-Codes einem komplexen Symbol zugeordnet.

Die folgende OFDM-Modulation wird mithilfe einer inversen schnellen Fourier-Transformation (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) im Basisband durchgeführt. Zur OFDM-Modulation wird der Symbolstrom zunächst in Abschnitte unterteilt, deren Länge der verwendeten Unterträgeranzahl entspricht. Ein OFDM-Symbol besteht dabei aus 128 Unterträgern, von denen 100 Unterträger zur Datenübertragung verwendet werden. Des Weiteren werden zur Korrektur von Frequenzoffsets und Phasenrauschen auf 12 Unterträgern Pilotsymbole eingefügt. Um unerwünschte Spektrallinien im Frequenzbereich zu vermeiden, werden diese durch eine Pseudozufallsfolge eines linearen rückgekoppelten Schieberegisters (engl. Linear Feedback Shift Register, LFSR) erzeugt. Mit demselben LFSR werden zudem zehn Unterträger als Guardträger verwendet, wodurch sich beispielweise die Anforderungen an die eingesetzten Sende- und Empfangsfilter reduzieren lassen. Die verbleibenden sechs Unterträger werden vom System nicht verwendet.

Nach Durchführung der IFFT der Dauer $T_{\text{IFFT}} = 242,42 \text{ ns}$ wird dem Signal ein zyklisches Präfix (engl. Cyclic Prefix, CP) der Dauer $T_{\text{CP}} = 60,61 \text{ ns}$ hinzugefügt, so dass auch in ungünstigen Umgebungen ein ausreichender Schutz vor Inter-Symbol-Interferenz (ISI) gewährleistet ist. Die zum Bandwechsel benötigte Umschaltzeit wird dabei durch ein zusätzliches Schutzintervall (engl. Guard Interval, GI) der Dauer $T_{\text{GI}} = 9,5 \text{ ns}$ berücksichtigt. Ein zu übertragendes OFDM-Symbol weist somit eine Dauer $T_{\text{sym}} = 312,5 \text{ ns}$ auf. Schließlich erfolgt im Inphasen- und Quadraturzweig eine Digital/Analog (D/A) Wandlung sowie eine Mischung in den RF-Bereich unter Berücksichtigung des bereits erläuterten TF-Codes.

Mit MB-OFDM-UWB können die skalierbaren Datenraten 55 Mbit/s, 80 Mbit/s, 110 Mbit/s, 160 Mbit/s, 200 Mbit/s, 320 Mbit/s und 480 Mbit/s realisiert werden. Bei den Datenraten 55 Mbit/s und 80 Mbit/s erfolgt eine Spreizung im Frequenz-

und Zeitbereich. Die Spreizung im Frequenzbereich um den Faktor zwei geschieht durch die konjugiert symmetrische Wiederholung des am Eingang der IFFT vorliegenden Datenvektors, der in diesem Fall nicht die Länge 100, sondern die Länge 50 besitzt. Die Spreizung im Zeitbereich um den Faktor zwei wird dadurch erreicht, dass in zwei aufeinanderfolgenden OFDM-Symbolen dieselbe Information gesendet wird. Da die Symbole auf verschiedenen Teilbändern entsprechend dem zugrunde liegenden TF-Code gesendet werden, wird eine Frequenzdiversität über mehrere Teilbänder hinweg erreicht. Bei den Datenraten 110 Mbit/s, 160 Mbit/s und 200 Mbit/s erfolgt die Spreizung lediglich in Zeitrichtung um den Faktor zwei. Für die Datenraten 320 Mbit/s und 480 Mbit/s erfolgt dagegen keine Spreizung.

Bezüglich der Senderspezifikation muss das Leistungsdichtespektrum eine vorgegebene Frequenzmaske einhalten, um die Störwirkung auf andere Teilbänder des eigenen Systems sowie auf andere Übertragungssysteme gering zu halten. Die Werte der Leistungsdichte werden hierbei in der Pseudoeinheit dBr (dB relativ zum Maximum) angegeben. So darf das Spektrum bei 0 dBr eine Breite von ± 260 MHz nicht überschreiten. Bei ± 285 MHz muss es auf -12 dBr und bei ± 330 MHz auf -20 dBr abgeklungen sein. Die maximale Toleranz der senderspezifischen Trägerfrequenz und des Symboltaktes wird im Standardisierungsvorschlag auf ± 20 ppm (Parts per Million) festgelegt. Beide Größen sollen vom gleichen Referenzoszillator abgeleitet werden.

In Abbildung 2.9 ist eine mögliche Empfängerarchitektur des MB-OFDM-UWB-Systems dargestellt. Das Empfangssignal wird nach der Antenne zunächst bandbegrenzt, durch einen rauscharmen Verstärker (engl. Low Noise Amplifier, LNA)

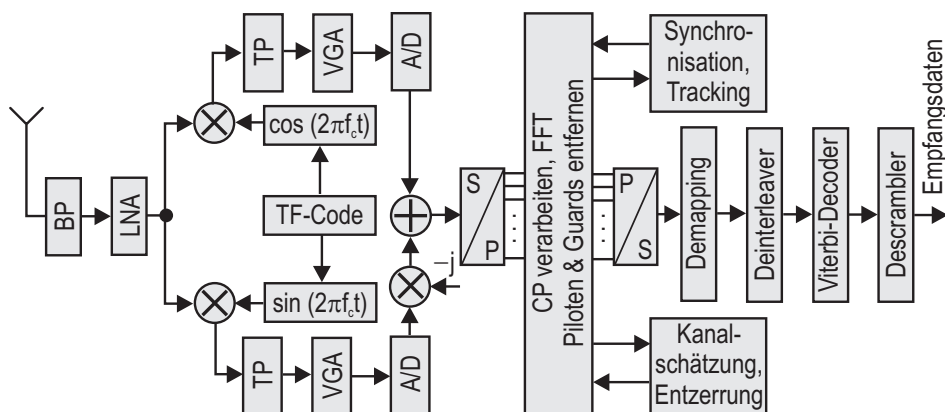


Abbildung 2.9 Empfängerarchitektur eines MB-OFDM-UWB-Systems.

auf ein höheres Leistungsniveau gebracht und entsprechend dem eingesetzten TF-Code in den Tiefpassbereich gemischt. Die nachfolgenden Tiefpässe im Inphasen- und Quadraturzweig filtern den Rauschanteil außerhalb des aktuellen Teilbandes heraus. Vor der mit der Nyquist-Rate durchzuführenden A/D-Wandlung erfolgt eine amplitudengeregelte Verstärkung durch einen Variable Gain Amplifier (VGA). Anschließend findet die OFDM-Demodulation statt, wobei die Kernoperation hier durch die schnelle Fouriertransformation (engl. FFT) gegeben ist. Zusätzlich wird das CP verarbeitet und die Pilot- und Schutzträger wieder entfernt. Dieser Verarbeitungsschritt ist mit der Synchronisation, dem Tracking sowie der Kanalschätzung und Entzerrung im Frequenzbereich verknüpft. Die Werte werden anschließend wieder zurück in die Bitebene abgebildet, einem Deinterleaver zugeführt und mit einem Viterbi-Decoder decodiert. Die Verarbeitungskette endet mit dem Descrambling, an dessen Ausgang die mit größter Wahrscheinlichkeit gesendeten Bits vorliegen.

2.4.2 Direct Sequence UWB

Der zweite Lösungsvorschlag der Arbeitsgruppe IEEE 802.15.3a ist DS-UWB [36]. Im Unterschied zu MB-OFDM-UWB basiert DS-UWB auf der Übertragung von breitbandigen trägermodulierten Root-Raised-Cosine (RRC) Pulsen mit dem Roll-Off-Faktor $\alpha = 0,3$. Zur Übertragung der Pulse stehen dabei die beiden in Abbildung 2.10 skizzierten Teilbänder zur Verfügung. Das untere Teilband hat die Bandbreite 1,8 GHz und reicht von 3,1 GHz bis 4,9 GHz. Im Gegensatz dazu ist das obere Teilband von 6,2 GHz bis 9,7 GHz durch eine fast doppelt so große Bandbreite von 3,5 GHz gekennzeichnet. Wie bei MB-OFDM-UWB wird der Frequenzbereich um 5 GHz wegen des dort vorhandenen IEEE 802.11a WLAN ausgespart.

Auch der Standardisierungsvorschlag von DS-UWB berücksichtigt den Betrieb von

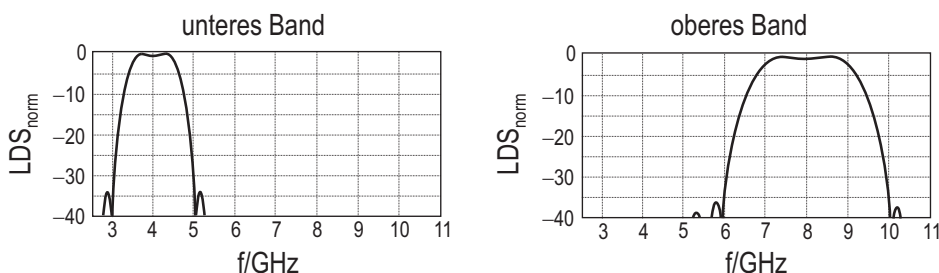


Abbildung 2.10 Unteres und oberes Teilband bei DS-UWB.

mehreren sich räumlich überlappenden unkoordinierten Piconetzen. So können jeweils sechs Piconetze im unteren bzw. im oberen Teilband gleichzeitig betrieben werden. Im Unterschied zu MB-OFDM-UWB wird die Koexistenz mehrerer Piconetze bei DS-UWB durch den Einsatz von speziellen Spreizcodes erreicht. Verschiedene Spreizcodes der Längen 1, 2, 3, 4, 6, 12 und 24 können dabei in Abhängigkeit von dem verwendeten Modulationsverfahren und der geforderten Zielratenrate eingesetzt werden. So können beispielsweise im unteren Frequenzband Datenraten im Bereich von 28 Mbit/s bis 1320 Mbit/s erreicht werden.

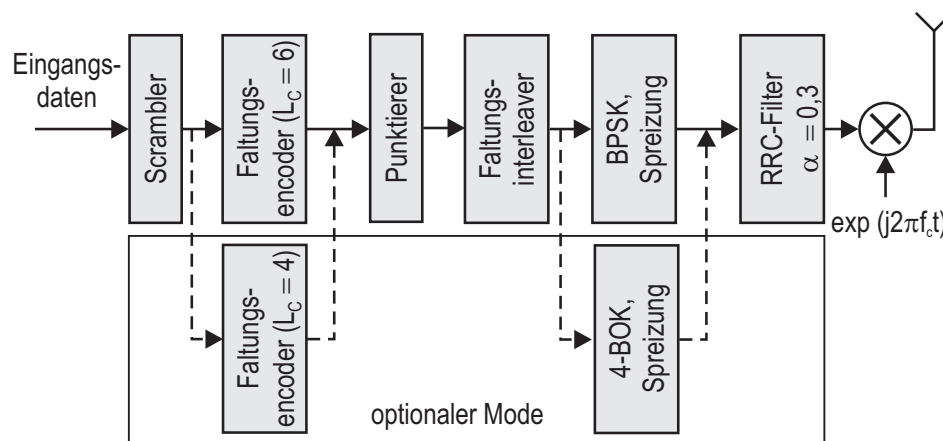


Abbildung 2.11 Senderarchitektur eines DS-UWB-Systems.

In Abbildung 2.11 ist eine mögliche Senderarchitektur für DS-UWB dargestellt. Die zu übertragenden Bits werden zunächst einem Scrambler zugeführt, um die Korrelationen zwischen aufeinanderfolgenden Bits zu reduzieren. Der Scrambler wird zu Beginn einer Übertragung mit einem 2 Bit Seed-Wert initialisiert und anschließend durch einen 2 Bit Ringzähler sukzessive um den Wert eins erhöht. Anschließend werden die verwürfelten Bits mit einem Standardfaltungscoder der Einflusslänge sechs oder optional vier und Coderate $1/2$ codiert. Im Zusammenspiel mit Punktierung kann die Coderate $3/4$ erreicht werden.

Die codierten Bits werden im Anschluss daran einem Faltungscoderinterleaver zugeführt, um das Auftreten von bündelartigen Fehlern zu reduzieren. Im Unterschied zu dem bei MB-OFDM-UWB durchgeführten Blockinterleaving lässt sich ein Faltungscoderinterleaver einfacher realisieren und zeichnet sich zudem durch eine geringere Latenzzeit aus. Im Anschluss an das Faltungscoderinterleaving werden die Bits auf einen Spreizcode abgebildet. Der eingesetzte Spreizcode hängt dabei von der Spreizfrequenz sowie dem zugrunde liegenden Modulationsverfahren ab. Als mögliche Mo-

dulationsverfahren stehen Binäre Phasenumtastung (engl. Binary Phase Shift Keying, BPSK) oder optional 4-BOK (engl. 4-Bi Orthogonal Keying) zur Verfügung. Bei der Verwendung von BPSK wird lediglich die Polarität des Spreizcodes bestimmt. Im Unterschied dazu wird bei 4-BOK in Abhängigkeit von jeweils zwei Datenbits einer von zwei möglichen orthogonalen Spreizcodes sowie die Polarität dieses Spreizcodes festgelegt. Das gespreizte und modulierte Signal wird schließlich einem RRC-Filter mit Roll-Off-Faktor $\alpha = 0,3$ zugeführt und auf die Trägerfrequenz f_c gemischt. Anschließend wird es über eine Sendeantenne abgestrahlt.

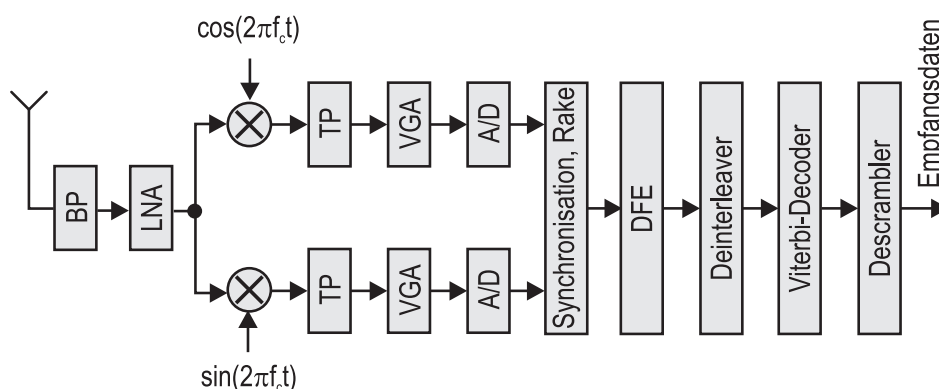


Abbildung 2.12 Empfängerarchitektur eines DS-UWB-Systems.

Eine mögliche Empfängerarchitektur ist in Abbildung 2.12 dargestellt. Das an der Empfangsantenne anliegende Signal wird zunächst bandpassgefiltert, um den Einfluss von Außerbandstrahlung zu reduzieren. Nach der rauscharmen Verstärkung mit einem LNA wird das Signal mithilfe eines Quadraturdemodulators ins Basisband gemischt. Der Quadraturdemodulator wird durch einen Lokaloszillator angesteuert, der mit dem Sender möglichst synchronisiert sein sollte. Die nachfolgenden Tiefpässe im Inphasen- und Quadraturzweig filtern den Rauschanteil außerhalb des betrachteten Frequenzbereiches heraus. Vor der mit der Nyquist-Rate durchzuführenden A/D-Wandlung erfolgt eine amplitudengeregelte Verstärkung durch einen VGA. Anschließend wird das diskretisierte Signal einem Rake-Empfänger zugeführt, um die signifikanten Mehrwegekomponenten zu extrahieren. Dieser Vorgang erfordert sowohl eine Kanalschätzung als auch eine Synchronisation. Ein darauf folgender entscheidungsrückgekoppelter Entzerrer (engl. Decision Feedback Equalizer, DFE) soll die bei hohen Datenraten entstehende ISI reduzieren. Die resultierenden Bits werden schließlich einem Deinterleaver zugeführt und mit einem Viterbi-Decoder decodiert. Die Verarbeitungskette endet mit dem Descrambling, an dessen Ausgang die mit größter Wahrscheinlichkeit gesendeten Bits vorliegen.

2.5 Anwendungsgebiete und Marktpotential

Aufgrund seiner speziellen Eigenschaften ergeben sich für nicht lizenzierte UWB-Systeme eine Vielzahl an Anwendungsmöglichkeiten, die sich prinzipiell in die drei Bereiche Kommunikation, Lokalisierung und Bildgebung sowie Sensorik einteilen lassen.

In der Kommunikation ist UWB ein vielversprechender Kandidat, um den Anforderungen an zukünftige Kommunikationsanwendungen gerecht zu werden. Aufgrund der großen Signalbandbreite können dabei hohe Datenraten über kurze Entfernungen erreicht werden, die im Bereich von denen alternativer Technologien wie z.B. IEEE 802.11n [81] liegen. Die eingesetzten Sender- und Empfängerarchitekturen lassen sich dabei im Allgemeinen mit viel geringerer Komplexität und viel geringerem Leistungsverbrauch realisieren. Ein enormes Marktpotential betrifft in diesem Zusammenhang die Ersetzung zahlreicher kabelgebundener Anwendungen im Nahbereich. Mit der Bluetooth Technologie wird bereits dieses große Potential der drahtlosen Nahbereichskommunikation aufgegriffen, indem Anwendungen mit geringem Datendurchsatz wie z.B. Funktastaturen drahtlos realisiert werden. Für Anwendungen, bei denen es zu einem sehr hohen Datendurchsatz kommen kann, erweist sich diese Technologie dagegen als ungeeignet. Dies betrifft insbesondere das Gebiet der Unterhaltungselektronik, in dem große Datenmengen möglichst schnell und zuverlässig zwischen zwei oder mehr Geräten übertragen werden sollen. Denkbare Anwendungen können dabei z.B. das Herunterladen von Bildern von einer Digitalkamera auf einen Computer, auf einen Drucker oder auf einen PDA sowie der Austausch von Musik- oder Bilddaten zwischen Mobilfunkgeräten und Camcorder oder DVD-Spieler sein. Solche für den Endverbraucher sehr komfortable Nutzungsmöglichkeiten erfordern einfache Lösungskonzepte. Im Rahmen dieser Arbeit ist der Fokus auf eine hochdatenratige UWB-Nahbereichskommunikation gerichtet.

Im Bereich der Lokalisierung und Bildgebung erweist sich UWB ebenfalls als vorteilhaft. Hier wird die sehr genaue Ortsauflösung ausgenutzt, die sich aufgrund der sehr großen Signalbandbreite und der daraus resultierenden sehr kurzen Signaldauer ergibt. Verschiedene Anwendungsfelder wie z.B. die Erkennung von Tumorerkrankungen aufgrund der Materialbeschaffenheit von Organen, die Verwendung von Bewegungsmeldern im Sicherheits- und Überwachungsbereich, der Einsatz von Abstandsmeldern zum Messen von Füllstandspegeln und zur Vorbeugung von Unfällen in der Industrie, die Erkundung von Bodenschichten oder das Durchleuch-

ten von Wänden (engl. Through Wall Imaging) sind dabei denkbar.

Im Bereich Sensorik kann UWB innerhalb von Sensornetzwerken eingesetzt werden, indem einzelne Sensoren bestimmte Informationen mit geringer Datenrate über möglicherweise große Entfernungen an eine zentrale Instanz senden. Typische Anwendungsfelder sind hier im Logistikbereich wie z.B. in einem Containerhafen zu sehen, bei denen kostengünstige und energieeffiziente UWB-Chips eine robuste und zuverlässige Übertragung ermöglichen. Aber auch im Medizinbereich sind sensorbasierte UWB-Anwendungen zur Überwachung lebenswichtiger Funktionen denkbar.

3 Inkohärentes Multiband UWB

Die beiden von der IEEE 802.15.3a Arbeitsgruppe favorisierten Standardisierungsvorschläge für hohe Datenraten MB-OFDM-UWB und DS-UWB verwenden zur Demodulation kohärente Empfängerstrukturen. Diese weisen jedoch einige signifikante Nachteile auf [107]. So erfordert ein kohärenter Empfänger im Allgemeinen eine genaue Synchronisation, die im Bereich von Nanosekunden liegen kann. Schon geringe Synchronisationsfehler können dabei zu einer Reduktion der Leistungsfähigkeit führen [33]. Die Durchführung einer genauen Synchronisation ist jedoch äußerst komplex und erfordert den Einsatz von hochpräzisen Uhren. Des Weiteren müssen bei kohärenten Empfängerstrukturen sämtliche Signalverzerrungen, die beispielsweise durch Antennen, durch Verstärker oder durch Filter zustande kommen, bereits beim Systementwurf mitberücksichtigt werden. Auch das bei MB-OFDM-UWB und DS-UWB empfangsseitig erforderliche nicht energieeffiziente Heruntermischen des Empfangssignals mithilfe von aktiven Lokaloszillatoren und Mischern ist als nachteilig anzusehen.

Weiter ist zu beachten, dass der bei MB-OFDM-UWB eingesetzte Empfänger den Einsatz von schnellen, hochauflösenden A/D-Wandlern erfordert [54]. Je mehr Bits dabei verwendet werden, desto größer ist der Leistungsverbrauch auf Kosten einer verbesserten Performance. Im Gegensatz dazu werden bei DS-UWB keine hochauflösenden A/D-Wandler benötigt. Der bei DS-UWB eingesetzte Rake-Empfänger weist allerdings Nachteile bezüglich eines effizienten Umgangs mit einer großen Anzahl an Mehrwegen auf, die bei der Ausbreitung des ultra-breitbandigen Signals auftreten können. Um mithilfe eines Rake-Empfängers ausreichend Energie einzusammeln, ist es daher erforderlich, eine große Anzahl an Rake-Fingern einzusetzen. Da in jedem Finger eine Schätzung der Amplitude sowie der Verzögerung des Mehrweges durchgeführt werden muss, ist die Verwendung von vielen Rake-Fingern mit einem drastischen Anstieg der Komplexität verbunden.

Aufgrund dieser Nachteile und der Tatsache, dass die IEEE 802.15.3a Standardisierungsgruppe im Januar 2006 aufgelöst wurde, erfolgt in Kapitel 3 eine Einführung in einen alternativen Ansatz. Es wird ein inkohärentes OOK- und BPPM-basiertes MIR-UWB-System betrachtet, das ein vielversprechender und einfach zu realisierender asynchroner Ansatz für eine hochdatenratige energieeffiziente Nahbereichskommunikation sein kann [9, 28, 40, 62, 63, 75, 76, 77].

Das Kapitel ist wie folgt aufgebaut: Zunächst wird in Abschnitt 3.1 die MIR-UWB-Systemarchitektur vorgestellt, die den impulsbasierten Ansatz des DS-UWB-Systems mit dem Multiband Gedanken des MB-OFDM-UWB-Systems verknüpft.

Anschließend erfolgt in Abschnitt 3.2 eine Analyse des MIR-UWB-Systems. Für OOK wird dabei auf die Statistik der Entscheidungsvariablen, auf verschiedene adaptive Schwellwertapproximationen sowie auf deren rekursive Nachführung eingegangen. Davon ausgehend wird die theoretisch erreichbare Fehlerwahrscheinlichkeit von OOK bestimmt und der von BPPM gegenübergestellt. Mit dem Vergleich der OOK- und BPPM-spezifischen Kanalkapazität soll anschließend die Frage geklärt werden, welches Modulationsverfahren für ein hochdatenratiges MIR-UWB-System am besten geeignet ist. Um Aussagen über die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems treffen zu können, erfolgt am Ende des Abschnitts 3.2 eine Link-Budget-Analyse.

Im folgenden Abschnitt 3.3 werden die systemeigenen sowie systemfremden Interferenzen erläutert, die die Leistungsfähigkeit eines MIR-UWB-Systems reduzieren können. Zur Unterdrückung breitbandiger Störung wird dabei auf eine nicht kooperative Methode eingegangen, die auf modifizierten Wahrscheinlichkeitsdichten basiert. Das Kapitel endet mit einer kurzen Zusammenfassung.

3.1 Systemarchitektur

Das in dieser Arbeit betrachtete inkohärente MIR-UWB-System ist ein impulsbasiertes UWB-System, bei dem eine durch die Regulierungsbehörde vorgegebene Frequenzmaske mit den 10 dB-Grenzfrequenzen f_u und f_o in N_T gleich große Teilbänder unterteilt wird. Jedes Teilband besitzt somit eine theoretische Bandbreite $B_T = \frac{f_o - f_u}{N_T}$ sowie eine Trägerfrequenz $f_{c_i} = f_u + (i - 1/2) B_T, i = 1, \dots, N_T$.

3.1.1 Sender

Eine mögliche MIR-UWB-Senderarchitektur ist in Abbildung 3.1 dargestellt [75]. Sie besteht aus einem Pulsgenerator, der in regelmäßigen Abständen T_T zeitlich sehr kurze Pulse $p(t)$ erzeugt und diese auf den Eingang einer analogen Filterbank gibt. Die Filterbank setzt sich dabei aus N_T Bandpässen (BP) zusammen, die durch die Filterimpulsantworten $h_{BP,i}(t), i = 1, \dots, N_T$, durch die Filterordnung sowie durch die 3 dB-Grenzfrequenzen $f_{c,i} \pm (B_T - B_O)/2, i = 1, \dots, N_T$ gekenn-

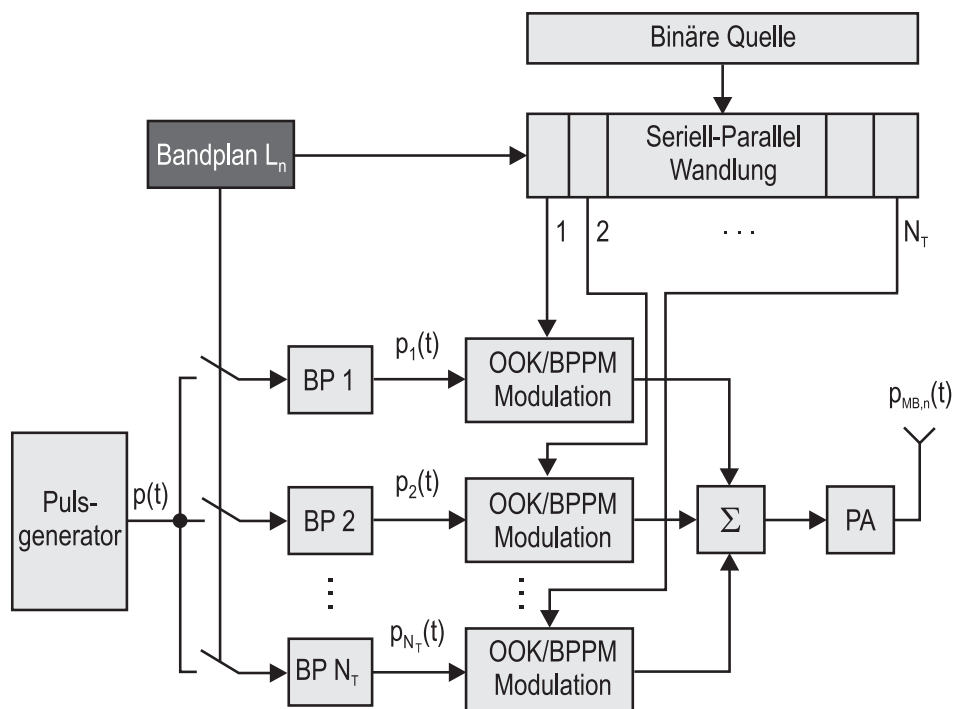


Abbildung 3.1 MIR-UWB-Senderarchitektur 1.

zeichnet sind. B_O bezeichnet dabei einen Frequenzoffset, der das Nebensprechen benachbarter Teilbänder reduziert. Am Ausgang der Filterbank liegen schließlich die relativ schmalbandigen Teilbandpulse $p_i(t) = p(t) * h_{BP,i}(t)$, $i = 1, \dots, N_T$ der Pulsdauer T_p vor.

Zur Modulation des zu einem Zeitpunkt nT_T , $n \in \mathbb{N}$ gesendeten Multibandsignals $p_{MB,n}(t)$ werden als gleichverteilt angenommene Bits $b_{i,n} \in \{0, 1\}$, $i = 1, \dots, N_T$ einer binären Quelle unter Berücksichtigung eines sende- und empfangsseitig bekannten Bandplans $L_n = [l_{1,n}, \dots, l_{N_T,n}]$ seriell-parallel gewandelt. Diese werden anschließend mit dem zugrunde liegenden Modulationsverfahren OOK oder BPPM auf die Teilbandpulse $p_i(t)$, $i = 1, \dots, N_T$ moduliert. Die Elemente $l_{i,n}$, $i = 1, \dots, N_T$ von L_n können dabei die Werte null oder eins annehmen, wobei nicht verwendete Teilbänder durch eine Null gekennzeichnet sind.

Eine Aktivierung bzw. Deaktivierung von einzelnen Teilbändern mithilfe von L_n wirkt sich vorteilhaft auf die Skalierbarkeit von Datenraten aus. Des Weiteren vereinfacht sich die Anpassung des MIR-UWB-Systems an die weltweit unterschiedlichen Regulierungsmasken. Die Verwendung eines Bandplans kann aber auch zu

einer adaptiven Unterdrückung von Interferenzen beitragen.

Bezüglich der Hardwareanforderungen zeichnet sich OOK im Vergleich zu BPPM durch einen geringeren Aufwand aus, da die relative Pulsposition in T_r unabhängig von den zu sendenden Daten gleich ist [33]. Im Fall von OOK muss daher lediglich sichergestellt werden, dass die modulierten Teilbandpulse $p_i(t)$, $i = 1, \dots, N_T$ zu den durch T_r vorgegebenen Zeitpunkten aufaddiert werden. Im Unterschied dazu weist der Einsatz von BPPM eine erhöhte Anforderung an die Hardware auf, da eine Pulsverzögerung Δ_{BPPM} innerhalb von T_r in Abhängigkeit von den zu sendenden Daten realisiert werden muss [33].

Nach einer Überlagerung der modulierten Teilbandpulse $p_i(t)$, $i = 1, \dots, N_T$ ergibt sich das zu übertragende Multibandsignal $p_{\text{MB},n}(t)$ zu

$$p_{\text{MB},n}(t) = \sum_{i=1}^{N_T} b_{i,n} l_{i,n} p_i(t - nT_r) \quad (3.1)$$

für OOK bzw. zu

$$p_{\text{MB},n}(t) = \sum_{i=1}^{N_T} l_{i,n} p_i(t - b_{i,n} \Delta_{\text{BPPM}} - nT_r) \quad (3.2)$$

für BPPM. Das Multibandsignal $p_{\text{MB},n}(t)$ setzt sich dabei aus Teilbandpulsen der Teilbänder zusammen, die durch den Bandplan L_n aktiviert sind. Nach einer Leistungsverstärkung (engl. Power Amplifier, PA) wird $p_{\text{MB},n}(t)$ der Sendeantenne zugeführt und unter Einhaltung von vorgegebenen Emissionsgrenzwerten abgestrahlt.

In Abbildung 3.2 (a) und (b) ist der Teilbandpuls $p_1(t)$ sowie das zugehörige normierte rechtsseitige Teilbandpulsspektrum $P_1(f)$ eines aus $N_T = 24$ Teilbändern bestehenden OOK-basierten MIR-UWB-Systems dargestellt. Der Teilbandpuls $p_1(t)$ mit der Trägerfrequenz $f_{c_1} = 3,256$ GHz entspricht dabei der Filterimpulsantwort $h_{\text{BP},1}(t)$ eines elliptischen BP-Filters der Ordnung vier, das eine Welligkeit von 1 dB im Durchlassbereich sowie eine Sperrbereichsdämpfung von 50 dB besitzt. Die 3 dB-Grenzfrequenzen sind dabei durch $B_T = 312,5$ MHz und $B_O = 150$ MHz gegeben. Die Verwendung eines elliptischen Filters ist vorteilhaft, da es eine hohe Flankensteilheit im Übergangsbereich besitzt.

Abbildung 3.2 (c) und (d) verdeutlicht ein mit diesen Filterparametern erzeugtes Multibandsignal $p_{\text{MB},n}(t)$ sowie das zugehörige normierte rechtsseitige Spektrum $P_{\text{MB},n}(f)$ für ein MIR-UWB-System mit 24 Teilbändern, wenn über jedes Teilband eine binäre Eins übertragen wird.

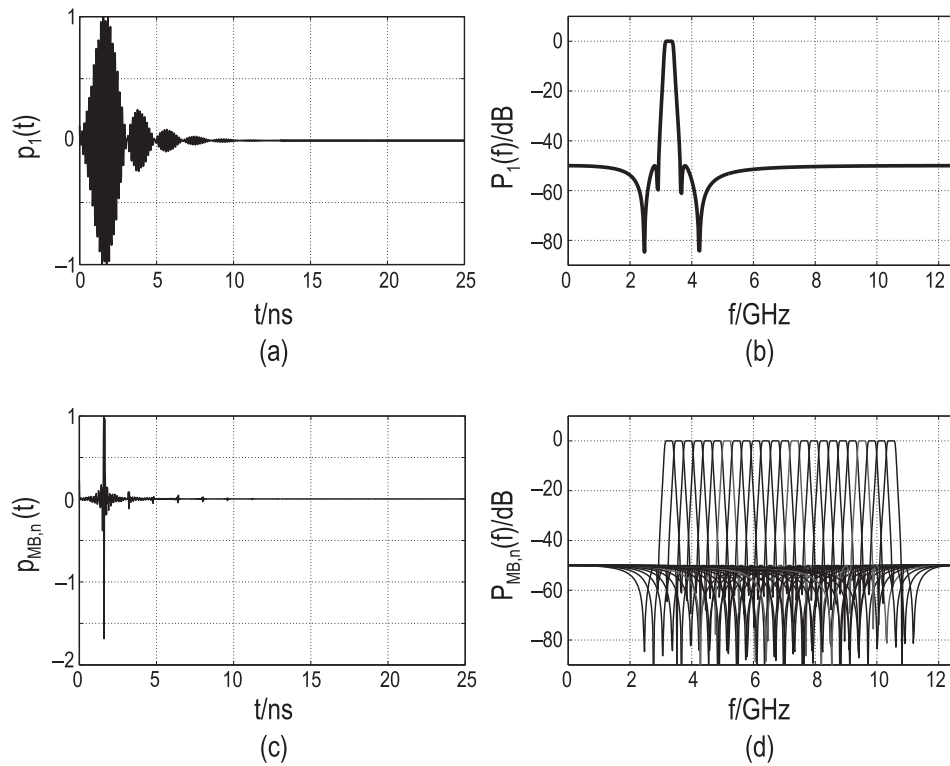


Abbildung 3.2 Mit der MIR-UWB-Senderarchitektur 1 erzeugter Teilbandpuls $p_1(t)$ (a) und Multibandsignal $p_{MB,n}(t)$ (c) mit zugehörigen normierten Spektren (b, d).

In Abbildung 3.3 ist eine alternative MIR-UWB-Senderarchitektur dargestellt [60]. Zur Pulserzeugung wird dabei der kosinusförmige Basisbandpuls

$$p_b(t) = \frac{a}{2} \left(\cos\left(\frac{2\pi t}{T_p}\right) + 1 \right), \quad |t| \leq \frac{T_p}{2} \quad (3.3)$$

mit einem Normierungsfaktor a und der Pulsdauer T_p verwendet. In Abbildung 3.4 (a) und (b) ist ein Basisbandpuls der Dauer $T_p = 12,8$ ns sowie das zugehörige, mit einem Normierungsfaktor \tilde{a} gewichtete, Spektrum

$$P_b(f) = \frac{\tilde{a} \sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p (1 - (f T_p)^2)} \quad (3.4)$$

dargestellt. Die Hauptkeule ist dabei durch eine Breite von $B_T = \frac{4}{T_p} = 312,5$ MHz gekennzeichnet, in der 99,5 % der Energie enthalten ist. Zudem zeichnet sich das

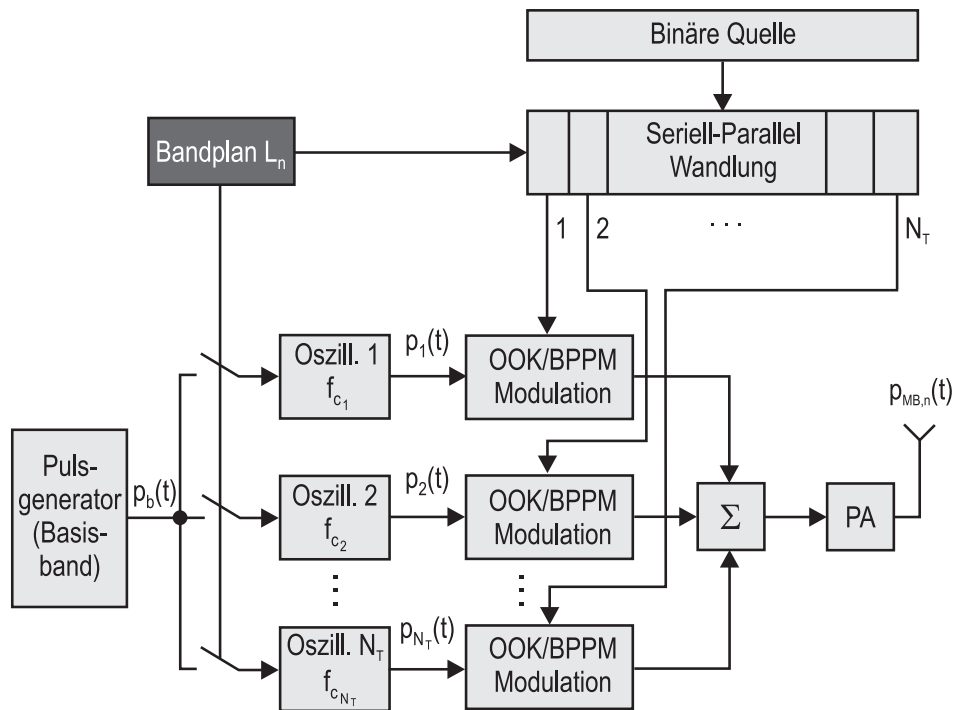


Abbildung 3.3 MIR-UWB-Senderarchitektur 2.

Maximum der ersten Nebenkeule durch einen Abfall von 32 dB zum Maximum der Hauptkeule aus. Nach der Erzeugung von $p_b(t)$ muss dieser in Abhängigkeit von L_n mittels der eingeschalteten Oszillatoren auf die Trägerfrequenzen f_{c_i} , $i = 1, \dots, N_T$ der aktivierten Teilbänder gemischt werden, so dass sich die Teilbandpulse

$$p_i(t) = p_b(t) \cos(2\pi f_{c_i} t) \quad , i = 1, \dots, N_T \quad (3.5)$$

ergeben. Abbildung 3.4 (c) und (d) verdeutlicht die auf die Trägerfrequenz $f_{c_1} = 3,256$ GHz gemischte Pulsform $p_1(t)$ sowie den dazugehörigen rechten Teil des Spektrums $P_1(f) = P_b(f - f_{c_1}) + P_b(f + f_{c_1})$ eines aus 24 Teilbändern bestehenden MIR-UWB-Systems.

Die weitere Verarbeitung erfolgt wie bei der MIR-UWB-Senderarchitektur 1: Die Teilbandpulse $p_i(t)$, $i = 1, \dots, N_T$ werden in Abhängigkeit von L_n mit OOK oder BPPM moduliert und zum Multibandsignal $p_{MB,n}(t)$ aufaddiert. Das Multibandsignal $p_{MB,n}(t)$ wird anschließend mit einem PA angepasst, auf die Sendeantenne gegeben und abgestrahlt.

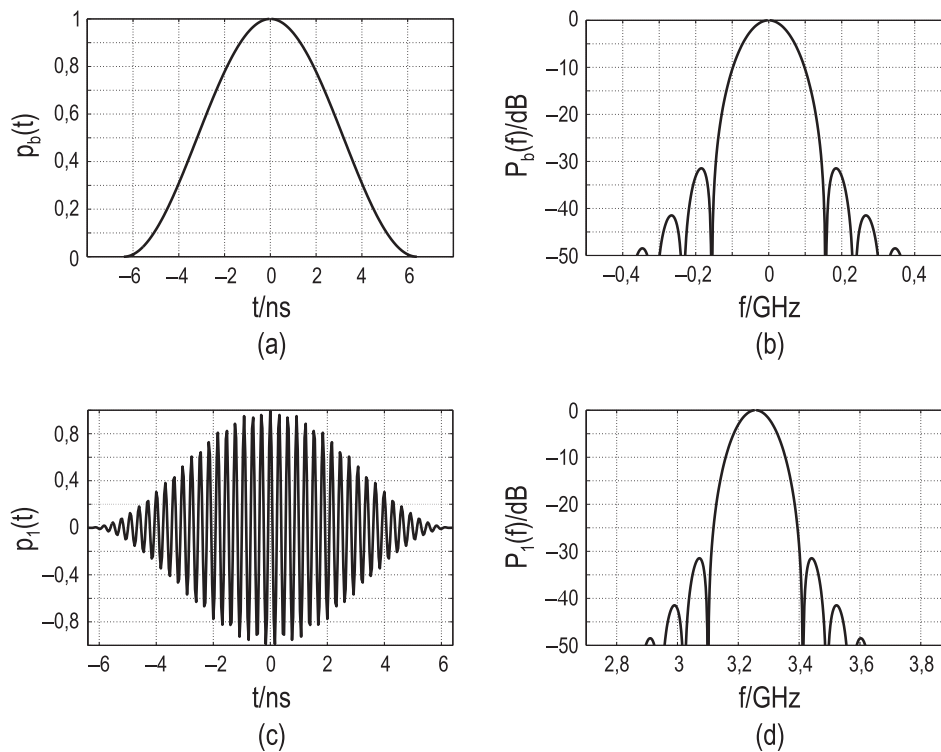


Abbildung 3.4 Kosinusförmige Pulsform im Zeit- und Frequenzbereich.

3.1.2 Empfänger

Nachdem das Multibandsignal $p_{\text{MB},n}(t)$ abgestrahlt ist, wird dieses über einen Mehrwegekanal mit der Impulsantwort $h(t)$ übertragen. Der Kanal kann dabei durch das im Kapitel 2 beschriebene IEEE 802.15.3a UWB-Kanalmodell modelliert werden. Das an der Empfangsantenne vorliegende Multibandsignal

$$y_{\text{MB},n}(t) = p_{\text{MB},n}(t) * h(t) + n(t) \quad (3.6)$$

wird mit additivem weißem gaußschen Rauschen (AWGN) $n(t)$ der zweiseitigen Rauschleistungsdichte $N_0/2$ überlagert und im Fall von OOK mit der in Abbildung 3.5 dargestellten inkohärenten MIR-UWB-Empfängerarchitektur weiterverarbeitet.

Das Empfangssignal $y_{\text{MB},n}(t)$ wird zunächst mit einem LNA rauscharm verstärkt und auf die bei der MIR-UWB-Senderarchitektur 1 bereits sendeseitig eingesetzte analoge BP-Filterbank in Abhängigkeit von L_n gegeben. In jedem aktivierten Teilband erfolgt anschließend eine Energiedetektion. Diese setzt sich aus einem Quadrierer und einem Integrator der Integrationszeit T_I zusammen.

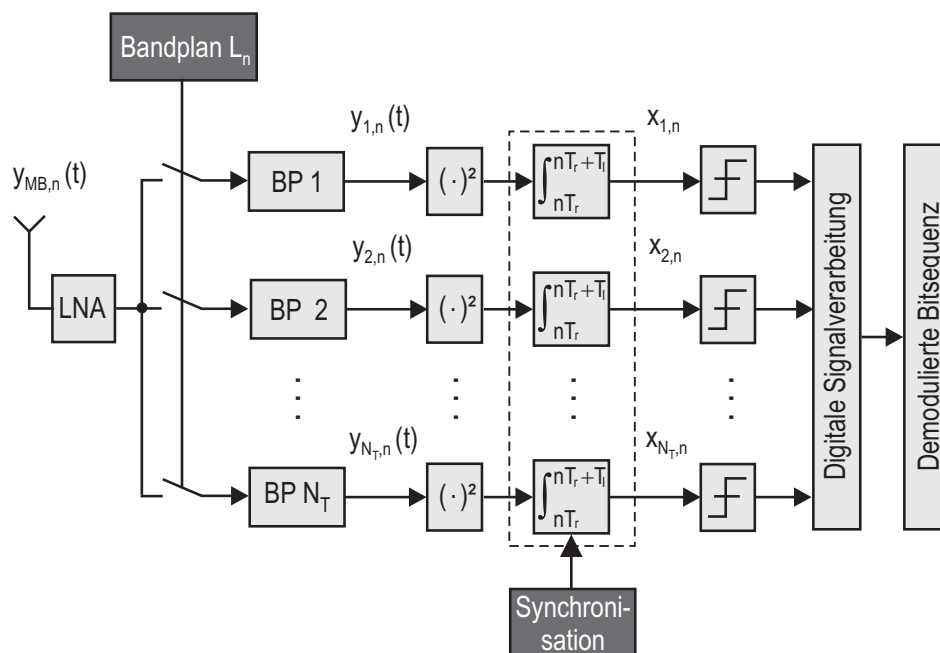


Abbildung 3.5 Inkohärente MIR-UWB-Empfängerarchitektur für OOK.

Bei der Durchführung der Integration ist dabei im Allgemeinen der Kompromiss zwischen der eingesammelten Rausch- und Signalenergie zu berücksichtigen. Aus Komplexitätsgründen wird dabei auf eine aufwändige Synchronisation verzichtet, indem stets derselbe Integrationsstartzeitpunkt innerhalb einer Rahmendauer nT_r , $n \in \mathbb{N}$ gewählt wird. Die Dauer der Integrationszeit ist sowohl von der betrachteten Pulsform als auch vom Szenario (AWGN, KM 1, KM 2) abhängig. Bei Verwendung der MIR-UWB-Senderarchitektur 1 werden z.B. die Integrationszeiten 15 ns (AWGN), 25 ns (KM 1) und 30 ns (KM 2) eingesetzt [23].

Am Ausgang jedes Energiedetektors liegt ein Energiewert $x_{i,n}$, $i = 1, \dots, N_T$ vor, der als Zufallsvariable aufgefasst werden muss. Je nachdem ob nur Rauschen oder ein Teilbandpuls mit Rauschen detektiert wird, können dabei zwei mögliche Verteilungen auftreten. Eine detaillierte Analyse der zugrunde liegenden Entscheidungsstatistik erfolgt im nächsten Abschnitt. Am Ausgang des Entscheiders können weitere Signalverarbeitungsschritte erfolgen, bis schließlich die demodulierten Bits nach einer parallel-seriell Wandlung vorliegen.

Die vorgestellten Transceiverarchitekturen können sowohl mit OOK als auch mit

BPPM betrieben werden.¹ Ein Unterscheidungspunkt betrifft jedoch die Synchronisation zwischen Sender und Empfänger. Hier erweist sich OOK als nachteilig, da im Fall von längeren Nullfolgen keine Synchronisation möglich ist. Abhilfe kann hier beispielsweise durch das in [33] vorgeschlagene Synchronisationsverfahren geschaffen werden. Im Fall von BPPM ist eine Synchronisation zwischen Sender und Empfänger einfacher, da Pulse unabhängig von den zu übertragenden Daten immer gesendet werden.

Ein weiterer Unterschied bezieht sich auf die Energiedetektion des empfangenen Signals. Diese ist im Fall von OOK mit einer Schätzung der Signal- und Rauschenergie sowie einer davon abhängigen Berechnung einer Entscheidungsschwelle verknüpft (Abschnitt 3.2). Im Unterschied dazu lässt sich die Energiedetektion bei BPPM ohne Schätzung der Signal- und Rauschenergie bzw. ohne die Berücksichtigung einer Entscheidungsschwelle durchführen, da lediglich die Energiewerte aus zwei Zeitintervallen miteinander verglichen werden müssen [9].

Schließlich ist auch das mit dem Modulationsverfahren verbundene LDS des Sendesignals zu berücksichtigen. So kann gezeigt werden [33], dass bei OOK eine bessere Dämpfung der diskreten Spektrallinien erreicht wird als bei BPPM. Eine weitere Verbesserung kann bei OOK dadurch erzielt werden, dass bei einer binären Eins ein Puls mit zufälliger Polarität gesendet wird [64].

Die MIR-UWB-Sender- und Empfängerarchitektur basierend auf dem Sendermodell 1 lässt sich in Hardware überwiegend durch analoge und passive Bauteile und damit äußerst energieeffizient realisieren. Zahlreiche Untersuchungen existieren hierzu [31, 54, 64, 65, 66, 67, 68]. Auf der Grundlage eines Prototypen eines OOK-basierten MIR-UWB-Systems mit vier Teilbändern wird dabei aufgezeigt, dass dieses System durch einen äußerst geringen Synchronisationsaufwand gekennzeichnet ist. Aus diesem Grund zeichnet sich das MIR-UWB-System durch eine erhöhte Robustheit bezüglich Jittereffekten oder anderen Triggerungenauigkeiten aus. Des Weiteren wird gezeigt, dass systembedingte Phasennichtlinearitäten, die durch die eingesetzten Antennen, die Verstärker oder die analoge Filterbank zustande kommen, durch die Energiedetektion nur eine untergeordnete Rolle beim Systemdesign spielen. Insbesondere vereinfacht sich durch die Betrachtung von relativ schmalbandigen Teilbändern der Entwurf solcher für das MIR-UWB-System notwendigen Komponenten. Als kritische Komponente erweist sich jedoch der Entwurf und

¹Bei der Verwendung von BPPM muss sende- und empfangsseitig eine zusätzliche Verzögerung Δ_{BPPM} realisiert werden. Das Prinzip einer BPPM-spezifischen Energiedetektion wird in Abschnitt 4.1.2 erläutert.

die Integration der analogen frequenzselektiven BP-Filterbank. Detaillierte Untersuchungen dazu wurden in [78, 79, 80] durchgeführt.

3.2 Systemanalyse

Im Folgenden wird das im vorigen Abschnitt eingeführte MIR-UWB-System unter verschiedenen Aspekten untersucht. Aufgrund der parallel angeordneten Systemarchitektur wird die Analyse weitgehend innerhalb eines Teilbandes durchgeführt.

Der Fokus der Analyse ist dabei unter anderem auf das Modulationsverfahren OOK gerichtet. Dazu erfolgt in Abschnitt 3.2.1 eine Beschreibung der Statistik der am Ausgang der Energiedetektion vorliegenden Entscheidungsvariablen. Darauf aufbauend werden verschiedene einfach zu realisierende Schwellwertapproximationen, die innerhalb des MIR-UWB-Systems rekursiv nachgeführt werden, verglichen. Dies führt in Abschnitt 3.2.2 zur Beschreibung der theoretisch erreichbaren Fehlerwahrscheinlichkeiten einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion. Zur Bewertung des für ein hochdatenratiges MIR-UWB-System am besten geeigneten Modulationsverfahrens werden im Abschnitt 3.2.3 die modulationsspezifischen Kanalkapazitäten gegenübergestellt. Abschließend erfolgt in Abschnitt 3.2.4 eine Link-Budget-Analyse innerhalb eines beliebigen MIR-UWB-Teilbandes.

3.2.1 Statistische Analyse der Entscheidungsvariablen

Wie in Abschnitt 3.1 erläutert, wird das in Gleichung (3.6) beschriebene Empfangssignal $y_{\text{MB},n}(t)$ in Abhängigkeit von L_n auf eine BP-Filterbank mit den Schutzabständen B_O gegeben. Dadurch wird eine Aufteilung in die einzelnen Teilbandsignale $y_{i,n}(t) = l_{i,n} y_{\text{MB},n}(t) * h_{\text{BP},i}(t)$, $i = 1, \dots, N_T$ erreicht. Bei der Verwendung von OOK wird jedes Teilbandsignal anschließend auf einen Energiedetektor gegeben, der das quadrierte Teilbandsignal über ein vordefiniertes Zeitintervall T_I integriert.

Um am Ausgang eines Energiedetektors über die mit größter Wahrscheinlichkeit gesendete Information zu entscheiden, ist es erforderlich, die Statistik der zugrunde liegenden Energieverteilung zu beschreiben. Dazu wird innerhalb eines Teilbandes der Nutzbandbreite $B_T - B_O$ von einem zeitinvarianten Funkkanal $h(t)$ ausgegangen. Für die in einem Teilband gemessene Energie x können dabei die beiden

Hypothesen

$$\begin{aligned}
 H_0 (b = 0) : \quad x &= \int_0^{T_1} \tilde{n}^2 (t) dt \\
 H_1 (b = 1) : \quad x &= \int_0^{T_1} (s(t) + \tilde{n}(t))^2 dt
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

auftreten, wobei $s(t) = p_{\text{MB}}(t) * h(t) * h_{\text{BP}}(t)$ und $\tilde{n}(t) = n(t) * h_{\text{BP}}(t)$ den empfangenen deterministischen Signalanteil der Energie $E = \int_0^{T_1} s^2(t) dt$ und $\tilde{n}(t)$ das gefilterte Rauschsignal bezeichnen.²

Das deterministische Nutzsinal $s(t)$ sowie das gefilterte Rauschsignal $\tilde{n}(t)$ können nun mithilfe eines M -dimensionalen orthonormalen Funktionenraumes, der aus Basisfunktionen $\theta_k(t)$, $k = 1, \dots, 2M$ besteht, beschrieben werden. Der Parameter $M = \lfloor (B_T - B_O) T_1 + 0,5 \rfloor \in \mathbb{N}$ bezeichnet die Anzahl der Freiheitsgrade [40]. Diese beschreiben anschaulich die minimale Anzahl an Abtastwerten, mit der ein Signal der Nutzbandbreite $B_T - B_O$ in einem Integrationsintervall der Dauer T_1 nach dem Abtasttheorem beschrieben werden kann.

Somit kann für den Fall einer binären Null der am Ausgang des Energiedetektors vorliegende Energiewert durch [40]

$$\begin{aligned}
 x &= \int_0^{T_1} [\tilde{n}(t)]^2 dt = \int_0^{T_1} \left[\sum_{k=1}^{2M} \tilde{n}_k \theta_k(t) \right]^2 dt \\
 &= \int_0^{T_1} \left[\sum_{k=1}^{2M} \tilde{n}_k \theta_k(t) \right] \left[\sum_{l=1}^{2M} \tilde{n}_l \theta_l(t) \right] dt \\
 &= \sum_{k=1}^{2M} \sum_{l=1}^{2M} \left[\tilde{n}_k \tilde{n}_l \underbrace{\int_0^{T_1} \theta_k(t) \theta_l(t) dt}_{=\delta(k-l)} \right] = \sum_{k=1}^{2M} \tilde{n}_k^2
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

beschrieben werden. Die zum Energiewert x zugehörigen Rauschwerte \tilde{n}_k , $k = 1, \dots, 2M$ unterliegen dabei einer mittelwertfreien Gaußverteilung, so dass durch Quadrierung und Aufsummierung eine zentrale χ^2 -Verteilung resultiert. Für deren

²Aufgrund der parallel angeordneten Systemarchitektur wird im Folgenden auf den Teilbandindex i verzichtet. Unter der Annahme, dass die zugrunde liegende Energieverteilung unabhängig von der betrachteten Rahmendauer ist, wird des Weiteren der Index n weggelassen.

Wahrscheinlichkeitsdichte gilt [40]:

$$f_0(x) = \frac{1}{N_0 \Gamma(M)} \left(\frac{x}{N_0} \right)^{M-1} e^{-\frac{x}{N_0}}, \quad x \geq 0, \quad (3.9)$$

wobei $\Gamma(\cdot)$ die Gammafunktion bezeichnet. Im Fall einer binären Eins kann der gemessene Energiewert durch

$$\begin{aligned} x &= \int_0^{T_1} [s(t) + \tilde{n}(t)]^2 dt = \int_0^{T_1} \left[\sum_{k=1}^{2M} (s_k + \tilde{n}_k) \theta_k(t) \right]^2 dt \\ &= \int_0^{T_1} \left[\sum_{k=1}^{2M} (s_k + \tilde{n}_k) \theta_k(t) \right] \left[\sum_{l=1}^{2M} (s_l + \tilde{n}_l) \theta_l(t) \right] dt \\ &= \sum_{k=1}^{2M} \sum_{l=1}^{2M} \left[(s_k + \tilde{n}_k) (s_l + \tilde{n}_l) \underbrace{\int_0^{T_1} \theta_k(t) \theta_l(t) dt}_{=\delta(k-l)} \right] \\ &= \sum_{k=1}^{2M} (s_k + \tilde{n}_k)^2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

beschrieben werden. Es kann gezeigt werden, dass $s_k + \tilde{n}_k, k = 1, \dots, 2M$ einer gaußverteilten Zufallsvariable mit dem Mittelwert s_k entspricht. Bildet man die Summe über die Quadrate dieser Zufallsvariablen, so resultiert daraus eine nicht zentrale χ^2 -Verteilung mit $2M$ Freiheitsgraden und dem Nichtzentralitätsparameter E . Deren Wahrscheinlichkeitsdichte lautet [40]:

$$f_1(x) = \frac{1}{N_0} \left(\frac{x}{E} \right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-\frac{x+E}{N_0}} I_{M-1} \left(2 \frac{\sqrt{x E}}{N_0} \right), \quad x \geq 0, \quad (3.11)$$

wobei I_{M-1} die modifizierte Besselfunktion der Ordnung $M - 1$ bezeichnet.

Im Gegensatz zu OOK werden bei BPPM, unabhängig von der zu übertragene Information, stets Energien in zwei Zeitintervallen ausgewertet. Die Statistik der Energieverteilung ist in Zeitintervallen mit Teilbandsignal durch eine nicht zentrale χ^2 -Verteilung charakterisiert. In Zeitintervallen ohne Teilbandsignal liegt dagegen eine zentrale χ^2 -Verteilung vor.

Schwellwertapproximation

Im Unterschied zu BPPM wird im Fall von OOK zur Durchführung der Energiedetektion eine Entscheidungsschwelle x_S in jedem aktivierten Teilband benötigt. Diese ergibt sich aus dem Schnittpunkt der beiden in Gleichung (3.9) und Gleichung (3.11) beschriebenen Wahrscheinlichkeitsdichten $f_0(x)$ und $f_1(x)$. Das Auffinden von x_S ist jedoch äußerst komplex und kann aufgrund der zugrunde liegenden Wahrscheinlichkeitsdichten nicht geschlossen lösbar angegeben werden. Zur praktischen Realisierung des Auffindens eines möglichst optimalen Schwellwertes x_S ist man daher bestrebt, einfache Näherungslösungen zu verwenden.

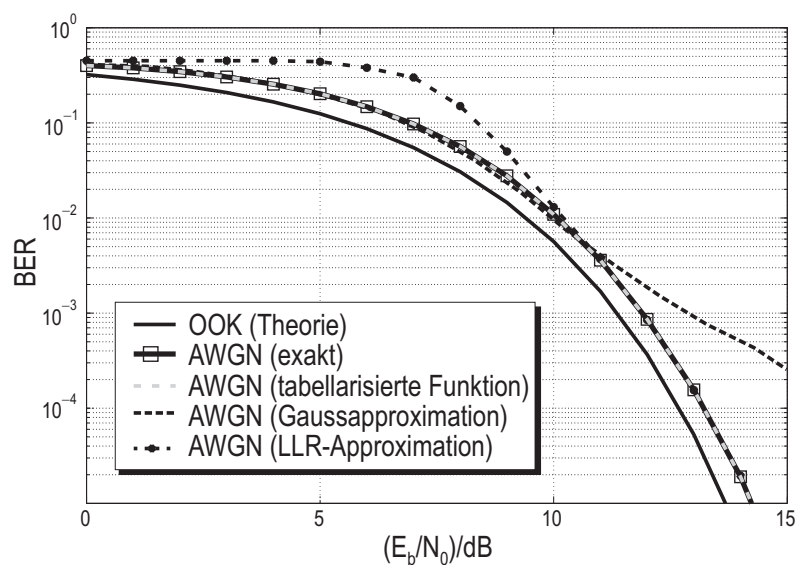


Abbildung 3.6 Vergleich verschiedener Schwellwertapproximationen.

In Abbildung 3.6 sind die Bitfehlerraten (BER) in Abhängigkeit des E_b/N_0 für die exakte Schwellwertlösung sowie für drei unterschiedliche Näherungslösungen dargestellt. Man erkennt, dass sich eine Näherungslösung basierend auf einer einfach zu beschreibenden Gaußapproximation als ungeeignet erweist. Die Ursache ist in der Anzahl der Freiheitsgrade M zu sehen, die z.B. für ein aus 24 Teilbändern bestehendes MIR-UWB-System der Nutzbandbreite 162,5 MHz und der Integrationszeit $T_I = 15$ ns im Bereich von drei liegt. Um jedoch eine Gaußapproximation verwenden zu können, müsste die Zahl der Freiheitsgrade sehr viel größer sein.

Bei der in [75] vorgeschlagenen Lösung wird die Entscheidungsschwelle x_S zunächst auf die Rauschenergie N_0 normiert ($\eta_S = \frac{x_S}{N_0}$), so dass sich durch Gleich-

setzen der Wahrscheinlichkeitsdichten $f_0(x)$ und $f_1(x)$

$$(\eta_S L_V)^{\frac{M-1}{2}} = \Gamma(M) e^{-L_V} I_{M-1} \left(2\sqrt{\eta_S L_V} \right) \quad (3.12)$$

mit $L_V = E/N_0$ ergibt. Unter der Annahme eines großen L_V kann die modifizierte Besselfunktion der Ordnung $M - 1$ durch [20]

$$I_{M-1} \left(2\sqrt{\eta_S L_V} \right) \approx \frac{e^{2\sqrt{\eta_S L_V}}}{\sqrt{4\pi\sqrt{\eta_S L_V}}} \quad (3.13)$$

approximiert werden. Durch Einsetzen dieser Approximation in Gleichung (3.12) erhält man

$$\left(\frac{M}{2} - \frac{1}{4} \right) \frac{\ln(\eta_S L_V)}{\sqrt{\eta_S L_V}} + \sqrt{\frac{L_V}{\eta_S}} = \frac{1}{\sqrt{\eta_S L_V}} \ln \left(\frac{\Gamma(M)}{\sqrt{4\pi}} \right) + 2. \quad (3.14)$$

Zur Lösung dieser Gleichung wird in [75] vorgeschlagen, eine von dem Verhältnis L_V abhängige tabellarisierte Funktion $\phi(\cdot)$ zu verwenden. Die Schwelle η_S kann dann durch

$$\eta_S = \frac{L_V}{4} + M + \sqrt{M-1} \phi(L_V) \quad (3.15)$$

beschrieben werden, wobei $\phi(x) = 2,1 \cdot 10^{-6} x^3 - 0,00046 x^2 + 0,045 x + 0,032$ für ein L_V von 0 dB bis 20 dB ausgelegt ist [76]. Ein Nachteil dieser Approximation ist der eingeschränkte Dynamikbereich der Entscheidungsschwelle η_S . Aus Abbildung 3.6 ist jedoch ersichtlich, dass die mit dieser Näherungslösung resultierende BER über den dargestellten E_b/N_0 -Bereich mit der exakten Lösung übereinstimmt.

In [62] wird eine alternative Schwellwertapproximation vorgeschlagen, die auf der Berechnung des Log-Likelihood-Verhältnisses (engl. Log-Likelihood-Ratio, LLR) basiert. Unter Berücksichtigung der in Gleichung (3.13) gemachten Approximation der Besselfunktion erhält man dabei

$$\text{LLR} = \ln \frac{f_1(x)}{f_0(x)} = C_1 \ln(C_2 C_3) - C_2 + 2\sqrt{C_2 C_3} + C_4, \quad (3.16)$$

wobei $C_1 = \frac{1-2M}{4}$, $C_2 = \frac{x}{N_0}$, $C_3 = \frac{E}{N_0}$ und $C_4 = \ln(\Gamma(M)) - 0,5 \ln(4\pi)$ ist. In diesem Fall wird zur Bestimmung des Schwellwertes keine tabellarisierte Funktion benötigt. Die Schwelle ist somit unabhängig vom Wertebereich von L_V . Der Vorteil dieser Approximation ist in der sehr einfachen Bestimmung des Schwellwertes

zu sehen. Eine weitere Reduktion des Berechnungsaufwandes kann durch die Wahl einer konstanten Teilbandbreite B_T , eines konstanten Frequenzoffsets B_O und einer konstanten Integrationszeit T_I erreicht werden. Aufgrund der Approximation der Besselfunktion ist in diesem Fall eine deutliche Verschlechterung der BER-Performance im Bereich niedriger E_b/N_0 -Werte zu erkennen (Abbildung 3.6). Im Bereich mittlerer und hoher E_b/N_0 -Werte tritt jedoch eine Konvergenz der BER zu der BER des exakten Schwellwertes auf. Die Verwendung dieser Schwelle eignet sich, da im Allgemeinen der Bereich mittlerer und hoher E_b/N_0 -Werte von Interesse ist.

Schätzung von Signal- und Rauschenergie

Zur praktischen Realisierung eines OOK-basierten MIR-UWB-Systems ist es erforderlich, die Signal- und Rauschenergie adaptiv in jedem aktivierten Teilband in Echtzeit zu schätzen. Die Schätzung kann dabei in zwei Phasen eingeteilt werden [75]. In einer Initialisierungsphase erfolgt eine Anfangsschätzung der Signal- und Rauschenergie. Darauf aufbauend wird in einer Datenphase eine rekursive Nachführung dieser Anfangsschätzwerte durchgeführt.³

Die in [75] beschriebene Anfangsschätzung von Signal- und Rauschenergie wird in jedem Teilband in regelmäßigen zeitlichen Abständen durchgeführt. Zu Beginn erfolgt dabei eine Schätzung der Rauschenergie, die auf der Maximum-Likelihood (ML)-Methode basiert. Dabei werden m_0 binäre Nullen übertragen und die zugehörigen Energiewerte $x_{0,j}, j = 1, \dots, m_0$ am Empfänger gemessen. Die m_0 Messwerte können dabei als unabhängige Zufallsvariablen aufgefasst werden, die zusammen den Zufallsvektor $\underline{x}_0 = (x_{0,1}, x_{0,2}, \dots, x_{0,m_0})$ bilden. Das Ziel der ML-Methode besteht nun darin, die Rauschenergie N_0 so zu bestimmen, dass die Wahrscheinlichkeit, die ermittelten Messwerte zu erhalten, maximiert wird. Unter der Annahme m_0 unabhängiger Zufallsvariablen $x_{0,j}, j = 1, \dots, m_0$ ergibt sich für die Likelihood-Funktion L_p :

$$L_p = \prod_{j=1}^{m_0} f_0(x_{0,j}) = \left(\frac{1}{N_0 \Gamma(M)} \right)^{m_0} \prod_{j=1}^{m_0} \left(\frac{x_{0,j}}{N_0} \right)^{M-1} e^{-\frac{x_{0,j}}{N_0}}. \quad (3.17)$$

Durch Ableiten des Logarithmus von L_p nach N_0 erhält man

$$\frac{d \ln(L_p)}{d N_0} = -m_0 - m_0 (M - 1) + \frac{1}{N_0} \sum_{j=1}^{m_0} x_{0,j} \stackrel{!}{=} 0, \quad (3.18)$$

³Bei hinreichender Stationarität des Kanals ist eine solche Schätzung nicht erforderlich.

das, nach N_0 aufgelöst, die geschätzte Rauschenergie \hat{N}_0

$$\hat{N}_0 = \frac{\sum_{j=1}^{m_0} x_{0,j}}{m_0 M} \quad (3.19)$$

der Varianz $\sigma_{\hat{N}_0}^2 = \frac{N_0^2}{m_0 M}$ liefert.

Im Anschluss an die Schätzung der Rauschenergie erfolgt die Anfangsschätzung der deterministischen Signalenergie E . Dazu werden m_1 binäre Einsen gesendet, so dass empfangsseitig der Zufallsvektor $\underline{x}_1 = (x_{1,1}, x_{1,2}, \dots, x_{1,m_1})$, bestehend aus m_1 Energiewerten, vorliegt. Basierend auf dem Mittelwert $MN_0 + E$ der Zufallsvariablen $x_{1,j}$, $j = 1, \dots, m_1$ ergibt sich für die geschätzte Signalenergie E :

$$\hat{E} = \frac{\sum_{j=1}^{m_1} x_{1,j}}{m_1} - M\hat{N}_0, \quad (3.20)$$

die durch die Varianz $\sigma_{\hat{E}}^2 = \frac{MN_0^2 + 2EN_0}{m_1} + M^2\sigma_{\hat{N}_0}^2$ gekennzeichnet ist. Zur Durchführung der Anfangsschätzung wird in [75] vorgeschlagen, $m_0 = 740$ Nullen und $m_1 = 1230$ Einsen zu verwenden.

Die beschriebene Anfangsschätzung der Signal- und Rauschenergie hätte in der Praxis den Nachteil, dass lange Nullfolgen auftreten würden, in denen eine Synchronisation nicht möglich ist. Bei einer langen Folge von binären Einsen würde zudem Inter-Symbol-Interferenz und Inter-Teilband-Interferenz auftreten, wodurch die Anfangsschätzung beeinflusst werden kann. Aus praktischen Gesichtspunkten ist es daher vorteilhaft, dem Sender und dem Empfänger bekannte Bitstrukturen zur Anfangsschätzung einzusetzen. Ein weiterer praxisrelevanter Punkt betrifft den erreichbaren Datendurchsatz, der durch den zeitlichen Abstand der Durchführung einer Anfangsschätzung sowie durch die Anzahl der zur Schätzung eingesetzten Bits beeinflusst wird.

Diese praxisrelevanten Aspekte werden im Rahmen dieser Arbeit durch die in Abbildung 3.7 dargestellte Paketstruktur berücksichtigt. Der Header zu Beginn eines Paketes dient der Synchronisation zwischen Sender und Empfänger [33]. In der anschließenden Initialisierungsphase erfolgt die Anfangsschätzung der Signal- und Rauschenergie, indem in jedem Teilband und zwischen den Teilbändern untereinander alternierende Null-Eins-Folgen gesendet werden. Die Periodizität der Durchführung der Anfangsschätzung orientiert sich dabei an der mittleren Kanalkohärenzzeit der IEEE 802.15.3a Kanalmodelle, die für KM 1 und KM 2 $200 \mu\text{s}$ beträgt

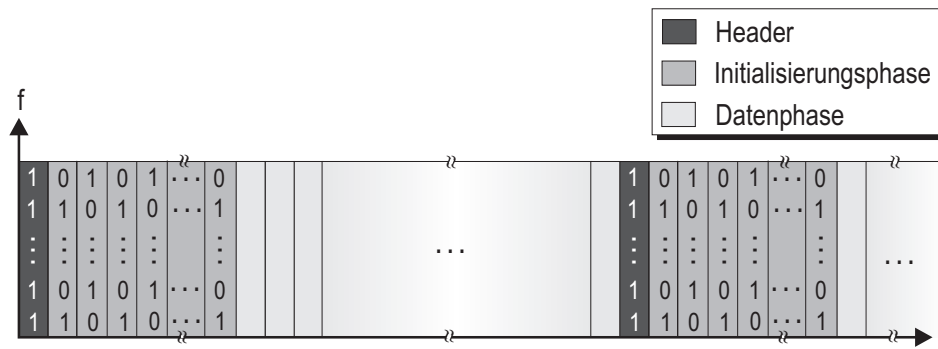


Abbildung 3.7 MIR-UWB-Paketstruktur.

[7]. Um dabei den Signalisierungsoverhead gering zu halten, muss die Anzahl der eingesetzten Bits gering sein. Werden z.B., wie in dieser Arbeit, lediglich 290 Nullen und 290 Einsen für jedes Teilband eingesetzt, entspricht die Anfangsschätzung für $T_r = 50 \text{ ns}$ einer Dauer von $29 \mu\text{s}$. Dies ist mit einem Signalisierungsoverhead von nur $14,5 \%$ verbunden.

In der anschließenden Datenphase werden die zu Anfang geschätzten Signal- und Rauschenergiewerte aufgrund von möglichen Variationen der empfangenen Signal- und Rauschenergie rekursiv nachgeführt. Um solche Änderungen adaptiv mitzuführen, wird in [75] die in Abbildung 3.8 skizzierte einfach zu realisierende und echtzeitfähige rekursive Nachführung der Signal- und Rauschenergie vorgeschlagen. Entscheidet sich dabei der Energiedetektor eines aktivierten Teilbandes im Zeitintervall $nT_r \dots nT_r + T_1$, $n \in \mathbb{N}$ für eine binäre Null, so wird die Schätzung

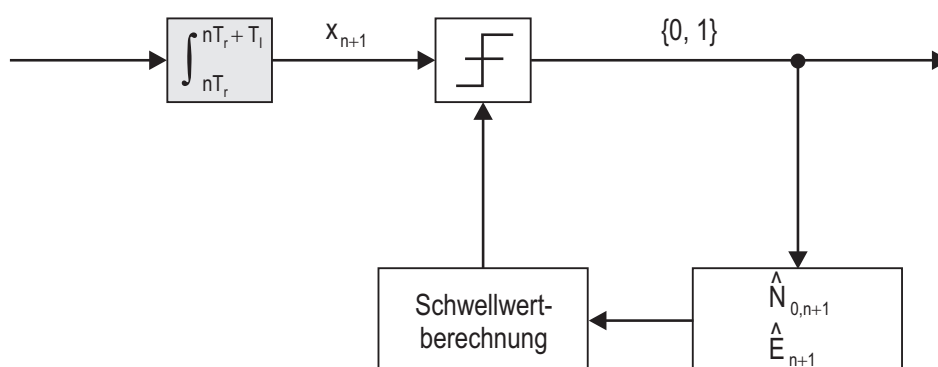


Abbildung 3.8 Rekursive Nachführung von Signal- und Rauschenergie.

der Rauschenergie $\hat{N}_{0,n}$ durch

$$\hat{N}_{0,n+1} = \frac{n}{n+1} \hat{N}_{0,n} + \frac{x_{n+1}}{(n+1)M} \quad (3.21)$$

angepasst. Dieses Ergebnis resultiert aus dem rekursiven ML-Algorithmus, der durch

$$\hat{N}_{0,n+1} = \hat{N}_{0,n} + \frac{I_F^{-1}(\hat{N}_{0,n})}{n+1} \frac{d}{d\hat{N}_{0,n}} \ln f_0(x_{n+1}) \quad (3.22)$$

mit der Fischer-Information $I_F(\hat{N}_{0,n}) = \frac{M}{\hat{N}_{0,n}^2}$ gegeben ist [51]. Die rekursive Nachführung lässt sich effizient in Hardware realisieren. Sie zeichnet sich durch die Varianz $\sigma_{\hat{N}_0}^2 = \frac{N_0^2}{nM}$ aus, die für große n gegen null strebt. Mit dem rekursiv nachgeführten Rauschenergiewert $\hat{N}_{0,n+1}$ wird schließlich ein neuer Schwellwert berechnet, der dann zur Detektion des nächsten Energiewertes herangezogen wird.

Falls sich der Energiedetektor eines aktivierten Teilbandes für das n -te übertragene Bit für eine binäre Eins entscheidet, wird die geschätzte Signalenergie \hat{E}_n durch

$$\hat{E}_{n+1} = \left(1 - \frac{1}{n+1}\right) \hat{E}_n + \frac{x_{n+1} - M\hat{N}_{0,n}}{n+1} \quad (3.23)$$

rekursiv nachgeführt.

Erfolgt die Nachführung jedoch in dieser Form, reduziert sich für große n der Einfluss des aktuellen Energiewertes x_{n+1} auf die aktuelle Schätzung \hat{E}_{n+1} . Zur Berücksichtigung von variierenden Energiepegel wird in [75] vorgeschlagen, den Faktor $\frac{1}{n+1}$ durch einen konstanten Wert $1/u_1$, $u_1 > 1$ zu ersetzen. Die rekursive Nachführung ergibt sich damit zu

$$\hat{E}_{n+1} = \left(1 - \frac{1}{u_1}\right) \hat{E}_n + \frac{x_{n+1} - M\hat{N}_{0,n}}{u_1}. \quad (3.24)$$

Es kann gezeigt werden, dass die Varianz dieser Schätzung für große Werte von n gegen $\frac{MN_0^2 + 2EN_0}{2u_1 - 1}$ strebt.

Der aktuelle Schätzwert \hat{E}_{n+1} wird ebenfalls zur adaptiven Berechnung der Entscheidungsschwelle verwendet. Daher muss bei der Wahl des Gewichtungsfaktors u_1 berücksichtigt werden, wieviel Einfluss ein aktuell gemessener Energiewert

x_{n+1} auf die rekursive Nachführung von \hat{E}_{n+1} haben darf. Ist der Einfluss zu gering, können mögliche Energieschwankungen nicht adäquat nachgeführt werden. Ist er dagegen zu groß, können zukünftige Bitentscheidungen verfälscht sein. Im Rahmen dieser Arbeit wird der Gewichtungsfaktor zu $u_1 = 10$ gesetzt, da sich dieser Wert durch Simulationen als sinnvoll erwiesen hat.

3.2.2 Theoretische Fehlerwahrscheinlichkeiten

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit der im MIR-UWB-System entwickelten Konzepte ist es erforderlich, eine untere Schranke der Fehlerwahrscheinlichkeit anzugeben. Im Folgenden werden daher die theoretischen Fehlerwahrscheinlichkeiten für die beiden Modulationsverfahren OOK und BPPM unter der Annahme von AWGN beschrieben. Für beide Modulationsverfahren tritt ein Fehler in der Energiedetektion genau dann auf, wenn auf eine binäre Eins entschieden wird, obwohl eine binäre Null gesendet wurde (Wahrscheinlichkeit $P(1|0)$) oder umgekehrt (Wahrscheinlichkeit $P(0|1)$).

Bei OOK wird lediglich bei einer binären Eins ein Puls gesendet, so dass sich die bedingten Wahrscheinlichkeiten $P(1|0)$ und $P(0|1)$ unterscheiden. Die bedingte Wahrscheinlichkeit $P(1|0)$ lässt sich dabei durch [40]

$$P(1|0) = e^{-\eta_s} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{\eta_s^k}{k!} \quad (3.25)$$

ausdrücken. Die normierte Entscheidungsschwelle η_s ist dabei durch Gleichung (3.15) gegeben. Im Unterschied dazu ist die bedingte Wahrscheinlichkeit $P(0|1)$ durch [40]

$$P(0|1) = 1 - Q_M \left(\sqrt{2L_V}, \sqrt{2\eta_s} \right) \quad (3.26)$$

gegeben, wobei Q_M die verallgemeinerte Marcumfunktion

$$Q_m(a, b) = \frac{1}{a^{m-1}} \int_b^\infty x^m e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{m-1}(ax) dx \quad (3.27)$$

bezeichnet. Die resultierende Fehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,\text{OOK}}$ von OOK lautet damit unter der Annahme gleichverteilter Bits

$$P_{e,\text{OOK}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} Q_M \left(\sqrt{2L_V}, \sqrt{2\eta_s} \right) + \frac{1}{2} e^{-\eta_s} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{\eta_s^k}{k!}, \quad (3.28)$$

wobei $L_V = \frac{2E_b}{N_0}$ ist.

Betrachtet man dagegen BPPM, so liegt die Information in der zeitlichen Verschiebung eines Pulses. Unabhängig von der zu übertragenden Information wird dabei immer ein Puls in einem von zwei möglichen Zeitfenstern gesendet. Die Verteilung der Energie in dem Zeitfenster, in dem sich der Puls befindet, unterliegt daher einer nicht zentralen χ^2 -Verteilung. Eine fehlerhafte Entscheidung tritt genau dann auf, wenn man sich für das falsche Zeitfenster entscheidet. Unter Berücksichtigung der dem Modulationsverfahren zugrunde liegenden Symmetrie ergibt sich somit für die Fehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,BPPM}$ von BPPM

$$P_{e,BPPM} = P(0|1) = 1 - Q_M\left(\sqrt{2L_V}, \sqrt{2\eta_S}\right). \quad (3.29)$$

$P(0|1)$ bezeichnet dabei die durch Gleichung (3.26) beschriebene bedingte Fehlerwahrscheinlichkeit mit $L_V = \frac{E_b}{N_0}$.

Abbildung 3.9 zeigt den Vergleich der theoretisch erreichbaren Fehlerwahrscheinlichkeiten für OOK und BPPM mit $M = 3$ unter der Annahme einer konstanten mittleren Bitenergie E_b . Es ist ersichtlich, dass die theoretische BER einer OOK-basierten Übertragung einen Gewinn von 3 dB mit sich bringt. Die Ursache für dieses Verhalten ist in der modulationspezifischen Pulsenergie zu sehen, die im

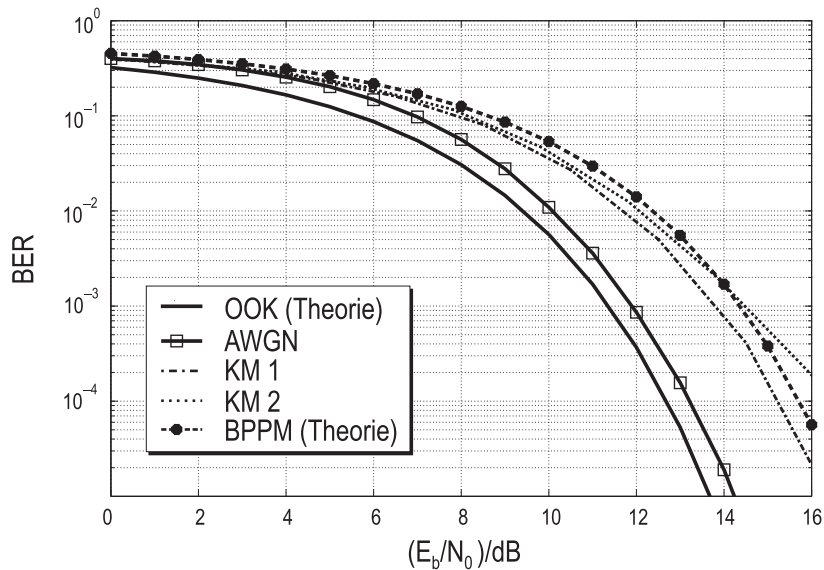


Abbildung 3.9 Vergleich der theoretischen und simulierten BER in Abhängigkeit vom $\frac{E_b}{N_0}$ für OOK und BPPM, $M = 3$.

Fall von OOK $2E_b$ beträgt. Bei BPPM nimmt die Pulsenergie dagegen den Wert E_b an, da sowohl bei einer binären Null als auch bei einer binären Eins ein Puls gesendet wird.

Mit eingezeichnet sind zudem simulierte Kurven für AWGN, KM 1 und KM 2 bei der Verwendung von OOK mit der MIR-UWB-Senderarchitektur 1. Der Unterschied zwischen der theoretischen BER-Kurve und der simulierten BER-Kurve für AWGN resultiert unter anderem aus der Tatsache, dass in der Simulation eine Bank nicht idealer elliptischer Filter der Ordnung vier verwendet wird, wodurch keine Orthogonalität zwischen den Teilbändern vorliegt. Eine weitere Ursache ist in der suboptimalen Verwendung des Integrationsfensters der Dauer $T_1 = 15$ ns (AWGN), $T_1 = 25$ ns (KM 1) und $T_1 = 30$ ns (KM 2) innerhalb von $T_r = 50$ ns zu sehen.

3.2.3 Vergleich der Kanalkapazität von OOK und BPPM

Da das inkohärente MIR-UWB-System für eine hochdatenratige Nahbereichskommunikation eingesetzt werden soll, ist die Wahl eines dafür geeigneten Modulationsverfahrens von entscheidender Bedeutung. Wie bereits gezeigt wurde, kommen dabei OOK und BPPM als vielversprechende Modulationsverfahren in Frage. Diese sollen in diesem Abschnitt bezüglich der erreichbaren Datenrate verglichen werden.

Der Vergleich erfolgt auf Basis von informationstheoretischen Überlegungen. Im Folgenden wird dazu von einem diskreten gedächtnislosen Binärkanal ausgegangen, der durch das Eingangsalphabet $X = \{x_1, x_2\}$, das Ausgangsalphabet $Y = \{y_1, y_2\}$ sowie den Übergangswahrscheinlichkeiten

$$P(Y = y_m | X = x_n) = P(y_m | x_n) \quad , m, n \in \{1, 2\}$$

vollständig beschrieben werden kann. Die Kanalkapazität C eines solchen Übertragungskanals ist durch [43]

$$C = \max_q I(X, Y) \tag{3.30}$$

gegeben, wobei die Maximierung über die Auftretenswahrscheinlichkeiten $P(x_1) = q$ und $P(x_2) = 1 - q$ der beiden am Eingang des Kanals möglichen Bits erfolgt. Die Kanalkapazität C beschreibt die maximale Übertragungsrate, mit der (bei unendlicher Codewortlänge) eine fehlerfreie Übertragung möglich ist [83].

Hierbei bezeichnet $I(X, Y) = H(X) - H(X|Y) \geq 0$ die mittlere Transinformation, die ein Maß für die Unsicherheit über X nach der Beobachtung von Y ist. Die mittlere Transinformation hängt sowohl von der Entropie der Quelle $H(X) = -\sum_{n=1}^2 P(x_n) \log_2 P(x_n)$ als auch von der bedingten Entropie $H(X|Y) = \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 P(x_n, y_m) \log_2 \frac{1}{P(x_n|y_m)}$ des Kanals ab.

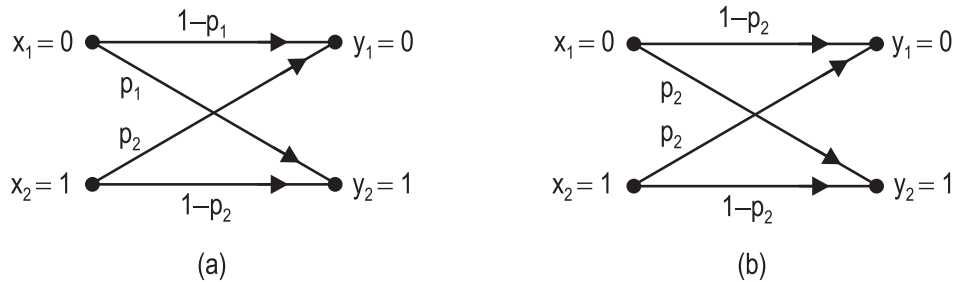


Abbildung 3.10 Asymmetrischer Binärkanal für OOK (a) und symmetrischer Binärkanal für BPPM (b).

Betrachtet man das Modulationsverfahren OOK, so liegt der in Abbildung 3.10 (a) dargestellte asymmetrische gedächtnislose Binärkanal vor. Der Kanal wird dabei durch die beiden in Gleichung (3.25) und Gleichung (3.26) bereits erläuterten Übergangswahrscheinlichkeiten $p_1 = P(1|0)$ und $p_2 = P(0|1)$ vollständig charakterisiert. Die bedingte Wahrscheinlichkeit p_1 bezeichnet den Fall, dass sich der Energiedetektor für eine binäre Eins entscheidet, obwohl eine binäre Null gesendet wurde. Entsprechend beschreibt die bedingte Wahrscheinlichkeit p_2 den Fall, dass sich der Energiedetektor auf eine binäre Null festlegt, obwohl eine binäre Eins gesendet wurde. Unter Berücksichtigung der bedingten Entropie $H(X|Y)$ sowie der Entropie der Quelle $H(X)$ ergibt sich für die Transinformation $I(X, Y)$:

$$\begin{aligned}
 I(X, Y) &= -q \cdot \log_2 q - (1 - q) \cdot \log_2 (1 - q) \\
 &+ (p_1 - 1) \cdot q \cdot \log_2 \frac{(1 - p_1) \cdot q + p_2 \cdot (1 - q)}{(1 - p_1) \cdot q} \\
 &- p_1 \cdot q \cdot \log_2 \frac{p_1 \cdot q + (1 - p_2) \cdot (1 - q)}{p_1 \cdot q} \\
 &+ p_2 \cdot (q - 1) \cdot \log_2 \frac{(1 - p_1) \cdot q + p_2 \cdot (1 - q)}{p_2 \cdot (1 - q)} \\
 &+ (p_2 - 1) \cdot (1 - q) \cdot \log_2 \frac{p_1 \cdot q + (1 - p_2) \cdot (1 - q)}{(1 - p_1) \cdot (1 - q)}. \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

Im Unterschied zu OOK liegt im Fall von BPPM ein symmetrischer Binärkanal vor (Abbildung 3.10 (b)), da unabhängig von der zu übertragenden Information ein Puls gesendet wird. Somit gilt für die, die Transinformation maximierende Auftretenswahrscheinlichkeit $q = 0,5$. Die Entropie der Quelle entspricht somit einem Bit. Unter Berücksichtigung der den Kanal charakterisierenden Übergangswahrscheinlichkeit p_2 aus Gleichung (3.29) sowie der bedingten Entropie $H(X|Y)$ ergibt sich in diesem Fall für die Transinformation $I(X, Y)$ [43]:

$$I(X, Y) = 1 + p_2 \cdot \log_2 p_2 + (1 - p_2) \cdot \log_2 (1 - p_2).$$

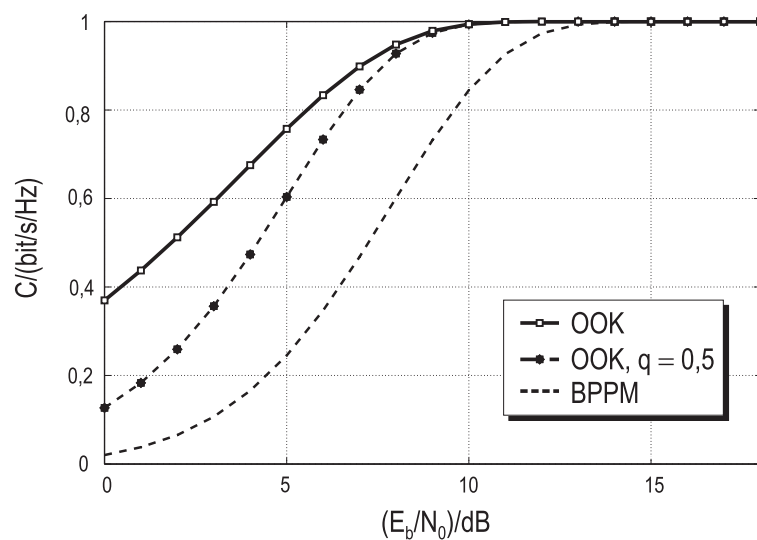


Abbildung 3.11 Vergleich der Kanalkapazität für OOK und BPPM sowie der Transinformation von OOK für $q = \frac{1}{2}$.

Abbildung 3.11 zeigt den Vergleich der mit beiden Modulationsverfahren erreichbaren theoretischen Kanalkapazitäten in Abhängigkeit des E_b/N_0 .⁴ Für OOK sind dabei zwei Kurven eingezeichnet. Die schwarz durchgezogene Kurve betrachtet dabei die theoretisch maximal erreichbare Transinformation, für die im Allgemeinen $q \neq 0,5$ gilt. Mit der zweiten Kurve wird dagegen der Fall betrachtet, dass $q = 0,5$ ist. Dieser Fall berücksichtigt den in der Praxis häufig auftretenden Fall einer gleichverteilten Binärquelle. Im Unterschied zu BPPM ist ersichtlich, dass mit

⁴Eine Normierung auf die mittlere Bitenergie und die mittlere Leistung ist für die beiden Modulationsverfahren OOK und BPPM gleichzeitig nicht möglich.

OOK bis zu einem $E_b/N_0 = 13$ dB eine deutlich größere Kanalkapazität erreicht werden kann.

Eine praktischere Abschätzung der mit einem OOK-basierten MIR-UWB-System erreichbaren Datenraten kann durch die folgende Überlegung erfolgen. Es wird von einem MIR-UWB-System mit N_T gleich großen Teilbändern der Bandbreite $B_T = \frac{B}{N_T}$ ausgegangen. Mithilfe des Zeitdauer-Bandbreiteproduktes kann damit die Dauer T_p eines Sendepulses durch

$$T_p \geq \frac{1}{4\pi B_T} \quad (3.32)$$

nach unten abgeschätzt werden [50]. Der Sendepuls wird bei der Übertragung über einen UWB-Funkkanal aufgrund von Mehrwegeausbreitung zeitlich verbreitert.

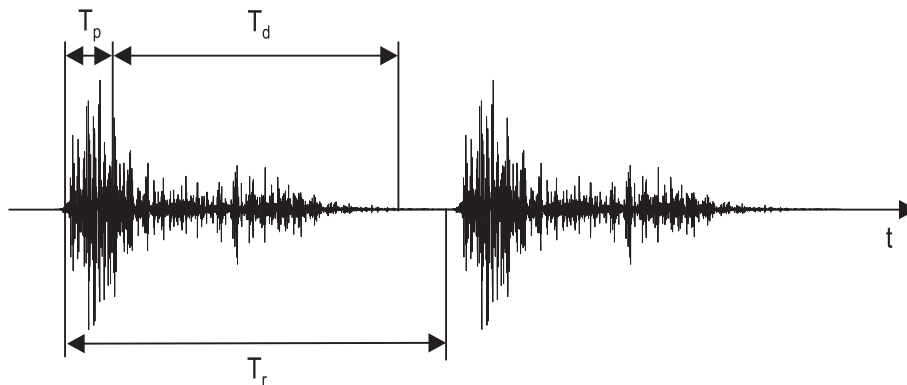


Abbildung 3.12 Multibandsignal nach der Übertragung über einen durch das IEEE 802.15.3a Kanalmodell KM 1 modellierten Mehrwegekanal.

Abbildung 3.12 zeigt dazu ein Multibandsignal nach der Übertragung über einen Mehrwegekanal, der durch das IEEE 802.15.3a Kanalmodell KM 1 modelliert wird. Um dabei den Einfluss von ISI zu reduzieren, muss die Rahmendauer T_r ausreichend groß gewählt werden. In der Literatur wird dazu die Abschätzung $T_r \geq T_p + T_d$ verwendet, die die Sendepulsdauer T_p sowie die mittlere Kanalverzögerungszeit (engl. channel delay spread) T_d berücksichtigt [75]. Die mittleren Kanalverzögerungszeiten T_d der IEEE 802.15.3a Kanalmodelle liegen dabei im Bereich von 30 ns (1 m) bis 150 ns (10 m). Betrachtet man z.B. die kosinusförmigen Teilbandpulse der MIR-UWB-Senderarchitektur 2, so kann unter der Annahme eines Zeitdauer-Bandbreiteproduktes von vier die erreichbare Datenrate des MIR-

UWB-Systems durch

$$R \leq \frac{N_T}{T_d + \frac{4N_T}{B}} \quad (3.33)$$

nach oben abgeschätzt werden.

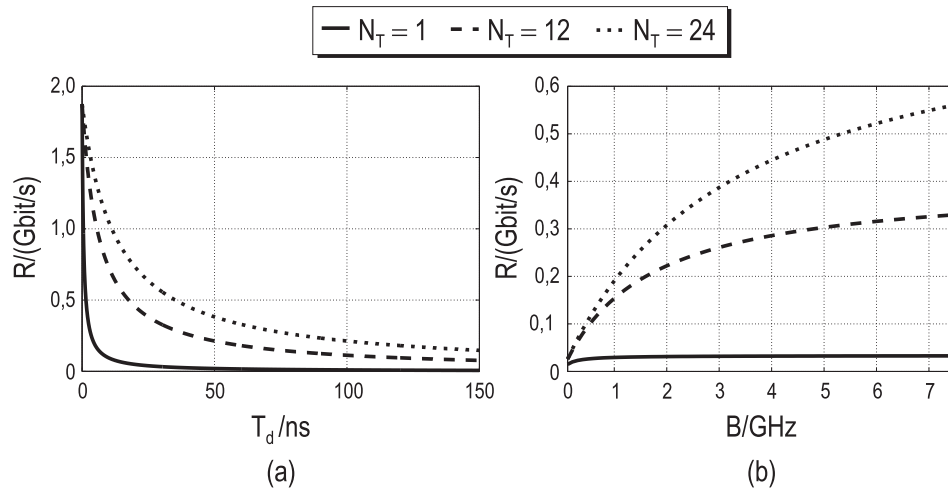


Abbildung 3.13 Theoretisch erreichbare Datenraten für $N_T = 1, 12, 24$ in Abhängigkeit von T_d für $B = 7,5$ GHz (a) und in Abhängigkeit von B für $T_d = 30$ ns (b).

Abbildung 3.13 (a) verdeutlicht die mit dieser Abschätzung erreichbaren Datenraten des in einem 7,5 GHz breiten Frequenzband operierenden MIR-UWB-Systems in Abhängigkeit von T_d für $N_T = 1, 12$ und 24. Mit zunehmendem T_d erkennt man einen von der Anzahl der Teilbänder abhängenden unterschiedlich schnellen Abfall der Datenrate R . Für große T_d ist dabei der Einsatz von vielen Teilbändern nicht mehr mit einer signifikanten Steigerung des Datendurchsatzes verbunden.

Abbildung 3.13 (b) stellt die erreichbaren Datenraten für das IEEE 802.15.3a Kanalmodell KM 1 für $T_d = 30$ ns in Abhängigkeit von N_T und der zur Verfügung stehenden Systembandbreite B dar. Es ist ersichtlich, dass eine Erhöhung der Anzahl der Teilbänder zu einer enormen Steigerung der Datenrate R führt. Mit zunehmender Systembandbreite kann diese, mit Ausnahme für den Fall $N_T = 1$, weiter gesteigert werden.

3.2.4 Link-Budget-Analyse

Um Aussagen über die Leistungsfähigkeit des OOK-basierten MIR-UWB-Systems treffen zu können, ist es erforderlich, eine Link-Budget-Analyse durchzuführen. In [62, 76] wurden solche Analysen für OOK unter Berücksichtigung der FCC-Maske durchgeführt.

Es wird dazu ein MIR-UWB-System mit N_T Teilbändern der Bandbreite B_T betrachtet, die auf der zur Verfügung stehenden Bandbreite B gleichmäßig verteilt sein sollen. Über jedes Teilband soll eine Übertragung mit einer Datenrate von $R_T = \frac{1}{T_T}$ erfolgen. Unter der Annahme, dass die Regulierungsmaske ideal ausgenutzt werden kann, ergibt sich die in einem Teilband maximal vorhandene mittlere Sendeleistung zu:

$$P_{T, \max} = -41,3 \frac{\text{dBm}}{\text{MHz}} \cdot B_T, \quad (3.34)$$

wobei B_T die Einheit MHz besitzt. Ein mit dieser Sendeleistung übertragener Teilbandpuls unterliegt einer frequenz- und entfernungsabhängigen Dämpfung, die mit dem Freiraumpfadverlustmodell

$$L_1(d, f) = \frac{P_R}{P_{T, \max}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 \quad (3.35)$$

berücksichtigt wird [4]. Die mittlere empfangene Signalleistung P_R wird dabei durch die Wellenlänge λ des Sendesignals, die Lichtgeschwindigkeit c , den Sender- und Empfängerabstand d sowie die Frequenz f beeinflusst. Innerhalb des MIR-UWB-Systems wird es bedingt durch $L_1(d, f)$ zu großen Unterschieden in der Leistungsfähigkeit der einzelnen Teilbänder kommen. Die Dämpfung innerhalb eines beliebigen Teilbandes $i = 1, \dots, N_T$ kann dabei durch

$$\begin{aligned} V_i(B_T, d) &= \int_{f_u + (i-1)B_T}^{f_u + iB_T} \frac{c^2}{16\pi^2 d^2 f^2} df \\ &= \frac{c^2}{16\pi^2 d^2} \frac{B_T}{(f_u + (i-1)B_T)(f_u + iB_T)} \end{aligned} \quad (3.36)$$

beschrieben werden, wobei f_u die von der FCC definierte untere 10 dB-Grenzfrequenz bezeichnet. Unter der Annahme einer konstanten Signalleistung ergibt sich damit für das relative Dämpfungsverhältnis $\Delta V = \frac{V_1}{V_i}$ zwischen dem ersten und

einem beliebigen Teilband $i = 2, \dots, N_T$:

$$\Delta V = \frac{(f_u + (i-1)B_T)(f_u + iB_T)}{f_u(f_u + B_T)}. \quad (3.37)$$

Dieses abstandsbedingte Verhältnis offenbart große Dämpfungsunterschiede zwischen den einzelnen Teilbändern. Betrachtet man z.B. ein MIR-UWB-System mit 24 Teilbändern, so beträgt der relative Unterschied zwischen dem ersten und dem 24ten Teilband 10,2 dB. Bei einem MIR-UWB-System mit 12 Teilbändern beträgt dieser Unterschied immer noch 9,8 dB.

Das in Gleichung (3.35) eingeführte Pfadverlustmodell berücksichtigt die bei der Ausbreitung von UWB-Signalen auftretende hohe Mehrwegediversität nicht. Da jedoch im Fall einer Energiedetektion das Empfangssignal innerhalb einer Zeitdauer T_1 betrachtet wird, muss der sogenannte Mehrwegeintegrationsgewinn L_2 bei der Link-Budget-Analyse mitberücksichtigt werden [76]. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird dieser wie folgt definiert [62]:

$$L_2 = \frac{\max_{1 \leq z \leq Z\delta_c - T_1 + 1} \left\{ \int_{(z-1)\delta_c}^{(z-1)\delta_c + T_1} |h(t)|^2 dt \right\}}{\max_{1 \leq z \leq Z} \left\{ \int_{(z-1)\delta_c}^{z\delta_c} |h(t)|^2 dt \right\}}. \quad (3.38)$$

Zur Bestimmung von L_2 wird dabei für eine gegebene IEEE 802.15.3a Kanalimpulsantwort $h(t)$ ein vordefiniertes Zeitfenster der Dauer $T_M \gg T_1$ in $Z = \frac{T_M}{\delta_c} \in \mathbb{N}$, $\delta_c > 0$ Zeitschlitze unterteilt. Damit kann nun das Verhältnis zwischen einer innerhalb von T_M definierten Zeitdauer T_1 aufgesammelten maximalen Energie und der maximalen Energie des durch δ_c festgelegten stärksten Mehrweges berechnet werden. Der mittlere Gewinn L_2 wird in [62] für die 100 von der IEEE 802.15.3a Arbeitsgruppe empfohlenen Kanalimpulsantworten berechnet. Für das Kanalmodell KM 1 ergibt sich der mittlere Gewinn beispielsweise zu $L_2 \approx 4$ dB.

Auf der Empfangsseite kann somit die mittlere empfangene Leistung P_R eines Teilbandes durch

$$P_R[\text{dBmW}] = P_{T, \max}[\text{dBmW}] + L_1[\text{dB}] + L_2[\text{dB}] + 2G_H[\text{dBi}] \quad (3.39)$$

beschrieben werden. $G_H = 1,76$ dBi bezeichnet dabei den sende- und empfangsseitig zu berücksichtigenden Antennengewinn eines Hertzschen Dipols [99]. Daraus

lässt sich mithilfe der Datenrate R_T die teilbandspezifische mittlere Bitenergie in dBmJ durch

$$E_b = 10 \log_{10} \left(\frac{P_R}{10^{-3} R_T} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_R T_r}{10^{-3}} \right) \quad (3.40)$$

bestimmen. Das in einem Teilband vorliegende E_b/N_0 ist daher durch

$$\frac{E_b}{N_0} [\text{dB}] = E_b [\text{dBmJ}] - N_0 [\text{dBmW/Hz}] = E_b [\text{dBmJ}] - (k_B + T_0 + N_f) \quad (3.41)$$

gegeben. Dabei bezeichnen $k_B = -198,6 \text{ dBmW/K/Hz}$ die Boltzmannkonstante, $T_0 = 24,6 \text{ dBK}$ die Raumtemperatur und $N_f = 11 \text{ dB}$ die systemspezifische Rauschzahl [76].

Mit den in dieser Link-Budget-Analyse getroffenen Annahmen ist in Abbildung 3.14 (a) das empfangsseitig vorhandene E_b/N_0 in drei verschiedenen Teilbändern eines 24-bandigen MIR-UWB-Systems in Abhängigkeit des Sender- und Empfängerabstandes d für eine Rahmendauer $T_r = 50 \text{ ns}$ dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Leistungsfähigkeit in den einzelnen Teilbändern sehr stark variiert. Da das MIR-UWB-System für $T_r = 50 \text{ ns}$ eine hochdatenratige Kommunikation mit einer Datenrate von 480 Mbit/s erzielen soll, ist die Leistungsfähigkeit im Wesentlichen

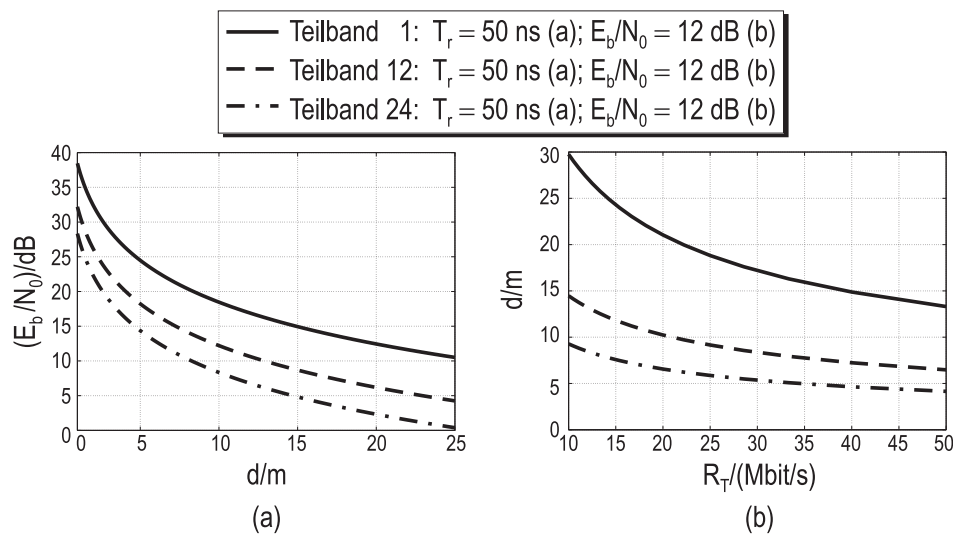


Abbildung 3.14 Teilbandspezifische Link-Budget-Analyse in einem MIR-UWB-System mit 24 Teilbändern in Abhängigkeit vom Sender- und Empfängerabstand d (a) sowie der Datenrate R_T (b).

durch das 24te Teilband vorgegeben. Eine solche Datenrate kann das MIR-UWB-System bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB lediglich bis zu einer Reichweite von ca. 6,5 m sicherstellen. Höhere Datenraten erfordern eine Reduktion des Sender- und Empfängerabstandes d . Umgekehrt ist eine Datenübertragung über größere Reichweiten bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB mit einer Reduktion der Datenrate verbunden (Abbildung 3.14 (b)).

Es kann gezeigt werden [62], dass sich die Leistungsfähigkeit der einzelnen Teilbänder durch eine nicht äquidistante Anordnung der Teilbänder erhöhen lässt. Allerdings ist der damit verbundene Realisierungsaufwand mit einem erheblichen Komplexitätsanstieg verbunden. Im Rahmen dieser Arbeit werden daher nur äquidistante Teilbandanordnungen betrachtet. Zur weiteren Vereinfachung wird im Folgenden stets von einer gleichen Leistungsfähigkeit in allen Teilbändern ausgegangen.

3.3 Interferenzklassifikation

Damit das MIR-UWB-System auch bei Vorhandensein von Interferenzen mit ausreichender Leistungsfähigkeit betrieben werden kann, sollten alle in Frage kommenden Interferenzen bereits beim Systementwurf mitberücksichtigt werden. Je nach Art der auftretenden Interferenz unterscheidet man dabei zwischen systemeigenen und systemfremden Interferenzen.

3.3.1 Systemeigene Interferenzen

Zu den systemeigenen Interferenzen zählen die Inter-Symbol-Interferenz (ISI) und die Inter-Teilband-Interferenz (ITI).

Inter-Symbol-Interferenz

Bei der Inter-Symbol-Interferenz handelt es sich um eine Störung, bei der es zur Überlagerung von zeitlich aufeinanderfolgend gesendeten Pulsen kommt. Sie kann insbesondere bei hochdatenratigen Systemen wie dem MIR-UWB-System auftreten. In solchen Systemen ist man bestrebt, die Rahmendauer T_r zu minimieren. Wird diese jedoch zu klein gewählt, kann es, bedingt durch die Verzögerung des Kanals, zu ISI kommen.

Die bezüglich der Systemkomplexität einfachste Lösung zur Reduktion von ISI besteht darin, einen Kompromiss zwischen der Wahl der Rahmendauer T_r und dem

Einfluss von ISI zu erreichen. Dies kann beim Systemdesign durch das Heranziehen der bekannten mittleren IEEE 802.15.3a Kanalverzögerungszeiten T_d berücksichtigt werden. Für das in dieser Arbeit untersuchte MIR-UWB-System wird eine Rahmendauer T_r von 50 ns gewählt, die sich zur LOS- und NLOS-Nahbereichskommunikation von bis zu vier Metern (KM 1, KM 2) eignet.

Zur Erhöhung der Datenrate gibt es in der Literatur zahlreiche Vorschläge, um ISI in impulsbasierten UWB-Systemen zu unterdrücken. In der Regel basieren diese jedoch auf dem Einsatz von äußerst komplexen Empfängerarchitekturen wie z.B. einem Rake-Empfänger [52]. Ein vielversprechender Ansatz zur Unterdrückung von ISI in inkohärenten impulsbasierten UWB-Systemen wird dagegen in [89] untersucht. Basierend auf dem Zusammenspiel eines OOK-spezifischen Energiedetektors und eines entscheidungsrückgekoppelten Entzerrers wird dabei gezeigt, dass sich die Datenrate ohne signifikante Verschlechterung der Leistungsfähigkeit erhöhen lässt. Eine mögliche Integration dieses Ansatzes in das MIR-UWB-System ist jedoch mit einem beträchtlichen Anstieg der Systemkomplexität verbunden. Aus diesem Grund wird der Ansatz in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

Inter-Teilband-Interferenz

Eine weitere Interferenzart, die die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems beeinflussen kann, ist die Inter-Teilband-Interferenz (ITI). Darunter versteht man die wechselseitige Störung zwischen nicht orthogonalen Teilbändern.

Bei Verwendung der MIR-UWB-Senderarchitektur 1 wird sowohl auf der Sender- als auch auf der Empfängerseite eine nicht ideale analoge BP-Filterbank eingesetzt. Eine Reduktion der zwischen den Teilbändern auftretenden ITI kann dabei durch die Wahl einer Filterbank mit hoher Ordnung erreicht werden. Allerdings ist dabei der Kompromiss zwischen steilen Filterflanken einerseits und der Vergrößerung der Pulsdauer andererseits zu berücksichtigen. Um den Einfluss von ITI bei niedriger Filterordnung dennoch gering zu halten, müssen beim Entwurf des MIR-UWB-Systems ausreichend große Schutzabstände zwischen den einzelnen Teilbändern berücksichtigt werden. Die zur Übertragung vorhandene Energie bzw. die maximale erreichbare Reichweite wird dadurch reduziert. Da das MIR-UWB-System jedoch im Nahbereich eingesetzt werden soll, spielt das Erreichen großer Reichweiten eine untergeordnete Rolle.

Bei der Verwendung der kosinusförmigen Pulsform der MIR-UWB-Senderarchitektur 2 muss die analoge BP-Filterbank mit den entsprechenden Schutzabständen lediglich auf der Empfangsseite eingesetzt werden. Sendeseitig kann eine Reduk-

tion der ITI durch eine geeignete Wahl des pulsspezifischen Zeitdauer-Bandbreiteproduktes erreicht werden [60]. So kann z.B. mit einem Zeitdauer-Bandbreiteprodukt von vier eine Energiekonzentration von 99,95 % in der Hauptkeule erreicht werden, wobei gleichzeitig die erste Nebenkeule um 32 dB gedämpft ist.

3.3.2 Systemfremde Interferenzen

Das MIR-UWB-System besitzt keine exklusiven Frequenzbereiche innerhalb der zur Verfügung stehenden Übertragungsbandbreite. Aus diesem Grund kann neben den systemeigenen Interferenzen eine möglicherweise große Anzahl an systemfremden Interferenzen auftreten, denen das MIR-UWB-System ausgesetzt ist. Das analoge Front-End des MIR-UWB-Empfängers lässt dabei sämtliche Interferenzen durch, so dass der Ausgang der Energiedetektion verfälscht werden kann. Der Einfluss systemfremder Interferenzen kann aus diesem Grund dazu führen, dass eine zuverlässige Kommunikation innerhalb des MIR-UWB-Systems nur noch eingeschränkt möglich ist [29, 38]. Je nach Art der auftretenden Interferenz unterscheidet man zwischen breit- und schmalbandigen Interferenzen.

Breitbandige Interferenzen

Als breitbandige Interferenzen werden in dieser Arbeit UWB-Systeme verschiedener technischer Realisierungen wie z.B. die in Kapitel 2 erläuterten Standardisierungsvorschläge MB-OFDM-UWB und DS-UWB oder auch gleichartige oder unterschiedlich konfigurierte MIR-UWB-Systeme aufgefasst. Ein naheliegender Ansatz zur Reduktion eines breitbandigen Störeinflusses auf das MIR-UWB-System kann dabei kooperativ mithilfe von Vielfachzugriffsverfahren wie z.B. Time Division Multiple Access (TDMA) oder FDMA erfolgen [83]. In diesem Fall müsste das MIR-UWB-System mit der systemfremden Interferenz allerdings kommunizieren, um sich auf einheitliche Parameter wie z.B. die Verwendung bestimmter Teilbänder zu verständigen.

Da jedoch im Allgemeinen nicht von solch einer Kooperation ausgegangen werden kann, werden nicht kooperative Störunterdrückungstechniken favorisiert. In [33] wird eine Methode für inkohärente UWB-Systeme vorgeschlagen, bei der mehrere gleichartige Pulse pro Symbol gesendet werden. Die am stärksten abweichenden Pulse werden dabei empfangsseitig verworfen und nicht zur Detektion herangezogen. Für eine wirksame Interferenzunterdrückung werden in [33] elf Pulse pro Symbol verwendet. Da jedoch die erreichbare Datenrate proportional mit der Anzahl der eingesetzten Pulse pro Symbol sinkt, wären mit dem MIR-UWB-System

nur noch geringe Datenraten erreichbar. Der in [33] vorgeschlagene Ansatz kann daher im MIR-UWB-System nicht verwendet werden.

Eine sehr einfach zu realisierende nicht kooperative Unterdrückung breitbandiger Interferenzen wird in [38] innerhalb des MIR-UWB-Systems aufgezeigt. Als Interferenz wird dabei ein zweites, gleich konfiguriertes, jedoch asynchron arbeitendes MIR-UWB-System betrachtet. Zur Unterdrückung der breitbandigen Interferenz wird zunächst in jedem Teilband das Integrationsintervall der Dauer T_I in K_T äquidistante Teilintervalle unterteilt. Eine solche Unterteilung berücksichtigt die zeitliche Verschmierung der in T_I aufgesammelten Pulsenergie. Anschließend erfolgt die Berechnung der in jedem Teilintervall vorliegenden Energie.

Unter der Annahme, dass Rauschen und Interferenz in jedem Teilintervall statistisch unabhängig sind, kann mit den K_T gemessenen Energiewerten eine K_T -dimensionale LLR-basierte Bitentscheidung durchgeführt werden. Dabei kann gezeigt werden [38], dass eine Bitentscheidung im Wesentlichen durch die LLR-Werte beeinflusst wird, die entweder sehr viel kleiner oder sehr viel größer als eins sind. So streben die LLR-Werte für große Energiewerte gegen unendlich, obwohl die beiden Wahrscheinlichkeitsdichten aus Gleichung (3.9) und (3.11) gegen null konvergieren. Aus diesem Grund wird die Bitentscheidung hauptsächlich durch starke Interferenzen verfälscht.

Zur Reduktion dieses Einflusses werden in [38] die zugrunde liegenden LLR-Werte durch eine infinitesimal kleine positive Konstante angepasst. Obgleich durch das Heranziehen einer Konstanten keine Wahrscheinlichkeitsdichten mehr vorliegen, kann damit erreicht werden, dass der Entscheidungsprozess durch gestörte Energiewerte nur noch gering beeinflusst wird. Die LLR-Werte, die durch nicht gestörte Energiewerte zustande gekommen sind, bleiben dagegen nahezu unverändert, wodurch eine zuverlässige Bitentscheidung möglich wird. Die Simulationsergebnisse in [38] bestätigen das Potential dieser Interferenzunterdrückung innerhalb des MIR-UWB-Systems.

Schmalbandige Interferenzen

Neben breitbandigen Interferenzen kann das MIR-UWB-System auch schmalbandigen Interferenzen ausgesetzt sein. Solche Interferenzen sind beispielsweise drahtlose lokale Netzwerke wie WLAN (engl. Wireless Local Area Network) nach dem IEEE 802.11a Standard oder großflächige Netze wie WiMAX (engl. Worldwide Interoperability for Microwave Access) nach dem IEEE 802.16 Standard. Schmalbandige Interferenzen sind dadurch charakterisiert, dass ihre Trägerfrequenz sehr

viel größer als ihre Bandbreite ist. Des Weiteren operieren solche Systeme in der Regel mit einer sehr hohen Sendeleistung über eine große Reichweite, wodurch einzelne Teilbänder des MIR-UWB-Systems gestört sein können.

Im Unterschied zu breitbandigen Interferenzen ist die Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen im Zeitbereich kritisch, da das zur Energiedetektion herangezogene Integrationsfenster vollständig gestört sein kann. Aufgrund der geringen Bandbreite von schmalbandigen Interferenzen ist dagegen eine wirksame Unterdrückung im Frequenzbereich möglich. Wie in dieser Arbeit gezeigt wird, kann so z.B. die Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen durch ein dynamisches Ein- und Ausschalten gestörter Teilbänder erfolgen.

Durch die Erhöhung der Anzahl der im MIR-UWB-Empfänger eingesetzten Bandpässe könnten die Frequenzeigenschaften der zur Energiedetektion herangezogenen Signale zu einer verbesserten Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen beitragen. Allerdings müssen in diesem Zusammenhang die realisierungstechnischen Grenzen berücksichtigt werden. So sollen innerhalb des MIR-UWB-Systems einerseits nur Bandpässe mit niedriger Filterordnung eingesetzt werden, um den Anforderungen eines kostengünstigen Systems gerecht zu werden. Andererseits wird bereits eine große Anzahl an Teilbänder im MIR-UWB-System eingesetzt, um eine hochdatenratige Nahbereichskommunikation zu erzielen. Aus diesem Grund sind der Frequenzauflösung des MIR-UWB-Systems enge Grenzen gesetzt.

In dieser Arbeit wird als schmalbandige Interferenz IEEE 802.11a WLAN betrachtet, das im Unlicensed National Information Infrastructure (UNII) Frequenzband zwischen 5,15 GHz und 5,825 GHz operiert [1]. Dieser im Jahr 1999 veröffent-

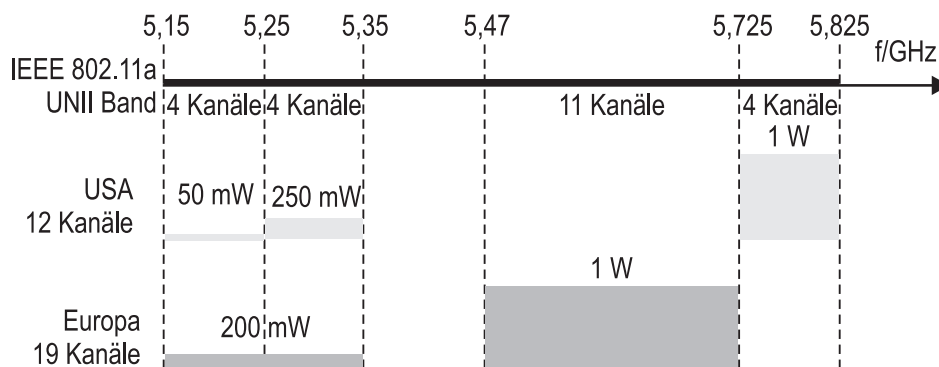


Abbildung 3.15 IEEE 802.11a WLAN: Frequenzzuweisungen und maximal erlaubte Sendeleistungen.

lichte WLAN-Standard basiert auf der OFDM-Technologie und erreicht Datenraten von bis zu 54 Mbit/s über große Reichweiten. Wie Abbildung 3.15 verdeutlicht, sind dabei die Frequenzzuweisungen sowie die maximal erlaubten Sendeleistungen innerhalb des UNII-Frequenzbandes vom Regulierungsgebiet abhängig. In dieser Arbeit wird ein IEEE 802.11a WLAN-Signal betrachtet, das bei $f_{c,W} = 5,22$ GHz im Kanal 44 operiert.

3.4 Zusammenfassung

Das Kapitel führt in das MIR-UWB-System ein, das in dieser Arbeit betrachtet wird. Es wird gezeigt, dass das MIR-UWB-System ein vielversprechender und einfach zu realisierender Ansatz für eine hochdatenratige energieeffiziente Nahbereichskommunikation sein kann. Dazu werden zunächst zwei unterschiedliche Senderarchitekturen vorgestellt, die die Modulationsverfahren OOK und BPPM verwenden. Anschließend wird auf den inkohärenten OOK-spezifischen Empfänger eingegangen, der auf einer suboptimalen Energiedetektion basiert. Diese verspricht einen Kompromiss zwischen Komplexität und Leistungsfähigkeit.

In einer anschließenden Systemanalyse werden verschiedene Aspekte betrachtet. Zunächst wird auf eine statistische Analyse der für OOK erforderlichen Entscheidungsvariablen eingegangen. Da die Bestimmung eines optimalen Schwellwertes für OOK mit einer hohen Komplexität verbunden ist, werden in diesem Zusammenhang drei verschiedene Schwellwertapproximationen verglichen. Dabei zeigt sich, dass die Verwendung einer einfach zu beschreibenden Gaussapproximation für das MIR-UWB-System aufgrund der zu geringen Anzahl an Freiheitsgraden ungeeignet ist. Die beiden anderen Approximationen verwenden eine Näherungslösung der Besselfunktion im Zusammenspiel mit einer tabellarisierten Funktion bzw. der Berechnung von LLR-Werten. Das Heranziehen einer tabellarisierten Funktion führt dabei zu einer BER-Performance, die mit der Performance der optimalen Schwelle nahezu übereinstimmt. Die Betrachtung von LLR-Werten führt dagegen lediglich im mittleren und hohen E_b/N_0 -Bereich zu einer Annäherung an die BER der optimalen Schwelle. Da die Entscheidungsschwelle von der Signal- und der Rauschenergie abhängt, wird davon ausgehend auf die in dieser Arbeit verwendete paketbasierte Übertragung sowie auf die Durchführung der Schätzung der Signal- und Rauschenergie eingegangen.

Zur Beurteilung des im MIR-UWB-System einzusetzenden Modulationsverfahrens

erfolgt anschließend ein Vergleich von OOK und BPPM. Bezüglich der theoretisch erreichbaren BER zeigt sich, dass mit OOK ein Gewinn von 3 dB gegenüber BPPM erreicht werden kann, da bei OOK ein Puls mit der zweifachen mittleren Bitenergie gesendet wird. Die Betrachtung der modulationsspezifischen Kanalkapazität zeigt zudem, dass mit OOK höhere Datenraten erzielt werden können. Unter dem Aspekt der BER sowie der erreichbaren Datenrate ist OOK somit das geeignetere Modulationsverfahren für das MIR-UWB-System. Ein letzter Aspekt der Systemanalyse bezieht sich auf eine Link-Budget-Analyse unter Berücksichtigung eines kanalspezifischen Integrationsgewinns.

Am Ende des Kapitels wird schließlich auf die wichtigsten Interferenzen eingegangen, die beim Entwurf eines MIR-UWB-Systems berücksichtigt werden müssen. Dabei wird zwischen den systemeigenen Interferenzen (ISI, ITI) und den systemfremden Interferenzen (breitbandige Interferenzen, schmalbandige Interferenzen) unterschieden. Zur Unterdrückung breitbandiger Interferenzen wird eine einfache Methode erläutert, die auf modifizierten Wahrscheinlichkeitsdichten basiert. Als schmalbandige Interferenz wird auf das in dieser Arbeit betrachtete IEEE 802.11a WLAN eingegangen.

4 Interferenzrobustheit der Energiedetektion

Ein grundlegendes Problem der im MIR-UWB-System eingesetzten Energiedetektoren ist deren hohe Empfindlichkeit bezüglich breit- oder schmalbandiger Interferenzen, die von der analogen BP-Filterbank durchgelassen werden. Diese können am Eingang eines Energiedetektors zu einer signifikanten Reduktion des Signal- zu Stör- und Rauschleistungsverhältnisses (engl. Signal-to-Interference-and-Noise Ratio, SINR) führen. Der Entscheidungsprozess am Ausgang eines Energiedetektors kann dadurch verfälscht werden, so dass keine zuverlässige Kommunikation gewährleistet ist [29].

Es ist daher erforderlich, dass das impulsbasierte MIR-UWB-System bei Vorhandensein von Interferenzen ein möglichst robustes Verhalten aufweist. In diesem Kapitel wird dazu der in [24, 26] vorgeschlagene Ansatz vorgestellt. Er basiert auf einer analytischen Untersuchung der Interferenzrobustheit eines Energiedetektors für die beiden Modulationsverfahren OOK und BPPM, wobei zur Analyse ein beliebiges aber festes MIR-UWB-Teilband herangezogen wird. Ziel dabei ist, den Einfluss von Interferenzen auf die Leistungsfähigkeit eines Energiedetektors unter idealisierten Systemannahmen analytisch zu beschreiben. Hierdurch können Abhängigkeiten zwischen system- und interferenzspezifischen Parametern gefunden werden, die eine Verbesserung der Interferenzrobustheit ermöglicht. Das MIR-UWB-System kann somit bereits vor seiner Inbetriebnahme relativ robust gegenüber Interferenzen konfiguriert werden.

Die in diesem Kapitel vorgeschlagene Methode zur Analyse der Interferenzrobustheit der im MIR-UWB-System eingesetzten Energiedetektoren ist allgemein und kann für beliebige Puls- und Interferenzsignale durchgeführt werden. Sie basiert einerseits auf [98]. Darin wird die Leistungsfähigkeit eines BPPM-spezifischen Energiedetektors unter dem Einfluss von Außerbandstrahlung ohne Berücksichtigung von thermischem Rauschen analysiert. Andererseits basiert sie auf [110], in der die Leistungsfähigkeit eines BPPM-spezifischen Korrelationsempfängers unter Interferenzeinfluss bei vernachlässigbarem thermischen Rauschen untersucht wird.

Kapitel 4 ist wie folgt aufgebaut: Zunächst wird in Abschnitt 4.1 das zur Analyse betrachtete Signalmodell beschrieben. Im Anschluss daran wird in Abschnitt

4.2 ein Gütemaß zur Analyse der Interferenzrobustheit eines OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektors definiert. Eine darauf aufbauende statistische Analyse für eine Inbandstörung zeigt den Interferenzeinfluss auf den in einem MIR-UWB-Teilband eingesetzten Energiedetektor in Abhängigkeit von verschiedenen interferenzspezifischen Parametern auf. Die Analyse betrachtet dabei zunächst eine Sinusstörung und wird anschließend auf eine Interferenz mit beliebiger Bandbreite unter Berücksichtigung von thermischem Rauschen erweitert.

Basierend auf dieser Analyse wird in Abschnitt 4.3 auf die Verbesserung der Interferenzrobustheit der Energiedetektion eingegangen. Die für eine mögliche Reduktion von Interferenzen in Frage kommenden Systemparameter werden dazu herangezogen. Simulative Untersuchungen bezüglich dieser Parameter verdeutlichen das Potential zur Verbesserung der Interferenzrobustheit. Am Ende des Kapitels 4 erfolgt eine kurze Zusammenfassung.

4.1 Signalmodell

In diesem Abschnitt wird das Signalmodell, das zur Analyse der Interferenzrobustheit der Energiedetektion herangezogen wird, erläutert. Aufgrund der analytischen Beschreibbarkeit wird dabei die bereits in Kapitel 3 erläuterte MIR-UWB-Senderarchitektur 2 betrachtet.

Das Signalmodell basiert auf einer binären Datenübertragung innerhalb eines MIR-UWB-Teilbandes. Dabei werden rechteck- bzw. kosinusförmige Basisbandpulse der Dauer T_p periodisch mit einem Pulsgenerator erzeugt und mittels eines Oszillators auf die Trägerfrequenz f_c des Teilbandes gemischt. Der resultierende rechteckförmige Teilbandpuls

$$p_r(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T_p}} \cos(2\pi f_c t) & , 0 < t < T_p \\ 0 & , \text{sonst} \end{cases} \quad (4.1)$$

bzw. der sich ergebende kosinusförmige Teilbandpuls

$$p_c(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{4}{3T_p}} \left(\cos\left(2\pi \frac{1}{T_p} t\right) + 1 \right) \cos(2\pi f_c t) & , 0 < t < T_p \\ 0 & , \text{sonst} \end{cases} \quad (4.2)$$

sind in Abbildung 4.1 (a) für $f_c = 6,3125$ GHz, $T_p = 3,2$ ns bzw. $T_p = 6,4$ ns dar-

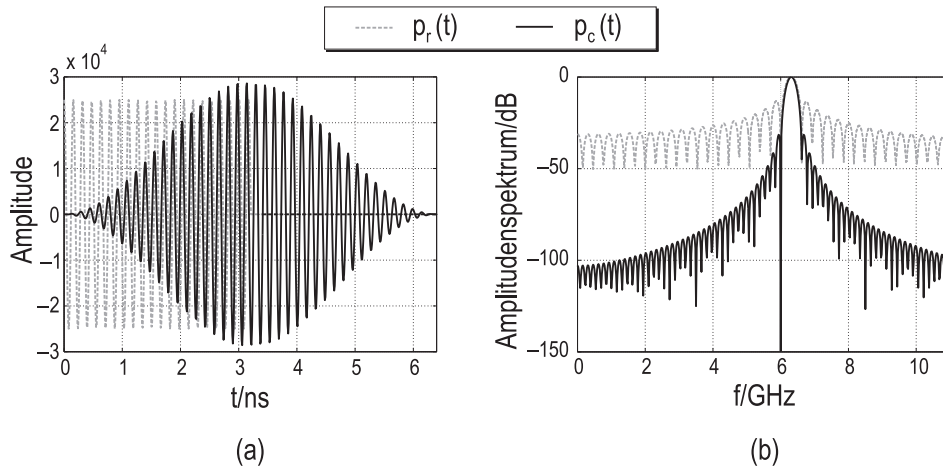


Abbildung 4.1 Rechteck- und kosinusförmiger Teilbandpuls der Dauer $T_p = 3,2$ ns und $T_p = 6,4$ ns für $f_c = 6,3125$ GHz (a) mit den zugehörigen normierten Amplitudenspektren (b).

gestellt. Aufgrund eines Zeitdauer-Bandbreiteproduktes von vier muss die Pulsdauer T_p des kosinusförmigen Pulses $p_c(t)$ 6,4 ns betragen, um dieselbe Teilbandbreite von 625 MHz zu erreichen.

Abbildung 4.1 (b) zeigt die zugehörigen der auf den Wert eins normierten Amplitudenspektren der beiden Pulsformen. Das Spektrum des Rechteckpulses $p_r(t)$ ist dabei eine sinc-Funktion, die durch eine Hauptkeule der Bandbreite $\frac{2}{T_p}$, durch eine 13 dB-Dämpfung der ersten Nebenkeule sowie durch eine erste Nullstelle bei $\pm \frac{1}{T_p}$ charakterisiert ist. Im Gegensatz dazu zeichnet sich das Spektrum des kosinusförmigen Pulses $p_c(t)$ durch eine Hauptkeulenbreite von $\frac{4}{T_p}$ aus. Die Dämpfung der ersten Nebenkeule beträgt in diesem Fall ungefähr 32 dB.

Die in Gleichung (4.1) durchgeführte Normierung des Rechteckpulses mit dem Faktor $\sqrt{\frac{2}{T_p}}$ bewirkt eine Approximation der zur Verfügung stehenden Pulsenergie

$$E_p = \int_0^{T_p} p_r^2(t) dt = 1 + \frac{\sin(4\pi f_c T_p)}{4\pi f_c T_p} \stackrel{4\pi f_c T_p \gg 1}{\approx} 1 \quad (4.3)$$

gegen 1 Joule, falls $f_c \gg \frac{1}{T_p}$ ist. Unter Berücksichtigung des Normierungsfaktors $\sqrt{\frac{4}{3T_p}}$ in Gleichung (4.2) gilt diese Approximation ebenfalls für den kosinusförmigen

gen Puls:

$$E_p = \int_0^{T_p} p_c^2(t) dt = 1 + \frac{(3 - 32f_c^2 T_p^2 + 32f_c^4 T_p^4) \sin(4\pi f_c T_p)}{3(1 - 5f_c^2 T_p^2 + 4f_c^4 T_p^4) 4\pi f_c T_p} \stackrel{4\pi f_c T_p \gg 1}{\approx} 1. \quad (4.4)$$

Abbildung 4.2 verdeutlicht diese Approximation der Pulsenergien in Abhängigkeit von T_p für $f_c = 6,3125$ GHz. Es ist ersichtlich, dass die Pulsenergie des rechteck- bzw. des kosinusförmigen Pulses für $T_p = 3,2$ ns bzw. $T_p = 6,4$ ns in guter Näherung eins ist.

Zur Modulation des rechteck- bzw. des kosinusförmigen Teilbandpulses werden die beiden Modulationsverfahren OOK und BPPM verwendet. Unter Berücksichtigung des zugrunde liegenden Modulationsverfahrens ergibt sich mit $i \in \{r, c\}$ das Sendesignal zu

$$s_O(t) = \sqrt{E_p^O} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n p_i(t - nT_b) \quad (4.5)$$

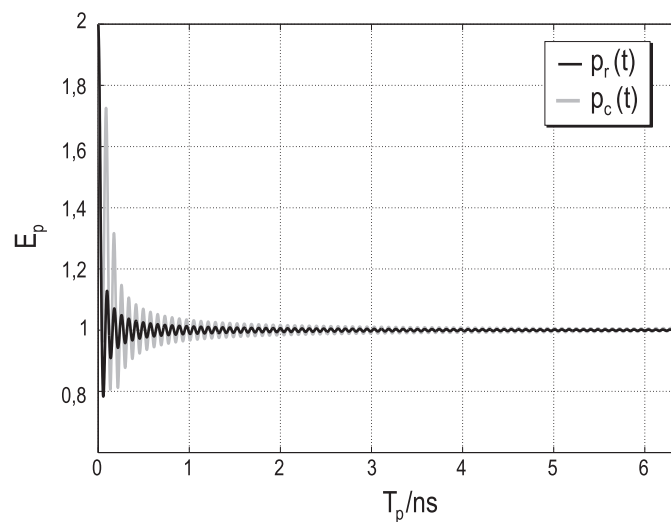


Abbildung 4.2 Energie des rechteck- und des kosinusförmigen Teilbandpulses in Abhängigkeit von der Pulsdauer T_p für $f_c = 6,3125$ GHz.

für OOK bzw. zu

$$s_P(t) = \sqrt{E_P^P} \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_i \left(t - nT_b - b_n \frac{T_b}{2} \right) \quad (4.6)$$

für BPPM. Das n -te, aus einer Gleichverteilung stammende Informationsbit $b_n \in \{0, 1\}$ ist dabei durch die mittlere Bitenergie E_b sowie durch die Bitdauer $T_b = \frac{T_p}{d_s}$, $d_s > 0$ gekennzeichnet. Der Parameter $d_s \leq \frac{1}{2}$ beschreibt den systemspezifischen Duty Cycle.¹ Die modulationsspezifische Pulsenergie E_p^i , $i \in \{O, P\}$ unterscheidet sich für OOK und BPPM, da $E_p^O = 2E_p^P = 2E_b$ gilt. Dieser Zusammenhang berücksichtigt, dass bei OOK nur im Fall einer binären Eins ein Puls gesendet wird. Im Gegensatz dazu wird bei BPPM unabhängig von der zu übertragenden Information stets ein Puls gesendet.

Die Analyse der Interferenzrobustheit der Energiedetektion erfolgt unter der Annahme, dass das Sendesignal $s_i(t)$, $i \in \{O, P\}$ über einen AWGN-Kanal übertragen wird. Die durch Mehrwegeausbreitung resultierenden Fadingeinflüsse, die das Empfangssignal in seiner Form und Dauer verändern können, werden daher hier nicht berücksichtigt. Des Weiteren wird auf der Empfangsseite von einer idealen BP-Filterung sowie einer perfekten Synchronisation zwischen Sender und Empfänger ausgegangen. Schließlich wird vorausgesetzt, dass jedes Datensymbol unabhängig voneinander untersucht werden kann [42]. Der Index n kann daher im Folgenden ohne Beschränkung der Allgemeinheit auf null gesetzt werden.

Das empfangene Signal

$$y_i(t) = s_i(t) + n(t) + j(t) \quad (4.7)$$

besteht aus der Überlagerung des Sendesignals $s_i(t)$, $i \in \{O, P\}$ mit mittelwertfreiem weißen gaußschen Rauschen $n(t)$ der zweiseitigen Rauschleistungsdichte $\frac{N_0}{2}$ sowie mit einem breit- oder schmalbandigen Interferenzsignal $j(t)$. Die Interferenz wird durch einen weißen, bandbegrenzten, stationären, zeitkontinuierlichen und mittelwertfreien Gaußprozess $J(t)$ modelliert. Dieser kann durch die Autokorrelationsfunktion (AKF)

$$R_J(\tau) = P_J \frac{\sin(\pi B_J \tau)}{\pi B_J \tau} \cos(2\pi f_J \tau) \quad (4.8)$$

¹Die Analyse der modulationsspezifischen Interferenzrobustheit der Energiedetektion erfolgt in diesem Kapitel auf Basis einer identischen Datenrate.

beschrieben werden. Die AKF ist dabei nur von der Zeitdifferenz $\tau = t_2 - t_1$ abhängig.

Anhand von Gleichung (4.8) können die wesentlichen Interferenzparameter identifiziert werden. Dies ist die mittlere Störleistung P_J , die aus dem Verhältnis der interferenzspezifischen Bitenergie $E_{b,J}$ und der interferenzspezifischen Bitdauer $T_{b,J} = lT_b, l > 0$ resultiert. Weitere Parameter sind die Trägerfrequenz f_J sowie die Bandbreite B_J . Die daraus resultierende Signaldauer der Interferenz $T_{p,J} \approx \frac{1}{B_J} \leq T_{b,J}$ ist mit einem Duty Cycle von $d_J = \frac{T_{p,J}}{T_{b,J}} = \frac{d_s T_{p,J}}{l T_p}, l > 0$ verbunden.

Gleichung (4.8) gilt, solange sich die Interferenz vollständig innerhalb des MIR-UWB-Teilbandes der Bandbreite B_T befindet (Abbildung 4.3 (a)). Falls jedoch die Interferenz mit dem Teilbandrand überlappt, ist es erforderlich, die Parameter f_J, B_J, d_J und P_J anzupassen. So ergibt sich z.B. bei einer teilweisen Überlappung der Interferenz mit dem unteren Teilbandrand (Abbildung 4.3 (b)) eine fiktive Trägerfrequenz von $f_J^* = \frac{1}{2} (f_J + f_c + \frac{B_T}{2} - \frac{B_J}{2})$, eine fiktive Bandbreite von $B_J^* = f_c - f_J + \frac{1}{2} (B_T + B_J)$, ein fiktiver Duty Cycle von $d_J^* = \frac{1}{B_J^* T_{b,J}}$ sowie eine tatsächliche in das Teilband einfallende Interferenzleistung von $P_J^* = P_J \frac{B_J^*}{B_J}$. Ähnliche Überlegungen können für eine partielle Überlappung der Interferenz mit dem oberen Teilbandrand sowie bei einer vollständigen Überlappung getroffen werden (Abbildung 4.3 (c) und (d)). Da solche Fälle ebenfalls durch Gleichung (4.8) beschrieben werden können, wird im Folgenden weitgehend von einer Interferenz ausgegangen, die sich vollständig innerhalb eines MIR-UWB-Teilbandes befindet.

Das Empfangssignal $y_i(t), i \in \{O, P\}$ wird zuerst ideal bandpassgefiltert und anschließend der modulationsspezifischen Energiedetektion zugeführt. Dabei ist das am Eingang des OOK- bzw. BPPM-spezifischen Energiedetektors vorliegende SINR_E durch

$$\text{SINR}_E = 10 \log_{10} \frac{E_b}{T_b (P_J + P_N)} \quad (4.9)$$

gegeben. Mit P_N wird die mittlere Rauschleistung des sich innerhalb des Teilbandes befindenden Rauschsignals bezeichnet. Dieses wird, wie die Interferenz in Gleichung (4.8), als weißer bandbegrenzter, stationärer, zeitkontinuierlicher und mittelwertfreier Gaußprozess $N(t)$ durch die AKF

$$R_N(\tau) = P_N \frac{\sin(\pi B_T \tau)}{\pi B_T \tau} \cos(2\pi f_c \tau) \quad (4.10)$$

beschrieben. Der am Ausgang der Energiedetektion vorliegende Entscheidungspro-

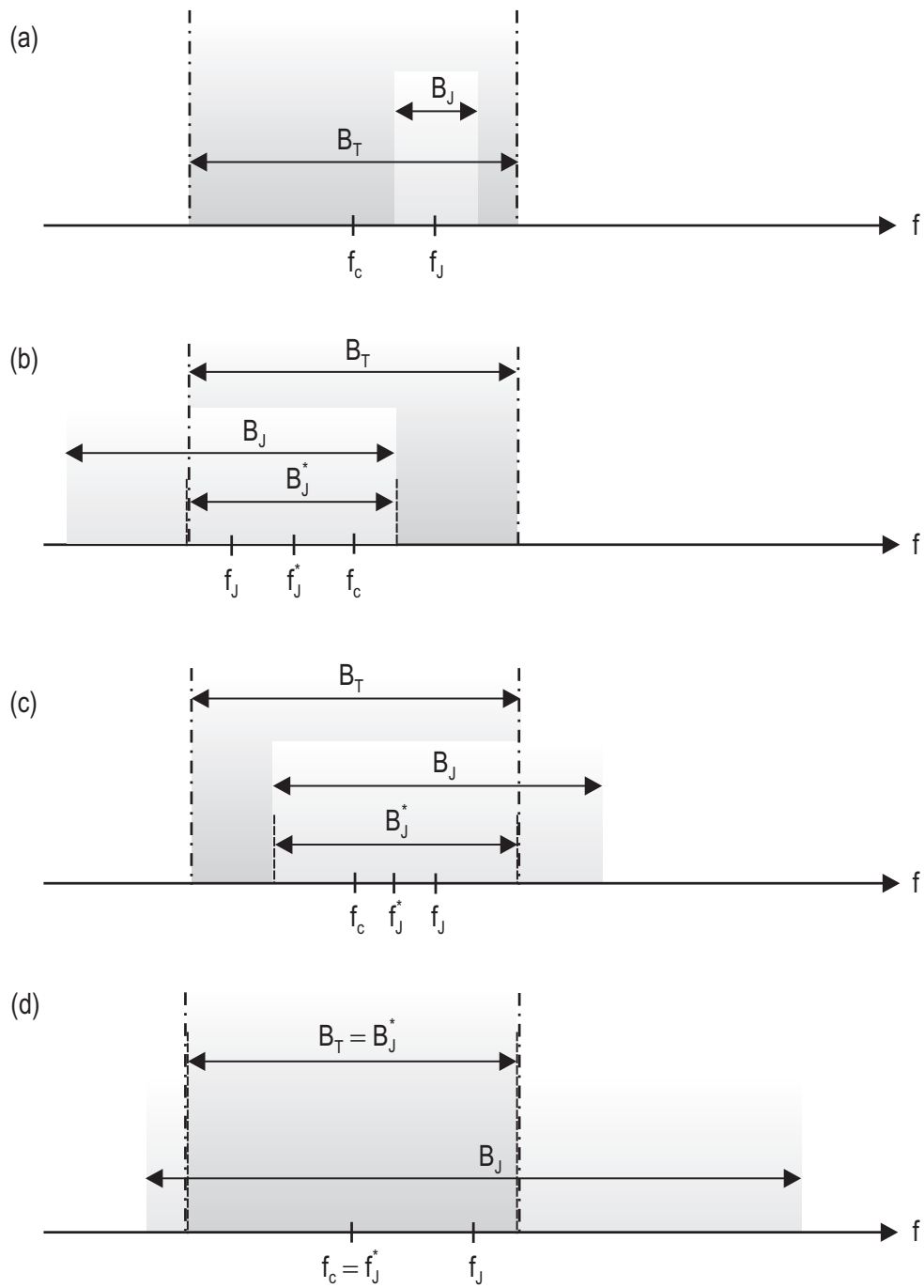


Abbildung 4.3 Anpassung des Interferenzmodells.

zess unterscheidet sich für die beiden Modulationsverfahren OOK und BPPM.

4.1.1 Energiedetektion für OOK

Abbildung 4.4 zeigt das Schema der Energiedetektion im Fall von OOK. Es setzt sich aus einem Quadrierer sowie einem Integrator zusammen. Das am Eingang des

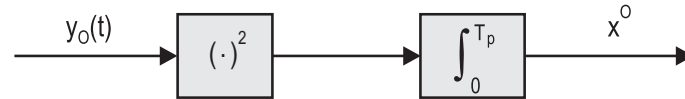


Abbildung 4.4 Energiedetektion für OOK.

Quadrierers vorliegende Signal lässt sich dabei durch

$$y_0(t) = \begin{cases} n(t) + j(t) & , b_0 = 0 \\ \sqrt{E_p^O} p_i(t) + n(t) + j(t) & , b_0 = 1 \end{cases} \quad (4.11)$$

beschreiben, wobei $i \in \{r, c\}$ ist. Es besteht entweder nur aus Rauschen und Interferenz ($b_0 = 0$) oder aus dem gesendeten Puls der Energie E_p^O , der durch Rauschen und Interferenz überlagert ist ($b_0 = 1$). Nach dem Quadrieren sowie dem Integrieren über die Beobachtungszeit T_p erhält man die asymmetrische Entscheidungsvariable

$$x^O = \int_0^{T_p} y_0^2(t) dt = \begin{cases} x_{jn}^O & , b_0 = 0 \\ x_s^O + x_{sjn}^O + x_{jn}^O & , b_0 = 1. \end{cases} \quad (4.12)$$

Der sich ergebende Energiewert x^O besteht aus dem Energieanteil

$$x_s^O = \begin{cases} 0 & , b_0 = 0 \\ 2E_b & , b_0 = 1, \end{cases} \quad (4.13)$$

der im Fall einer binären Eins aus dem deterministischen Signalanteil resultiert. Dieser ist durch den Mittelwert E_b , durch das zweite Moment $2E_b^2$ sowie durch die Varianz E_b^2 charakterisiert. Der zweite Energieanteil

$$x_{sjn}^O = \begin{cases} 0 & , b_0 = 0 \\ 2 \int_0^{T_p} p_i(t) (n(t) + j(t)) dt & , b_0 = 1 \end{cases} \quad (4.14)$$

mit $i \in \{r, c\}$ entsteht für $b_0 = 1$ durch Mischterme, die sowohl von Signal- und Rauschanteilen als auch von Signal- und Interferenzanteilen abhängen. Der letzte Energieterm

$$x_{jn}^O = \int_0^{T_p} (n(t) + j(t))^2 dt \quad , b_0 = 0, 1 \quad (4.15)$$

tritt unabhängig von der zu übertragenden Information auf. Er beinhaltet die Beiträge, die ausschließlich auf Rauschen und Interferenz zurückzuführen sind.

4.1.2 Energiedetektion für BPPM

Im Gegensatz zu OOK wird bei BPPM für $b_0 = 0$ und $b_0 = 1$ stets ein Puls der Dauer T_p übertragen, der sich entweder im Zeitfenster $0 \leq t \leq \frac{T_b}{2}$ oder im Zeitfenster $\frac{T_b}{2} \leq t \leq T_b$ befindet.² Die Bestimmung der am Ausgang der Energiedetektion vorliegenden Entscheidungsvariablen ist in Abbildung 4.5 skizziert.

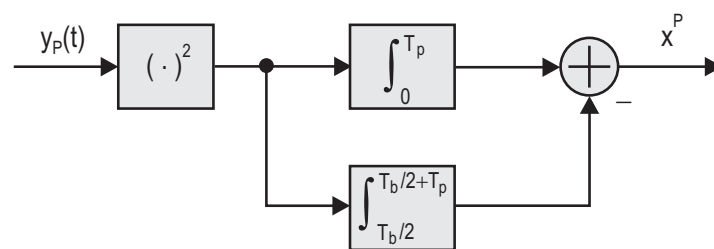


Abbildung 4.5 Energiedetektion für BPPM.

Das Empfangssignal

$$y_P(t) = \begin{cases} \sqrt{E_p^P} p_i(t) + n(t) + j(t) & , b_0 = 0 \\ \sqrt{E_p^P} p_i(t - \frac{T_b}{2}) + n(t) + j(t) & , b_0 = 1 \end{cases} \quad (4.16)$$

mit $i \in \{r, c\}$ wird zunächst quadriert und anschließend innerhalb der beiden in Frage kommenden Zeitintervalle über die Beobachtungszeit T_p integriert. Mittels

²Es wird vorausgesetzt, dass der Puls der Dauer $T_p \leq \frac{T_b}{2}$ jeweils am Anfang eines Intervalls der Dauer $\frac{T_b}{2}$ auftritt. Die Lage eines jeden Pulses innerhalb des Intervalls der Dauer $\frac{T_b}{2}$ ist somit exakt bekannt.

der Differenz der in den beiden Zeitfenstern gemessenen Energiewerte ergibt sich die symmetrische Entscheidungsvariable

$$x^P = \int_0^{T_p} y_P^2(t) dt - \int_{\frac{T_b}{2}}^{\frac{T_b}{2}+T_p} y_P^2(t) dt = x_s^P + x_{\text{sjn}}^P + x_{\text{jn}}^P, \quad (4.17)$$

die sich aus den drei Komponenten x_s^P , x_{sjn}^P und x_{jn}^P zusammensetzt. Der deterministische Anteil

$$x_s^P = \begin{cases} E_b & , b_0 = 0 \\ -E_b & , b_0 = 1 \end{cases} \quad (4.18)$$

hat dabei den Mittelwert 0, das zweite Moment E_b^2 und damit die Varianz E_b^2 . Der zweite Beitrag

$$x_{\text{sjn}}^P = \begin{cases} 2 \int_0^{T_p} p_i(t) (n(t) + j(t)) dt & , b_0 = 0 \\ -2 \int_{\frac{T_b}{2}}^{\frac{T_b}{2}+T_p} p_i(t - \frac{T_b}{2}) (n(t) + j(t)) dt & , b_0 = 1 \end{cases} \quad (4.19)$$

mit $i \in \{r, c\}$ setzt sich aus dem Mischprodukt von Signal und Rauschen bzw. von Signal und Interferenz zusammen. Schließlich erhält man die Komponente

$$x_{\text{jn}}^P = \int_0^{T_p} (n(t) + j(t))^2 dt - \int_{\frac{T_b}{2}}^{\frac{T_b}{2}+T_p} (n(t) + j(t))^2 dt, \quad (4.20)$$

die nur vom Rauschen bzw. von der Interferenz abhängt.

4.2 Statistische Analyse der Interferenzrobustheit

Basierend auf dem im vorigen Abschnitt eingeführten Signalmodell soll nun eine statistische Analyse der Interferenzrobustheit eines OOK- bzw. BPPM-spezifischen Energiedetektors für die rechteck- und kosinusförmige Pulsform aus Gleichung (4.1) und (4.2) erfolgen.

Zunächst wird ein geeignetes Gütemaß eingeführt, das zur Beurteilung des Einflusses von Interferenz auf die Leistungsfähigkeit eines Energiedetektors herangezogen werden kann. Davon ausgehend erfolgt eine Analyse der Interferenzrobustheit bei Vorhandensein einer Sinusstörung unter Vernachlässigung von thermischem Rauschen. Der Abschnitt endet mit einer Verallgemeinerung auf eine Interferenz mit beliebiger Bandbreite unter Berücksichtigung von thermischem Rauschen.

4.2.1 Definition des Verarbeitungsgewinns

Um Aussagen bezüglich der Interferenzrobustheit einer OOK- bzw. BPPM-spezifischen Energiedetektion treffen zu können, muss ein geeignetes Gütemaß definiert werden. Ein mögliches Maß kann dabei der Verarbeitungsgewinn eines Energiedetektors sein, der das vorhandene SINR_A an seinem Ausgang auf das bereits in Gleichung (4.9) beschriebene SINR_E an dessen Eingang bezieht. Die Definition des Verarbeitungsgewinns unterscheidet sich für OOK und BPPM, da bei OOK lediglich bei einer binären Eins ein Puls gesendet wird.

Für OOK kann der Verarbeitungsgewinn der Energiedetektion wie folgt definiert werden:

$$\text{PG}^O = 10 \log_{10} \left(\frac{2E_b^2}{0,5Q_1^O + Q_2^O} \right) - 10 \log_{10} (\text{SINR}_E). \quad (4.21)$$

Das SINR_A am Ausgang des Energiedetektors wird dabei durch das Verhältnis des mittleren zweiten Momentes des nur vom Signal abhängigen Energieteils x_s^O sowie der Beiträge Q_1^O und Q_2^O beschrieben. Q_1^O und Q_2^O bezeichnen die zweiten Momente der beiden Energieanteile x_{sjn}^O und x_{jn}^O , die aufgrund der Stationarität des betrachteten Interferenz- und Rauschprozesses separat berechnet werden können. Die Gewichtung von Q_1^O mit dem Faktor 0,5 berücksichtigt die Tatsache, dass x_{sjn}^O nur im Fall einer binären Eins vorhanden ist.

Unabhängig von der betrachteten Pulsform $p_i(t)$, $i \in \{r, c\}$ kann das zweite Moment von x_{sjn}^O allgemein durch [24]

$$\begin{aligned} Q_1^O &= \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} p_i(t_1) \cdot p_i(t_2) \cdot [E(J(t_1)J(t_2)) + E(N(t_1)N(t_2))] dt_1 dt_2 \\ &= \int_{-t_1}^{T_p-t_1} \int_0^{T_p} (R_J(\tau) + R_N(\tau)) \cdot p_i(t_1) \cdot p_i(t_1 + \tau) dt_1 d\tau \end{aligned} \quad (4.22)$$

beschrieben werden, wobei $\tau = t_2 - t_1$ ist. Die Erwartungswerte $E(J(t_1)J(t_2))$ und $E(N(t_1)N(t_2))$ des Interferenz- und Rauschprozesses entsprechen dabei der AKF $R_J(t_2 - t_1)$ bzw. $R_N(t_2 - t_1)$.

Für das zweite Moment Q_2^O des nur von Rauschen und Interferenz abhängigen Energieanteils x_{jn}^O ergibt sich mit $\tau = t_2 - t_1$ [24]

$$\begin{aligned} Q_2^O &= \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} [4E(J(t_1)N(t_1)J(t_2)N(t_2)) + E(N^2(t_1)N^2(t_2)) + \\ &\quad E(J^2(t_1)J^2(t_2)) + 2E(J^2(t_1)N^2(t_2))] dt_1 dt_2 \\ &= \int_{-t_1}^{T_p-t_1} \int_0^{T_p} [(P_N + P_J)^2 + 2(R_N(\tau) + R_J(\tau))^2] dt_1 d\tau, \end{aligned} \quad (4.23)$$

wobei die Erwartungswerte wiederum durch die entsprechenden AKFs ausgedrückt werden können. In Gleichung (4.23) wird berücksichtigt, dass $E(J(t_1)J^2(t_2))$ und $E(N(t_1)N^2(t_2))$ für die beiden mittelwertfreien weißen Störprozesse $J(t)$ und $N(t)$ den Wert null annimmt. Des Weiteren ist der Zusammenhang zwischen den Erwartungswerten $E(J^2(t_1)J^2(t_2))$ bzw. $E(N^2(t_1)N^2(t_2))$ und der AKF des Interferenz- und Rauschprozesses durch das Theorem von Price [74] gegeben, das in Anhang A erläutert wird.

Im Unterschied zu OOK muss der Verarbeitungsgewinn der BPPM-spezifischen Energiedetektion wie folgt definiert werden:

$$PG^P = 10 \log_{10} \left(\frac{E_b^2}{Q_1^P + Q_2^P} \right) - 10 \log_{10} (\text{SINR}_E). \quad (4.24)$$

Wie im Fall von OOK wird dabei das am Eingang des Energiedetektors vorliegende SINR_E aus Gleichung (4.9) auf das BPPM-spezifische SINR_A an seinem Ausgang bezogen. Es ist ersichtlich, dass keine Gewichtung des zweiten Momentes von x_{sjn}^P mit dem Faktor 0,5 erfolgt, da für BPPM unabhängig von der zu übertragenden Information ein Puls übertragen wird. Das mittlere zweite Moment der nur vom Signal abhängigen Komponente x_s^P ist zudem um den Faktor zwei kleiner, da zur Übertragung nur halb so viel Pulsenergie zur Verfügung steht. Aus dem gleichen Grund gilt für das zweite Moment Q_1^P der von Signal und Interferenz bzw. von Signal und Rauschen abhängigen Komponente x_{sjn}^P : $Q_1^P = \frac{1}{2}Q_1^O$. Das zweite Moment Q_1^P unterscheidet sich also für OOK und BPPM lediglich um einen Faktor zwei.

Im Gegensatz zu Q_1^P gibt es jedoch einen signifikanten Unterschied des zweiten Momentes Q_2^P der nur von der Interferenz und dem Rauschen abhängigen Komponente x_{jn}^P . Mithilfe des Price-Theorems [74] sowie der rausch- und interferenzspezifischen AKF kann Q_2^P mit $\tau = t_2 - t_1$ allgemein durch

$$\begin{aligned}
Q_2^P &= 2 \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} [E(J^2(t_1) J^2(t_2)) + 4E(J(t_1) N(t_1) \cdot \\
&\quad J(t_2) N(t_2)) + E(N^2(t_1) N^2(t_2))] dt_1 dt_2 \\
&- 2 \int_0^{T_p} \int_{\frac{T_b}{2}}^{T_p + \frac{T_b}{2}} [E(J^2(t_1) J^2(t_2)) + 4E(J(t_1) N(t_1) \cdot \\
&\quad J(t_2) N(t_2)) + E(N^2(t_1) N^2(t_2))] dt_1 dt_2 \\
&= 4 \int_{-t_1}^{T_p - t_1} \int_0^{T_p} [R_J^2(\tau) + R_N^2(\tau) + R_J(\tau) R_N(\tau)] dt_1 d\tau \\
&- 4 \int_{-t_1}^{T_p - t_1} \int_{\frac{T_b}{2}}^{T_p + \frac{T_b}{2}} [R_J^2(\tau) + R_N^2(\tau) + R_J(\tau) R_N(\tau)] dt_1 d\tau \quad (4.25)
\end{aligned}$$

ausgedrückt werden [24].

Mit den in den Gleichungen (4.21) und (4.24) definierten modulationsspezifischen Verarbeitungsgewinnen werden im Folgenden Rückschlüsse auf die Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion gezogen. Ein geringer Verarbeitungsgewinn führt dabei im Allgemeinen zu einer erhöhten Fehlerwahrscheinlichkeit. Je geringer somit der Einfluss der zweiten Momente Q_1^i und $Q_2^i, i \in \{O, P\}$ ist, desto geringer wird die modulationsspezifische Fehlerwahrscheinlichkeit sein. Zur Bestimmung von Q_1^i und $Q_2^i, i \in \{O, P\}$ wird im nächsten Abschnitt zunächst von einer Sinusstörung und einem vernachlässigbaren thermischen Rauschen ausgegangen.

4.2.2 Sinusstörung

Betrachtet man den Fall einer Sinusstörung, so vereinfacht sich die AKF des durch Gleichung (4.8) eingeführten Interferenzmodells zu

$$R_J(\tau) = P_J \cos(2\pi f_J \tau). \quad (4.26)$$

Dies ermöglicht eine direkte Berechnung von Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ für die beiden Pulsformen $p_i(t)$, $i \in \{r, c\}$, indem das in den Gleichungen (4.22), (4.23) und (4.25) auftretende Doppelintegral durch die Substitution $\tau = t_2 - t_1$ gelöst wird.

Unter der Annahme eines vernachlässigbaren thermischen Rauschens ergibt sich für Q_1^O aus Gleichung (4.22) bei der rechteckförmigen Pulsform $p_r(t)$

$$\begin{aligned} Q_1^O &= \frac{E_p^O P_J}{T_p \pi^2 (f_c^2 - f_J^2)^2} [f_c^2 + 3f_J^2 + (f_J^2 - f_c^2) \cos(4\pi f_c T_p) \\ &\quad - 2f_J (f_J + f_c) \cos(2\pi (f_c - f_J) T_p) \\ &\quad - 2f_J (f_J - f_c) \cos(2\pi (f_c + f_J) T_p)], \end{aligned} \quad (4.27)$$

das von den Systemparametern E_p^O , T_p und f_c sowie den Interferenzparametern f_J und P_J abhängt [98].

Das zweite Moment Q_2^O des von der Interferenz abhängigen Energieterms ergibt sich mit Gleichung (4.23) zu

$$Q_2^O = 2T_p^2 P_J^2 + \frac{P_J^2}{8\pi^2 f_J^2} [1 - \cos(4\pi f_J T_p)]. \quad (4.28)$$

Im Gegensatz zu Q_1^O wird dieses Moment lediglich durch die drei Systemparameter T_p , P_J und f_J beeinflusst.

Das zweite Moment des von Signal und Interferenz abhängigen Energieanteils beträgt im Fall von BPPM $Q_1^P = 0,5 Q_1^O$, das durch die um den Faktor zwei geringere mittlere Pulsenergie E_p^P zustande kommt. Das nur von der Interferenz abhängige Moment zweiter Ordnung Q_2^P aus Gleichung (4.25) unterscheidet sich für BPPM und kann durch

$$\begin{aligned} Q_2^P &= \frac{P_J^2}{8\pi^2 f_J^2} [2 - 2 \cos(2\pi f_J T_b) + \cos(2\pi f_J (T_b - 2T_p)) \\ &\quad - 2 \cos(4\pi f_J T_p) + \cos(2\pi f_J (T_b + 2T_p))] \end{aligned} \quad (4.29)$$

beschrieben werden. Im Gegensatz zu Q_1^P ist es unabhängig von f_c und E_p^P , wird jedoch zusätzlich durch die Bitdauer T_b beeinflusst.

Betrachtet man dagegen die kosinusförmige Pulsform $p_c(t)$, so ergibt sich für das zweite Moment Q_1^O im Fall von OOK

$$Q_1^O = \frac{2E_p^O P_J}{3\pi^2 T_p} \left[\frac{(1 - \cos(2\pi(f_c + f_J)T_p))}{(f_J + f_c)^2 (1 - T_p^2(f_c + f_J)^2)^2} + \frac{(1 - \cos(2\pi(f_c - f_J)T_p))}{(f_c - f_J)^2 (1 - T_p^2(f_c - f_J)^2)^2} - \frac{2(\cos(2\pi f_J T_p) - \cos(2\pi f_c T_p))}{(f_J^2 - f_c^2) (1 - 2T_p^2(f_J^2 + f_c^2) + T_p^4(f_J^2 - f_c^2)^2)} \right], \quad (4.30)$$

das von den Systemparametern E_p^O , T_p und f_c sowie den Interferenzparametern f_J und P_J abhängt. Unter Berücksichtigung der modulationsspezifischen Pulsenergie kann daraus unmittelbar das für BPPM um den Faktor zwei kleinere zweite Moment Q_1^P bestimmt werden. Die zweiten Momente Q_2^O und Q_2^P aus Gleichung (4.28) und Gleichung (4.29) ändern sich in ihrer Beschreibungsform durch die Wahl einer anderen Pulsform nicht.

Mit Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ kann nun für die beiden Pulsformen $p_i(t)$, $i \in \{r, c\}$ die Interferenzrobustheit der Energiedetektion analysiert werden. Für die Analyse wird ein MIR-UWB-System betrachtet, das mit der Frequenzmaske der ECC betrieben werden soll. Der zwischen 6 GHz und 8,5 GHz zur Verfügung stehende Frequenzbereich wird dazu in vier gleich große Teilbänder der Bandbreite $B_T = 625$ MHz unterteilt, über die rechteck- bzw. kosinusförmige Pulse der Dauer $T_p = 3,2$ ns bzw. $T_p = 6,4$ ns gesendet werden. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird für die folgende Analyse das erste Teilband mit der Trägerfrequenz $f_c = 6,3125$ GHz betrachtet. Eine Erweiterung auf andere Teilbänder oder andere MIR-UWB-Systemkonstellationen, die z.B. auf andere Frequenzmasken ausgelegt sind, ist möglich.

In Abbildung 4.6 sind Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ für die beiden Pulsformen in Abhängigkeit von f_J für ein $SIR_E = 0$ dB und $T_b = 2T_p$ aufgetragen.³ Im Fall einer rechteckförmigen Pulsformung (Abbildung 4.6 (a)) zeigt sich, dass der größte Interferenzeinfluss genau dann auftritt, wenn die Trägerfrequenz des Teilbandes mit

³ Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ sind dabei wie auch in den folgenden Betrachtungen auf das Maximum von Q_1^i und Q_2^i bei der Verwendung der rechteckförmigen Pulsform normiert.

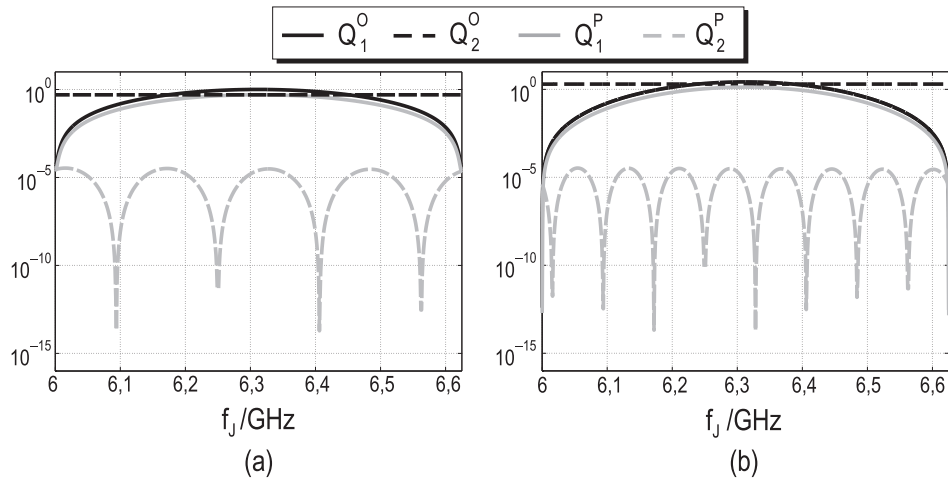


Abbildung 4.6 Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ in Abhängigkeit von f_J für ein $SIR_E = 0$ dB und $T_b = 2T_p$ bei rechteckförmiger Pulsform (a) und kosinusförmiger Pulsform (b).

der Trägerfrequenz der Interferenz übereinstimmt. $Q_1^O = 2Q_1^P$ nimmt in diesem Fall den Wert

$$\lim_{f_J \rightarrow f_c} Q_1^O = \frac{P_J E_b}{2T_p \pi^2 f_c^2} [1 - \cos(4\pi T_p f_c)] + 8f_c^2 \pi^2 T_p^2 + 4f_c \pi T_p \sin(4\pi T_p f_c) \quad (4.31)$$

an. Je größer der Unterschied zwischen f_J und f_c ist, desto geringer ist der Einfluss von Q_1^i , $i \in \{O, P\}$. Insbesondere kann gezeigt werden, dass Q_1^O den minimalen Wert

$$Q_1^O = \frac{P_J T_p E_b (1 - \cos(4\pi T_p f_c))}{2\pi^2 (T_p f_c \pm 0.5)^2} \quad (4.32)$$

annimmt, falls sich die Sinusstörung am Teilbandrand ($f_J = f_c \pm \frac{1}{T_p}$) befindet. Die Ursache für dieses Verhalten ist im sinc-Spektrum des Teilbandpulses zu sehen, das am Teilbandrand einen Nulldurchgang aufweist.

Abbildung 4.6 (a) zeigt ebenfalls für Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ die Abhängigkeit von der Trägerfrequenz f_J auf. Für BPPM ist dabei ein oszillierendes Verhalten zu erkennen, das durch

$$0 \leq Q_2^P \leq \frac{T_b^2 P_J^2}{4T_p^2 \pi^2 f_J^2} \quad (4.33)$$

beschrieben werden kann. Die auftretenden Minima und Maxima alternieren mit $\frac{1}{4T_p}$. Die minimalen und maximalen Werte treten dabei bei $f_J = \frac{k}{2T_p}$ und bei $f_J = \frac{2k+1}{4T_p}$ auf, wobei $k \in \mathbb{N}$ ist. Das oszillierende Verhalten kann auf die Subtraktionsoperation in Gleichung (4.20) zurückgeführt werden. Im Fall eines Minimums liegt eine gerade Anzahl von schmalbandigen Störperioden innerhalb der beiden Integrationsbereiche vor, das zu einer Interferenzunterdrückung nach der Subtraktion führt. Der maximale Wert verringert sich quadratisch mit zunehmendem f_J , da ein größeres f_J mit einer größeren Anzahl an schmalbandigen Störzyklen innerhalb eines BPPM-Intervalls verbunden ist. Trotz dieses charakteristischen Verhaltens ist der Einfluss von Q_2^P vernachlässigbar, da $Q_1^P \gg Q_2^P$ ist.

Im Fall von OOK ist Q_2^O aus Gleichung (4.28) durch

$$2P_J^2 T_p^2 \leq Q_2^O \leq 2P_J^2 T_p^2 + \frac{P_J^2}{4\pi^2 f_J^2} \quad (4.34)$$

nach unten bzw. nach oben begrenzt. Es kann gezeigt werden, dass Q_2^O periodisch zwischen dem Minimum bei $f_J = \frac{k}{2T_p}$, $k \in \mathbb{N}$ und dem Maximum bei $f_J = \frac{2k+1}{4T_p}$, $k \in \mathbb{N}$ oszilliert. Die auftretenden Oszillationen sind jedoch äußerst gering, da der Wert des Maximums quadratisch mit f_J abnimmt. Aus diesem Grund kann Q_2^O durch

$$Q_2^O \approx 2P_J^2 T_p^2 = \frac{2T_p^2 E_b^2}{T_b^2 10^{2\text{SIR}_E/10}} \quad (4.35)$$

approximiert werden. Damit ist Q_2^O näherungsweise unabhängig von f_J und hängt lediglich von den Parametern SIR_E , T_p , E_b und T_b ab. Des Weiteren ist Q_2^O umgekehrt proportional zum Quadrat von T_b . Dieser Zusammenhang verspricht daher eine Unterdrückung von Q_2^O durch eine Vergrößerung von T_b .

Im Gegensatz zu BPPM können bei OOK also sowohl Q_1^O als auch Q_2^O einen signifikanten Einfluss auf die Interferenzrobustheit der Energiedetektion haben (Abbildung 4.6 (a)). So ist Q_2^O die bestimmende Einflussgröße, falls sich die schmalbandige Interferenz am Teilbandrand befindet. Ist die Interferenz dagegen in der Nähe der Trägerfrequenz des Teilbandes, so wird die Interferenzrobustheit der Energiedetektion mehr durch Q_1^O beeinflusst. Um somit für OOK eine verbesserte Interferenzrobustheit zu erzielen, ist eine Minimierung beider Terme anzustreben.

Bei der kosinusförmigen Pulsform (Abbildung 4.6 (b)) kann für Q_1^i , $i \in \{O, P\}$ ein ähnliches Verhalten festgestellt werden. Auch in diesem Fall tritt der größte

Interferenzeinfluss genau dann auf, wenn die Trägerfrequenz der Interferenz mit der Trägerfrequenz des Teilbandes übereinstimmt. Der Interferenzeinfluss kann dabei für OOK durch

$$\lim_{f_i \rightarrow f_c} Q_1^O = \frac{4E_b P_J}{3\pi^2 T_p} \left[\frac{1 - \cos(4\pi T_p f_c)}{4f_c^2 (1 - 4f_c^2 T_p^2)^2} + 2\pi^2 T_p^2 + \frac{2\pi T_p \sin(2\pi f_c T_p)}{f_c (1 - 4f_c^2 T_p^2)} \right] \quad (4.36)$$

beschrieben werden. Der Einfluss von Q_1^O wird zudem geringer, je größer die relative Frequenzdifferenz $|f_c - f_J|$ ist. Der am Teilbandrand $f_c \pm \frac{2}{T_p}$ geringste auftretende Einfluss ist dabei für OOK durch

$$Q_1^O = \frac{4E_b P_J}{3\pi^2 T_p} \left(\frac{1 - \cos(4\pi T_p f_c)}{\left(2f_c + \frac{2}{T_p}\right)^2 \left(1 - T_p^2 \left(2f_c + \frac{2}{T_p}\right)^2\right)^2} \right), \quad (4.37)$$

gegeben.

Ein direkter Vergleich von $Q_1^i, i \in \{O, P\}$ für die beiden Pulsformen zeigt, dass bei der Verwendung von $p_c(t)$ eine geringere Interferenzrobustheit über einen großen Frequenzbereich innerhalb des Teilbandes erreicht werden kann (Abbildung 4.6). Befindet sich die Interferenz jedoch in der Nähe des Teilbandrandes, so kann unabhängig von der betrachteten Pulsform und vom eingesetzten Modulationsverfahren eine erhöhte Interferenzrobustheit festgestellt werden.

Des Weiteren ist das nur von der Interferenz abhängige zweite Moment Q_2^O bei der Verwendung von $p_c(t)$ größer als das von $p_r(t)$. Die Ursache für dieses Verhalten ist in der um den Faktor zwei größeren Pulsdauer von $p_c(t)$ zu sehen. Q_2^O ist zudem unabhängig von der Interferenzposition innerhalb des Teilbandes.

Für BPPM befindet sich Q_2^P bei der Verwendung von $p_c(t)$ aufgrund der Subtraktionsoperation in Gleichung (4.20) in derselben Größenordnung wie das Q_2^P von $p_r(t)$. Es zeichnet sich wiederum durch ein oszillierendes Verhalten aus. Aufgrund der um den Faktor zwei größeren Pulsdauer alternieren die auftretenden Minima und Maxima allerdings um den Faktor zwei häufiger. Der Einfluss von Q_2^P auf die Interferenzrobustheit ist wie bei der Verwendung von $p_r(t)$ vernachlässigbar, da $Q_1^P \gg Q_2^P$ gilt.

In Abbildung 4.7 sind $Q_1^O = 2Q_1^P$ und Q_2^O über dem SIR_E für zwei unterschiedliche Störfrequenzen bei Verwendung von $p_r(t)$ und $p_c(t)$ aufgetragen. Sowohl bei

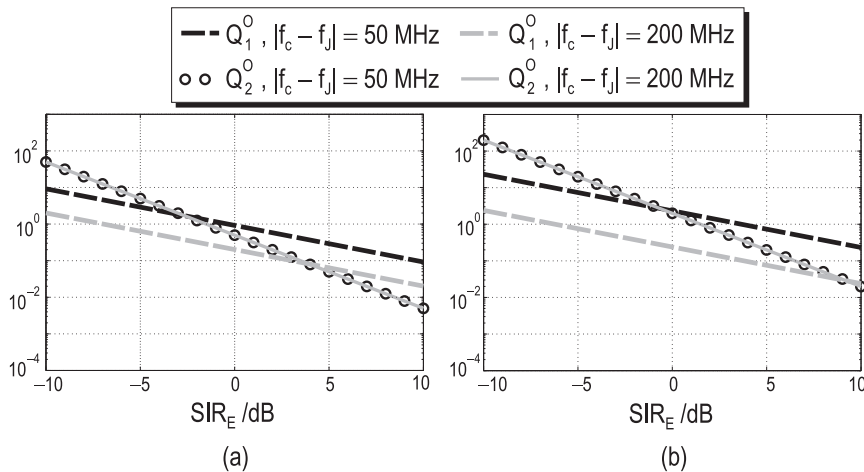


Abbildung 4.7 Q_1^0 und Q_2^0 in Abhängigkeit des SIR_E für $|f_c - f_j| = 50$ MHz und 200 MHz bei rechteckförmiger Pulsform (a) und kosinusförmiger Pulsform (b).

der rechteckförmigen Pulsform (Abbildung 4.7 (a)) als auch der kosinusförmigen Pulsform (Abbildung 4.7 (b)) ist ersichtlich, dass Q_2^0 für ein geringes SIR_E einen größeren Einfluss auf die Interferenzrobustheit hat. Da sich jedoch der Einfluss von Q_2^0 mit zunehmendem SIR_E reduziert, wird die Leistungsfähigkeit des Energiedektors immer mehr von Q_1^0 bestimmt.

Abbildung 4.7 verdeutlicht weiter, dass f_j den Parameter Q_1^0 bei rechteck- und kosinusförmiger Pulsformung sehr stark beeinflusst. Falls die Interferenz 200 MHz von f_c entfernt ist, ist bei rechteckförmiger Pulsformung ein größerer Einfluss von Q_2^0 bis zu einem $\text{SIR}_E \approx 4$ dB feststellbar. Ist die Interferenz dagegen nur 50 MHz von f_c entfernt, ist Q_2^0 lediglich bis zu einem $\text{SIR}_E \approx -3$ dB größer als Q_1^0 . Bei Verwendung der kosinusförmigen Pulsform zeigt sich ebenfalls dieser Zusammenhang. Aufgrund der doppelten Pulsdauer tritt jedoch ein geringerer Einfluss von Q_1^0 auf. So liegt ein größerer Beitrag von Q_2^0 bis zu einem $\text{SIR}_E \approx -1$ dB vor, falls die Interferenz 50 MHz von f_c entfernt ist. Ist dagegen die Interferenz 200 MHz von f_c positioniert, ist Q_2^0 bis zu einem $\text{SIR}_E \approx 9$ dB größer als Q_1^0 .

Da jedoch die MIR-UWB-spezifische Signalleistung im Allgemeinen sehr viel geringer ist als die Signalleistung der schmalbandigen Interferenz, ist vor allem der Bereich mit geringem SIR_E von Interesse. Aus diesem Grund ist insbesondere eine Minimierung von Q_2^0 von Bedeutung.

4.2.3 Erweiterung auf schmal- und breitbandige Störungen

Die Berechnung von Q_1^i und $Q_2^i, i \in \{O, P\}$ lässt sich für $p_r(t)$ und $p_c(t)$ auf eine Interferenz mit beliebiger Bandbreite erweitern. Im Folgenden wird diese Erweiterung für die rechteckförmige Pulsform $p_r(t)$ unter Berücksichtigung von thermischem Rauschen durchgeführt, wobei auf die Berechnung von Q_1^i und $Q_2^i, i \in \{O, P\}$ im Anhang B eingegangen wird. Eine Erweiterung auf die kosinusförmige Pulsform ist möglich, wird jedoch aus Darstellungsgründen nicht abgehandelt.

Unter der Annahme, dass $2|f_c + f_J| \gg B_J$ und $4f_c \gg B_T$ ist, kann Q_1^O aus Gleichung (4.22) durch Anwendung des Parsevalschen Theorems [84] approximiert werden. Bei Verwendung der rechteckförmigen Pulsform $p_r(t)$ ergibt sich dabei

$$\begin{aligned}
Q_1^O &= E_p^O P_J \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n (2\pi T_p)^{2n} \left(\frac{r_{2n+1} \sum_{l=0}^{2n+1} u_{n,l}}{2\pi f_c (2n+1)} \right. \\
&\quad \left. - \frac{2\pi T_p r_{2n+2} \sum_{l=0}^{2n+2} v_{n,l}}{2\pi f_c (2n+2)} + \frac{4T_p r_{2n+1}}{(2n+2)!(2n+1)} \right) \\
&\quad + \frac{E_p^O P_N}{2\pi f_c} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (\pi T_p B_T)^{2n}}{(2n+1)} \left(\frac{8\pi T_p f_c}{(2n+2)!} + (1+ \right. \\
&\quad \left. \cos(4\pi f_c T_p)) \sum_{l=0}^{2n+1} w_{n,l} - \sin(4\pi f_c T_p) \sum_{l=0}^{2n+1} z_{n,l} \right), \tag{4.38}
\end{aligned}$$

wobei mit $\Delta f_{c,J} = f_c - f_J$ die folgenden Notationen gelten:

$$\begin{aligned}
r_\nu &= \frac{1}{B_J} \left(\left(\frac{B_J}{2} + \Delta f_{c,J} \right)^\nu - \left(-\frac{B_J}{2} + \Delta f_{c,J} \right)^\nu \right), \\
w_{n,l} &= \frac{\sin(4\pi f_c T_p + \frac{1}{2}l\pi)}{(2n+1-l)! (4\pi f_c T_p)^l}, \\
u_{n,l} &= w_{n,l} + \frac{(-1)^l}{(2n+1-l)!} \sum_{k=0}^l \frac{\sin(4\pi f_c T_p + \frac{1}{2}k\pi)}{(l-k)! (4\pi f_c T_p)^k}, \\
z_{n,l} &= \frac{\cos(4\pi f_c T_p + \frac{1}{2}l\pi)}{(2n+1-l)! (4\pi f_c T_p)^l}, \\
v_{n,l} &= \frac{z_{n,l}}{(2n+2-l)} - \frac{(-1)^l}{(2n+2-l)!} \sum_{k=0}^l \frac{\cos(4\pi f_c T_p + \frac{1}{2}k\pi)}{(l-k)! (4\pi f_c T_p)^k}.
\end{aligned}$$

Es ist ersichtlich, dass Q_1^0 sowohl von den Systemparametern E_p^0 , T_p , f_c , B_T als auch von den Interferenzparametern P_N , P_J , B_J und f_J abhängt. Insbesondere ergibt sich $\lim_{B_J \rightarrow 0} r_\nu = \nu \Delta_{f_{c,J}}^{\nu-1}$. In diesem Fall stimmt Q_1^0 mit dem Ergebnis von Gleichung (4.27) überein, falls $P_N = 0$ ist.

Das zweite Moment Q_2^0 aus Gleichung (4.23) kann unter den Annahmen $2f_c \gg B_T$, $2f_J \gg B_J$ und $|f_c + f_J| \gg (B_J \text{ oder } (B_T - B_J))$ mit dem Theorem von Parseval bestimmt werden. In diesem Fall erhält man:

$$\begin{aligned}
Q_2^0 &= 2T_p^2 [P_J^2 + P_J P_N + P_N^2 \\
&+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi T_p)^{2k} (P_J^2 B_J^{2k} + P_N^2 B_T^{2k})}{(2k+1)! (2k+1) (k+1)} \\
&+ \sum_{k=2}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi T_p)^{2k-2} (P_J^2 B_J^{2k-2} + P_N^2 B_T^{2k-2})}{(k) (2k)!}] \\
&+ \frac{2P_J P_N}{\pi B (f_p - f_m)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi)^{2k+1} T_p^{2k+2}}{(2k+2)!} \\
&\cdot \left(\frac{f_1(k)}{2k+2} + \frac{f_2(k)}{2k+1} \right), \tag{4.39}
\end{aligned}$$

wobei $f_p = \frac{B_T}{2} + \frac{B_J}{2}$ und $f_m = \frac{B_T}{2} - \frac{B_J}{2}$ ist. Des Weiteren sind $f_1(k)$ und $f_2(k)$ durch

$$\begin{aligned}
f_1(k) &= (-f_m - \Delta_{f_{c,J}})^{2k+2} - (-f_p - \Delta_{f_{c,J}})^{2k+2} \\
&+ (-f_m + \Delta_{f_{c,J}})^{2k+2} - (-f_p + \Delta_{f_{c,J}})^{2k+2}
\end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned}
f_2(k) &= (f_p + \Delta_{f_{c,J}}) \left[(-f_m - \Delta_{f_{c,J}})^{2k+1} - (-f_p - \Delta_{f_{c,J}})^{2k+1} \right] \\
&+ (f_p - \Delta_{f_{c,J}}) \left[(-f_m + \Delta_{f_{c,J}})^{2k+1} - (-f_p + \Delta_{f_{c,J}})^{2k+1} \right] \\
&+ (f_p - f_m) \left[(f_m - \Delta_{f_{c,J}})^{2k+1} - (-f_m - \Delta_{f_{c,J}})^{2k+1} \right]
\end{aligned}$$

festgelegt. Das zweite Moment Q_2^0 wird somit durch die Systemparameter T_p , f_c , B_T sowie durch die Interferenzparameter P_N , P_J , B_J und f_J beeinflusst. Für den

Spezialfall $B_J \rightarrow 0$ vereinfacht sich Gleichung (4.39), da

$$P_J^2 B_J^{2k} = P_J^2 B_J^{2k-2} = 0,$$

$$\frac{f_{1,k}}{f_p - f_m} = (2k + 2) \left[\left(-\frac{B_T}{2} - \Delta f_{c,J} \right)^{2k+1} + \left(-\frac{B_T}{2} + \Delta f_{c,J} \right)^{2k+1} \right]$$

und

$$\frac{f_{2,k}}{f_p - f_m} = (2k + 1) \left(\frac{B_T}{2} + \Delta f_{c,J} \right) \left(-\frac{B_T}{2} - \Delta f_{c,J} \right)^{2k}$$

gilt. In diesem Fall stimmt Q_2^O mit dem Ergebnis von Gleichung (4.28) überein, falls $P_N = 0$ ist.

Für BPPM ergibt sich für das zweite Moment von x_{sjn}^P : $Q_1^P = 0,5 Q_1^O$. Der um den Faktor zwei geringere Einfluss ist dabei auf die reduzierte modulationsspezifische Pulsenergie zurückzuführen. Im Gegensatz dazu gibt es einen signifikanten Unterschied des zweiten Momentes Q_2^P von x_{jn}^P . Ausgehend von Gleichung (4.25) kann Q_2^P unter der Annahme $2f_J \gg B_J$ mithilfe des Parsevalschen Theorems durch

$$\begin{aligned} Q_2^P &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi)^{2k} (P_J^2 B_J^{2k} + P_N^2 B_T^{2k}) g_{2k+2}}{(2k+1)! (2k+1) (k+1)} \\ &+ \sum_{k=2}^{\infty} \frac{(-1)^k 2^{2k} (\pi)^{2k-2} (P_J^2 B_J^{2k-2} + P_N^2 B_T^{2k-2}) g_{2k}}{(2k)! (2k)} \\ &+ \frac{2P_J P_N}{\pi B_T (f_p - f_m)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi)^{2k+1} g_{2k+2}}{(2k+2)!} \\ &\cdot \left(\frac{f_1(k)}{2k+2} + \frac{f_2(k)}{2k+1} \right) \end{aligned} \quad (4.40)$$

mit

$$g_\nu = 2T_p^\nu - \left(T_p - \frac{T_b}{2} \right)^\nu + 2 \left(\frac{T_b}{2} \right)^\nu - \left(T_p + \frac{T_b}{2} \right)^\nu$$

beschrieben werden. Q_2^P wird dabei durch die Systemparameter T_p , T_b , f_c und B_T sowie durch die Interferenzparameter P_J , B_J und f_J beeinflusst. Für den Spezialfall $B_J \rightarrow 0$ können dabei dieselben Vereinfachungen wie für Q_2^O in Gleichung (4.39) gemacht werden. Des Weiteren kann aus Gleichung (4.40) geschlossen werden, dass der Einfluss von Q_2^P auf die Interferenzrobustheit bei Übertragungen mit

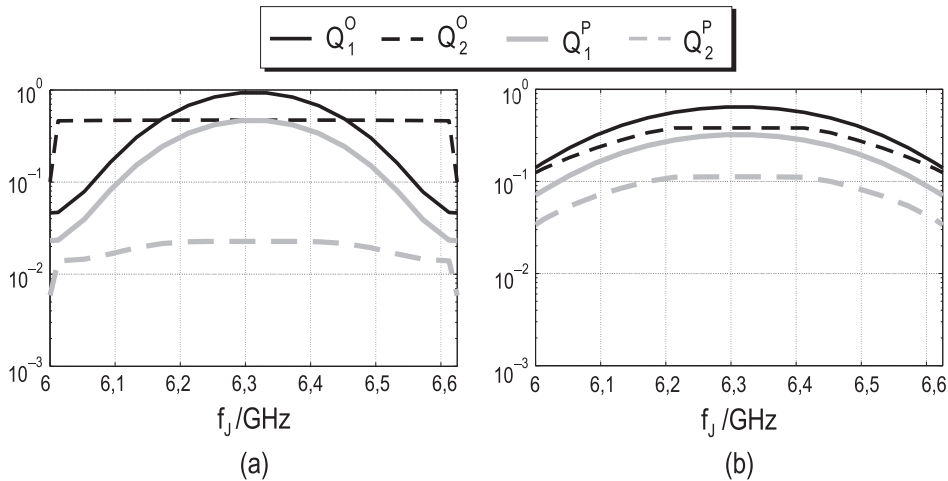


Abbildung 4.8 Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ in Abhängigkeit von f_J für $\text{SINR}_E = 0$ dB, $\text{SNR}_E = 10$ dB, $T_{b,J} = 102,4$ ns und $B_{J,1} = 20$ MHz (a) bzw. $B_{J,2} = 400$ MHz (b).

niedrigen Datenraten ($T_b \rightarrow \infty$) geringer wird, da $g_\nu \approx 2T_p^\nu$ ist. Im Gegensatz dazu wird der Einfluss von Q_2^P mit zunehmender Datenrate größer. So nimmt g_ν beispielsweise für $T_b = 2T_p$ den Wert $g_\nu = 4T_p^\nu - (2T_p)^\nu$ an.

In Abbildung 4.8 ist Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ in Abhängigkeit von f_J für das 625 MHz breite Teilband der Trägerfrequenz $f_c = 6,3125$ GHz für $\text{SINR}_E = 0$ dB, $\text{SNR}_E = 10$ dB und $T_{b,J} = 102,4$ ns aufgetragen. Es wird dabei eine Interferenz angenommen, die durch eine Bandbreite $B_{J,1} = 20$ MHz (Abbildung 4.8 (a)) bzw. durch eine Bandbreite $B_{J,2} = 400$ MHz (Abbildung 4.8 (b)) charakterisiert ist. Insgesamt zeigt sich unabhängig von der Bandbreite der Interferenz ein deutlich größerer Einfluss von Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ auf die Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion.

Für Q_1^i , $i \in \{O, P\}$ kann für beide Modulationsverfahren unabhängig von der Bandbreite der Interferenz ein ähnliches Verhalten wie im Fall der Sinusstörung aus Abschnitt 4.2.2 beobachtet werden. Der größte Interferenzeinfluss tritt genau dann auf, wenn die Trägerfrequenz des Teilbandes mit der Trägerfrequenz der Interferenz übereinstimmt. Der Einfluss von Q_1^i , $i \in \{O, P\}$ ist dabei für $B_{J,2} = 400$ MHz aufgrund des geringeren Duty Cycles kleiner. Am Teilbandrand ist der Einfluss dagegen am geringsten. Die Ursache für dieses Verhalten liegt zum einen am sinc-Spektrum des Teilbandpulses, der einen Nulldurchgang am Teilbandrand besitzt. Wie aus Abbildung 4.8 ersichtlich, wirkt sich diese Eigenschaft insbesondere auf

Interferenzen mit kleinerer Bandbreite aus. Zum anderen reduziert sich in der Nähe des Teilbandrandes die tatsächlich in das Teilband einfallende Störleistung P_J .

Für das zweite Moment Q_2^O von x_{jn}^O zeigt sich bei kleineren Interferenzbandbreiten ein größerer Einfluss auf die Interferenzrobustheit der Energiedetektion. In der Nähe des Teilbandrandes ist der Einfluss jedoch im Vergleich zu Interferenzen mit größerer Bandbreite aufgrund der tatsächlich in das Teilband einfallenden Störleistung geringer.

Betrachtet man dagegen BPPM, so zeigt sich im Unterschied zu dem Fall einer Sinusstörung (Abschnitt 4.2.2), dass kein oszillierendes Verhalten auftritt. Des Weiteren kann für größere Interferenzbandbreiten ein größerer Einfluss von Q_2^P festgestellt werden. Die Ursache für dieses Verhalten ist dabei in der unterschiedlichen großen Energiemenge zu sehen, die in den beiden Beobachtungsintervallen einer BPPM-spezifischen Energiedetektion vorliegen. Die auf der Subtraktionsoperation basierte Entscheidungsvariable wird dadurch stärker verfälscht.

In Abbildung 4.9 ist Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ in Abhängigkeit des SINR_E für eine OOK- und BPPM-spezifische Energiedetektion dargestellt. Es wird dabei angenommen, dass eine Interferenz der Bandbreite $B_{J,1} = 20$ MHz (Abbildung 4.9 (a))

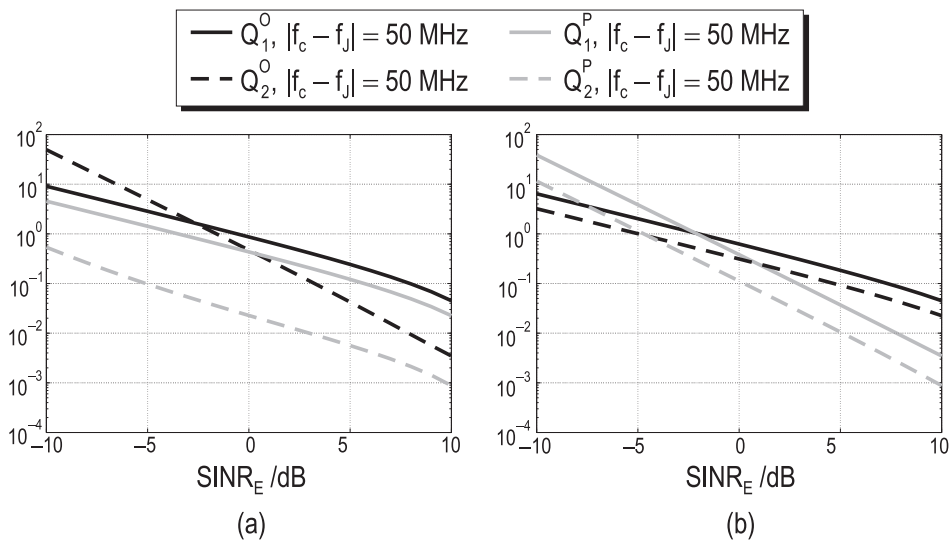


Abbildung 4.9 Q_1^i und Q_2^i , $i \in \{O, P\}$ in Abhängigkeit des SINR_E für $B_{J,1} = 20$ MHz (a) bzw. $B_{J,2} = 400$ MHz (b) mit $|f_c - f_J| = 50$ MHz, $\text{SNR}_E = 10$ dB, $d_J(B_{J,1}) = 0,4883$, $d_J(B_{J,2}) = 0,0244$ und $T_{b,J} = 102,4$ ns.

bzw. $B_{J,2} = 400$ MHz (Abbildung 4.9 (b)) in einem Abstand von 50 MHz von der Trägerfrequenz des Teilbandes positioniert ist. Wie im Fall der Sinusstörung (Abschnitt 4.2.2) tritt dabei ein ähnliches Verhalten auf, da sich beide Momente mit zunehmendem SINR_E reduzieren.

Im niedrigen SINR_E -Bereich zeigt sich für OOK ein größerer Einfluss auf die Interferenzrobustheit der Energiedetektion durch Q_2^O bis ≈ -3 dB ($B_{J,1} = 20$ MHz) bzw. bis ≈ -2 dB ($B_{J,1} = 400$ MHz). Im mittleren und hohen SINR_E -Bereich wird die Leistungsfähigkeit des Energiedetektors dagegen immer mehr durch Q_1^O bestimmt.

Betrachtet man eine BPPM-spezifische Energiedetektion, so hängt der Einfluss von Q_1^P und Q_2^P von der Bandbreite der Interferenz ab. Für kleine Bandbreiten zeigt sich aufgrund der Subtraktionsoperation in der Energiedetektion ein dominierender Einfluss von Q_1^P . Der geringere Einfluss von Q_2^P ist dabei auf die in beiden Beobachtungsintervallen der Energiedetektion auftretenden gleich großen Energiemengen zurückzuführen. Dieses Verhalten tritt dagegen bei größeren Bandbreiten nicht auf, was sich insbesondere im niedrigen SINR_E -Bereich auswirkt.

4.3 Verbesserung der Interferenzrobustheit

Ausgehend von der im Abschnitt 4.2 durchgeführten Analyse der Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion soll im Folgenden aufgezeigt werden, wie diese durch geeignete Wahl der Systemparameter T_b und T_p gesteigert werden kann.

Dies erfolgt zunächst für die rechteck- und kosinusförmige Pulsform anhand der in Abschnitt 4.2.2 betrachteten Sinusstörung für eine OOK-spezifische Energiedetektion. Aussagen bezüglich der Verbesserung der Interferenzrobustheit einer BPPM-spezifischen Energiedetektion sind dabei ebenfalls möglich, da einerseits $Q_1^O = 2Q_1^P$ ist. Andererseits wurde in Abschnitt 4.2.2 bereits gezeigt, dass Q_2^P im Fall einer Sinusstörung vernachlässigbar ist. Am Ende des Abschnitts wird auf die Verbesserung der Interferenzrobustheit der Energiedetektion bei Interferenzen mit beliebiger Bandbreite eingegangen.

In Abbildung 4.10 ist der Einfluss von Q_1^O und Q_2^O auf die Interferenzrobustheit der Energiedetektion in Abhängigkeit von f_J bei einem $\text{SIR}_E = 0$ dB dargestellt. Dabei werden mit $d_s = 0,5$, $d_s = 0,1$ und $d_s = 0,02$ drei verschiedene Duty Cycles betrachtet. Es ist ersichtlich, dass sowohl für die rechteckförmige Pulsform (Abbil-

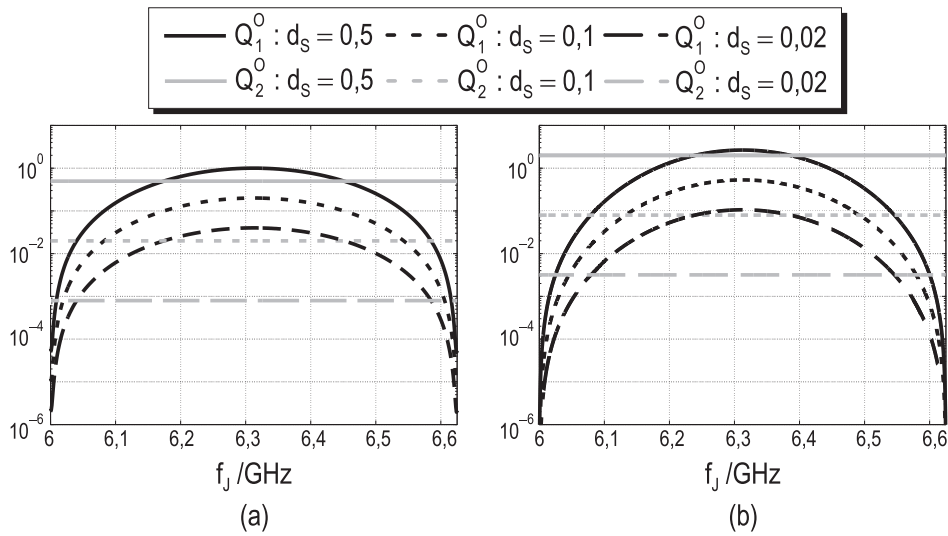


Abbildung 4.10 Q_1^0 und Q_2^0 in Abhängigkeit von f_j und verschiedener Duty Cycles für $SIR_E = 0$ dB bei rechteckförmiger Pulsform (a) und kosinusförmiger Pulsform (b).

Abbildung 4.10 (a)) als auch für die kosinusförmige Pulsform (Abbildung 4.10 (b)) eine Erhöhung der Bitdauer T_b bei konstanter Signalleistung zu einer Erhöhung der Bitenergie E_b führt. Dies wirkt sich auf Q_1^0 und Q_2^0 aus, die sich z.B. für einen rechteckförmigen Puls linear bzw. quadratisch mit dem Duty Cycle verringern. Die interferenzabhängigen Momente am Ausgang des Energiedetektors werden reduziert, da die Interferenzenergie nur innerhalb der Integrationszeit T_p betrachtet wird. Eine Erhöhung von T_b führt jedoch hauptsächlich zu einer signifikanten Reduktion von Q_2^0 . Größere T_b können in einem OOK-spezifischen MIR-UWB-Sender mit geringer Komplexität realisiert werden. Allerdings besteht hier der Kompromiss in der Verbesserung der Interferenzrobustheit einerseits und in einer Verringerung der Datenrate andererseits.

Aus Abbildung 4.10 ist weiter ersichtlich, dass eine Reduktion von Q_1^0 durch eine geeignete Pulsformung erreicht werden kann. Je näher sich die Interferenz am Teilbandrand befindet, desto geringer ist der Einfluss von Q_1^0 . Die Ursache für dieses Verhalten ist in der destruktiven Überlagerung der Sinusstörung mit der ersten Nullstelle des Spektrums des rechteck- bzw. des kosinusförmigen Teilbandpulses zu sehen.

Abbildung 4.11 verdeutlicht den Einfluss der Pulsdauer T_p auf den Parameter Q_1^0 für die rechteckförmige Pulsform (Abbildung 4.11 (a)) und für die kosinusförmige

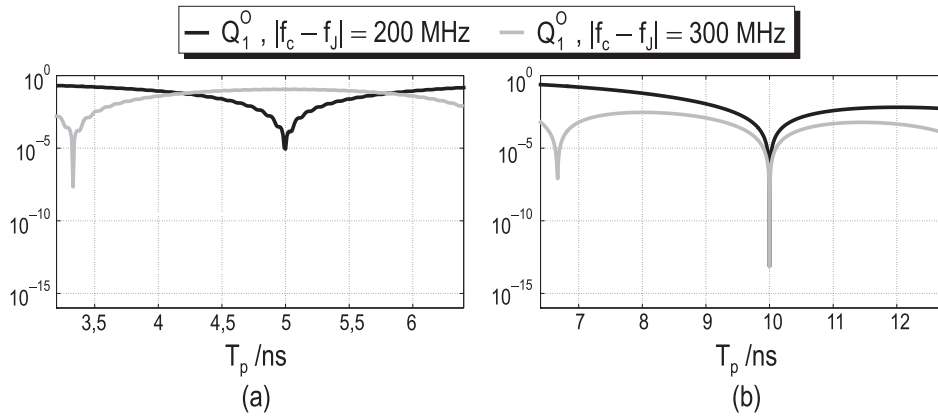


Abbildung 4.11 Q_1^O in Abhängigkeit von T_p und f_J für $SIR_E = 0$ dB bei rechteckförmiger Pulsform (a) und kosinusförmiger Pulsform (b).

Pulsform (Abbildung 4.11 (b)). Dazu wird eine Sinusstörung betrachtet, die sich 200 MHz bzw. 300 MHz von f_c entfernt befindet. Sowohl bei rechteck- als auch bei kosinusförmiger Pulsformung kann man erkennen, dass eine erhebliche Reduktion von Q_1^O genau dann möglich ist, wenn die Sinusstörung mit der ersten Nullstelle des Spektrums des Teilbandpulses zusammenfällt. Dies kann bei rechteck- bzw. kosinusförmiger Pulsformung für $T_{p,opt} \approx 1/|f_c - f_J|$ bzw. für $T_{p,opt} \approx 2/|f_c - f_J|$ erreicht werden. Wie aus Abbildung 4.11 ersichtlich ist, ist der Einfluss von Q_1^O bei rechteckförmiger Pulsformung für $T_{p,opt} = 3,3$ ns ($|f_c - f_J| = 300$ MHz) bzw. für $T_{p,opt} = 5$ ns ($|f_c - f_J| = 200$ MHz) am geringsten. Es kann gezeigt werden, dass Q_1^O bei Verwendung der rechteckförmigen Pulsform durch

$$0 \leq Q_1^O \leq \frac{4E_b P_J |f_c - f_J|}{\pi^2 (f_c + f_J)^2} \quad (4.41)$$

nach unten bzw. nach oben beschränkt ist. Bei kosinusförmiger Pulsformung kann eine signifikante Reduktion von Q_1^O für $T_{p,opt} = 6,6$ ns ($|f_c - f_J| = 300$ MHz) bzw. für $T_{p,opt} = 10$ ns ($|f_c - f_J| = 200$ MHz) erreicht werden.

Abbildung 4.12 verdeutlicht den Einfluss von f_J auf Q_1^O für $T_p = 3,2$ ns und $T_p = T_{p,opt}$ bei Verwendung der rechteckförmigen Pulsform $p_r(t)$. Es fällt auf, dass eine optimale Pulsdauer zu einer signifikanten Reduktion von Q_1^O führt. Der maximale Einfluss von Q_1^O wird dabei durch die obere Schranke aus Gleichung (4.41) beschrieben. Eine Verbesserung der Interferenzrobustheit durch geeignete Pulsformung führt jedoch zu einer Verringerung der zur Verfügung stehenden Kapazität der Datenübertragung, da die Bandbreite eines Teilbandes nicht vollständig ausge-

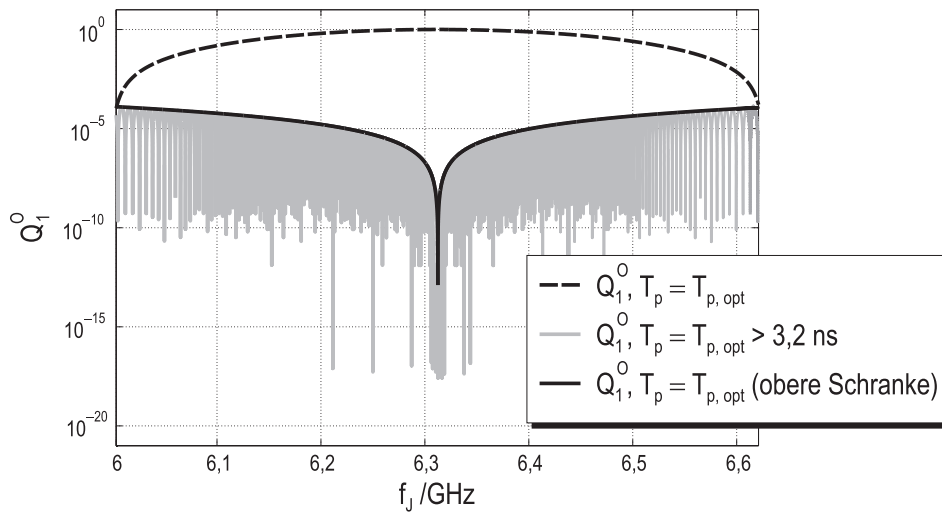


Abbildung 4.12 Q_1^0 in Abhängigkeit von f_J für $T_p = 3,2$ ns und $T_p = T_{p,opt}$.

nutzt wird. Aus diesem Grund wird sich eine Anpassung von T_p auf Interferenzen beschränken, die in der Nähe des Teilbandrandes auftreten.

Um die Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion im Fall einer Sinusstörung zu verbessern, kann die Kombination von T_p und T_b

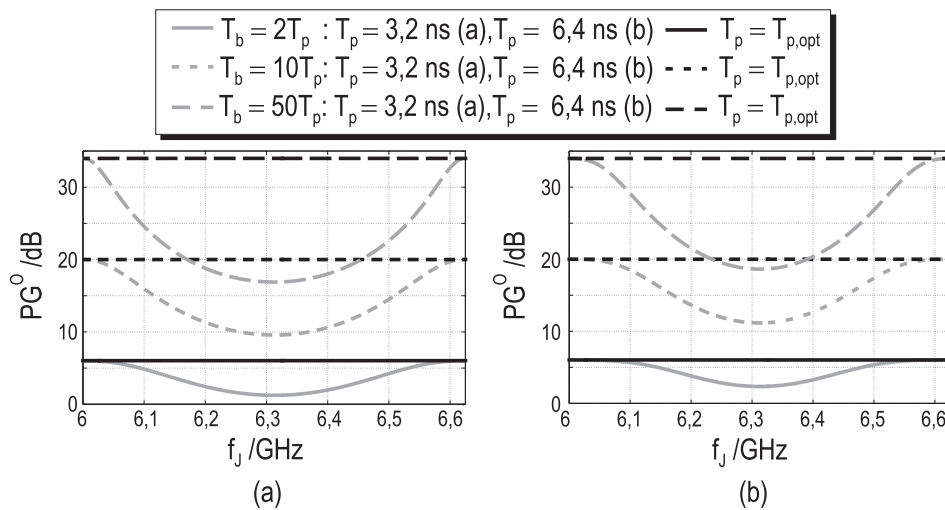


Abbildung 4.13 PG^0 in Abhängigkeit von f_J für $T_p = 3,2$ ns und $T_p = T_{p,opt}$ für $SIR_E = 0$ dB bei rechteckförmiger Pulsform (a) und kosinusförmiger Pulsform (b).

betrachtet werden. In Abbildung 4.13 ist dazu der Verarbeitungsgewinn PG^O für $T_b = 2T_p$, $T_b = 10T_p$ und $T_b = 50T_p$ mit $T_p = 3,2$ ns (rechteckförmiger Puls), $T_p = 6,4$ ns (kosinusförmiger Puls) und $T_p = T_{p,opt}$ in Abhängigkeit von f_j dargestellt. Es ist ersichtlich, dass bei der Verwendung der rechteckförmigen Pulsform (Abbildung 4.13 (a)) als auch der kosinusförmigen Pulsform (Abbildung 4.13 (b)) eine Verbesserung von PG^O durch eine Erhöhung von T_b erreicht wird. Bei Verwendung der kosinusförmigen Pulsform kann dabei ein höherer Verarbeitungsgewinn erreicht werden. Eine weitere Verbesserung von PG^O auf den PG^O -Wert am Teilbandrand ist durch eine optimale Pulsformung ($T_p = T_{p,opt}$) möglich. In diesem Fall ist PG^O unabhängig von f_j und für beide Pulsformen nahezu identisch.

Abschließend wird die Verbesserung der Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion bei Interferenzen mit beliebiger Bandbreite aufgezeigt. In Abbildung 4.14 ist dazu der Verarbeitungsgewinn PG^i , $i \in \{O, P\}$ in Abhängigkeit des $SINR_E$ bei Verwendung der rechteckförmigen Pulsform $p_r(t)$ dargestellt. Die betrachtete Interferenz bei $f_j = f_c + 50$ MHz ist dabei durch $B_{J,1} = 20$ MHz und $B_{J,2} = 400$ MHz, durch $T_{b,J} = 102,4$ ns sowie durch $d_J(B_{J,1}) = 0,4883$ und $d_J(B_{J,2}) = 0,0244$ charakterisiert. Bei einem $SNR_E = 10$ dB zeigt sich für $T_b = 2T_p$ (Abbildung 4.14 (a)) als auch für $T_b = 4T_p$ (Abbildung 4.14 (b))

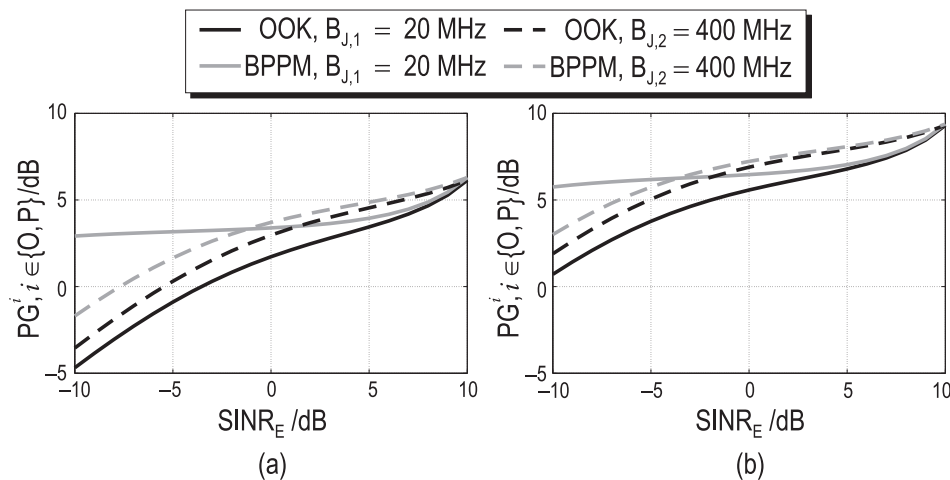


Abbildung 4.14 Verarbeitungsgewinn PG^i , $i \in \{O, P\}$ einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion in Abhängigkeit des $SINR_E$ mit $B_{J,1} = 20$ MHz und $B_{J,2} = 400$ MHz, $f_j = f_c + 50$ MHz, $SNR_E = 10$ dB, $T_{b,J} = 102,4$ ns, $d_J(B_{J,1}) = 0,4883$ und $d_J(B_{J,2}) = 0,0244$ für $T_b = 2T_p$ (a) und $T_b = 4T_p$ (b).

ein mit dem SINR_E zunehmender Anstieg von $\text{PG}^i, i \in \{O, P\}$. Der erreichbare Verarbeitungsgewinn hängt dabei von der Bandbreite der Interferenz ab.

Im Fall von OOK nimmt PG^O mit größerer Interferenzbandbreite zu. Die Ursache für dieses Verhalten ist in dem mit zunehmender Bandbreite verbundenen kleineren Duty Cycle zu sehen, der zu einem geringeren Einfluss der interferenzspezifischen Energieanteile führt. Abbildung 4.14 (a) zeigt, dass ein Verarbeitungsgewinn bereits ab einem $\text{SINR}_E = -4$ dB bei $B_{J,1} = 20$ MHz und ab einem $\text{SINR}_E = -5,5$ dB bei $B_{J,1} = 400$ MHz eintritt. Für eine starke Interferenz wird kein Verarbeitungsgewinn erzielt, da die Entscheidungsvariable des Energiedetektors verfälscht ist.

Im Gegensatz dazu zeigt sich bei BPPM, dass für kleine Interferenzbandbreiten, wie z.B. $B_{J,1} = 20$ MHz, ein Verarbeitungsgewinn über einen großen SINR_E -Bereich erreicht wird. Für $B_{J,2} = 400$ MHz tritt ein Verarbeitungsgewinn erst ab einem $\text{SINR}_E = -8$ dB auf. Die Ursache für dieses Verhalten ist darin zu sehen, dass mit zunehmender Bandbreite unterschiedlich großer Energiemengen innerhalb der beiden Beobachtungsintervalle der Dauer T_p auftreten. Wie aus Abbildung 4.14 (b) ersichtlich ist, führt eine Vergrößerung von T_b zu einer signifikanten Verbesserung des modulationsspezifischen Verarbeitungsgewinns $\text{PG}^i, i \in \{O, P\}$. Eine verbesserte Interferenzrobustheit ist dabei sowohl für OOK als auch für BPPM über

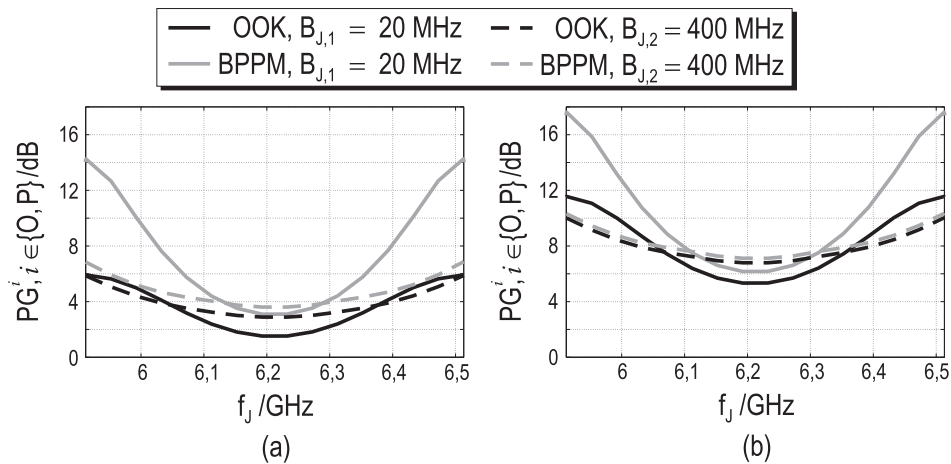


Abbildung 4.15 Verarbeitungsgewinn $\text{PG}^i, i \in \{O, P\}$ einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion in Abhängigkeit von f_J mit $\text{SINR}_E = 0$ dB, $\text{SNR} = 10$ dB, $B_{J,1} = 20$ MHz, $B_{J,2} = 400$ MHz und $T_{b,J} = 102,4$ ns für $T_b = 2T_p$ (a) sowie $T_b = 4T_p$ (b).

einen großen SINR_E -Bereich feststellbar.

In Abbildung 4.15 (a) ist der modulationsspezifische Verarbeitungsgewinn $\text{PG}^i, i \in \{\text{O}, \text{P}\}$ für $T_b = 2T_p$ in Abhängigkeit von f_J für $\text{SINR}_E = 0 \text{ dB}$, $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$, $T_{b,J} = 102,4 \text{ ns}$, $B_{J,1} = 20 \text{ MHz}$ und $B_{J,2} = 400 \text{ MHz}$ dargestellt. Solange sich die Interferenz im Teilband befindet, werden die Interferenzparameter $T_{p,J}$, d_J und P_J aus Sicht des MIR-UWB-Teilbandes als konstante Größen angesehen. Es ist erkennbar, dass der Verarbeitungsgewinn des Energiedetektors an der Stelle $f_J = f_c + 50 \text{ MHz}$ mit dem Verarbeitungsgewinn aus Abbildung 4.14 (a) übereinstimmt.

Beide Modulationsverfahren zeigen einen Anstieg des Verarbeitungsgewinns je näher sich die Interferenz am Teilbandrand ($f_J = f_c \pm \frac{1}{T_p}$) befindet. Dieser Anstieg ist mit der ersten Nullstelle des sinc-Spektrums des Teilbandpulses sowie mit der Reduktion der tatsächlich auf das Teilband wirkenden Störleistung verbunden. Durch eine Vergrößerung von T_b auf $4T_p$ kann eine signifikante Verbesserung der Interferenzrobustheit der Energiedetektion erzielt werden (Abbildung 4.15 (b)). Ohne Pulsformung ist die Verbesserung jedoch weiterhin stark von der Position der Interferenz im Teilband abhängig.

4.4 Zusammenfassung

In Kapitel 4 erfolgt innerhalb eines MIR-UWB-Teilbandes eine analytische Untersuchung der schmal- und breitbandigen Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion.

Zunächst wird in Abschnitt 4.1 auf das Signalmodell eingegangen, das zur Analyse der Interferenzrobustheit herangezogen wird. Dies beinhaltet eine Beschreibung der betrachteten rechteck- und kosinusförmigen Pulsform des Teilbandes sowie des Interferenz- und Rauschmodells. Anhand des Interferenzmodells können dabei mit der mittleren Störleistung, der Trägerfrequenz, der Bandbreite sowie dem Duty Cycle die wesentlichen Interferenzparameter identifiziert werden. Eine anschließende Betrachtung der asymmetrischen und der symmetrischen Entscheidungsvariablen einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion zeigt die von Pulsform, von Interferenz und von Rauschen abhängigen Komponenten auf.

Davon ausgehend erfolgt in Abschnitt 4.2 eine statistische Analyse der Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion. Die Analyse basiert dabei auf der Definition eines modulationsspezifischen Verarbeitungsgewinnes, der das SINR_A am Ausgang eines Energiedetektors auf das SINR_E an dessen

Eingang bezieht. Das $SINR_A$ kann dabei durch das Verhältnis der zweiten Momente der auftretenden Energieanteile beschrieben werden. In diesem Zusammenhang wird eine Unterscheidung des zweiten Momentes der von Pulssignal, Störung und Rauschen abhängigen Energieanteile sowie des zweiten Momentes der nur von Störung und Rauschen abhängigen Energieanteile gemacht.

Beide Momente werden zunächst unter der Annahme einer Sinusstörung bestimmt und bezüglich der Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion untersucht. Für das zweite Moment der pulsabhängigen Energieanteile kann bei der Verwendung der rechteck- und kosinusförmigen Pulsform, unabhängig vom Modulationsverfahren, die intuitive Tatsache bestätigt werden, dass der größte Störeinfluss genau dann auftritt, wenn die Trägerfrequenz des Teilbandes mit der Trägerfrequenz der Interferenz übereinstimmt. Des Weiteren zeigt sich, dass sich dieser Einfluss reduziert, je näher die Trägerfrequenz der Interferenz am Teilbandrand positioniert ist. Der minimale Einfluss liegt aufgrund des Nulldurchgangs der rechteck- und kosinusförmigen Pulsspektren dann vor, wenn die Trägerfrequenz am Teilbandrand ist.

Für das zweite Moment der pulsunabhängigen Energieanteile zeigt sich bei der OOK-spezifischen Energiedetektion im Fall eines Rechteckpulses ein nahezu von der Frequenz unabhängiger Störeinfluss, der umgekehrt proportional zur system-spezifischen Bitdauer ist. Bei Verwendung der kosinusförmigen Pulsform tritt ein größerer Einfluss auf, der auf die um den Faktor zwei größere Pulsdauer zurückzuführen ist. Der Einfluss des pulsunabhängigen zweiten Moments ist dagegen für den rechteck- und kosinusförmigen Puls aufgrund der bei der BPPM-spezifischen Energiedetektion durchgeführten Subtraktionsoperation vernachlässigbar.

Basierend auf dieser Analyse erfolgt für die rechteckförmige Pulsform unter der Annahme einer konstanten interferenzspezifischen Bitdauer sowie unter Berücksichtigung von thermischem Rauschen eine Erweiterung auf Interferenzen mit beliebiger Bandbreite. Insgesamt zeigt sich ein größerer Störeinfluss der zweiten Momente der pulsabhängigen und pulsunabhängigen Energieanteile auf die Interferenzrobustheit einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion.

Für das zweite Moment der pulsabhängigen Energieanteile tritt unabhängig vom Modulationsverfahren ein ähnliches Verhalten wie im Fall der Sinusstörung auf. Der maximale Einfluss an der Trägerfrequenz des Teilbandes ist dabei für Interferenzen mit großer Bandbreite aufgrund des geringeren Duty Cycles geringer. Des Weiteren bestätigt sich die Reduktion des Störeinflusses, je näher sich die Interferenz am Teilbandrand befindet. Der am Teilbandrand auftretende geringste Einfluss

resultiert durch den ersten Nulldurchgang des pulsspezifischen Spektrums sowie der tatsächlich in das Teilband einfallenden Störleistung. Dabei weisen Interferenzen mit kleiner Bandbreite in der Nähe des Teilbandrandes eine geringfügig bessere Interferenzrobustheit auf.

Für das zweite Moment der pulsunabhängigen Energieanteile zeigt sich für Interferenzen mit kleinerer Bandbreite eine geringere Interferenzrobustheit der OOK-spezifischen Energiedetektion, die auf die größere effektiv auf das Teilband wirkende Störleistung zurückzuführen ist. Bei der BPPM-spezifischen Energiedetektion kann dagegen bei größeren Bandbreiten ein größerer Störeinfluss festgestellt werden. In diesem Fall liegen unterschiedlich große Energiemengen in den beiden Beobachtungsintervallen der Energiedetektion vor, so dass die auf der Subtraktionsoperation basierte Entscheidungsvariable verfälscht wird.

Mit den Erkenntnissen aus Abschnitt 4.2 wird schließlich in Abschnitt 4.3 auf die Verbesserung der systemeigenen Interferenzrobustheit eingegangen. Für eine Sinusstörung wird dabei das Potential zur Interferenzunterdrückung durch Variation der Puls- und Bitdauer aufgezeigt. Eine Kombination beider Parameter verdeutlicht, dass eine signifikante Verbesserung des modulationsspezifischen Verarbeitungsgewinnes möglich ist. Auch für Interferenzen mit beliebiger Bandbreite kann durch eine Vergrößerung der Bitdauer eine signifikante Verbesserung des Verarbeitungsgewinnes erreicht werden.

5 Koexistenzbasierte Ansätze

Das MIR-UWB-System besitzt keine exklusiven Frequenzbereiche innerhalb der zur Verfügung stehenden Übertragungsbandbreite. Aus diesem Grund besteht ein erhöhtes Interferenzpotential durch eine eventuell große Anzahl von Kommunikationssystemen, die im selben Frequenzbereich operieren [12, 35, 49, 88, 90]. Wie in [29] gezeigt wurde, kann dabei der Einfluss von schmal- oder breitbandiger Interferenz dazu führen, dass eine zuverlässige Kommunikation mithilfe des MIR-UWB-Systems nur noch eingeschränkt möglich ist. Um die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems bei Vorhandensein von Interferenzen dennoch sicherzustellen, ist daher eine effiziente und einfach zu realisierende Interferenzunterdrückung erforderlich.

In diesem Kapitel werden koexistenzbasierte Ansätze untersucht. Koexistenzbasierte Ansätze haben das Ziel, Interferenzen, die in der Umgebung des MIR-UWB-Systems auftreten können, zuverlässig und echtzeitfähig zu unterdrücken. Dies kann beispielsweise durch einen periodischen Detektionsmechanismus und einer davon abhängigen adaptiven Störkoexistenz erfolgen. Somit kann in einer beliebigen Interferenzsituation ein Kompromiss zwischen einer maximalen Datenrate und einer minimalen BER erreicht werden.

Eine entscheidende Anforderung ist hierbei die Einbindung der koexistenzbasierten Ansätze in die bestehende MIR-UWB-Systemarchitektur ohne die Komplexität wesentlich zu erhöhen. So soll einerseits die MIR-UWB-Systemkonfiguration bei Vorhandensein von Interferenzen nicht geändert werden; andererseits soll auf aufwändige Schätzungen von interferenzspezifischen Informationen wie z.B. der Störleistung, der Bandbreite, der Trägerfrequenz oder der Anzahl der momentan auf das MIR-UWB-System wirkenden Interferenzen verzichtet werden.

Der Aufbau des Kapitels 5 ist wie folgt: In Abschnitt 5.1 wird zunächst ein statischer Koexistenzansatz betrachtet, der allerdings durch eine äußerst geringe Flexibilität bezüglich sich ändernden Störszenarien gekennzeichnet ist. Im folgenden Abschnitt 5.2 wird daher ein einfach zu realisierender adaptiver DAA-Koexistenzansatz vorgestellt, der es sowohl in der MIR-UWB-spezifischen Initialisierungsphase als auch in der anschließenden Datenphase ermöglicht, temporäre schmalbandige Interferenzen zu unterdrücken. Ein weiterer adaptiver Koexistenzansatz wird in Abschnitt 5.3 untersucht. Basierend auf Methoden der Bildverarbeitung

wird dabei anhand eines Störszenarios unter anderem das Potential aufgezeigt, mehrere gleichzeitig operierende Interferenzen unterschiedlicher Störleistung effizient zu unterdrücken. Eine kurze Zusammenfassung erfolgt in Abschnitt 5.4.

5.1 Statischer Koexistenzansatz

Ein Großteil der von den Regulierungsbehörden freigegebenen Frequenzmasken ist (mit Ausnahme der FCC-Frequenzmaske) dadurch charakterisiert, dass UWB-Systeme bestimmte Frequenzbereiche zum Schutz anderer lizenzierte Funkssysteme nicht oder nur eingeschränkt verwenden dürfen. Ein Beispiel hierfür ist der Bereich um 5 GHz, in dem IEEE 802.11a WLAN-Systeme betrieben werden können [1]. Bei der Aussparung dieses Frequenzbereiches wird dabei keine Unterscheidung gemacht, ob ein WLAN-Signal zu einem bestimmten Zeitpunkt an einem bestimmten Ort vorhanden ist oder nicht. Aufgrund solcher Vorkehrungen wird die Kapazität von UWB-Systemen vor ihrer eigentlichen Inbetriebnahme begrenzt.

Innerhalb des MIR-UWB-Systems lässt sich ein statischer Koexistenzansatz mit geringem Aufwand realisieren. Teilbänder, die mit den von den Regulierungsbehörden vorgegebenen nicht nutzbaren Frequenzbereichen überlappen oder mit hoher Wahrscheinlichkeit gestört sein können, werden mithilfe des in Kapitel 3 eingeführten Bandplans deaktiviert. Die betroffenen Teilbänder werden beim Betrieb des MIR-UWB-Systems nicht zur Datenübertragung herangezogen. Abbildung 5.1 verdeutlicht einen solchen statischen Koexistenzansatz am Beispiel von IEEE 802.11a WLAN [1] und IEEE 802.15.3a MB-OFDM-UWB [11]. Der Vorteil eines statischen Koexistenzansatzes ist, dass keine Verfahren zur Interferenzunterdrückung eingesetzt werden müssen. Gleichzeitig kann durch die Aussparung von störanfälligen Frequenzbereichen eine minimale BER erreicht werden.

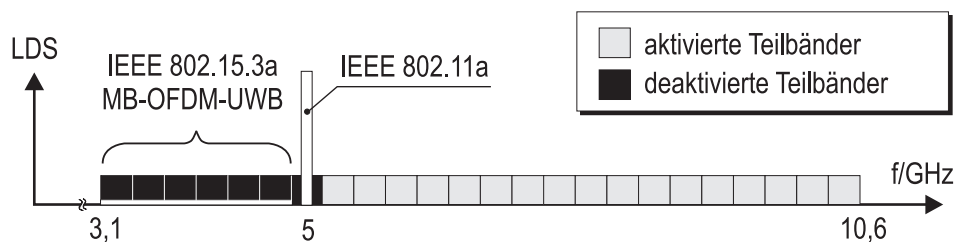


Abbildung 5.1 Statischer Koexistenzansatz am Beispiel von IEEE 802.11a WLAN und IEEE 802.15.3a MB-OFDM-UWB.

In dynamischen Interferenzsituationen erweist sich ein statischer Koexistenzansatz jedoch als nachteilig. Dynamische Interferenzsituationen beziehen sich zum einen auf Interferenzen, die sich temporär in Reichweite des MIR-UWB-Empfängers befinden können. Zum anderen berücksichtigt der statische Koexistenzansatz keine zukünftigen Technologien, die im relevanten MIR-UWB-Frequenzbereich operieren könnten. So wären MIR-UWB-Systeme vor gegenwärtigen Funksystemen optimal geschützt. Allerdings würden neu hinzukommende Funksysteme mit dieser Art von Koexistenz nicht erfasst, wodurch sich die Leistungsfähigkeit der sich bereits im Betrieb befindenden MIR-UWB-Systeme reduzieren könnte. Eine nachträgliche Konfiguration des MIR-UWB-Systems durch eine zusätzliche Aussparung von Frequenzbereichen wäre zudem sehr aufwändig. Letztlich ist die Unterdrückung von breitbandigen Interferenzen wie z.B. MB-OFDM-UWB mit einem statischen Koexistenzansatz kritisch, da eine große Anzahl an Teilbändern ausgeschaltet werden müsste.

Da das MIR-UWB-System für hochdatenratige Anwendungen über kurze Entfernungen eingesetzt werden soll, sollte der Verlust bezüglich der maximal erreichbaren Datenrate so gering wie möglich sein. Mit einem statischen Koexistenzansatz ist dies jedoch aufgrund fehlender Detektionsmechanismen nicht zu jedem Zeitpunkt sichergestellt. Somit erweist sich dieser Ansatz als nicht flexibel und als ungeeignet.

5.2 Detect and Avoid (DAA)

Der statische Koexistenzansatz hat den Nachteil, dass dynamische Interferenzsituationen nicht berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wird im Folgenden ein einfach zu realisierender DAA-Koexistenzansatz für temporäre schmalbandige Interferenzen vorgestellt [23, 61]. Es wird gezeigt, dass sowohl in der MIR-UWB-spezifischen Initialisierungsphase als auch in der folgenden Datenphase eine zuverlässige Detektion von temporären schmalbandigen Interferenzen wie z.B. IEEE 802.11a WLAN [1] möglich ist. Der vorgeschlagene Ansatz betrachtet dabei jedes Teilband separat. Er trägt somit zu einer effizienten und flexiblen Interferenzunterdrückung bei, indem nur nicht gestörte Teilbänder zur Datenübertragung herangezogen werden.

Das im Folgenden betrachtete MIR-UWB-System besteht aus $N_T = 24$ Teilbändern, die zwischen 3,1 GHz und 10,6 GHz äquidistant angeordnet sind. Zur Erzeu-

gung eines Multibandsignals wird die in Abschnitt 3.1 beschriebene MIR-UWB-Senderarchitektur 1 herangezogen, wobei eine Rahmendauer von $T_r = 50$ ns verwendet wird. Die eingesetzte Filterbank besteht aus elliptischen BP-Filtern der Ordnung vier, die durch einen Ripple von 1 dB im Durchlassbereich sowie durch eine Dämpfung von 50 dB im Sperrbereich charakterisiert ist. Zur Reduktion von ITI wird ein Schutzabstand von $B_O = 150$ MHz berücksichtigt. Die Teilbandpulse werden mit OOK moduliert und sollen über einen AWGN-Kanal sowie über einen durch die Kanalmodelle KM 1 und KM 2 beschriebenen Mehrwegekanal übertragen werden. Die empfangsseitig eingesetzten Energiedetektoren werden mit den Integrationszeiten $T_I = 15$ ns (AWGN), $T_I = 25$ ns (KM 1) und $T_I = 30$ ns (KM 2) betrieben. Mit einem derart konfigurierten MIR-UWB-System kann im interferenzfreien Fall eine Datenrate von 480 Mbit/s erreicht werden.

5.2.1 Initialisierungsphase

Zur Detektion von temporären schmalbandigen Interferenzen wird in [61] ein adaptiver DAA-Koexistenzansatz in einem OOK-basierten MIR-UWB-System vorgeschlagen. Der Ansatz basiert auf der in Abschnitt 3.2 beschriebenen Initialisierungsphase, bei der in jedem Teilband eine Schätzung der Signal- und Rauschenergie E_i und $N_{0,i}$, $i = 1, \dots, N_T$ erfolgt.¹ Aufgrund von kanalbedingten Schwankungen der empfangenen Teilbandpulsenergie muss die Initialisierungsphase in regelmäßigen Zeitabständen wiederholt werden. Diese Kanalbeobachtung kann daher gleichzeitig zur Detektion von temporären schmalbandigen Interferenzen in den einzelnen Teilbändern verwendet werden.

Abbildung 5.2 zeigt den Einfluss eines auf der Trägerfrequenz $f_{c,w} = 5,22$ GHz (Kanal 44) operierenden IEEE 802.11a WLAN-Signals auf den in der Initialisierungsphase ermittelten Anfangsschätzwert $\hat{E}_b/\hat{N}_0 = \hat{E}/2\hat{N}_0$ des Teilbandes sieben. Es wird dabei der Arbeitspunkt $E_b/N_0 = 14$ dB bei Verwendung des IEEE 802.15.3a Kanalmodells KM 1 betrachtet. Zur Schätzung werden 290 binäre Nullen und 290 binäre Einsen verwendet. Es ist ersichtlich, dass trotz unterschiedlicher Dauer der Störpräsenz eine signifikante Reduktion des Anfangsschätzwertes \hat{E}_b/\hat{N}_0 auftreten kann. Die Reduktion ist dabei umso größer, je länger die Interferenz präsent ist. Des Weiteren ist die Reduktion des Anfangsschätzwertes von der Interferenzleistung abhängig. So kann festgestellt werden, dass bereits eine kurze

¹Aufgrund der parallelen Teilbandanordnung des MIR-UWB-Systems wird im Abschnitt 5.2 nur ein Teilband betrachtet und auf eine Indizierung der Teilbänder verzichtet.

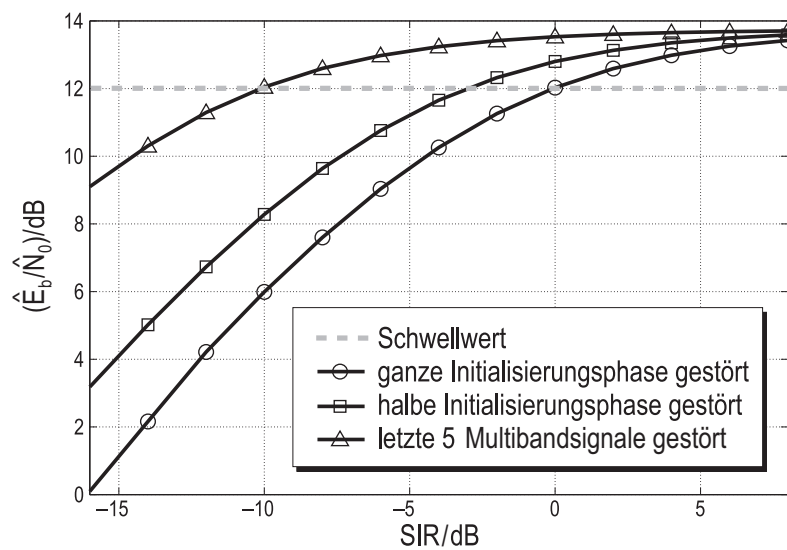


Abbildung 5.2 Anfangsschätzung von E_b/N_0 im Teilband sieben in Abhängigkeit des SIR für $E_b/N_0 = 14$ dB bei Verwendung des IEEE 802.15.3a Kanalmodells KM 1.

Störpräsenz mit hoher Interferenzleistung zu einer Verringerung des geschätzten Wertes \hat{E}_b/\hat{N}_0 führt.

Nach der Initialisierungsphase werden mithilfe des geschätzten Wertes \hat{E}_b/\hat{N}_0 sowie einem statischen Schwellwert schmalbandige Interferenzen detektiert. Dieser Detektionsvorgang berücksichtigt auch die Entscheidung darüber, ob ein bereits zu einem früheren Zeitpunkt als gestört erkanntes Teilband in der anschließenden Datenphase wieder verwendet werden kann. In Abbildung 5.2 nimmt der Schwellwert beispielsweise den Wert 12 dB an, so dass für das Kanalmodell KM 1 eine BER von $7 \cdot 10^{-3}$ in jedem Teilband sichergestellt ist (Abbildung 5.3). Falls das in einem Teilband geschätzte \hat{E}_b/\hat{N}_0 kleiner ist als der Schwellwert, wird das Teilband als gestört angesehen und mithilfe des Bandplans deaktiviert. In diesem Fall findet bis zur nächsten Initialisierungsphase keine Datenübertragung statt. Am Ende der folgenden Initialisierungsphase wird erneut über die Verwendung der Teilbänder in der Datenphase entschieden.

Der integrierte DAA-Koexistenzansatz ermöglicht somit die Detektion von gestörten Teilbändern. Einmal erkannte Teilbänder werden deaktiviert und in der folgenden Datenphase nicht verwendet. Die Verwendung der aktivierten Teilbänder in der Datenphase ist gerechtfertigt, solange keine schmalbandigen Interferenzen auftreten. Allerdings stellt sich die Frage, ob auch innerhalb der Datenphase das Vor-

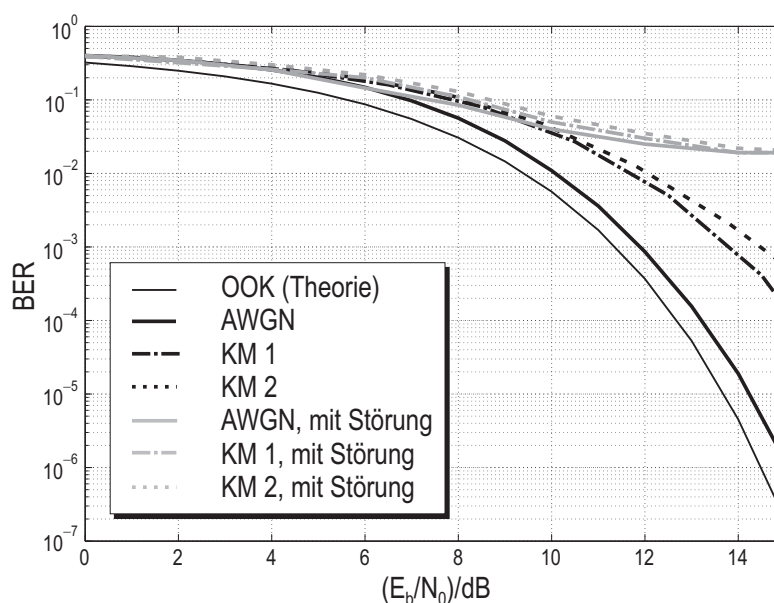


Abbildung 5.3 BER als Funktion des E_b/N_0 für $u_1 = 10$ und $SIR = -10$ dB unter AWGN, KM 1 und KM 2.

handensein von schmalbandigen Interferenzen überwacht werden kann. So kann es in dynamischen Störsituationen vorkommen, dass die in der Initialisierungsphase detektierte schmalbandige Interferenz in der Datenphase zu einem beliebigen Zeitpunkt verschwindet oder gar nicht mehr auftritt.² Umgekehrt muss gewährleistet sein, dass eine in der Initialisierungsphase nicht erkannte schmalbandige Interferenz in der Datenphase erkannt wird. Im folgenden Abschnitt wird auf die Behandlung solcher temporärer Schmalbandinterferenzen eingegangen [23].

5.2.2 Datenphase

Um den DAA-Koexistenzansatz in der Datenphase so flexibel wie möglich zu machen, ist es erforderlich, eine zuverlässige Überwachung der in der Initialisierungsphase aktivierten Teilbänder zu jedem Zeitpunkt sicherzustellen. So senden beispielsweise IEEE 802.11a WLAN-Systeme im Stand-by-Betrieb periodisch Beacons aus, um sich mit den in ihrer Reichweite befindenden Clients zu synchronisieren. Abgestrahlte Beacons können dabei eine Dauer von mehreren $100 \mu\text{s}$ auf-

²Aufgrund des geringen Signalisierungsoverheads der MIR-UWB-spezifischen Initialisierungsphase ist dieser Fall jedoch äußerst unwahrscheinlich und wird daher im Folgenden nicht weiter betrachtet.

weisen. Die zugrunde liegende Periodendauer ist in der Regel auf den Wert 100 ms voreingestellt [1]. In dieser Situation ist es möglich, dass Beacons in der Datenphase in einem Teilband auftreten, obwohl der nach einer Initialisierungsphase allokierte Bandplan eine Datenübertragung zulässt. Dies trifft insbesondere auf das MIR-UWB-System zu, in dem der Signalisierungs-overhead äußerst gering ist.

Innerhalb der bereits in Abschnitt 3.2 erläuterten Datenphase eines MIR-UWB-Paketes (Abbildung 3.7) wird in jedem aktivierten Teilband eine Entscheidungsschwelle benötigt, um die gesendeten Datenbits zu bestimmen. Die im Folgenden eingesetzte normierte Entscheidungsschwelle η_S aus Gleichung (3.15) hängt dabei von der Rauschleistungsdichte, von der Pulsenergie sowie von der Anzahl der Freiheitsgrade ab. Sie erfordert daher in jedem aktivierten Teilband eine echtzeitfähige entscheidungsabhängige Nachführung der geschätzten Rauschleistungsdichte und der geschätzten Pulsenergie. Das rekursive Update der teilbandspezifischen Rauschleistungsdichte $\hat{N}_{0,n}$ und der Pulsenergie \hat{E}_n mittels eines aktuell gemessenen Energiewertes x_{n+1} sowie eines Gewichtungsfaktors u_1 ist dabei durch die Gleichungen (3.21) und (3.24) gegeben.

Um den Einfluss von temporären Schmalbandinterferenzen auf das MIR-UWB-System in der Datenphase zu untersuchen, wird folgendes Szenario betrachtet: Ein IEEE 802.11a WLAN-Signal der Trägerfrequenz $f_{c,W} = 5,22$ GHz (Kanal 44) soll das nach der Initialisierungsphase aktivierte Teilband sieben temporär für $2 \mu\text{s}$ stören. Abbildung 5.3 zeigt den Einfluss dieser Interferenz auf die BER bei einem konstanten $\text{SIR} = -10$ dB und $u_1 = 10$ für AWGN sowie für die IEEE 802.15.3a Kanalmodelle KM 1 und KM 2 auf. Es wird dabei angenommen, dass in der Datenphase jedes MIR-UWB-Paketes der relative Zeitpunkt des Auftretens der temporären Schmalbandinterferenz gleich ist. Es ist ersichtlich, dass sich für dieses Szenario eine erhebliche Performanceverschlechterung ergibt, so dass eine zuverlässige Kommunikation nicht mehr sichergestellt ist.

Die Ursache dieser Performanceverschlechterung zeigt Abbildung 5.4. Dabei wird für AWGN bei einem $E_b/N_0 = 14$ dB sowie einem konstanten $\text{SIR} = -10$ dB der Einfluss des in der Datenphase temporären WLAN-Signals auf die rekursive Schwellwertanpassung im Teilband sieben mit $u_1 = 10$ aufgezeigt. Vor dem Auftreten der Interferenz basiert die Entscheidungsschwelle η_S auf plausiblen Energiewerten x_{n+1} . Sobald jedoch die temporäre Schmalbandinterferenz auftritt, werden hohe Energiewerte x_{n+1} gemessen. Mehrere aufeinanderfolgende Entscheidungen werden daher auf binäre Einsen fallen, wodurch ein signifikanter Anstieg der rekursiv geschätzten Pulsenergie \hat{E}_{n+1} sowie der davon abhängigen Entscheidungs-

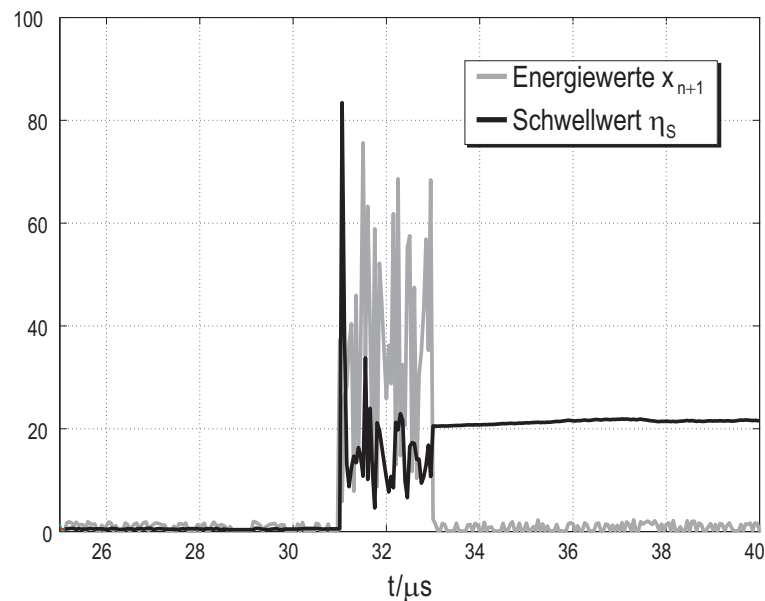


Abbildung 5.4 Einfluss des temporären IEEE 802.11a WLAN-Signals auf die rekursive Schwellwertanpassung im Teilband sieben für AWGN mit $\text{SIR} = -10 \text{ dB}$, $E_b/N_0 = 14 \text{ dB}$ und $u_1 = 10$.

schwelle η_S auftritt.

Sobald keine schmalbandige Interferenz mehr vorhanden ist, werden wieder nicht gestörte Energiewerte x_{n+1} im Teilband sieben gemessen. Aufgrund des durch die temporäre Schmalbandinterferenz erzwungenen Anstiegs der Entscheidungsschwelle η_S werden allerdings aufeinanderfolgende Energiewerte x_{n+1} bei der Demodulation fälschlicherweise als binäre Nullen aufgefasst, so dass die Rauschenergie $\hat{N}_{0,n}$ nachgeführt wird. Die Entscheidungsschwelle η_S ist durch diese fehlerhaften Updates von \hat{E}_n und $\hat{N}_{0,n}$ nicht mehr verwendbar. Die in der Datenphase übertragenen möglicherweise nicht gestörten Datenbits des Teilbandes sieben werden dadurch fehlerhaft demoduliert.

Durch die Instabilität, die bei der rekursiven Nachführung von Rausch- und Pulsenergie auftritt, ist es daher erforderlich, eine effiziente und einfach zu realisierende Unterdrückung von temporären Schmalbandinterferenzen sicherzustellen. Verschiedene Lösungen sind dabei denkbar. So käme z.B. eine auf einer DAA-Methode basierte Teilbanddeaktivierung in Betracht, die bis zur nächsten Initialisierungsphase bestehen bleibt. Dieser Ansatz berücksichtigt jedoch nicht die Situation temporärer Interferenz, bei der nach dem Auftreten der Interferenz nicht gestörte Bits

in der Datenphase vorliegen können. Es wird daher im Folgenden eine effiziente Methode betrachtet, die einerseits eine flexible Interferenzunterdrückung innerhalb der Datenphase ermöglicht und andererseits eine ausreichende BER-Performance in interferenzfreien Situationen sicherstellt.

Im Fall des Auftretens einer temporären schmalbandigen Interferenz werden aufeinanderfolgende Bitentscheidungen für binäre Einsen getroffen, da die aktuelle Entscheidungsschwelle η_S nicht gestörte Energiewerte erwartet. Aus diesem Grund wird die geschätzte Pulsenergie \hat{E}_n durch Gleichung (3.24) rekursiv nachgeführt. Der Parameter u_1 kann dabei nicht nur für eine verfeinerte Schätzung von \hat{E}_n innerhalb einer nicht gestörten Datenentscheidung verwendet werden. Er kann zusätzlich zur Detektion der temporären Schmalbandinterferenz eingesetzt werden, indem der Einfluss nicht plausibler Energiewerte x_{n+1} auf den rekursiv nachgeführten Wert \hat{E}_{n+1} gewichtet wird.

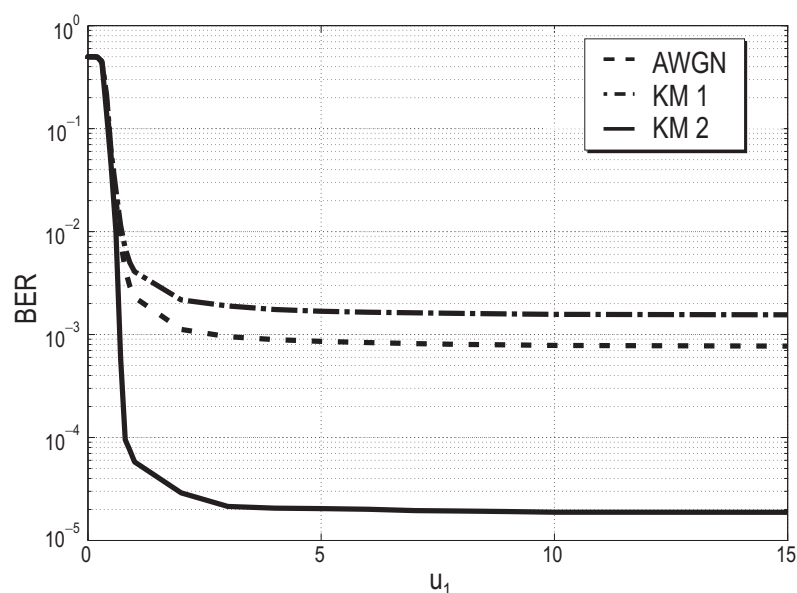


Abbildung 5.5 BER als Funktion von u_1 bei einem $E_b/N_0 = 14$ dB für AWGN, KM 1 und KM 2.

Zur Beurteilung der Wahl von u_1 ist in Abbildung 5.5 der interferenzfreie Einfluss von u_1 auf die BER bei einem $E_b/N_0 = 14$ dB für AWGN sowie für die Kanalmodelle KM 1 und KM 2 dargestellt. Für kleine Werte von u_1 ist dabei ein verstärkter Einfluss von aktuell gemessenen Energiewerten x_{n+1} auf \hat{E}_{n+1} feststellbar, wodurch sich die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems verschlechtert. Dieses Verhalten ändert sich bei der Betrachtung von größeren Werten von u_1 .

In diesem Fall ist der Einfluss von aktuell gemessenen Energiewerten x_{n+1} gering, so dass sich der rekursiv nachgeführte Schätzwert \hat{E}_{n+1} nur minimal ändert.

Um eine gute Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems in nicht gestörten Situationen sicherzustellen, ist es deshalb vorteilhaft, eine parallele rekursive Nachführung von \hat{E}_n in jedem Teilband durchzuführen. Dazu werden zwei unterschiedliche Werte von u_1 herangezogen. So wird einerseits mit $u_1^{(1)} = 1$ erreicht, dass eine erhöhte Robustheit bezüglich einer zuverlässigen Interferenzdetektion besteht; andererseits kann mit $u_1^{(2)} = 10$ eine ausreichende BER in interferenzfreien Situationen sichergestellt werden.

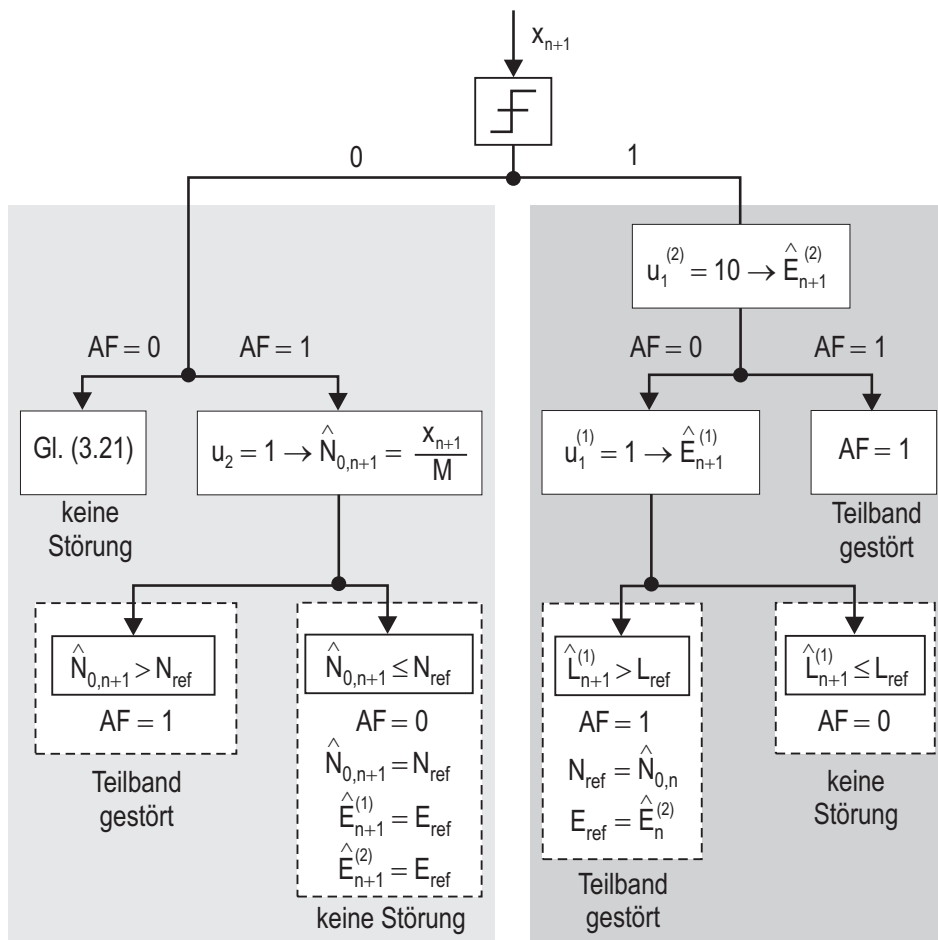


Abbildung 5.6 Übersicht der Detektion von temporären Schmalbandinterferenzen in der Datenphase eines Teilbandes.

In Abbildung 5.6 ist eine Übersicht der in [23] untersuchten Detektion von temporären schmalbandigen Interferenzen in der Datenphase eines MIR-UWB-Paketes dargestellt. Zu Beginn der Datenphase wird für jedes in der Initialisierungsphase aktivierte Teilband ein Aktivierungsflag AF mithilfe des Bandplans gesetzt. Ein Aktivierungsflag, das den Wert null hat, markiert dabei ein nicht gestörtes Teilband, das auf zukünftige in der Datenphase auftretende Schmalbandinterferenzen überprüft werden muss. Besitzt ein Aktivierungsflag eines Teilbandes dagegen den Wert eins, liegt eine detektierte Schmalbandinterferenz vor. In diesem Fall muss in der Datenphase die Präsenz der Interferenz in dem entsprechenden Teilband überwacht werden.

Auf der rechten Seite in Abbildung 5.6 ist die Detektion einer Schmalbandinterferenz innerhalb der Datenphase dargestellt. Die Detektion basiert dabei auf $\hat{L}_{n+1}^{(1)} = \hat{E}_{n+1}^{(1)} / \hat{N}_{0,n}$. Die Betrachtung dieses Verhältnisses ist vernünftig, da $\hat{N}_{0,n}$ im ersten Moment des Auftretens der Interferenz nicht durch gestörte Energiewerte x_{n+1} rekursiv nachgeführt wird. Basierend auf dieser Detektion wird ein aktiviertes Teilband durch AF als gestört oder als nicht gestört markiert, falls

$$\text{AF} = \begin{cases} 1 & , \text{für } \hat{L}_{n+1}^{(1)} > L_{\text{ref}} \\ 0 & , \text{für } \hat{L}_{n+1}^{(1)} \leq L_{\text{ref}} \end{cases} \quad (5.1)$$

gilt. L_{ref} bezeichnet dabei einen gegebenen Referenzwert des Teilbandes. Es wird dabei angenommen, dass das Verhältnis aus Puls- und Rauschenergie dem maximalen Wert entspricht, der aus einer interferenzfreien Messung unter AWGN, KM 1 oder KM 2 gewonnen wird. Bei einer Interferenzdetektion wird die mit $u_1^{(2)} = 10$ rekursiv geschätzte Pulsenergie $\hat{E}_n^{(2)}$ sowie die aktuelle Rauschenergie $\hat{N}_{0,n}$ in den Referenzvariablen E_{ref} und N_{ref} abgespeichert. Gleichzeitig wird das Aktivierungsflag AF auf eins gesetzt, um im weiteren Verlauf zu signalisieren, dass das Teilband gestört ist. Andernfalls wird das Teilband als nicht gestört interpretiert, so dass das teilbandspezifische Aktivierungsflag AF durch eine Null gekennzeichnet wird.

Nach einer erfolgten Interferenzdetektion wird es am Ausgang des Energiedetektors durch die Varianz der gestörten Energiewerte auch zu Entscheidungen auf binäre Nullen kommen. Dies führt zu einer Verfälschung der rekursiven Nachführung von $\hat{N}_{0,n}$. Aus diesem Grund erfolgt nach einer Interferenzdetektion eine Modifikation der rekursiven Nachführung von $\hat{N}_{0,n}$ zu

$$\hat{N}_{0,n+1} = \left(1 - \frac{1}{u_2}\right) \hat{N}_{0,n} + \frac{x_{n+1}}{u_2 M} \quad , u_2 > 0. \quad (5.2)$$

Aktuelle Energiewerte x_{n+1} werden dabei mithilfe von u_2 verstärkt.

Eine Anpassung der rekursiven Nachführung kann gemacht werden, da die Entscheidungsschwelle η_S eines in der Datenphase gestörten Teilbandes zu diesem Zeitpunkt bereits verfälscht ist. Um den Einfluss vergangener rekursiv geschätzter Energiewerte $\hat{N}_{0,n}$ zu minimieren und gleichzeitig den Einfluss aktueller Energiewerte x_{n+1} möglichst groß zu machen, wird u_2 zu eins gesetzt. Dadurch vereinfacht sich Gleichung (5.2) zu

$$\hat{N}_{0,n+1} = \frac{x_{n+1}}{M}. \quad (5.3)$$

Die Verstärkung von aktuellen Energiewerten x_{n+1} durch u_2 kann nun ausschließlich dazu verwendet werden, die Abwesenheit einer Interferenz in einem Teilband zu detektieren.

Falls eine in einem Teilband detektierte Schmalbandinterferenz nicht mehr vorhanden ist, wird der Energiedetektor durch die instabile hohe Entscheidungsschwelle η_S des Teilbandes zunächst auf binäre Nullen entscheiden. Mithilfe der plausiblen nicht gestörten Energiewerte wird dadurch mit Gleichung (5.3) die Rauschenergie aktualisiert. Dieser Vorgang kann dabei durch

$$\text{AF} = \begin{cases} 1 & , \text{für } \hat{N}_{0,n+1} > N_{\text{ref}} \\ 0 & , \text{für } \hat{N}_{0,n+1} \leq N_{\text{ref}} \end{cases} \quad (5.4)$$

detektiert werden. Falls die aktuell bestimmte Rauschenergie $\hat{N}_{0,n+1}$ größer ist als der gespeicherte Energiewert N_{ref} , wird das Teilband weiterhin als gestört angesehen. Das Aktivierungsflag AF bleibt dabei im Zustand eins. Andernfalls wird das Teilband als nicht gestört interpretiert, wodurch das Aktivierungsflag AF auf den Zustand null zurückgesetzt wird. In diesem Fall erfolgt eine Ersetzung von $\hat{E}_{n+1}^{(1)}$, $\hat{E}_{n+1}^{(2)}$ und $\hat{N}_{0,n+1}$ durch die gespeicherten Referenzwerte E_{ref} und N_{ref} , so dass die Entscheidungsschwelle η_S zurückgesetzt werden kann.

Um die Leistungsfähigkeit der vorgeschlagenen DAA-Methode aufzuzeigen, ist in Abbildung 5.7 die BER über dem SIR für ein $E_b/N_0 = 14$ dB bei Verwendung der IEEE Kanalmodelle KM 1 und KM 2 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass durch die vorgeschlagene temporäre Interferenzunterdrückung eine signifikante Verbesserung über den gesamten SIR-Bereich erzielt wird. Die interferenzfreie BER kann dabei erreicht werden. Die geringfügigen Abweichungen lassen sich auf Ungenauigkeiten bei der Wahl des Referenzlevels L_{ref} zurückführen.

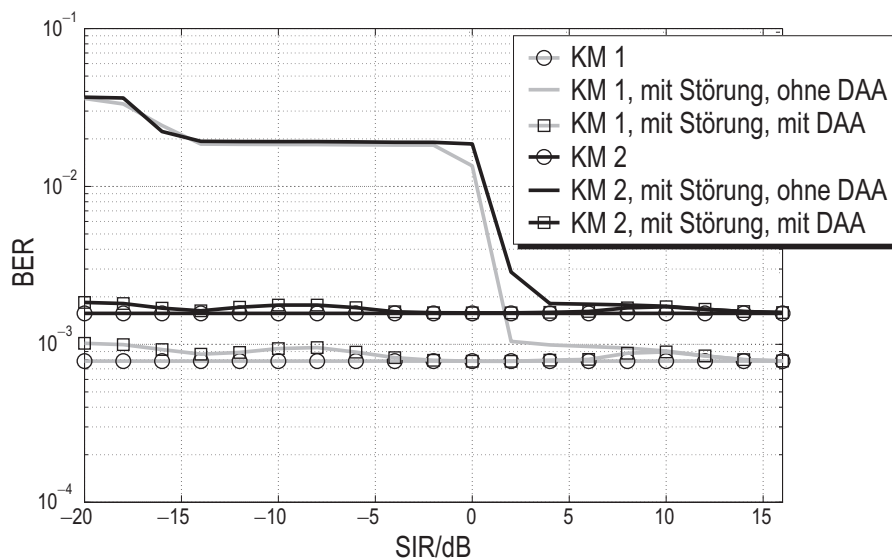


Abbildung 5.7 BER in Abhängigkeit vom SIR für $E_b/N_0 = 14$ dB ohne Interferenz, mit Interferenz ohne DAA und mit Interferenz und DAA für KM 1 und KM 2.

5.3 Methoden der Bildverarbeitung

Ein vielversprechender adaptiver Koexistenzansatz, der eine effiziente Interferenzunterdrückung verspricht, besteht in der Verwendung von Bildverarbeitung. In diesem Abschnitt werden dazu anhand eines Störszenarios verschiedene Methoden der Bildverarbeitung untersucht, die in das bestehende MIR-UWB-System mit geringer Komplexität integriert werden können. Basierend auf einer erweiterten Bandplanstruktur wird gezeigt, dass der Koexistenzansatz das Potential besitzt, mehrere gleichzeitig auftretende Interferenzen unterschiedlicher Störleistung zu unterdrücken. Im Unterschied zu einem statischen Koexistenzansatz (Abschnitt 5.1) oder dem in Abschnitt 5.2 erläuterten DAA-Koexistenzansatz für temporäre Schmalbandinterferenzen erlaubt der im Folgenden untersuchte Koexistenzansatz eine effizientere Nutzung der Ressource Frequenz, wodurch höhere Datenraten bei nur geringen BER-Verlusten erreicht werden können.

5.3.1 Anpassung des Systemmodells

Zur Durchführung des Koexistenzansatzes mit Methoden der Bildverarbeitung wird von einer blockbasierten Datenübertragung ausgegangen [29]. Zur Datenübertra-

gung werden binäre Datenblöcke $\underline{B} = (b_{ki})$ vom Typ $K \times N_T$ verwendet. Die beiden Indizes k und i beschreiben dabei den Zeit- und Frequenzindex innerhalb des Datenblocks. Die (k, i) -Komponente b_{ki} entspricht somit dem zum Zeitpunkt $(k - 1) T_r, k = 1, \dots, K$ über das Teilband $i, i = 1, \dots, N_T$ zu übertragenden Bit. Die Übertragung von \underline{B} erfolgt unter Berücksichtigung einer $K \times N_T$ Bandplanmatrix \underline{L} . Die Betrachtung von $\underline{L} = (l_{ki})$ ermöglicht eine Aktivierung und Deaktivierung einzelner Teilbänder sowohl in Zeit- als auch in Frequenzrichtung. Aktivierte bzw. deaktivierte Komponenten werden mit einer Eins bzw. mit einer Null gekennzeichnet. Die Anzahl der in einer $K \times N_T$ Datenmatrix \underline{B} in Abhängigkeit von \underline{L} zur Übertragung zur Verfügung stehenden Bits ist somit durch $\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_T} l_{ki}$ gegeben. Die Verwendung einer Bandplanmatrix \underline{L} kann die Flexibilität bezüglich skalierbaren Datenraten, den Umgang mit den weltweit unterschiedlichen existierenden Regulierungsmasken sowie den Umgang mit dynamischen Interferenzsituationen verbessern.

Davon ausgehend kann ein aus K Multibandsignalen zusammengesetztes Sendesignal durch $\underline{s}(t) = \underline{B}\underline{p}(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_K(t)]^T$ beschrieben werden, wobei $\underline{p}(t) = (p_1(t) p_2(t) \dots p_{N_T}(t))^T$ die N_T Teilbandpulse beinhaltet. Die Dauer des abgestrahlten Sendesignals

$$s(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - (k - 1) T_r) \quad (5.5)$$

ist dabei durch $K T_r$ gegeben.

Das Signal $s(t)$ wird empfangsseitig mit AWGN $n(t)$ der zweiseitigen Rauschleistungsdichte $N_0/2$ sowie mit N_J Interferenzen überlagert. Das resultierende Empfangssignal ergibt sich somit zu

$$y(t) = s(t) + n(t) + \sum_{v=1}^{N_J} j_v(t). \quad (5.6)$$

Es wird in Abhängigkeit von \underline{L} der analogen BP-Filterbank zugeführt, an deren Ausgang die Teilbandsignale der aktivierten Teilbänder vorliegen. Diese werden anschließend einer Energiedetektion zugeführt. Die gemessenen Energiewerte werden dabei in eine $K \times N_T$ Matrix $\underline{X} = (x_{ki})$ geschrieben. Die Energiewerte von \underline{X} werden schließlich mit der in Gleichung (3.15) beschriebenen Entscheidungsschwelle ausgewertet.

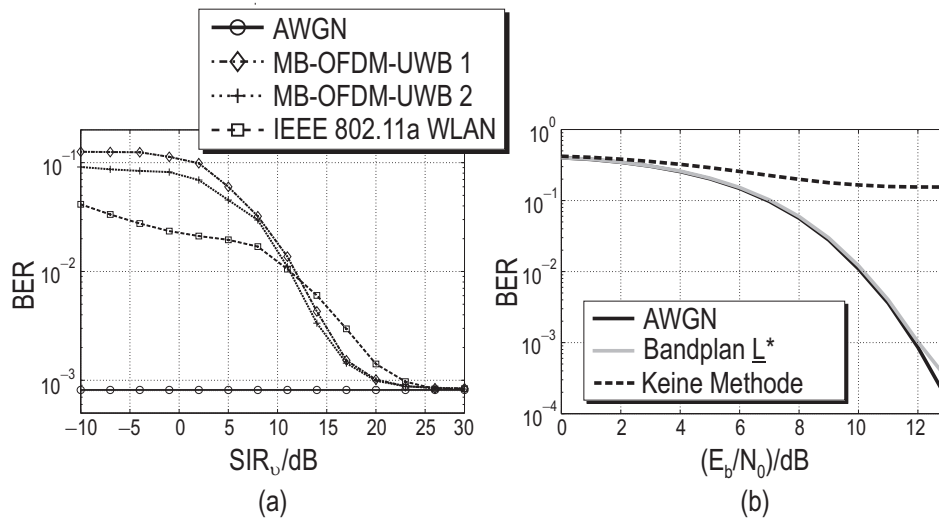


Abbildung 5.8 BER in Abhängigkeit von SIR_v , $v \in \{MB1, MB2, W\}$ für $E_b/N_0 = 12$ dB (a) und in Abhängigkeit von E_b/N_0 für $SIR_{MB1} = 0$ dB, $SIR_{MB2} = 5$ dB und $SIR_W = -10$ dB (b).

Basierend auf diesem Systemmodell wird für den Rest des Kapitels 5 ein Störszenario betrachtet, bei dem das MIR-UWB-System durch zwei MB-OFDM-UWB-Interferenzen sowie einer nach dem IEEE 802.11a Standard arbeitenden WLAN-Interferenz gestört wird. Das durch die drei Interferenzen gestörte Empfangssignal wird dabei durch

$$y(t) = s(t) + n(t) + j_{MB1}(t) + j_{MB2}(t) + j_W(t) \quad (5.7)$$

beschrieben.

Das MB-OFDM-UWB-Signal $j_{MB1}(t)$ wird, wie im IEEE 802.15.3a Standardisierungsvorschlag beschrieben, im Modus 1 betrieben. Es werden ausschließlich die drei Teilbänder aus der Teilbandgruppe A mit einer Bandbreite von jeweils 528 MHz zur Datenübertragung verwendet. Innerhalb der zur Verfügung stehenden Bandbreite von 1,584 GHz werden dabei OFDM-Symbole der Dauer 242,42 ns mit dem TF-Code 1, 2, 3, 1, 2, 3, ... übertragen.³ Im Unterschied dazu stellt das MB-OFDM-UWB-Signal $j_{MB2}(t)$ eine nicht im IEEE 802.15.3a Standardisierungsvorschlag spezifizierte Interferenz dar. Das Signal $j_{MB2}(t)$ besitzt ebenfalls eine Symboldauer von 242,42 ns, soll jedoch in den Teilbändern sechs und sieben der Teil-

³Das CP der Dauer 60,6 ns sowie das GI der Dauer 9,5 ns zum Umschalten zwischen den Teilbändern werden in der folgenden Analyse nicht berücksichtigt.

bandgruppe C mit dem TF-Code 6, 7, 6, 7, 6, 7, ... betrieben werden. Das durch den IEEE 802.11a Standard vorgegebene BPSK-modulierte WLAN-Signal $j_W(t)$ wird mit der Symboldauer $4 \mu\text{s}$ sowie der Bandbreite 20 MHz auf dem Kanal 44 ($f_{c,W} = 5,22 \text{ GHz}$) betrieben.

Abbildung 5.8 (a) verdeutlicht den Einfluss dieses Störszenarios auf das MIR-UWB-System bei einem AWGN-Arbeitspunkt von $E_b/N_0 = 12 \text{ dB}$ [29]. Es zeigt sich eine hohe Störanfälligkeit des MIR-UWB-Systems, die sich über einen großen SIR-Bereich erstreckt. In Abbildung 5.8 (b) ist die BER in Abhängigkeit des E_b/N_0 für $\text{SIR}_{\text{MB1}} = 0 \text{ dB}$, $\text{SIR}_{\text{MB2}} = 5 \text{ dB}$ sowie $\text{SIR}_W = -10 \text{ dB}$ dargestellt. Es ist ersichtlich, dass in einem solchen Fall eine zuverlässige Kommunikation nicht gewährleistet werden kann. Mit eingezeichnet ist der BER-Verlauf, der unter Berücksichtigung einer bezüglich des Szenarios optimal ausgelegten Bandplanmatrix \underline{L}^* resultiert.

In Abbildung 5.9 ist \underline{L}^* dargestellt. Weiße Bereiche kennzeichnen dabei die Pixel der Zeit- und Frequenzebene, die nicht zur Übertragung herangezogen werden dürfen. Erfolgt eine Datenübertragung unter Berücksichtigung von \underline{L}^* , kann eine nahezu fehlerfreie Datenübertragung mit einer hohen Datenrate durchgeführt werden. Da jedoch im Allgemeinen beliebige Störszenarien auftreten können und optimal ausgelegte Bandplanmatrizen nicht zur Verfügung stehen, werden im Folgenden verschiedene einfach zu realisierende Methoden der Bildverarbeitung zur

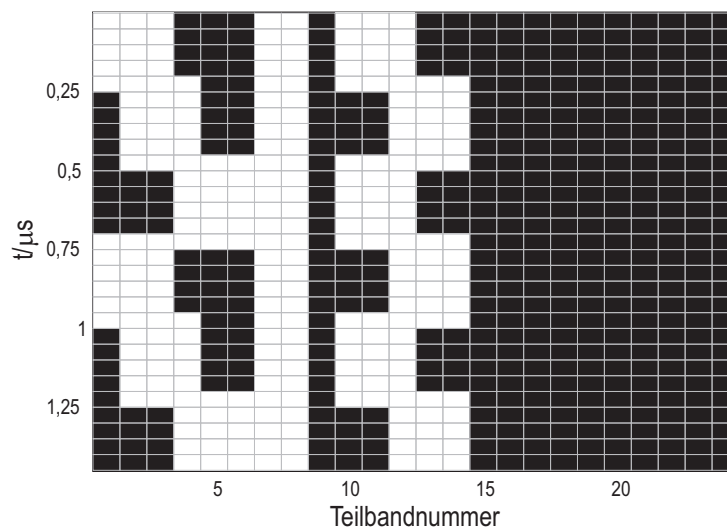


Abbildung 5.9 Für das Störszenario optimal ausgelegte Bandplanmatrix \underline{L}^* . Weiße Bereiche dürfen zur Übertragung nicht verwendet werden.

adaptiven Bandplanerstellung untersucht.

5.3.2 Iterative Ansätze

Im Folgenden werden zwei iterative Koexistenzansätze basierend auf der clusterbasierten globalen Otsu-Methode vorgestellt [27, 29]. Dieses im Jahr 1967 von N. Otsu entwickelte digitale Bildverarbeitungsverfahren ermöglicht eine sehr einfach zu realisierende Transformation eines Graustufenbildes in ein binäres Bild [71]. Ein Graustufenbild kann dabei als Matrix aufgefasst werden, in der jedes Pixel durch einen Grauwert repräsentiert wird, der die Helligkeit beschreibt. Unter der Annahme, dass in dem zu transformierenden Bild zwei Pixelklassen vorhanden sind, liefert die Otsu-Methode eine Schwelle ϵ_S , die die Klasse der hellen Pixel von der Klasse der dunklen Pixel separiert.

Das globale Verfahren von Otsu lässt sich in die bestehende MIR-UWB-Systemarchitektur sehr einfach integrieren. Dazu werden die in einer Initialisierungsphase blockweise übertragenen binären Nullen nicht nur zur teilbandspezifischen Anfangsschätzung der Rauschenergie herangezogen, sondern auch zur Detektion von möglichen Interferenzen.⁴ Zur Stördetektion werden die gemessenen Energiewerte zunächst in die $K \times N_T$ Matrix $\underline{X} = (x_{ki})$ geschrieben und in die äquidistanten Energiestufen $E_{\min} = \epsilon_0 < \epsilon_1 < \dots < \epsilon_{U-1} = E_{\max}$ quantisiert. E_{\min} und E_{\max} bezeichnen dabei den kleinsten und größten auftretenden Energiewert von \underline{X} . Durch die Zuordnung der Energiewerte zu den $U = KN_T$ Quantisierungsstufen ergibt sich die quantisierte Energiematrix \underline{X}^Q vom Typ $K \times N_T$. Die Verteilung der quantisierten Energiewerte von \underline{X}^Q kann dabei durch das Histogramm

$$p_l = \frac{n_l}{KN_T}, \quad l = 0, \dots, U - 1 \quad (5.8)$$

beschrieben werden. Der Parameter n_l bezeichnet dabei die Anzahl der Energiewerte, die einer Quantisierungsstufe $\epsilon_l, l \in \{0, \dots, U - 1\}$ zugeordnet werden.

Um nun eine Trennung von gestörten und nicht gestörten Energiewerten mittels einer geeigneten Schwelle $\epsilon_S = \epsilon_u$ zu erhalten, werden zwei Energieklassen $C_0 = (\epsilon_0, \dots, \epsilon_u)$ und $C_1 = (\epsilon_{u+1}, \dots, \epsilon_{U-1})$ betrachtet. Die Klasse C_0 beinhaltet dabei nicht gestörte quantisierte Energiewerte. Im Unterschied dazu werden gestörte quantisierte Energiewerte durch die Klasse C_1 repräsentiert.

⁴In der Initialisierungsphase werden im Allgemeinen mehrere Blöcke mit binären Nullen eingesetzt. Die folgende Beschreibung betrachtet meistens jedoch nur einen Block.

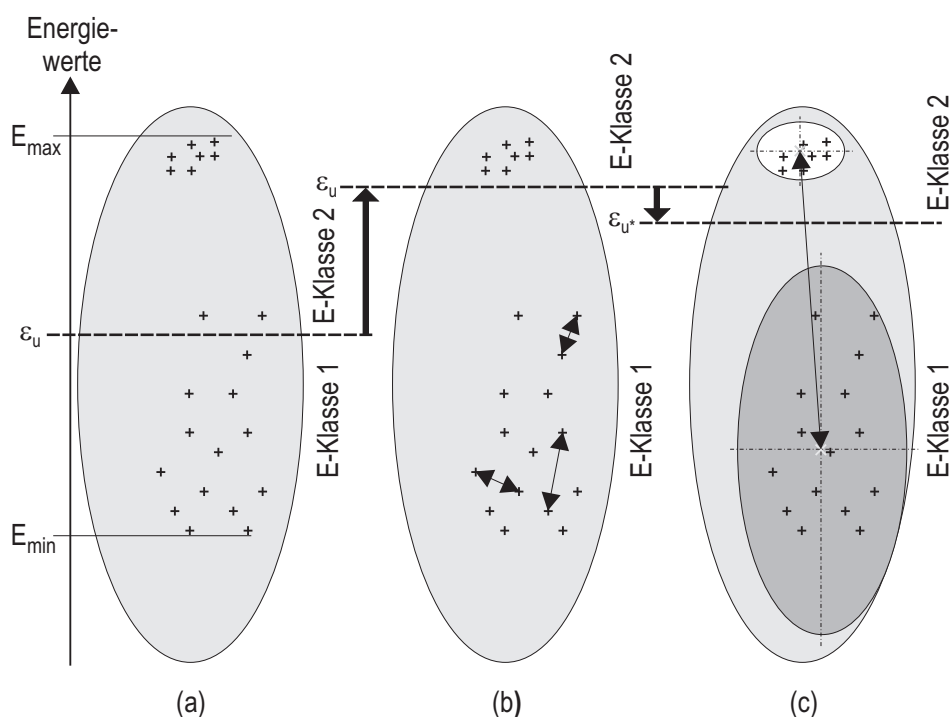


Abbildung 5.10 Bestimmung der Stördetektionsschwelle ϵ_S mit der globalen Otsu-Methode: Festlegung des Startwertes (a), Minimierung der empirischen Energieklassenvarianz (b) und Maximierung der empirischen Zwischenklassenvarianz (c).

Zum Auffinden von ϵ_S muss von einem beliebig gewählten Index u ausgegangen werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird für u der arithmetische Mittelwert $u = \lfloor (U - 1) / 2 \rfloor$ als Startwert vorgegeben (Abbildung 5.10 (a)). Um die quantisierten Energiewerte der richtigen Klasse zuzuordnen, ist es erforderlich, den optimalen Index u zu bestimmen. Zwei Optimierungsmöglichkeiten werden hier betrachtet.

Das erste Optimierungskriterium besteht in der Minimierung der empirischen Energieklassenvarianz, die durch

$$\sigma_w^2(u) = \sigma_{C_0}^2 P_{C_0}(u) + \sigma_{C_1}^2 P_{C_1}(u) \quad (5.9)$$

gegeben ist. Diese Optimierung zielt auf eine Anpassung des anfangs initialisierten Indizes u ab und bewirkt eine korrekte Zuordnung von Energieausreißern in die entsprechende Klasse (Abbildung 5.10 (b)). Die Energieklassenvarianz $\sigma_w^2(u)$ ist

sowohl von den klassenspezifischen Auftretenswahrscheinlichkeiten

$$P_{C_0}(u) = \sum_{l=0}^u p_l, \quad P_{C_1}(u) = 1 - P_{C_0}(u) \quad (5.10)$$

als auch von den empirischen Energieklassenvarianzen

$$\sigma_{C_z}^2(u) = \begin{cases} \frac{1}{P_{C_0}(u)} \sum_{l=0}^u (\epsilon_l - \bar{x}_{C_0}(u))^2 p_l & , z = 0 \\ \frac{1}{P_{C_1}(u)} \sum_{l=u+1}^{U-1} (\epsilon_l - \bar{x}_{C_1}(u))^2 p_l & , z = 1 \end{cases} \quad (5.11)$$

abhängig. Die klassenspezifischen Mittelwerte $\bar{x}_{C_z}(u)$, $z \in \{0, 1\}$ können dabei durch

$$\bar{x}_{C_z}(u) = \begin{cases} \frac{1}{P_{C_0}(u)} \sum_{l=0}^u \epsilon_l p_l & , z = 0 \\ \frac{1}{P_{C_1}(u)} \sum_{l=u+1}^{U-1} \epsilon_l p_l & , z = 1 \end{cases} \quad (5.12)$$

beschrieben werden.

Als zweites Optimierungskriterium wird die Maximierung der empirischen Varianz zwischen den beiden Klassen

$$\sigma_b^2(u) = (\bar{x}_{C_0}(u) - \bar{x}_{\text{tot}})^2 P_{C_0}(u) + (\bar{x}_{C_1}(u) - \bar{x}_{\text{tot}})^2 P_{C_1}(u) \quad (5.13)$$

betrachtet. Sie beschreibt die gewichtete Varianz der klassenspezifischen Mittelwerte \bar{x}_{C_z} , $z \in \{0, 1\}$ bezüglich des globalen Mittelwertes $\bar{x}_{\text{tot}} = \bar{x}_{C_0} + \bar{x}_{C_1}$ der Energiematrix \underline{X}^Q (Abbildung 5.10 (c)). Dieser Optimierungsschritt trägt somit zu einer weiteren Anpassung des Indexes u bei.

Da beide Optimierungskriterien entgegengesetzte Wirkungen bezüglich der Bestimmung eines optimalen Indexes u haben, werden sie zu dem gemeinsamen Optimierungskriterium [71]

$$u^* = \arg \max_{u=0, \dots, U-1} \frac{\sigma_b^2(u)}{\sigma_w^2(u)} \quad (5.14)$$

zusammengefasst. Durch die Minimierung der empirischen Energieklassenvarianz $\sigma_w^2(u)$ wird dabei einerseits eine verbesserte Clusterkonzentration von gestörten

und nicht gestörten Energiewerten erreicht. Andererseits trägt die Maximierung der empirischen Zwischenklassenvarianz $\sigma_b^2(u)$ zu einer schärferen Trennbarkeit der beiden Cluster bei. Die Optimierung von u mithilfe von Gleichung (5.14) bewirkt somit ein optimales Anpassen des anfangs festgelegten Indexes u . Eine korrekte Allokation von Energieausreißern in die entsprechenden Klassen wird somit möglich.

Basierend auf dem in Gleichung (5.14) bestimmten Index u^* kann schließlich die Schwelle $\epsilon_S = \epsilon_{u^*}$ zur Interferenzdetektion herangezogen werden. Dazu werden binäre Entscheidungen durch Vergleich der quantisierten Energiewerte $x_{ki}^Q, k = 1, \dots, K, i = 1, \dots, N_T$ aus \underline{X}^Q mit der Schwelle ϵ_S getroffen. Ein quantisierter Energiewert wird dabei als gestört angesehen, falls $x_{ki}^Q \geq \epsilon_S$ ist. Die erfolgten binären Entscheidungen werden in der Bandplanmatrix $\underline{L} = (l_{ki})$ aufgezeichnet.

In [27] wird gezeigt, dass mit der beschriebenen globalen Otsu-Methode eine Bandplanerstellung ohne weitere Vorverarbeitung von \underline{X}^Q bei Vorhandensein einer MB-OFDM-UWB-Interferenz möglich ist. Zur Bandplanerstellung werden zehn quantisierte Energiematrizen \underline{X}^Q verwendet. Für jede Energiematrix erfolgt dabei eine separate Erstellung der Bandplanmatrix mit der globalen Otsu-Methode. Die zur Übertragung eingesetzte Bandplanmatrix ergibt sich durch Überlagerung der zehn einzelnen Bandplanmatrizen, um zufällige Einbrüche der Interferenz zu berücksichtigen.

Es stellt sich jedoch heraus, dass eine zuverlässige Erstellung der Bandplanmatrix mit der globalen Otsu-Methode beim Auftreten mehrerer Interferenzen unterschiedlicher Störleistung nicht möglich ist. Aus diesem Grund werden im Folgenden zwei iterative Koexistenzansätze betrachtet, die die Otsu-Methode verwenden.

Globale iterative Otsu-Methode

Die globale Otsu-Methode lässt sich zu einem globalen iterativen Koexistenzansatz erweitern [29]. Abbildung 5.11 verdeutlicht das Prinzip des globalen iterativen Koexistenzansatzes für eine Energiematrix \underline{X} . Zu Beginn werden die KN_T gemessenen Energiewerte der Matrix \underline{X} der bereits erläuterten globalen Otsu-Methode zugeführt. Mit der daraus erzeugten Stördetektionsschwelle ϵ_S können binäre Entscheidungen bezüglich gestörter oder nicht gestörter Energiewerte getroffen werden.

Um eine Terminierung der globalen iterativen Otsu-Methode zu erreichen, muss jedoch die Plausibilität der aktuell eingesetzten Stördetektionsschwelle ϵ_S überprüft

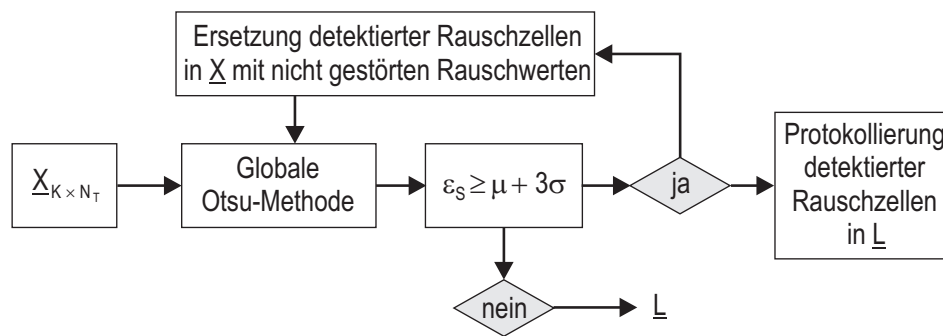


Abbildung 5.11 Prinzip der globalen iterativen Otsu-Methode.

werden. Aufgrund des zentralen Grenzwertsatzes [44] kann dies unter der Annahme einer Gaußverteilung erfolgen. Ein gutes Maß ist daher der Vergleich von ϵ_S mit der oberen 3σ -Grenze durch

$$\epsilon_S \geq \mu + 3\sigma. \quad (5.15)$$

Dabei bezeichnen μ und σ den Mittelwert und die Standardabweichung einer empfängerseitig integrierten Rauschquelle, für die eine interferenzfreie Messung der Rauschleistungsdichte angenommen wird. Die obere 3σ -Grenze stellt im MIR-UWB-System eine zuverlässige Detektion von nicht gestörten Energiewerten mit 99,25% sicher [29].

Falls ϵ_S außerhalb der oberen 3σ -Grenze liegt, werden die als gestört detektierten Energiewerte von \underline{X}^Q in der Bandplanmatrix \underline{L} mit einer Eins gekennzeichnet. Die detektierten möglicherweise gestörten Energiewerte sollen dabei den weiteren Verlauf der Stördetektion nicht beeinflussen. Aus diesem Grund erfolgt eine Ersetzung der detektierten Energiewerte durch nicht gestörte Rauschwerte, die empfängerseitig vorliegen. Diese Modifikation von \underline{X} trägt zu einer Verbesserung der Trennung von gestörten und nicht gestörten Energiewerten in möglichen weiteren Iterationen bei. Dieses Vorgehen wird iterativ solange wiederholt, bis sich ϵ_S unterhalb der oberen 3σ -Grenze befindet. Im Fall eines Abbruchs liegt die aus \underline{X}^Q resultierende Bandplanmatrix \underline{L} vor.

Um zufällige Einbrüche der Interferenzen zu berücksichtigen, können mehrere aufeinanderfolgende Energiematrizen \underline{X} verwendet werden. Für jede Energiematrix erfolgt dabei eine separate Erstellung einer Bandplanmatrix mit der globalen iterativen Otsu-Methode. Die zur Übertragung eingesetzte Bandplanmatrix entsteht schließlich durch Überlagerung der einzelnen Bandplanmatrizen. Die resultierende

Bandplanmatrix wird zur teilbandspezifischen Anfangsschätzung von Signal- und Rauschenergie sowie zur Datenübertragung in der folgenden Datenphase verwendet. Eine erneute Durchführung der globalen iterativen Otsu-Methode ist in jeder Initialisierungsphase eines MIR-UWB-Paketes möglich.

Lokale hierarchische iterative Otsu-Methode

Eine weitere Möglichkeit zur Unterdrückung von Interferenzen unterschiedlicher Störleistung ist die lokale hierarchische iterative Otsu-Methode. Der Ablauf dieses Koexistenzansatzes ist in Abbildung 5.12 für eine Energiematrix \underline{X} dargestellt [29]. Im Unterschied zu der bereits vorgestellten globalen iterativen Otsu-Methode zielt dieser Ansatz auf eine lokale Bestimmung der Stördetektionsschwelle ϵ_S ab. Dazu werden einzelne gestörte Teilbänder $i \in \{1, \dots, N_T\}$ separat betrachtet.

Zu Beginn wird der größte Energiewert der $K \times N_T$ -Matrix \underline{X} ermittelt. Mit den Energiewerten des zugehörigen Teilbandes wird anschließend mithilfe der globalen Otsu-Methode eine Stördetektionsschwelle ϵ_S bestimmt. Um die Zuverlässigkeit von ϵ_S zu erhöhen, werden dabei zusätzliche nicht gestörte Energiewerte einer empfängerseitig integrierten Rauschquelle herangezogen.

Zur Detektion des Abbruchs dieses Koexistenzansatzes wird wieder die obere 3σ -Grenze aus Gleichung (5.15) verwendet. Falls die Stördetektionsschwelle ϵ_S oberhalb der 3σ -Grenze liegt, werden die binären Entscheidungen des betrachteten Teilbandes in der Bandplanmatrix \underline{L} markiert. Gleichzeitig wird das aktuell betrachtete Teilband deaktiviert und aus der Energiematrix \underline{X} gestrichen. Diese Vorgehensweise wird solange wiederholt bis es zum Abbruch kommt. Im Fall eines Abbruchs

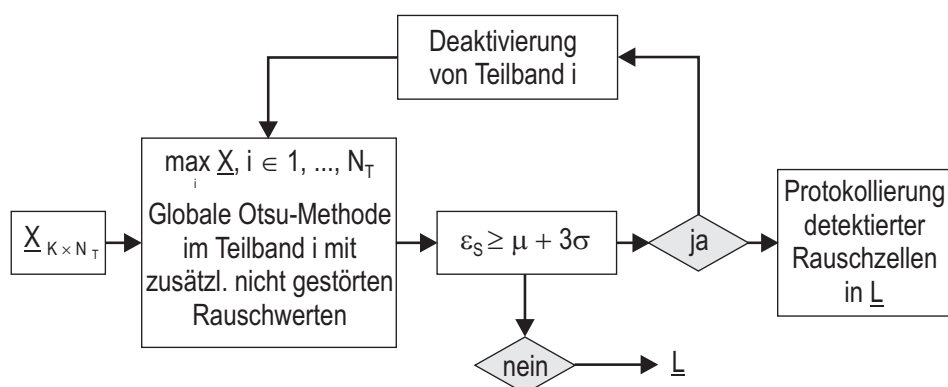


Abbildung 5.12 Prinzip der lokalen hierarchischen iterativen Otsu-Methode.

liegt die resultierende Bandplanmatrix \underline{L} vor.

Eine bezüglich der Störsituation besser ausgelegte Bandplanmatrix \underline{L} kann wie bei der globalen iterativen Otsu-Methode durch das Heranziehen mehrerer Energiematrizen erreicht werden. Die erzeugte Bandplanmatrix \underline{L} wird schließlich zur teilbandspezifischen Anfangsschätzung von Signal- und Rauschenergie sowie zur Datenübertragung in der folgenden Datenphase verwendet. Wie die globale iterative Otsu-Methode kann auch die lokale hierarchische iterative Otsu-Methode in jeder Initialisierungsphase eines MIR-UWB-Paketes durchgeführt werden.

Effizienz der Verfahren

Um die Leistungsfähigkeit der beiden iterativen Koexistenzansätze bei Vorhandensein von Interferenzen zu vergleichen, wird ein MIR-UWB-System mit $N_T = 24$ Teilbändern betrachtet. Basierend auf der MIR-UWB-Senderarchitektur 1 aus Abschnitt 3.1 werden in jedem Teilband Filterbankpulse mit $T_r = 50$ ns OOK-moduliert und über einen AWGN-Kanal übertragen. Das betrachtete MIR-UWB-System kann somit eine maximale Datenrate von 480 Mbit/s erreichen. Die eingesetzte BP-Filterbank besitzt die Ordnung vier, einen Ripple von 1 dB im Durchlassbereich, eine Dämpfung von 50 dB im Sperrbereich sowie einen Schutzabstand von $B_O = 150$ MHz. Zur Energiedetektion wird eine Integrationszeit von $T_I = 15$ ns verwendet.

Das so konfigurierte MIR-UWB-System soll unter dem Einfluss von Interferenzen betrieben werden. Dazu werden die drei in Abschnitt 5.3.1 beschriebenen Interferenzen MB-OFDM-UWB 1, MB-OFDM-UWB 2 und WLAN betrachtet, die das MIR-UWB-System mit $SIR_{MB1} = 0$ dB, $SIR_{MB2} = 5$ dB und $SIR_W = -10$ dB stören. Für die folgenden Simulationen wird dabei angenommen, dass sich die Störleistungen nicht ändern und dass die Interferenzen immer vorhanden sind.⁵ Des Weiteren sollen alle Sendeeinheiten miteinander synchronisiert sein. Um die auftretenden Periodizitäten der beiden MB-OFDM-UWB-Interferenzen erfassen zu können, wird zudem von einer blockweisen Übertragung der Multibandsignale mit $K = 29$ ausgegangen.

Ein wichtiges Gütemaß zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit betrifft die Anzahl der Energiematrizen, die zur Erstellung einer Bandplanmatrix \underline{L} eingesetzt wer-

⁵Ein interferenzfreies Szenario wird in Abschnitt 5.3 nicht betrachtet. In diesem Fall müsste das Vorhandensein von Interferenzen vor der Verwendung der eingesetzten Methoden der Bildverarbeitung durch einen statistischen Test wie z.B. der oberen 3σ -Grenze oder dem Kolmogorov-Smirnov-Test [102] überprüft werden.

den. Die zur Übertragung herangezogene Bandplanmatrix $\underline{L} = (l_{ki})$ soll dabei mit der auf das Szenario optimal ausgelegten Bandplanmatrix $\underline{L}^* = (l_{ki}^*)$ aus Abbildung 5.9 möglichst ähnlich sein. Aus diesem Grund wird als Ähnlichkeitsmaß der zweidimensionale Korrelationskoeffizient $\rho \in [0, 1]$ herangezogen, der wie folgt definiert ist [29]:

$$\rho = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_T} (l_{ki} - E(\underline{L})) (l_{ki}^* - E(\underline{L}^*))}{2 \sqrt{\left(\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_T} (l_{ki} - E(\underline{L}))^2 \right) \left(\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_T} (l_{ki}^* - E(\underline{L}^*))^2 \right)}} + \frac{1}{2}. \quad (5.16)$$

Abbildung 5.13 verdeutlicht den erreichbaren Korrelationskoeffizienten zwischen \underline{L} und der auf das Störszenario optimal ausgelegten Bandplanmatrix \underline{L}^* bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB in Abhängigkeit von der Anzahl der eingesetzten Energiematrizen. Es werden dabei die globale Otsu-Methode, die globale iterative Otsu-Methode und die lokale hierarchische iterative Otsu-Methode betrachtet. Es ist ersichtlich, dass eine vollständige Korrelation mit der auf das Störszenario ausge-

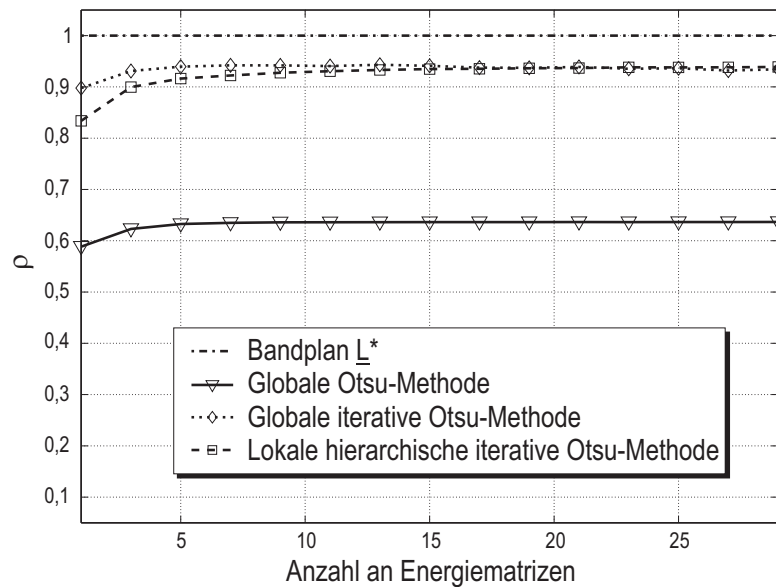


Abbildung 5.13 Vergleich des Korrelationskoeffizienten ρ in Abhängigkeit von der Anzahl der zur Bandplanerstellung eingesetzten Energiematrizen bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB für die globale Otsu-Methode, die globale iterative Otsu-Methode und die lokale hierarchische iterative Otsu-Methode.

legten Bandplanmatrix \underline{L}^* für keinen der vorgestellten Koexistenzansätze erreicht werden kann.

Alle Koexistenzansätze weisen jedoch mit zunehmender Anzahl an eingesetzten Energiematrizen eine Konvergenz von ρ gegen einen festen Wert auf. Mit der globalen Otsu-Methode kann dabei ein Korrelationskoeffizient von $\rho \approx 0,64$ durch die Berücksichtigung von neun Energiematrizen erreicht werden. Der geringe Korrelationswert ist auf eine fehlerhafte Stördetektion zurückzuführen. So wird lediglich die WLAN-Interferenz detektiert; die energetisch schwächeren MB-OFDM-UWB-Interferenzen werden dagegen nicht zuverlässig erkannt. Im Unterschied dazu kann mit der globalen iterativen Otsu-Methode und mit der lokalen hierarchischen iterativen Otsu-Methode ein größerer Korrelationskoeffizient von $\rho \approx 0,94$ durch die Berücksichtigung von fünf bzw. 15 Energiematrizen erreicht werden.

Um einen Kompromiss zwischen Signalisierungsoverhead und Leistungsfähigkeit zu erreichen, werden im Folgenden zehn Energiematrizen zur Erstellung der Bandplanmatrix \underline{L} verwendet. Die Anzahl der dazu erforderlichen binären Nullen ent-

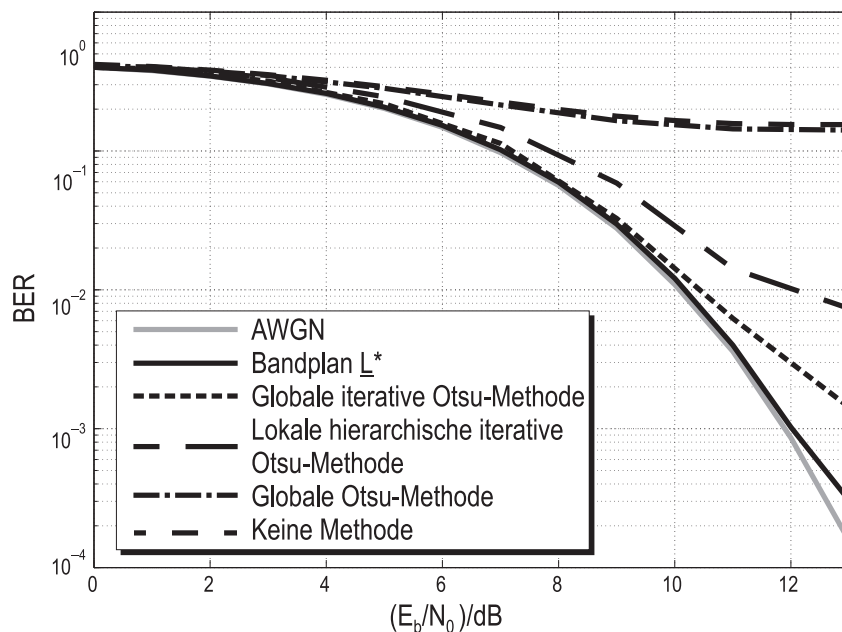


Abbildung 5.14 BER in Abhängigkeit von E_b/N_0 für $SIR_W = -10$ dB, $SIR_{MB1} = 0$ dB, $SIR_{MB2} = 5$ dB für AWGN, für die auf das Störszenario ausgelegte Bandplanmatrix \underline{L}^* , für die globale Otsu-Methode, für die globale iterative Otsu-Methode, für die lokale hierarchische iterative Otsu-Methode sowie für den Fall keiner Methode.

spricht somit genau der Anzahl der binären Nullen, die in der Initialisierungsphase zur Anfangsschätzung der teilbandspezifischen Rauschenergie eingesetzt werden.

In Abbildung 5.14 ist die BER über dem E_b/N_0 für den nicht gestörten AWGN-Fall, für die auf das Störscenario ausgelegte Bandplanmatrix \underline{L}^* , für die globale Otsu-Methode, für die globale iterative Otsu-Methode, für die lokale hierarchische iterative Otsu-Methode sowie für den Fall keiner Methode dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Verwendung einer auf das Störscenario ausgelegten Bandplanmatrix \underline{L}^* annähernd zu derselben Übertragungsqualität führt wie im interferenzfreien Fall. Die erreichbare Datenrate reduziert sich in diesem Fall auf ca. 300 Mbit/s.

Im Unterschied dazu führen alle Koexistenzansätze zu einer Verschlechterung der BER. Die Verwendung der globalen Otsu-Methode führt zu einer BER, die nur geringfügig besser ist als der Fall keiner Methode. In diesem Fall wird die erzeugte Stördetektionsschwelle ϵ_S maßgeblich durch die Energiewerte beeinflusst, die durch das energetisch starke WLAN-Signal verfälscht wurden. Die beiden energetisch schwächeren MB-OFDM-UWB-Interferenzen können daher nicht zuverlässig detektiert werden, obwohl sie das MIR-UWB-System beeinflussen. Des Weiteren ist ersichtlich, dass mit der globalen iterativen Otsu-Methode eine bessere BER erzielt werden kann als mit der lokalen hierarchischen iterativen Otsu-Methode.

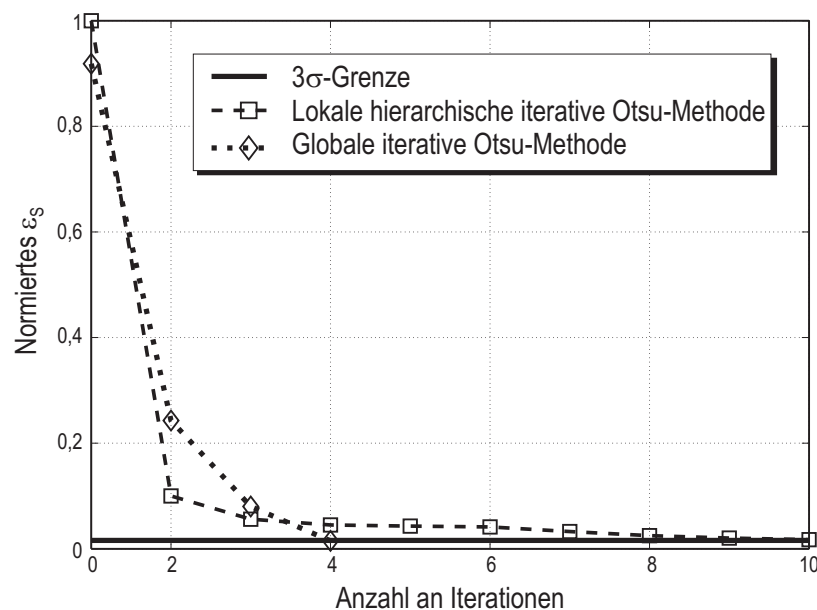


Abbildung 5.15 Mittlere Anzahl an Iterationen innerhalb einer Energiematrix \underline{X} für $E_b/N_0 = 12$ dB.

Die Ursache für dieses Verhalten ist in der Variation der Störleistung innerhalb der Teilbänder zu sehen. Innerhalb eines Teilbandes wird dabei bedingt durch einzelne Energieausreißer eine suboptimale Stördetektionsschwelle ϵ_S erzeugt, die schwach gestörte Energiewerte nicht erfassen kann. Der erwartete Performancegewinn einer teilbandspezifischen Interferenzdetektion tritt daher nicht auf.

Einen weiteren Aspekt zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit der beiden iterativen Koexistenzansätze zeigt Abbildung 5.15. Es wird dabei bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB die auf eins normierte Stördetektionsschwelle ϵ_S in Abhängigkeit von der mittleren Anzahl der Iterationsschritte innerhalb einer Energiematrix \underline{X} dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die obere 3σ -Grenze mit der globalen iterativen Otsu-Methode bereits nach vier Iterationsschritten erreicht wird. Mit der lokalen hierarchischen iterativen Otsu-Methode kann die obere 3σ -Grenze dagegen erst nach elf Iterationsschritten erreicht werden. Aufgrund der unterschiedlichen Konvergenzgeschwindigkeit ist daher die Integration der globalen iterativen Otsu-Methode in das MIR-UWB-System der lokalen hierarchischen iterativen Otsu-Methode vorzuziehen.

Abschließend wird der Einfluss von unterschiedlicher Störleistung auf die Leistungsfähigkeit der Koexistenzansätze untersucht. In Abbildung 5.16 wird dazu der Korrelationskoeffizient ρ in Abhängigkeit von $\text{SIR}_{\text{MB}2}$ für $\text{SIR}_{\text{MB}1} = 0$ dB und

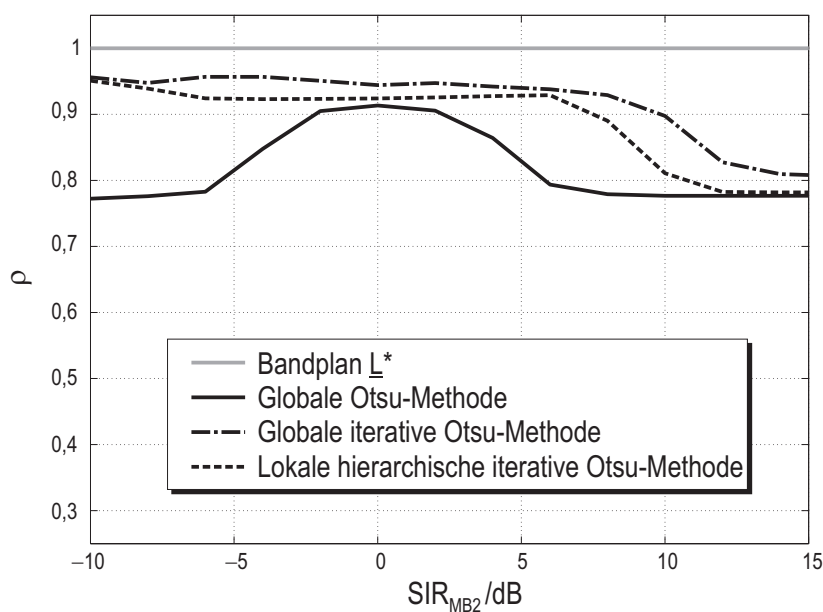


Abbildung 5.16 Korrelationskoeffizient ρ in Abhängigkeit von $\text{SIR}_{\text{MB}2}$ für $\text{SIR}_{\text{MB}1} = 0$ dB und $E_b/N_0 = 12$ dB.

$E_b/N_0 = 12$ dB aufgetragen. Die WLAN-Interferenz wird für diese Analyse nicht betrachtet. Man kann erkennen, dass die Verwendung der globalen Otsu-Methode mit zunehmendem Unterschied der Störleistungen zu einer signifikanten Reduktion des Korrelationskoeffizienten ρ führt. Die größte Korrelation tritt genau dann auf, wenn die Störleistungen der beiden MB-OFDM-UWB-Interferenzen in derselben Größenordnung liegen. In diesem Fall kann eine zuverlässige Trennung von gestörten und nicht gestörten Energiewerten erfolgen.

Die in der Praxis auftretenden Interferenzen weisen jedoch mit hoher Wahrscheinlichkeit unterschiedliche Störleistungen auf. Daher wird die Verwendung der globalen Otsu-Methode zu einer signifikanten Performanceverschlechterung führen. Wie aus Abbildung 5.16 ersichtlich, weisen die beiden iterativen Koexistenzansätze diesbezüglich eine erhöhte Robustheit auf. So kann eine größere Korrelation bei unterschiedlichen Störleistungen erreicht werden, wodurch die Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems erhalten bleibt. Für hohe SIR_{MB2} -Werte können nur noch Teile des MB-OFDM-UWB-Systems 2 erkannt werden, wodurch sich ρ verringert. In weiteren Simulationen werden die SIR-Werte der beiden MB-OFDM-UWB-Interferenzen bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB als variabel angenommen. Die Abbil-

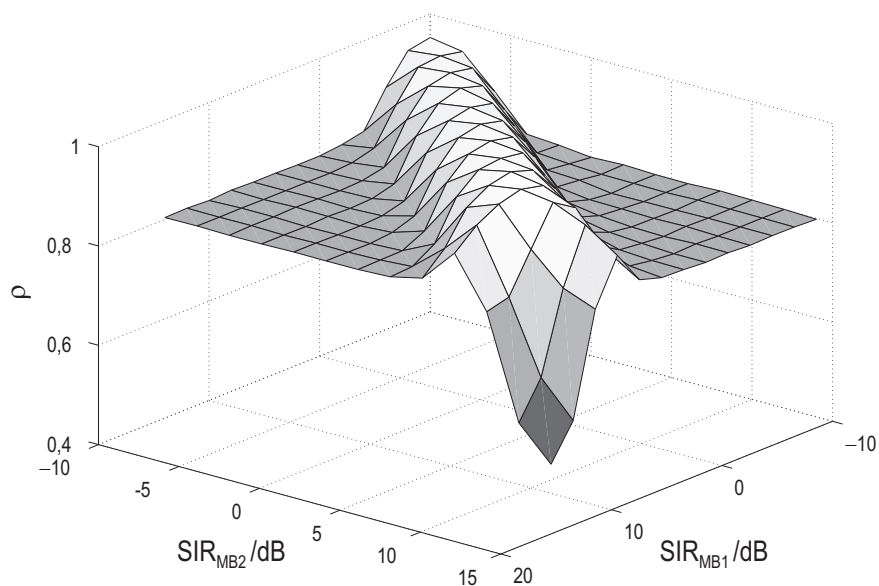


Abbildung 5.17 Korrelationskoeffizient ρ bei variierender Störleistung von MB-OFDM-UWB 1 und MB-OFDM-UWB 2 mit der globalen Otsu-Methode, $E_b/N_0 = 12$ dB.

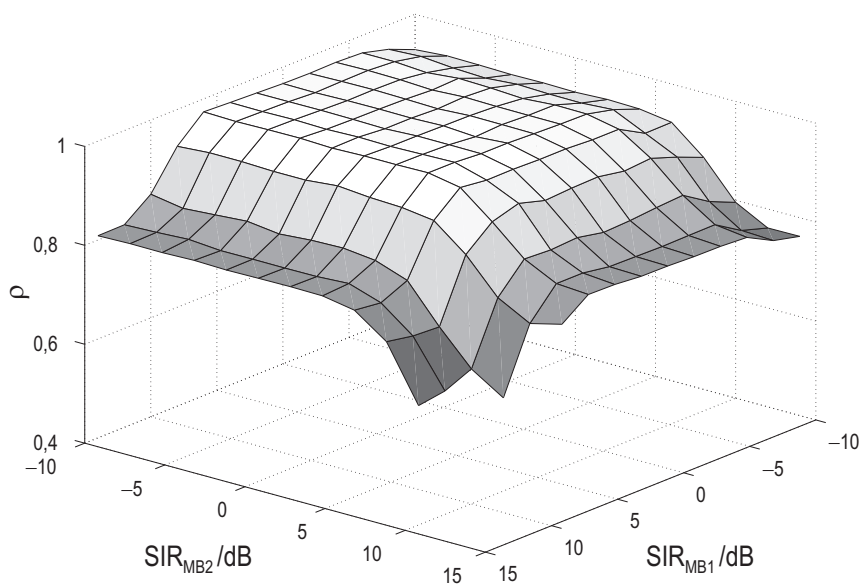


Abbildung 5.18 Korrelationskoeffizient ρ bei variierender Störleistung von MB-OFDM-UWB 1 und MB-OFDM-UWB 2 mit der lokalen hierarchischen iterativen Otsu-Methode, $E_b/N_0 = 12$ dB.

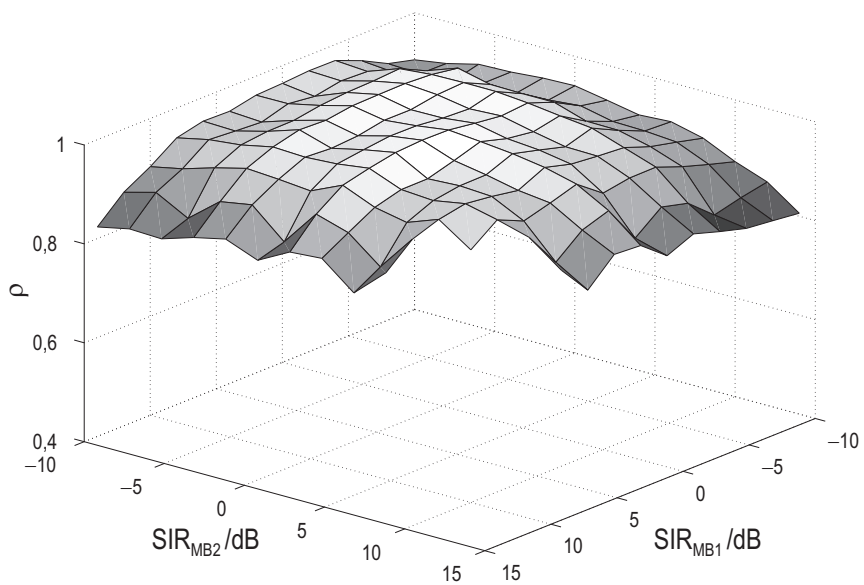


Abbildung 5.19 Korrelationskoeffizient ρ bei variierender Störleistung von MB-OFDM-UWB 1 und MB-OFDM-UWB 2 mit der globalen iterativen Otsu-Methode, $E_b/N_0 = 12$ dB.

dungen 5.17, 5.18 und 5.19 bestätigen dabei das Verhalten von Abbildung 5.16. Während die beiden iterativen Koexistenzansätze bei unterschiedlichen Störleistungen beide Interferenzen ausreichend detektieren können, liefert die globale Otsu-Methode lediglich bei ähnlicher Störleistung der beiden Interferenzen gute Detektionsergebnisse. Weiter ist bei hohen SIR-Werten ein schlechteres Detektionsverhalten feststellbar.

5.3.3 Nicht iterative Ansätze

Der vorige Abschnitt hat gezeigt, dass in dem betrachteten Störszenario eine große Dynamik auftreten kann.⁶ So konnte mit der globalen Otsu-Methode lediglich die energetisch stärkste WLAN-Interferenz erkannt werden. Die energetisch schwächeren MB-OFDM-UWB-Interferenzen wurden dagegen als Rauschen interpretiert. Zur Lösung dieses Problems wurde daher vorgeschlagen, die globale Otsu-Methode iterativ zu verwenden.

Da die iterativen Koexistenzansätze mit einem Anstieg der Komplexität verbunden sind, wird in diesem Abschnitt eine alternative nicht iterative Vorgehensweise zur Reduktion der Dynamik vorgestellt. Eine Dynamikreduktion der in \underline{X} enthaltenen Energiewerte (Abbildung 5.20 (a)) kann dabei durch Logarithmieren erfolgen. Eine Logarithmierung der Energiematrix \underline{X} bewirkt dabei einerseits eine Dämpfung von gestörten Energiewerten. Andererseits werden nicht gestörte Energiewerte nur geringfügig beeinflusst. Abbildung 5.20 (b) verdeutlicht die durch Logarithmieren resultierende Dynamikreduktion für das betrachtete Störszenario bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB. Es ist ersichtlich, dass die beiden MB-OFDM-UWB-Interferenzen nach Durchführung der Logarithmierung deutlich erkennbar sind.

Ein weiterer Unterschied zum vorhergehenden Abschnitt betrifft die Anzahl der eingesetzten Quantisierungsstufen U . Im vorigen Abschnitt wurden dazu $U = KN_T = 696$ Quantisierungsstufen betrachtet. Ein Großteil der aus der Literatur bekannten Bildverarbeitungsalgorithmen sind jedoch auf eine geringere Anzahl an Quantisierungsstufen ausgerichtet.

Im Folgenden werden exemplarisch $U = 256$ Quantisierungsstufen betrachtet. Um eine optimale Verwendung der eingesetzten Bildverarbeitungsalgorithmen zu erreichen, müssen daher die Energiewerte von \underline{X} nach der Dynamikreduktion in einem weiteren Verarbeitungsschritt angepasst werden. Die Energiewerte von \underline{X} werden

⁶Dynamik bezeichnet das Verhältnis des in der Energiematrix \underline{X} größten vorkommenden Energiewertes zum kleinsten vorkommenden Energiewert.

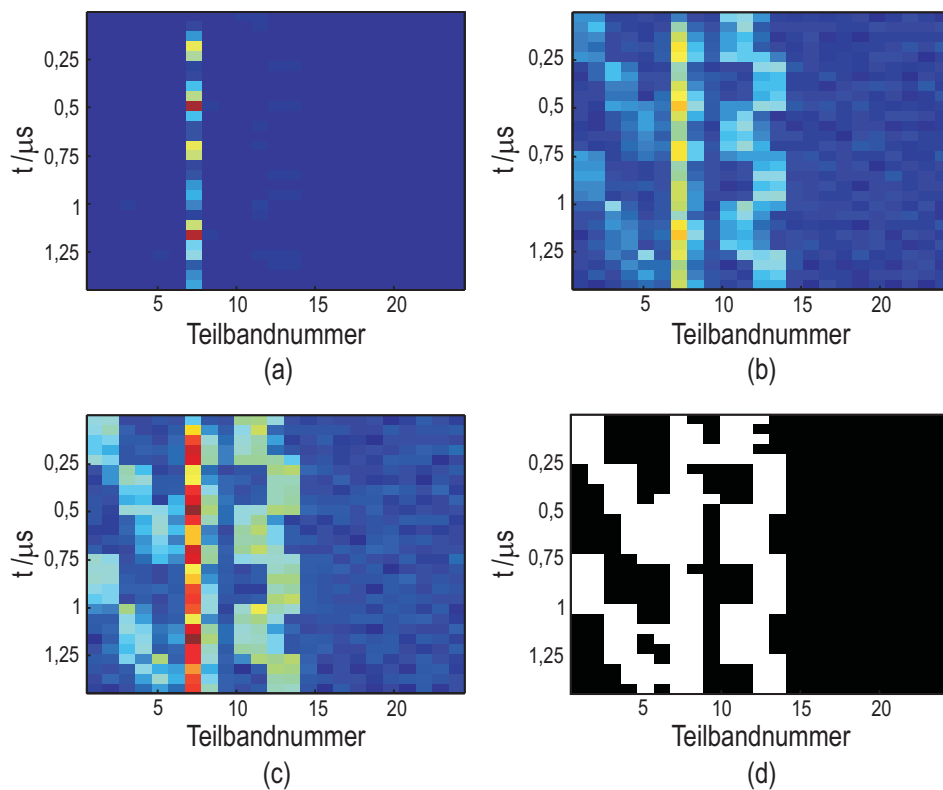


Abbildung 5.20 Beispielhafte Anpassung der Energiematrix \underline{X} (a) durch Logarithmierung (b) und Quantisierung (c) sowie dem daraus erstellten Bandplan (d) bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB.

dazu so normiert, dass der größte auftretende Energiewert dem Wert 255 entspricht. Diese Normierung bewirkt eine Zuordnung der Energiewerte von \underline{X} auf eine der 256 möglichen Quantisierungsstufen $0 = \epsilon_0 < \epsilon_1 < \dots < \epsilon_{255} = 255$. Die nach dieser Quantisierung resultierende Energiematrix \underline{X}^Q ist in Abbildung 5.20 (c) dargestellt. Basierend auf der quantisierten Energiematrix \underline{X}^Q kann nun mittels eines geeigneten Schwellwertverfahrens wie z.B. der bereits erläuterten globalen Otsu-Methode eine Bandplanmatrix \underline{L} erzeugt werden, in der weiße Bereiche die gestörten Bereiche kennzeichnen (Abbildung 5.20 (d)).

Zur Erstellung von \underline{L} stehen in der Literatur eine große Anzahl an Schwellwertverfahren zur Verfügung. Eine detaillierte Übersicht sowie ein Vergleich von verschiedenen Schwellwertverfahren findet sich z.B. in [92]. Prinzipiell lassen sich die Schwellwertverfahren in die folgenden sieben Gruppen einteilen:

- Clusterbasierte Schwellwertverfahren, bei denen die Graustufen in Cluster eingeteilt werden. Auftretende Bildobjekte werden dabei als Hinter- oder als Vordergrund klassifiziert.
- Entropiebasierte Schwellwertverfahren, bei denen die Entropien des Hinter- und Vordergrundes eines Bildes untersucht werden.
- Objektorientierte Schwellwertverfahren, die ein zu maximierendes Ähnlichkeitsmaß zwischen den Grauwertbildern und den binären Bildern definieren.
- Histogrammbasierte Schwellwertverfahren, bei denen die Kurvenform eines Histogramms bezüglich charakteristischer Kennwerte wie z.B. Maxima/Minima oder Wendepunkte analysiert werden.
- Lokale Schwellwertverfahren, bei denen lokale Schwellwerte in Abhängigkeit der Nachbarpixel bestimmt werden.
- Nicht lineare Schwellwertverfahren, die durch nicht lineare Filterung wie z.B. die zweidimensionale TK-Operation [16] einen Schwellwert ermitteln.
- Räumlich basierte Schwellwertverfahren, die Korrelationen zwischen den Bildpixeln sowie Wahrscheinlichkeitsdichten höherer Ordnung untersuchen.

Ohne Beschränkung der Allgemeinheit werden im Folgenden mit der bereits in Abschnitt 5.3.2 vorgestellten globalen Otsu-Methode [71] sowie dem Kittler-Algorithmus [41] zwei Algorithmen der clusterbasierten Schwellwertverfahren betrachtet. Diesen werden die entropiebasierte Kapur-Methode [108], das objektorientierte Tsai-Verfahren [100] sowie das nicht lineare TK-Schwellwertverfahren [16] gegenübergestellt.⁷

Kittler-Algorithmus

Der aus dem Jahr 1986 stammende Kittler-Algorithmus ist ein clusterbasiertes Schwellwertverfahren [41]. Der Algorithmus basiert auf der Häufigkeitsverteilung der in der Energiematrix \underline{X}^Q enthaltenen Energiewerte $x_{ki}^Q, k = 1, \dots, K, i = 1, \dots, N_T$. Die Verteilung der Energiewerte kann dabei durch $p_l, l = 0, \dots, U - 1$ aus Gleichung (5.8) beschrieben werden. Abbildung 5.21 (a) zeigt das resultierende

⁷Räumlich- und lokalbasierte Schwellwertverfahren werden im Folgenden aus Komplexitätsgründen nicht betrachtet. Des Weiteren wird auf histogrammbasierte Schwellwertverfahren aufgrund der hohen Rauschempfindlichkeit nicht eingegangen.

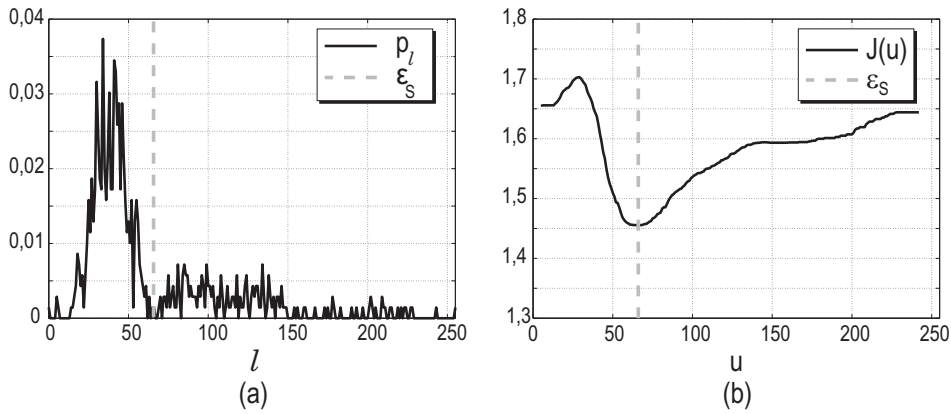


Abbildung 5.21 Histogramm p_l (a) und Zielfunktion $J(u)$ zum Auffinden der Stördetektionsschwelle ϵ_S (b) bei Verwendung des Kittler-Algorithmus für $E_b/N_0 = 12$ dB.

Histogramm für $U = 256$ Quantisierungsstufen bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB.

Zum Auffinden einer Stördetektionsschwelle muss das Histogramm mittels eines Schwellwertes u in zwei Klassen $C_0 = (\epsilon_0, \dots, \epsilon_u) = (0, \dots, u)$ und $C_1 = (\epsilon_{u+1}, \dots, \epsilon_{U-1}) = (u+1, \dots, U-1)$ unterteilt werden. Die Klasse C_0 soll dabei nicht gestörte Energiewerte enthalten. Gestörte Energiewerte sollen entsprechend durch die Klasse C_1 repräsentiert werden. Beide Klassen sollen des Weiteren durch die normalverteilten Komponenten $p_{l|C_z}$, $z \in \{0, 1\}$ beschrieben werden. Davon ausgehend versucht der Kittler-Algorithmus, die Histogrammwerte p_l , $l = 0, \dots, U-1$ durch $p_{l|C_z}$, $z \in \{0, 1\}$ so zu approximieren, dass der Fehler zwischen $p_{l|C_z}$, $z \in \{0, 1\}$ und den tatsächlichen Histogrammwerten minimal wird. Der Schnittpunkt von $p_{l|C_0}$ und $p_{l|C_1}$ liefert schließlich die Stördetektionsschwelle $\epsilon_S = u^*$.

Das Histogramm p_l , $l = 0, \dots, U-1$ kann damit durch

$$p_l = P_{C_0}(l) p_{l|C_0} + P_{C_1}(l) p_{l|C_1} \quad (5.17)$$

als Summe zweier bedingter normalverteilter Dichten

$$p_{l|C_z} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left(-\frac{(l - \mu_z)^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (5.18)$$

beschrieben werden, wobei $z \in \{0, 1\}$ ist. $P_{C_z}(l)$, $z \in \{0, 1\}$ bezeichnet dabei die a priori Wahrscheinlichkeiten der l -ten Quantisierungsstufe. Falls die Parameter μ_z , σ_z und $P_{C_z}(l)$, $z \in \{0, 1\}$ gegeben sind, existiert eine Schwelle $\epsilon_S = u^*$

am Schnittpunkt der beiden bedingten Dichten $p_{l|C_z}$, $z \in \{0, 1\}$, bei der der Approximationsfehler minimal ist.

Da diese Parameter jedoch im Allgemeinen unbekannt sind, muss zu deren Schätzung von einem beliebigen Schwellwert u , $0 \leq u \leq 255$ ausgegangen werden. Die klassenspezifischen Mittelwerte und Varianzen sind dabei durch

$$\mu_0(u) = \frac{\sum_{l=0}^u l p_l}{P_{C_0}(u)}, \quad \mu_1(u) = \frac{\sum_{l=u+1}^{255} l p_l}{P_{C_1}(u)}, \quad (5.19)$$

und

$$\sigma_0^2(u) = \frac{\sum_{l=0}^u (l - \mu_0(u))^2 p_l}{P_{C_0}(u)}, \quad \sigma_1^2(u) = \frac{\sum_{l=u+1}^{255} (l - \mu_1(u))^2 p_l}{P_{C_1}(u)}, \quad (5.20)$$

gegeben. Dies ermöglicht die Berechnung der bedingten Wahrscheinlichkeit

$$P(l|u) = \frac{p_{l|C_z} P_{C_z}(u)}{p_l}, \quad 0 \leq l \leq 255, \quad z \in \{0, 1\}, \quad (5.21)$$

dass ein quantisierter Energiewert x_{ki}^Q , $k = 1, \dots, K$, $i = 1, \dots, N_T$ der l -ten Quantisierungsstufe beim Schwellwert u der richtigen Klasse, d.h. der Klasse C_0 für $l \leq u$ oder der Klasse C_1 für $l > u$ zugeordnet wird.

Die bedingte Wahrscheinlichkeit $P(l|u)$ kann als Gütemaß zur Klassifizierung eines quantisierten Energiewertes x_{ki}^Q , $k = 1, \dots, K$, $i = 1, \dots, N_T$ angesehen werden. Eine Schwelle u kann daher durch Maximierung von $P(l|u)$ gefunden werden. Bei der Maximierung kann p_l vernachlässigt werden, da es sowohl von den beiden Klassen C_0 und C_1 als auch vom Schwellwert u unabhängig ist.

Durch Logarithmierung des Zählers und Multiplikation mit dem Faktor -2 ergibt sich aus Gleichung (5.21):

$$\eta(l|u) = \left(\frac{l - \mu_z(u)}{\sigma_z(u)} \right)^2 + 2 \log \sigma_z(u) - 2 \log P_{C_z}(u), \quad (5.22)$$

wobei $z = 0$ für $l \leq u$ und $z = 1$ für $l > u$ ist. Summiert man $\eta(l|u)$ über alle Quantisierungsstufen $l = 0, \dots, U - 1$ und gewichtet die Funktion mit p_l , ergibt

sich die zu minimierende Zielfunktion $J(u)$ [41]:

$$\begin{aligned}
 J(u) &= \sum_{l=0}^{U-1} p_l \eta(l|u) \\
 &= 1 + [P_{C_0}(u) \log(\sigma_0(u)) + P_{C_1}(u) \log(\sigma_1(u))] \\
 &\quad - 2[P_{C_0}(u) \log(P_{C_0}(u)) + P_{C_1}(u) \log(P_{C_1}(u))]. \tag{5.23}
 \end{aligned}$$

Durch Minimierung von $J(u)$ (Abbildung 5.21(b)) ergibt sich der zur Interferenzdetektion herangezogene Schwellwert

$$\epsilon_S = u^* = \arg \min_u J(u). \tag{5.24}$$

Der Kittler-Algorithmus kann äußerst effizient realisiert werden. Die Vorgehensweise ist dabei wie folgt: Ausgehend von einem beliebig gewählten Schwellwert u , $0 \leq u \leq 255$ werden in einem ersten Schritt die klassenspezifischen Parameter $\mu_z(u)$, $\sigma_z(u)$ und $P_{C_z}(u)$ mit den Gleichungen (5.10), (5.19) und (5.20) berechnet. Anschließend wird in einem zweiten Schritt ein verfeinerter Schwellwert u^* mit den Gleichungen (5.22), (5.23) und (5.24) bestimmt. Beide Schritte werden solange wiederholt, bis die Änderung des Schwellwertes ϵ_S unter einer vorgegebenen Abbruchschwelle liegt. Es kann gezeigt werden, dass der Kittler-Algorithmus bereits nach wenigen Schritten terminiert [94].

Kapur-Methode

Die entropiebasierte Kapur-Methode aus dem Jahr 1985 [108] zielt auf eine Maximierung der Entropie der KN_T quantisierten Energiewerte x_{ki}^Q , $k = 1, \dots, K$, $i = 1, \dots, N_T$ von \underline{X}^Q ab. Die Entropie beschreibt dabei den Informationsgehalt eines Histogramms (Abbildung 5.22 (a)), das durch Gleichung (5.8) gegeben ist.

Zum Auffinden einer Stördetektionsschwelle ϵ_S werden die beiden Klassen $C_0 = (\epsilon_0, \dots, \epsilon_u) = (0, \dots, u)$ und $C_1 = (\epsilon_{u+1}, \dots, \epsilon_{U-1}) = (u+1, \dots, U-1)$ durch die beiden von u abhängigen Wahrscheinlichkeitsverteilungen

$$A : \frac{p_l}{P_{C_0}(u)}, \quad l = 0, \dots, u \tag{5.25}$$

und

$$B : \frac{p_l}{P_{C_1}(u)}, \quad l = u+1, \dots, 255 \tag{5.26}$$

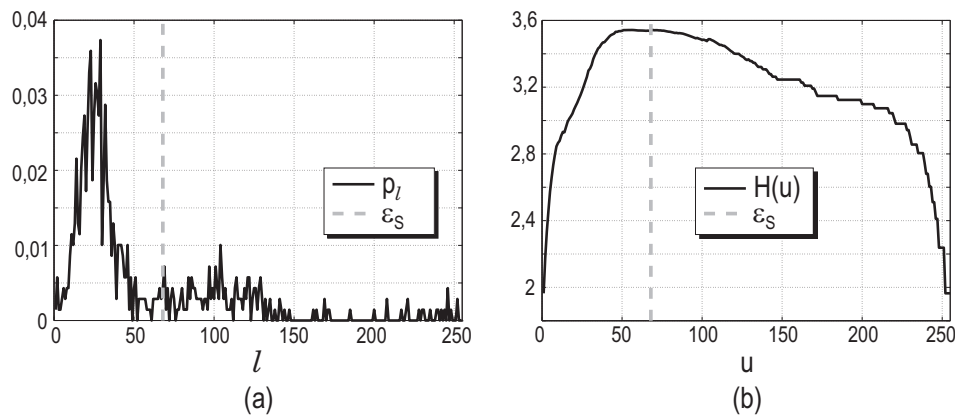


Abbildung 5.22 Histogramm p_l (a) und Zielfunktion zum Auffinden der Stördetektionsschwelle ϵ_S (b) bei Verwendung der Kapur-Methode.

beschrieben. Die Klasse C_0 soll dabei nicht gestörte Energiewerte der Matrix \underline{X}^Q enthalten. Entsprechend werden gestörte Energiewerte von \underline{X}^Q durch C_1 repräsentiert. Des Weiteren sind die von u abhängigen klassenspezifischen a priori Wahrscheinlichkeiten $P_{C_z}(u)$, $z \in \{0, 1\}$ durch Gleichung (5.10) gegeben.

Davon ausgehend kann die Entropie der beiden Verteilungen durch

$$H_A(u) = - \sum_{l=0}^u \frac{p_l}{P_{C_0}(u)} \ln \frac{p_l}{P_{C_0}(u)} \quad (5.27)$$

für C_0 und

$$H_B(u) = - \sum_{l=u+1}^{255} \frac{p_l}{P_{C_1}(u)} \ln \frac{p_l}{P_{C_1}(u)} \quad (5.28)$$

für C_1 berechnet werden.⁸ Die zu maximierende Zielfunktion $H(u) = H_A(u) + H_B(u)$ ist durch die Summe der beiden Entropien gegeben (Abbildung 5.22 (b)). Sie liefert schließlich die Stördetektionsschwelle

$$\epsilon_S = u^* = \arg \max_u H(u) \quad (5.29)$$

für die quantisierten Energiewerte x_{ki}^Q , $k = 1, \dots, K$, $i = 1, \dots, N_T$.

⁸Die berechneten Entropien haben die Einheit nat. Sie unterscheiden sich somit von der durch C. E. Shannon definierten Entropie lediglich um den Faktor $\frac{1}{\ln 2}$.

Tsai-Algorithmus

In dem von W. Tsai im Jahr 1985 vorgeschlagenen objektorientierten Algorithmus [100] werden die Momente der quantisierten Energiewerte x_{ki}^Q , $k = 1, \dots, K$, $i = 1, \dots, N_T$ von \underline{X}^Q betrachtet. Ziel ist, eine zweiwertige Matrix $\underline{Z} = (z_{ki})$ vom Typ $K \times N_T$ aus der gegebenen $K \times N_T$ -Energiamatrix \underline{X}^Q so zu bestimmen, dass die ersten drei Momente der beiden Matrizen identisch sind. Die ersten drei Momente $m_{\underline{X}^Q, \nu}$, $\nu = 1, 2, 3$ von \underline{X}^Q werden mithilfe des Histogramms p_l , $l = 0, \dots, 255$ aus Gleichung (5.8) wie folgt berechnet:

$$m_{\underline{X}^Q, \nu} = \sum_{l=0}^{255} p_l \cdot l^\nu \quad , \nu = 1, 2, 3. \quad (5.30)$$

Davon ausgehend wird angenommen, dass eine zweiwertige Matrix \underline{Z} existiert, die die ideale Version der verzerrten Energiamatrix \underline{X}^Q ist. Die Matrix \underline{Z} soll dazu aus den beiden Werten z_0 und z_1 bestehen, wobei $z_0 < z_1$ ist. Die (k, i) -Komponenten z_{ki} , $k = 1, \dots, K$, $i = 1, \dots, N_T$ von \underline{Z} sind dabei durch

$$z_{ki} = \begin{cases} z_0 & , \text{ falls } x_{ki}^Q \leq u \\ z_1 & , \text{ falls } x_{ki}^Q > u \end{cases} \quad (5.31)$$

gegeben. Die Energiewerte x_{ki}^Q , $k = 1, \dots, K$, $i = 1, \dots, N_T$ von \underline{X}^Q , die kleiner oder gleich u sind, werden dabei dem Wert z_0 zugeordnet.

Ziel ist es nun, den Parameter u sowie die beiden Werte z_0 und z_1 so zu bestimmen, dass die ersten drei Momente der beiden Matrizen \underline{X}^Q und \underline{Z} übereinstimmen. Die ersten drei Momente der Matrix \underline{Z} ergeben sich dabei zu:

$$m_{\underline{Z}, \nu} = P_{C_0}(u) z_0^\nu + P_{C_1}(u) z_1^\nu \quad , \nu = 1, 2, 3. \quad (5.32)$$

Das zu lösende Gleichungssystem ist damit durch die drei Gleichungen

$$\begin{aligned} P_{C_0}(u) z_0^1 + P_{C_1}(u) z_1^1 &= m_{\underline{X}^Q, 1} \\ P_{C_0}(u) z_0^2 + P_{C_1}(u) z_1^2 &= m_{\underline{X}^Q, 2} \\ P_{C_0}(u) z_0^3 + P_{C_1}(u) z_1^3 &= m_{\underline{X}^Q, 3} \end{aligned} \quad (5.33)$$

gegeben. $P_{C_0}(u)$ und $P_{C_1}(u)$ beschreiben dabei die a priori Wahrscheinlichkeiten aus Gleichung (5.10). Das Gleichungssystem ist lösbar, da $P_{C_0}(u) + P_{C_1}(u) = 1$ ist. Die optimale Stördetektionsschwelle $\epsilon_S = u^*$ ist gefunden, falls gilt:

$$m_{\underline{Z}, \nu} \stackrel{!}{=} m_{\underline{X}^Q, \nu} \quad , \text{ für } \nu = 1, 2, 3. \quad (5.34)$$

Ein Vorschlag zur Lösung des obigen Gleichungssystems ist in [100] zu finden.

Mit dem gefundenen u^* kann nun die durch Gleichung (5.31) vorgegebene Zuordnung durchgeführt werden. Da die Übertragung auf einer binären Bandplanmatrix basiert, muss zur Erstellung der Bandplanmatrix in einem weiteren Schritt z_0 dem Wert null zugeordnet werden und entsprechend z_1 dem Wert eins.

Nicht lineares Teager-Kaiser (TK) Schwellwertverfahren

In [16] wird ein einfach zu realisierendes nicht lineares TK-Schwellwertverfahren vorgeschlagen, das innerhalb des MIR-UWB-Systems eingesetzt werden kann. Dazu werden die quantisierten Energiewerte $x_{ki}^Q, k = 1, \dots, K, i = 1, \dots, N_T$ von \underline{X}^Q einer zweidimensionalen gewichteten diskreten TK-Filterung unterzogen. Die Verwendung dieser nicht linearen Filteroperation ist vorteilhaft, da es durch eine geringe Rauschempfindlichkeit gekennzeichnet ist. Des Weiteren eignet sich diese Filterung, da es die lokal auftretende Intensitäten der quantisierten Pixelwerte erfassen kann.

Die zweidimensionale diskrete TK-Filterung von $\underline{X}^Q = (x_{ki}^Q)$ erfolgt in dieser Arbeit sowohl in horizontaler und vertikaler Richtung als auch in diagonaler Richtung. Die horizontale und vertikale Filteroperationen einer (k, i) -Komponente $x_{ki}^Q, k = 1, \dots, K, i = 1, \dots, N_T$ kann durch [59]

$$\psi_{ki}^{\text{HV}} = 2 \left(x_{ki}^Q \right)^2 - x_{k-1i}^Q x_{k+1i}^Q - x_{ki-1}^Q x_{ki+1}^Q \quad (5.35)$$

beschrieben werden. Die gefilterten Werte werden dabei in die $K \times N_T$ Matrix $\underline{\Psi}^{\text{HV}} = (\psi_{ki}^{\text{HV}})$ geschrieben. Die durch

$$\psi_{ki}^{\text{D}} = 2 \left(x_{ki}^Q \right)^2 - x_{k-1i+1}^Q x_{k+1i-1}^Q - x_{k-1i-1}^Q x_{k+1i+1}^Q \quad (5.36)$$

in diagonaler Richtung gefilterten Werte von \underline{X}^Q werden entsprechend in einer $K \times N_T$ Matrix $\underline{\Psi}^{\text{D}} = (\psi_{ki}^{\text{D}})$ aufgezeichnet. Die Ergebnisse der beiden Filteroperationen werden anschließend durch

$$\xi_{ki} = \max \left(\psi_{ki}^{\text{HV}}, \psi_{ki}^{\text{D}} \right), \quad k = 1, \dots, K, i = 1, \dots, N_T \quad (5.37)$$

miteinander verglichen [16]. Um die lokale Aktivität eines Pixelwertes wiederzugeben, wird dabei pixelweise das Maximum bestimmt.

Die resultierende $K \times N_T$ Matrix $\underline{\Xi} = (\xi_{ki})$ wird zur Bestimmung der Stördetek-

tionsschwelle ϵ_S verwendet. Dabei ergibt sich

$$\epsilon_S = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_T} \xi_{ki}^\alpha x_{ki}^Q}{\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_T} \xi_{ki}^\alpha}, \quad (5.38)$$

wobei $\alpha \in \{0, 1\}$ ein Gewichtungssparameter ist. Mit dem Parameter α kann der Einfluss von kleinen Werten kontrolliert werden. In dieser Arbeit wird für α , wie in [16] vorgeschlagen, der Wert 0,2 verwendet.

Vergleich der Schwellwertverfahren

In Abbildung 5.23 ist die BER in Abhängigkeit von E_b/N_0 für die vorgestellten Schwellwertverfahren dargestellt. Es ist ersichtlich, dass mit Ausnahme des objektorientierten Tsai-Verfahrens für alle Schwellwertverfahren eine BER erreicht werden kann, die nur geringfügig von der BER der auf die Störsituation ausgelegten Bandplanmatrix \underline{L}^* abweicht. Zur Erstellung der zur Übertragung verwendeten Bandplanmatrix werden bei allen Verfahren lediglich zehn Energiematrizen \underline{X} eingesetzt, um den Signalisierungsoverhead in der Initialisierungsphase möglichst gering zu halten.

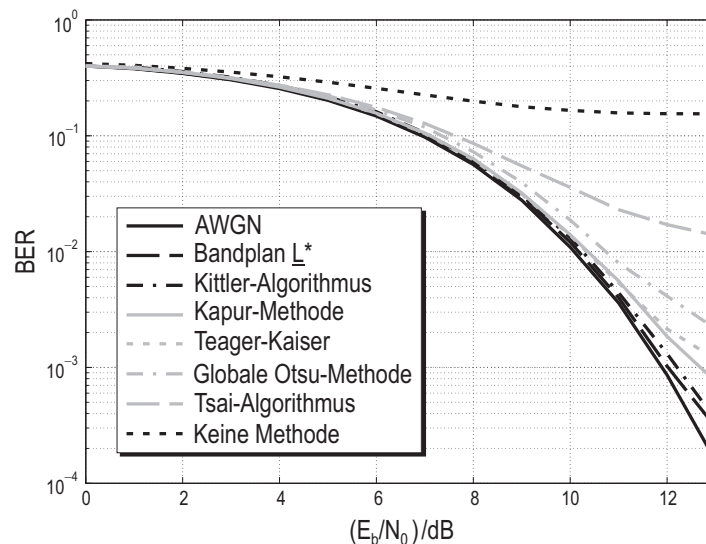


Abbildung 5.23 BER in Abhängigkeit von E_b/N_0 für verschiedene Schwellwertverfahren.

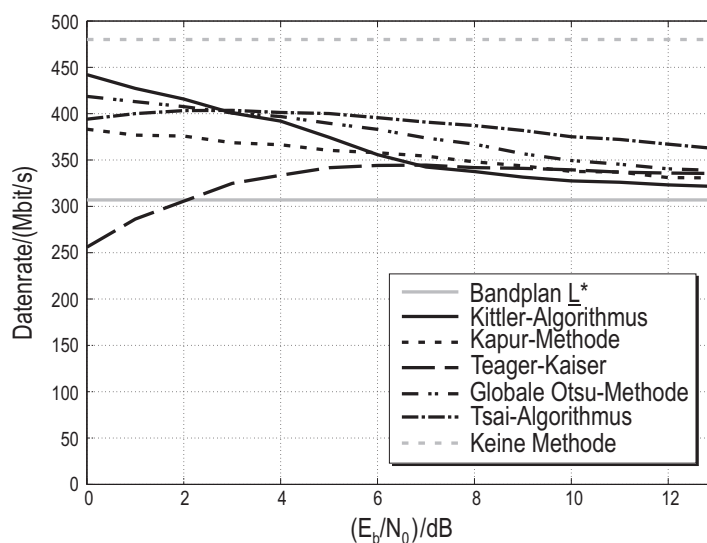


Abbildung 5.24 Mittlere Datenrate in Abhängigkeit von E_b/N_0 für verschiedene Schwellwertverfahren.

Die Ursache der Performanceverschlechterung verdeutlicht Abbildung 5.24, in der die erreichbare mittlere Datenrate der Schwellwertverfahren in Abhängigkeit des E_b/N_0 dargestellt ist. Die betrachteten Algorithmen weisen dabei eine Datenrate auf, die größer ist als die Datenrate der auf die Störsituation ausgelegten Bandplanmatrix L^* . Dies ist auf die Nichtdetektion von gestörten Energiewerten in X^Q zurückzuführen, die in der zur Übertragung verwendeten Bandplanmatrix nicht berücksichtigt werden. Die auf der Bandplanmatrix basierte Anfangsschätzungen von Signal- und Rauschenergie können dadurch verfälscht sein. Die Bandplanmatrix wird des Weiteren in der Datenphase verwendet, so dass fehlerhafte Bitentscheidungen auftreten können. Hierbei wird die rekursive Nachführung von Signal- und Rauschenergie beeinflusst. Eine Verbesserung kann durch das Heranziehen einer größeren Anzahl von Energiematrizen auf Kosten eines größeren Signalisierungsoverheads erreicht werden.

5.4 Zusammenfassung

Das Kapitel 5 befasst sich mit einfach zu realisierenden Koexistenzansätzen, die auf eine Unterdrückung von Interferenzen innerhalb des MIR-UWB-Systems abzielen. In Abschnitt 5.1 wird zunächst ein statischer Koexistenzansatz betrachtet,

der sich durch eine äußerst geringe Komplexität auszeichnet. Aufgrund fehlender Detektionsmechanismen stellt sich jedoch heraus, dass dieser Ansatz nicht flexibel bezüglich dynamischen Interferenzsituationen ist.

In Abschnitt 5.2 wird daher ein echtzeitfähiger DAA-Koexistenzansatz für temporäre schmalbandige Interferenzen vorgestellt. Der Ansatz ermöglicht eine adaptive Interferenzunterdrückung und stellt gleichzeitig eine ausreichende BER in interferenzfreien Situationen sicher. Anhand eines IEEE 802.11a WLAN-Signals wird aufgezeigt, dass sowohl in der Initialisierungsphase als auch in der anschließenden Datenphase eine zuverlässige teilbandspezifische Interferenzdetektion möglich ist. In der Initialisierungsphase werden schmalbandige Interferenzen mittels eines statischen Schwellwertes in jedem Teilband detektiert.

Um in der folgenden Datenphase schmalbandige Interferenzen zu unterdrücken, werden teilbandspezifische Aktivierungsflags zur adaptiven Überwachung der Interferenzsituation eingesetzt. Zur Detektion einer Interferenz wird die entscheidungsabhängige rekursive Nachführung der Pulsenergie modifiziert. Um eine ausreichende Leistungsfähigkeit des MIR-UWB-Systems in interferenzfreien Situationen sicherzustellen und gleichzeitig eine robuste Interferenzdetektion zu erreichen, wird dabei eine parallele rekursive Nachführung mit zwei unterschiedlichen Gewichtungsfaktoren durchgeführt. Der Algorithmus berücksichtigt dabei auch das Verschwinden schmalbandiger Interferenzen. Dazu wird der Einfluss von aktuellen Energiewerten auf die rekursive Nachführung der Rauschenergie maximiert sobald ein Teilband als gestört angesehen wird. Falls eine Interferenz nicht mehr vorhanden ist, wird vorgeschlagen, die verfälschte Entscheidungsschwelle durch eine plausible Entscheidungsschwelle zu ersetzen. Simulationsergebnisse bestätigen das Potential dieses adaptiven Koexistenzansatzes.

In Abschnitt 5.3 wird auf einen weiteren adaptiven Koexistenzansatz eingegangen. Anhand eines Interferenzszenarios werden dabei verschiedene Methoden der Bildverarbeitung untersucht, die in die bestehende Initialisierungsphase des MIR-UWB-Systems mit geringer Komplexität integriert werden können. Basierend auf einer zweidimensionalen Bandplanmatrix wird dabei aufgezeigt, dass dieser Ansatz das Potential besitzt, mehrere gleichzeitig operierende Interferenzen unterschiedlicher Störleistung zu unterdrücken.

Die vorgestellten iterativen Koexistenzansätze verwenden die clusterbasierte Otsu-Methode global oder lokal hierarchisch. Bei der globalen iterativen Otsu-Methode erfolgt die Interferenzdetektion unter Berücksichtigung aller gemessenen Energiewerte. Detektierte Pixel werden dabei in der Bandplanmatrix als gestört markiert

und durch empfangsseitig gespeicherte Energiewerte ersetzt. Diese Vorgehensweise terminiert, sobald die automatisch erzeugte Stördetektionsschwelle unterhalb der oberen 3σ -Grenze liegt. Im Unterschied dazu betrachtet die lokale hierarchische iterative Otsu-Methode einzelne Teilbänder separat.

Ein Vergleich beider Methoden verdeutlicht, dass zuverlässige Detektionsergebnisse bereits mit zehn Energiematrizen erreicht werden können. Mit der globalen iterativen Otsu-Methode kann dabei eine bessere BER mit geringerer Komplexität erzielt werden. Gleichzeitig zeichnen sich beide Verfahren dadurch aus, dass sie mehrere Interferenzen unterschiedlicher Störleistung über einen großen SIR-Bereich zuverlässig unterdrücken können.

Weiter werden verschiedene nicht iterative Koexistenzansätze untersucht, die auf einer Dynamikreduktion durch Logarithmierung sowie auf einer Quantisierung der Energiematrix basieren. Zur Bestimmung der Stördetektionsschwelle werden nach dieser Vorverarbeitung mit der globalen Otsu-Methode und dem Kittler-Algorithmus zwei clusterbasierte Schwellwertverfahren verglichen. Beiden Verfahren werden die entropiebasierte Kapur-Methode, das objektorientierte Tsai-Verfahren sowie das nicht lineare TK-Schwellwertverfahren gegenübergestellt. Die durch Simulationen resultierenden Ergebnisse zeigen für alle Verfahren, dass ein Kompromiss zwischen der BER und der Datenrate mit geringem Signalisierungs-overhead möglich ist.

6 Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen

Eines der grundlegenden Probleme des inkohärenten MIR-UWB-Systems bzw. inkohärenter UWB-Kommunikationssysteme allgemein ist die effiziente Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen [107]. Schmalbandige Interferenzen können dabei beliebige Systeme sein, die innerhalb der UWB-Bandbreite operieren oder zukünftig darin operieren könnten. Diese können trotz der Belegung eines bezüglich UWB geringen Frequenzbereiches zu einer signifikanten Performanceverschlechterung eines UWB-Systems führen. Zur Lösung dieses Problems sind in der Literatur unterschiedliche sende- und empfangsseitige Ansätze bekannt.

Sendeseitig können z.B. Pulsformungsmethoden, Mehrträgermethoden oder Multi-bandansätze zum Einsatz kommen, bei denen der gestörte Frequenzbereich nicht verwendet wird [8]. Diese Verfahren haben jedoch den Nachteil, dass zu ihrem effizienten Einsatz eine genaue Kenntnis der Position und der Bandbreite der Interferenz erforderlich ist.

Empfangsseitig werden oft digitale Unterdrückungstechniken betrachtet, die mittels adaptiver Filterung schmalbandige Interferenzen unterdrücken sollen. Allerdings sind solche Ansätze aufgrund der für UWB erforderlichen hohen Abstraten aus praktischen Gesichtspunkten ungeeignet [58]. Die dazu einzusetzenden A/D-Wandler wären unter anderem durch einen hohen Leistungsverbrauch sowie einen großen Dynamikbereich zur Auflösung der schmalbandigen Interferenzen gekennzeichnet. Die Verwendung eines analogen Notch-Filters ist eine weitere Möglichkeit, schmalbandige Interferenzen zu unterdrücken. Solche Ansätze setzen jedoch voraus, dass die schmalbandige Interferenz immer präsent ist und eine genaue Information bezüglich der Interferenzparameter (Position der Interferenz, Bandbreite der Interferenz, Interferenzleistung usw.) vorliegt. Zur Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen werden aber auch Rake-basierte Empfänger vorgeschlagen [14]. Ein Nachteil solcher Empfängerstrukturen ist die hohe Komplexität bzw. der rasche Komplexitätsanstieg mit zunehmender Anzahl an Rake-Fingern.

Der in jedem Teilband des inkohärenten MIR-UWB-Systems eingesetzte Energiedetektor zeichnet sich durch eine besonders hohe Anfälligkeit bezüglich schmalbandiger Interferenzen aus. Sämtliche Interferenzen, die im Durchlassbereich des

analogen Front-Ends liegen, werden bei der Energiedetektion mitberücksichtigt. Dadurch kann sich die Leistungsfähigkeit des Energiedetektors verschlechtern, wodurch die Fehlerwahrscheinlichkeit zunimmt.

Das Kapitel 6 betrachtet mit der Teager-Kaiser (TK) Energieoperation [17, 18, 53, 55] eine sehr einfach zu realisierende Methode zur Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen ohne Kenntnis der interferenzspezifischen Trägerfrequenz, Amplitude oder Bandbreite [72]. Zunächst erfolgt in Abschnitt 6.1 die Definition der TK-Operation sowie eine Beschreibung der wichtigsten Eigenschaften. Abschnitt 6.2 analysiert anschließend das Unterdrückungspotential des TK-basierten Energiedetektors innerhalb eines beliebigen MIR-UWB-Teilbandes. Die Analyse erfolgt für ein schmalbandiges Signal im Basisband und wird anschließend auf den Bandpassbereich erweitert. Dabei wird eine Verallgemeinerung auf mehrere schmalbandige Signale vorgenommen. In Abschnitt 6.3 wird schließlich das Integrationspotential der TK-Operation in die bestehende MIR-UWB-Systemarchitektur aufgezeigt. Eine kurze Zusammenfassung rundet das Kapitel 6 ab.

6.1 Teager-Kaiser Energieoperation

Eine erste Beschreibung der TK-Energieoperation erfolgte im Jahr 1990 durch J. F. Kaiser [46]. Ausgangspunkt ist dabei die aus der Physik bekannte Differentialgleichung zweiter Ordnung [99]

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \frac{k_F}{m} x(t) = 0, \quad (6.1)$$

die einen schwingenden Gegenstand der Masse m beschreibt, der durch eine Feder mit der Federkonstanten k_F ausgelenkt wurde. Als Lösung dieser Differentialgleichung ergibt sich eine mit der Amplitude A , der Schwingungsfrequenz $\omega_0 = \sqrt{k_F/m}$ und mit beliebiger Anfangsphase ϕ_0 oszillierende Bewegung $x(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0)$.

Wenn der Gegenstand schwingt, werden, je nach Lage des Gegenstandes, kinetische und potentielle Energie ineinander umgewandelt, wobei die Gesamtenergie

$$E_{\text{ges}} = \frac{1}{2} k_F x^2(t) + \frac{1}{2} m v^2 \quad (6.2)$$

im Idealfall konstant bleibt. Unter der Annahme einer harmonischen Schwingung

$x(t)$ ergibt sich für die Gesamtenergie des Systems

$$E_{\text{ges}} = \frac{1}{2} m A^2 \omega_0^2 \propto A^2 \omega_0^2, \quad (6.3)$$

die nicht nur proportional zum Quadrat der Amplitude sondern auch proportional zum Quadrat der Schwingungsfrequenz ist.

6.1.1 Definition und Eigenschaften

Zur Schätzung der in Gleichung (6.3) auftretenden Proportionalität kann die nicht lineare TK-Operation herangezogen werden. In seiner ursprünglichen Definition für abgetastete Signale wird diese in [46, 47] wie folgt eingeführt:

$$\Psi(x(n)) = x^2(n) - x(n+1)x(n-1). \quad (6.4)$$

Betrachtet man z.B. die mit der Abtastzeit T_a abgetastete harmonische Schwingung $x(n) = A \cos\left(2\pi \frac{n}{T_a} + \phi_0\right)$, so liefert die in Gleichung (6.4) definierte diskrete TK-Operation an ihrem Ausgang das Ergebnis $\Psi(x(n)) = A^2 \sin^2\left(\frac{2\pi}{T_a}\right)$. Es kann gezeigt werden, dass dieses Ergebnis für Frequenzen kleiner ein Achtel der Abtastfrequenz mit guter Näherung durch den konstanten Wert $A^2 \left(\frac{2\pi}{T_a}\right)^2$ approximiert werden kann [47].

Die TK-Operation kann auf kontinuierliche Funktionen erweitert werden, indem diese durch die Differentialgleichung zweiter Ordnung [47]

$$\Psi(x(t)) = \dot{x}^2(t) - x(t)\ddot{x}(t) \quad (6.5)$$

ausgedrückt wird. Um die Wirkungsweise der kontinuierlichen TK-Operation aufzuzeigen, wird wieder eine harmonische Schwingung $x(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0)$ betrachtet. Eingesetzt in Gleichung (6.5) ergibt sich nach Durchführung der TK-Operation

$$\begin{aligned} \Psi(x(t)) &= A^2 \omega_0^2 (\sin^2(\omega_0 t + \phi_0) + \cos^2(\omega_0 t + \phi_0)) \\ &= A^2 \omega_0^2. \end{aligned} \quad (6.6)$$

Anschaulich bedeutet dies, dass die TK-Operation für den Spezialfall einer harmonischen Schwingung eine Frequenzverschiebung nach DC bewirkt. Zur Verdeutlichung dieses Verhaltens ist in Abbildung 6.1 das Spektrum einer harmonischen

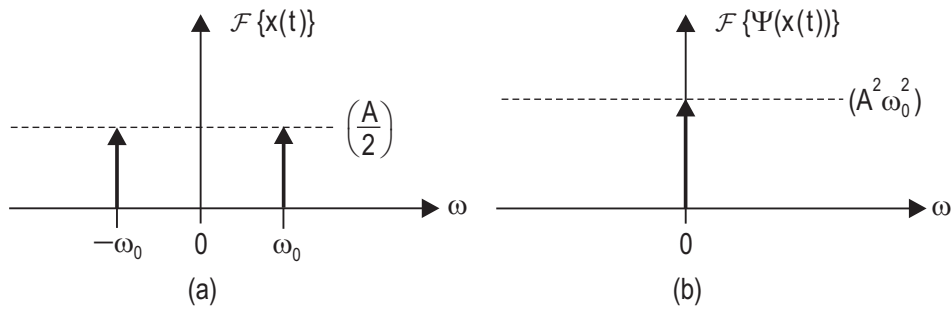


Abbildung 6.1 Wirkungsweise der TK-Operation für eine harmonische Schwingung $x(t) = A \cos(\omega_0 t)$.

Schwingung (a) sowie das resultierende Spektrum am Ausgang der TK-Operation (b) dargestellt.

Eine Interpretation dieses Verhaltens wird in [46] gegeben. Im Fall einer harmonischen Schwingung beschreibt der Ausgang der TK-Operation die Energie, die zur Erzeugung der Schwingung erforderlich ist. Wie aus Gleichung (6.6) hervorgeht, ist diese Energie nicht nur von der Amplitude A sondern auch von der Schwingungsfrequenz ω_0 abhängig [57]. Deshalb muss beispielsweise bei konstantem A zur Erzeugung eines 10 Hz Signals weniger Energie aufgebracht werden als bei einem 1000 Hz Signal.

Bei der Verwendung der in Gleichung (6.5) definierten kontinuierlichen TK-Operation sind im Allgemeinen grundlegende operatorspezifische Rechenregeln zu berücksichtigen. Eine detaillierte Beschreibung findet sich hierzu in [48]. Im Folgenden werden ausschließlich die Eigenschaften erläutert, die im Zusammenhang mit der Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen von Bedeutung sein können. Eine wichtige Eigenschaft beschreibt das Verhalten der TK-Operation bei Vorhandensein von mehreren sich überlagernden Signalen. Falls am Eingang der TK-Operation die beiden Signale $x_1(t)$ und $x_2(t)$ vorhanden sind, setzt sich das resultierende Ausgangssignal der TK-Operation

$$\Psi(x_1(t) + x_2(t)) = \Psi(x_1(t)) + \Psi(x_2(t)) + \Psi_c(x_1(t), x_2(t)) \quad (6.7)$$

aus der Überlagerung von drei Summanden zusammen. Dabei beschreiben die ersten beiden Summanden die TK-Operation der beiden Signale $x_1(t)$ und $x_2(t)$. Es tritt jedoch die zusätzliche Kreuzkomponente

$$\begin{aligned} \Psi_c(x_1(t), x_2(t)) &= \Psi_{c_1}(x_1(t), x_2(t)) + \Psi_{c_2}(x_2(t), x_1(t)) \\ &= 2\dot{x}_1(t)\dot{x}_2(t) - x_1(t)\ddot{x}_2(t) - x_2(t)\ddot{x}_1(t) \end{aligned} \quad (6.8)$$

auf. Diese Komponente berücksichtigt die durch die TK-Operation entstehenden wechselseitigen Einflüsse der beiden Signale $x_1(t)$ und $x_2(t)$. Sie setzt sich aus den beiden im Allgemeinen nicht symmetrischen Signalanteilen $\Psi_{c_1}(x_1(t), x_2(t)) = \dot{x}_1(t)\dot{x}_2(t) - x_1(t)\ddot{x}_2(t)$ und $\Psi_{c_2}(x_2(t), x_1(t)) = \dot{x}_2(t)\dot{x}_1(t) - x_2(t)\ddot{x}_1(t)$ zusammen.

Der beschriebene Zusammenhang für zwei Signale kann auf K_S sich am Eingang der TK-Operation überlagernde Signale $x_1(t), x_2(t), \dots, x_{K_S}(t)$ verallgemeinert werden. Das resultierende Ausgangssignal der TK-Operation ergibt sich in diesem Fall zu

$$\Psi\left(\sum_{i=1}^{K_S} x_i(t)\right) = \sum_{i=1}^{K_S} \Psi(x_i(t)) + \sum_{j=1}^{K_S-1} \sum_{i=j+1}^{K_S} \Psi_c(x_j(t), x_i(t)). \quad (6.9)$$

Aus der in Gleichung (6.8) eingeführten Kreuzkomponente $\Psi_c(x_1(t), x_2(t))$ können unmittelbar zwei Spezialfälle abgeleitet werden. So ist die Kreuzkomponente $\Psi_c(x(t), x(t)) = 2\Psi(x(t))$, falls $x(t)$ mit sich selbst überlagert wird. Des Weiteren gilt $\Psi_c(a, x(t)) = -a\ddot{x}(t)$. Die Kreuzkomponente einer Konstanten a und eines Signals $x(t)$ kann somit durch das Produkt der zweiten Ableitung von $x(t)$ mit der Konstanten a ausgedrückt werden. Die Kreuzkomponente verschwindet vollständig, falls $a = 0$ ist.

Des Weiteren wird in [55] die differentielle Energieoperation

$$\Psi_{c,n}(x(t), x^{(n-2)}(t)) = 2\left(\dot{x}(t)x^{(n-1)}(t) - x(t)x^{(n)}(t)\right) \quad (6.10)$$

der Ordnung $n, n \geq 2$ definiert. Dieses Energiemaß beschreibt die Kreuzenergie zwischen einem Signal $x(t)$ und den Ableitungen $x^{(n-2)}(t) = d^{n-2}x(t)/dt^{n-2}$ der Ordnung $(n-2)$. Für $n = 2$ ergibt sich dabei der Zusammenhang mit der TK-Operation, der durch $\Psi(x(t)) = 0,5\Psi_{c,2}(x(t), x(t))$ gegeben ist. Von besonderem Interesse ist weiter die differentielle Energieoperation der Ordnung $n = 4$, die durch

$$\Psi_{c,4}(x(t), \ddot{x}(t)) = 2\left(\dot{x}(t)x^{(3)}(t) - x(t)x^{(4)}(t)\right) \quad (6.11)$$

beschrieben werden kann. Da diese Differentialgleichung durch zweimalige Differentiation der zweiten Komponente von $\Psi_{c,2}(x(t), x(t))$ gewonnen wird, kann sie als Energiebeschleunigungsoperation aufgefasst werden.

In [55] wird gezeigt, dass die TK-Operation $\Psi(x(t))$ und $\Psi_{c,4}(x(t), \ddot{x}(t))$ zur Bestimmung der Amplitude A sowie der Schwingungsfrequenz ω_0 einer harmonischen Schwingung $x(t) = A \cos(\omega_0 t)$ wie folgt herangezogen werden kann:

$$|A| = \frac{\sqrt{2}\Psi(x(t))}{\sqrt{-\Psi_{c,4}(x(t), x^{(3)}(t))}}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{-\Psi_{c,4}(x(t), x^{(3)}(t))}{2\Psi(x(t))}}. \quad (6.12)$$

Eine Verallgemeinerung auf mehrere sich überlagernde harmonische Schwingungen ist jedoch aufgrund der nicht linearen Eigenschaft der zugrunde liegenden Differentialgleichungen nicht möglich.

6.1.2 Modifizierte Teager-Kaiser Energieoperation

Die TK-Energieoperation kann mithilfe eines Gewichtungsfaktors $k \neq 0$ wie folgt modifiziert werden [25]:

$$\Psi_k(x(t)) = k\dot{x}(t)^2 - x(t)\ddot{x}(t). \quad (6.13)$$

Diese Definition beinhaltet die traditionelle TK-Operation, falls $k = 1$ ist. Die Fouriertransformierte von $\Psi_k(x(t))$ ist dabei für ein beliebiges Signal $x(t)$ allgemein durch

$$\mathcal{F}\{\Psi_k(x(t))\} = 4\pi^2 (X(f) * f^2 X(f) - kfX(f) * fX(f)) \quad (6.14)$$

gegeben. Für den Spezialfall einer harmonischen Schwingung $x(t) = A \cos(\omega_0 t)$ ergibt sich somit die Fouriertransformierte zu

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{\Psi_k(x(t))\} &= \frac{1}{2}A^2 (2\pi f_0)^2 (k+1) \delta(f) \\ &+ \frac{1}{4}A^2 (2\pi f_0)^2 (1-k) (\delta(f+2f_0) + \delta(f-2f_0)). \end{aligned} \quad (6.15)$$

Die Wirkungsweise der modifizierten TK-Operation verdeutlicht Abbildung 6.2. Im Unterschied zur traditionellen TK-Operation kann festgestellt werden, dass für $k \neq 1$ zusätzliche Spektralkomponenten bei der Frequenz $2f_0$ auftreten. Für den Spezialfall $k = -1$ wird sogar die gesamte Energie auf diese Frequenz verschoben. Es kann daher gefolgert werden, dass eine modifizierte TK-Operation nicht mehr nur als DC-Frequenzverschieber operiert.

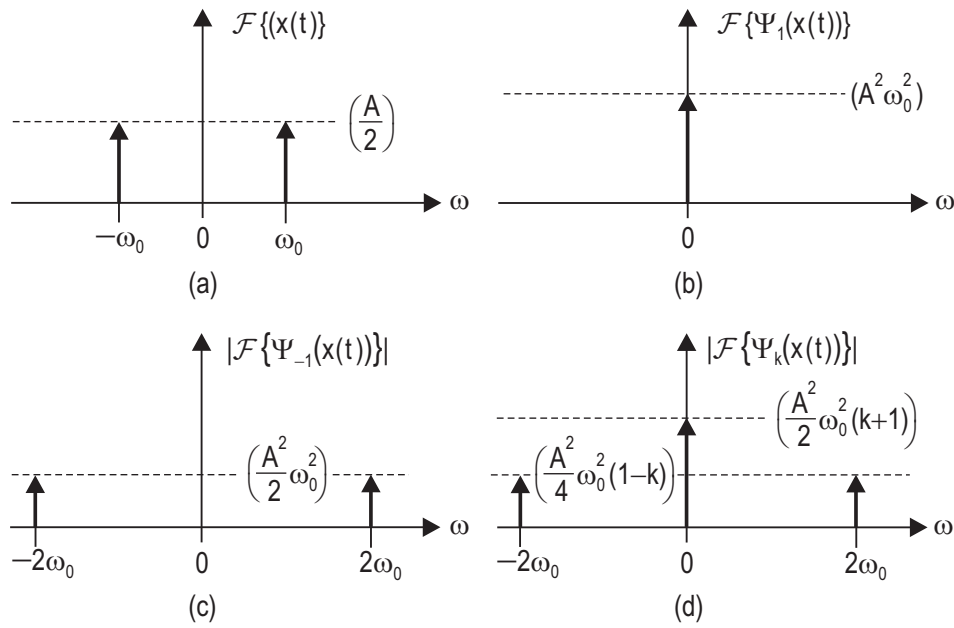


Abbildung 6.2 Wirkungsweise der traditionellen und der modifizierten TK-Operation am Beispiel einer harmonischen Schwingung $x(t) = A \cos(\omega_0 t)$.

Durch diese Modifikation ändert sich die Eigenschaft der TK-Operation im Fall mehrerer sich überlagernder Signale. Liegen am Eingang der modifizierten TK-Operation zwei Signale $x_1(t)$ und $x_2(t)$ vor, so ergibt sich an ihrem Ausgang das Signal [25]:

$$\Psi_k(x_1(t) + x_2(t)) = \Psi_k(x_1(t)) + \Psi_k(x_2(t)) + \Psi_k^c(x_1(t), x_2(t)), \quad (6.16)$$

wobei

$$\Psi_k^c(x_1(t), x_2(t)) = 2k\dot{x}_1(t)\dot{x}_2(t) - x_1(t)\ddot{x}_2(t) - x_2(t)\ddot{x}_1(t) \quad (6.17)$$

die modifizierte Kreuzkomponente der beiden Signale $x_1(t)$ und $x_2(t)$ bezeichnet.

In Abbildung 6.3 und Abbildung 6.4 wird der Unterschied zwischen der traditionellen und der modifizierten TK-Operation verdeutlicht. In Abbildung 6.3 wird dabei das auf eins normierte Amplitudenspektrum der am Ausgang der traditionellen TK-Operation auftretenden Einzelkomponenten für einen interferenzfreien AWGN-Fall bei einem $E_b/N_0 = 12$ dB dargestellt. Als Pulsform wird der kosinusförmige Puls $p(t) = p_c(t)$ aus Gleichung (4.2) mit einer Pulsdauer $T = T_p = 12,8$ ns und einer Trägerfrequenz $f_c = 5,13$ GHz betrachtet. Es ist ersicht-

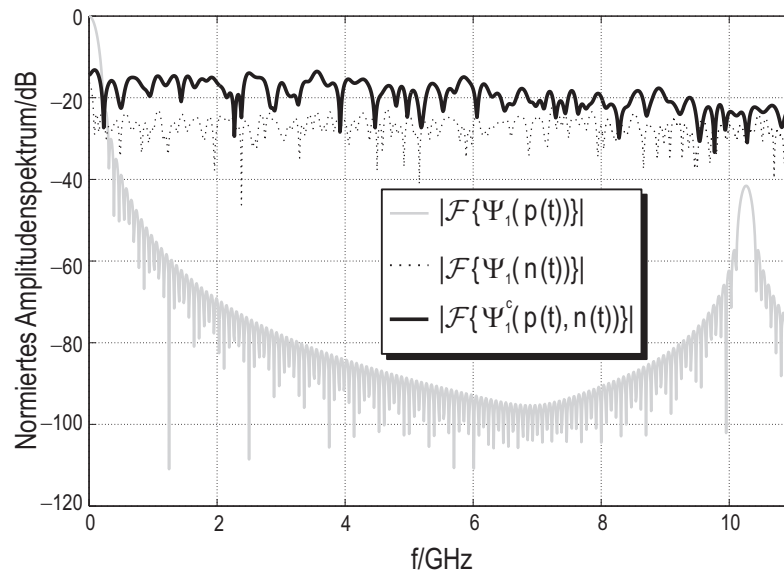


Abbildung 6.3 Normiertes Amplitudenspektrum am Ausgang der traditionellen TK-Operation für $k = 1$ und $E_b/N_0 = 12$ dB.

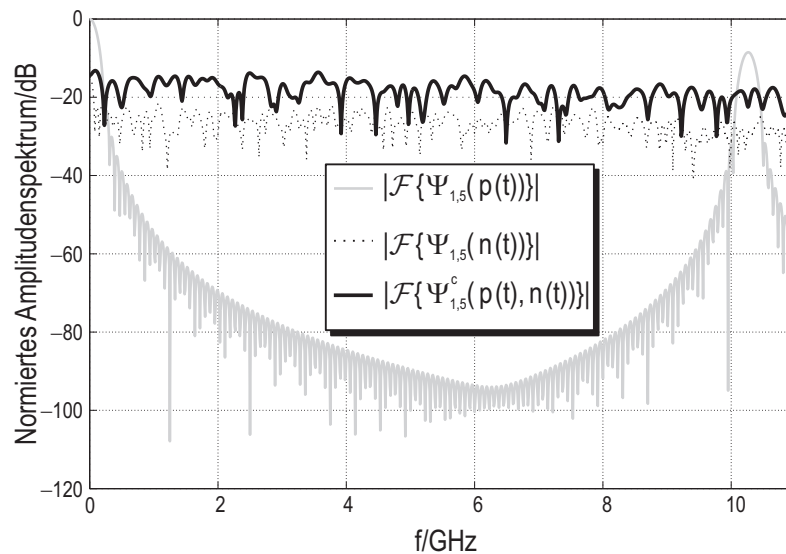


Abbildung 6.4 Normiertes Amplitudenspektrum am Ausgang der modifizierten TK-Operation für $k = 1,5$ und $E_b/N_0 = 12$ dB.

lich, dass nach Durchführung der TK-Operation ein großer Signalanteil in den DC-Frequenzbereich heruntergemischt wird. Es kann allerdings auch ein geringfügiger spektraler Beitrag um $2f_c$ beobachtet werden. Da dieser Beitrag jedoch sehr viel

kleiner ist als die spektralen Beiträge von $\Psi_1(n(t))$ und $\Psi_1^c(p(t), n(t))$, wird eine mögliche Detektion auf den DC-Bereich beschränkt sein.

Im Gegensatz dazu verdeutlicht Abbildung 6.4, dass eine mit dem Gewichtungsfaktor $k = 1,5$ modifizierte TK-Operation im AWGN-Fall das Potential zu einer verbesserten Detektion besitzt. Auch in diesem Fall tritt zunächst wiederum ein großer Signalanteil um DC auf. Zusätzlich kann jedoch ein signifikanter Anstieg des Pulsamplitudenspektrums $\mathcal{F}\{\Psi_{1,5}(p(t))\}$ von ca. 30 dB um $2f_c$ beobachtet werden. Das resultierende Pulsamplitudenspektrum ist dabei sowohl um DC als auch um $2f_c$ größer als die Beiträge von $\Psi_{1,5}(n(t))$ und $\Psi_{1,5}^c(p(t), n(t))$. Im AWGN-Fall kann daher eine verbesserte Detektion erwartet werden, falls sowohl der DC-Bereich als auch der Frequenzbereich um $2f_c$ betrachtet wird.

Die Ursache für diesen Anstieg ist in der modifizierten TK-Operation des Pulses $p(t)$ zu sehen. Unter der Annahme eines vernachlässigbaren Einflusses der ersten und zweiten Ableitung von $p(t)$ an der Stelle $|t| = \frac{T}{2}$ kann $p(t)$ am Ausgang der modifizierten TK-Operation wie folgt beschrieben werden [25]:

$$\begin{aligned} \Psi_k(p(t)) = & \frac{2}{3T} [0.5(k+1)(\omega_T^2 + 3\omega_c^2) \\ & - 0.25(k-1)(\omega_T - \omega_c)^2 \cos(2(\omega_c - \omega_T)t) \\ & + 0.5((k+1)\omega_T^2 - 3(k-1)\omega_c^2) \cos(2\omega_c t) \\ & + (0.5\omega_T^2 + (k-1)(\omega_c\omega_T - \omega_c^2)) \cos((2\omega_c - \omega_T)t) \\ & + (0.5\omega_T^2 - (k-1)(\omega_c\omega_T + \omega_c^2)) \cos((2\omega_c + \omega_T)t) \\ & - 0.25(k-1)(\omega_T + \omega_c)^2 \cos(2(\omega_c + \omega_T)t) \\ & + 0.5(\omega_c^2(k+1) - \omega_T^2(k-1)) \cos(2\omega_T t) \\ & + (2\omega_c^2(k+1) + \omega_T^2) \cos(\omega_T t)], \end{aligned} \quad (6.18)$$

wobei $\omega_T = \frac{2\pi}{T}$ und $\omega_c = 2\pi f_c$ ist. Offensichtlich führt eine Modifikation der TK-Operation an ihrem Ausgang zu zusätzlichen Spektralkomponenten. Es ist somit möglich, die Verteilung der Pulsenergie durch eine Gewichtung der TK-Operation zu beeinflussen. Weiter zeigt sich, dass die Verwendung sowohl der modifizierten als auch der traditionellen TK-Operation nicht nur zu einer DC-Frequenzverschiebung führt, da in beiden Fällen Spektralkomponenten um $2f_c$ auftreten. Für die traditionelle TK-Operation ($k = 1$) verschwinden die Spektralkomponenten bei $2(\omega_c - \omega_T)$ und $2(\omega_c + \omega_T)$ vollständig, so dass die Energiekonzentration um $2f_c$ geringer ist.

6.2 Unterdrückungspotential der Teager-Kaiser Energieoperation

In diesem Abschnitt wird das Potential der traditionellen und der modifizierten TK-Operation zur Unterdrückung von schmalbandigen Interferenzen unter der Annahme eines vernachlässigbaren thermischen Rauschens untersucht. Ausgangspunkt der Analyse ist dabei zunächst die Beschreibung der Wirkungsweise der TK-Operation im Basisband. Anschließend erfolgt eine Analyse im Bandpassbereich, die den Fall schmalbandiger Signale betrachtet.

6.2.1 Basisband

Um Aussagen über die Wirkungsweise der TK-Operation auf ein schmalbandiges Signal machen zu können, wird zunächst eine Analyse im Basisband durchgeführt. Zur Modellierung des schmalbandigen Basisbandsignals wird dabei von einem Signal der Bandbreite $2\omega_N$ ausgegangen, das durch [72]

$$j(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (6.19)$$

beschrieben wird. Es besteht aus N sich überlagernden Sinusschwingungen der Amplituden $A_i, i = 1, \dots, N$, der Phasen $\phi_i, i = 1, \dots, N$ sowie der Schwingungsfrequenzen $\omega_i = 2\pi f_i, i = 1, \dots, N$. Durch Anwendung der in Gleichung (6.13) definierten modifizierten TK-Operation auf $j(t)$ ergibt sich unter der Annahme $\phi_i = 0, i = 1, \dots, N$:¹

$$\Psi_k(j(t)) = C_k(t) + \sum_{i=1}^N \sum_{j>i}^N z_i^j \cos((\omega_i - \omega_j)t) + z_j^i \cos((\omega_i + \omega_j)t), \quad (6.20)$$

wobei

$$C_k(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N A_i^2 \omega_i^2 [(k+1) + (k-1) \cos(2\omega_i t)],$$

$$z_i^j = k A_i A_j \omega_i \omega_j + \frac{1}{2} A_i A_j \omega_i^2 + \frac{1}{2} A_i A_j \omega_j^2$$

¹Im Allgemeinen besitzt die TK-Operation eine starke Phasenabhängigkeit. Aus Darstellungsgründen wird im Folgenden jedoch ausschließlich der Spezialfall $\phi_i = 0, i = 1, \dots, N$ betrachtet.

und

$$z_j^i = kA_iA_j\omega_i\omega_j - \frac{1}{2}A_iA_j\omega_i^2 - \frac{1}{2}A_iA_j\omega_j^2$$

gilt.

Für die traditionelle TK-Operation ($k = 1$) besteht das resultierende Signal dabei aus einem Gleichanteil $C_1 = \sum_{i=1}^N A_i^2\omega_i^2$. Es treten jedoch bei $\omega_i - \omega_j$ und bei $\omega_i + \omega_j$ weitere Beiträge auf, deren Größe von den Faktoren $z_i^j = 0,5A_iA_j(\omega_i + \omega_j)^2$ und $z_j^i = -0,5A_iA_j(\omega_i - \omega_j)^2$ abhängen. Eine genaue Betrachtung der auftretenden Frequenzkomponenten zeigt, dass eine höhere Energiekonzentration für Beiträge bei niedrigen Frequenzen auftritt.

Im Gegensatz dazu treten bei der modifizierten TK-Operation ($k \neq 1$) neben dominierenden Beiträgen um DC weitere Spektralkomponenten an den Stellen $2\omega_i, i = 1, \dots, N$ auf. Die die Summen- bzw. Differenzfrequenzen $\omega_i + \omega_j$ bzw. $\omega_i - \omega_j$ beeinflussenden Faktoren z_i^j und z_j^i treten des Weiteren mit größerer Gewichtung auf. Bei Anwendung der modifizierten TK-Operation tritt somit weiterhin eine hohe Energiekonzentration bei niedrigen Frequenzen auf. Aufgrund neu hinzukommender Spektralkomponenten bei $2\omega_i, i = 1, \dots, N$ reduziert sich allerdings der relative Unterschied der Energiekonzentration zwischen den niedrigen und den hohen Frequenzanteilen.

6.2.2 Bandpassbereich

Die auf das MIR-UWB-System wirkenden Schmalbandinterferenzen operieren im Bandpassbereich. In diesem Abschnitt erfolgt daher mit den Erkenntnissen des vorigen Abschnitts eine analytische Beschreibung der Wirkungsweise der traditionellen und der modifizierten TK-Operation für den Fall einer bzw. mehrerer schmalbandiger Bandpasssignale [22, 25]. Aus Gründen der analytischen Beschreibbarkeit wird dabei angenommen, dass das l -te schmalbandige Bandpasssignal durch

$$\begin{aligned} j_l(t) &= 2A_l \sum_{i=1}^{N_l} \sin(\omega_{l,i}t) \cos(\omega_{c_l}t) \\ &= \underbrace{A_l \sum_{i=1}^{N_l} \sin((\omega_{c_l} + \omega_{l,i})t)}_{\alpha_l(t)} - \underbrace{A_l \sum_{i=1}^{N_l} \sin((\omega_{c_l} - \omega_{l,i})t)}_{\beta_l(t)} \end{aligned} \quad (6.21)$$

beschrieben werden kann. Das Bandpasssignal $j_l(t)$ der Amplitude $2A_l$ besteht dabei aus der Überlagerung von N_l Sinusschwingungen mit den Schwingungsfrequenzen $\omega_{l,1} < \omega_{l,2} < \dots < \omega_{l,N_l}$, $\omega_{l,i} = 2\pi f_{l,i}$, $i = 1, \dots, N_l$, die um die Trägerfrequenz $\omega_{c_l} = 2\pi f_{c_l}$ mit einer Bandbreite von $B_l = 2\omega_{N_l}$ angeordnet sind. Falls am Eingang der TK-Operation K_S schmalbandige Bandpasssignale $j_l(t)$, $l = 1, \dots, K_S$ vorhanden sind, muss die TK-Operation auf die Summe der Bandpasssignale angewendet werden. Das am Ausgang der TK-Operation vorliegende Signal kann dabei allgemein durch

$$\Psi_k \left(\sum_{l=1}^{K_S} j_l(t) \right) = \sum_{l=1}^{K_S} \Psi_k(j_l(t)) + \Psi_{k,m}^c(t) \quad (6.22)$$

beschrieben werden. Es besteht aus den Komponenten $\Psi_k(j_l(t)) = \Psi_k(\alpha_l(t)) + \Psi_k(\beta_l(t)) + \Psi_k^c(\alpha_l(t), \beta_l(t))$, $l = 1, \dots, K_S$, die bei Vorhandensein von mindestens einem Bandpasssignal ($K_S \geq 1$) immer auftreten. Sie beinhalten die Beiträge, die auf jedes einzelne Bandpasssignal $j_l(t)$, $l = 1, \dots, K_S$ zurückzuführen sind. Unter der Annahme, dass $\omega_{c_l} \gg B_l$ ist, ergibt sich dabei für das l -te Bandpasssignal $j_l(t)$, $l = 1, \dots, K_S$ [25]:

$$\begin{aligned} \Psi_k(j_l(t)) \approx & A_l^2 \omega_{c_l}^2 \sum_{u=1}^{N_l} [(k+1) + 0.5(k-1) \\ & \cdot [\cos(2(\omega_{c_l} - \omega_{l,u})t) + \cos(2(\omega_{c_l} + \omega_{l,u})t)]] \\ & + A_l^2 \omega_{c_l}^2 \sum_{u=1}^{N_l} \sum_{v>u}^{N_l} [2(k+1) \cos((\omega_{l,u} - \omega_{l,v})t) \\ & + (k-1) \cos((2\omega_{c_l} + \omega_{l,u} + \omega_{l,v})t) \\ & + (k-1) \cos((2\omega_{c_l} - \omega_{l,u} - \omega_{l,v})t)] \\ & - A_l^2 \omega_{c_l}^2 \sum_{u=1}^{N_l} \sum_{v=1}^{N_l} [(k+1) \cos((\omega_{l,u} + \omega_{l,v})t) \\ & - (k-1) \cos((2\omega_{c_l} + \omega_{l,u} - \omega_{l,v})t)]. \end{aligned} \quad (6.23)$$

Dieses Ergebnis verdeutlicht, dass die Verwendung der traditionellen TK-Operation ($k = 1$) auf jedes schmalbandige Bandpasssignal $j_l(t)$, $l = 1, \dots, K_S$ wie ein DC-Frequenzverschieber wirkt. In diesem Fall reicht die zugehörige spektrale Belegung von DC bis zur größten vorkommenden Bandbreite B_l , $l = 1, \dots, K_S$ der K_S Bandpasssignale.

Für die modifizierte TK-Operation ergeben sich dagegen zusätzliche Spektralkomponenten, die sich ungefähr um $2\omega_{c,l}, l = 1, \dots, K_S$ befinden. Aufgrund dieses Verhaltens ist eine Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen mithilfe der modifizierten TK-Operation kritisch. Schließlich kann für den Spezialfall $k = -1$ die gesamte Energie nach $2\omega_{c,l}, l = 1, \dots, K_S$ verschoben werden. Dies bestätigt damit die bereits in Kapitel 6.1 getroffene Aussage, dass mit der modifizierten TK-Operation Energieanteile zwischen bestimmten Frequenzbereichen verschoben werden können.

Falls am Ausgang einer traditionellen bzw. einer modifizierten TK-Operation nur Beiträge von $\Psi_k(j_l(t)), l = 1, \dots, K_S$ vorliegen, könnte aufgrund von $B_T \gg B_l, l = 1, \dots, K_S$ eine Unterdrückung der K_S schmalbandigen Bandpasssignale durch eine entsprechende Filteroperation erreicht werden. Allerdings liegt am Ausgang der TK-Operation aus Gleichung (6.22) mit

$$\begin{aligned} \Psi_{k,m}^c(t) = & \sum_{r=1}^{K_S-1} \sum_{l=r+1}^{K_S} [\Psi_k^c(\alpha_r(t), \alpha_l(t)) + \Psi_k^c(\beta_r(t), \beta_l(t))] \\ & + \sum_{r=1}^{K_S} \sum_{l \neq r} \Psi_k^c(\alpha_r(t), \beta_l(t)) \end{aligned} \quad (6.24)$$

eine weitere Signalkomponente vor, die jedoch nur im Fall von mindestens zwei schmalbandigen Bandpasssignalen ($K_S \geq 2$) auftritt. Die Komponente $\Psi_{k,m}^c(t)$ beschreibt die Kreuzkomponenten zwischen den verschiedenen Bandpasssignalen $j_l(t)$ und $j_r(t), l \neq r$. Unter der Annahme, dass $\omega_{c_l} \gg B_l$ und $\omega_{c_r} \gg B_r$ gilt, können dabei die beiden Kreuzkomponenten durch

$$\begin{aligned} \Psi_k^c(\alpha_r(t), \alpha_l(t)) + \Psi_k^c(\beta_r(t), \beta_l(t)) \approx & \sum_{u=1}^{N_r} \sum_{v=1}^{N_l} Z_{1,k} [\cos((\omega_{c_r} - \omega_{c_l} + \omega_{r,u} - \omega_{l,v})t) \\ & + \cos((\omega_{c_r} - \omega_{c_l} - \omega_{r,u} + \omega_{l,v})t)] \\ & + Z_{2,k} [\cos((\omega_{c_r} + \omega_{c_l} + \omega_{r,u} + \omega_{l,v})t) \\ & + \cos((\omega_{c_r} + \omega_{c_l} - \omega_{r,u} - \omega_{l,v})t)] \end{aligned} \quad (6.25)$$

mit den Amplituden

$$Z_{1,k} = \frac{A_r A_l}{2} (\omega_{c_r}^2 + 2k\omega_{c_r}\omega_{c_l} + \omega_{c_l}^2)$$

und

$$Z_{2,k} = -\frac{A_r A_l}{2} (\omega_{c_r}^2 - 2k\omega_{c_r}\omega_{c_l} + \omega_{c_l}^2)$$

beschrieben werden. Die dritte Kreuzkomponente $\Psi_k^c(\alpha_r(t), \beta_l(t))$ ist schließlich mit $r \neq l$ durch

$$\begin{aligned} & \Psi_k^c(\alpha_r(t), \beta_l(t)) \\ &= \Psi_{k,r>l}^c(\alpha_r(t), \beta_l(t)) + \Psi_{k,l>r}^c(\alpha_r(t), \beta_l(t)) \\ &\approx \sum_{u=1}^{N_r} \sum_{v=1}^{N_l} -Z_{1,k} [\cos((\omega_{c_r} - \omega_{c_l} - \omega_{r,u} - \omega_{l,v})t) \\ &\quad + \cos((\omega_{c_r} - \omega_{c_l} + \omega_{r,u} + \omega_{l,v})t)] \\ &\quad - Z_{2,k} [\cos((\omega_{c_r} + \omega_{c_l} - \omega_{r,u} + \omega_{l,v})t) \\ &\quad + \cos((\omega_{c_r} + \omega_{c_l} + \omega_{r,u} - \omega_{l,v})t)] \end{aligned} \quad (6.26)$$

gegeben. Bei Vorhandensein von mehr als zwei Bandpasssignalen treten also zusätzliche Spektralkomponenten sowohl um $|\omega_{c_r} - \omega_{c_l}|$ als auch um $\omega_{c_r} + \omega_{c_l}$ auf. Diese Frequenzregionen hängen somit von den Trägerfrequenzen der einzelnen Bandpasssignale ab. Die Größe der Spektralkomponenten ist dabei von der Wahl des Gewichtungsfaktors k abhängig. Bei Verwendung der traditionellen TK-Operation ($k = 1$) dominiert die Spektralkomponente um $|\omega_{c_r} - \omega_{c_l}|$. Im Gegensatz dazu treten bei der modifizierten TK-Operation ($k \neq 1$) zusätzliche signifikante Spektralkomponenten um $\omega_{c_r} + \omega_{c_l}$ auf, wodurch eine Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen bei der zweifachen Trägerfrequenz $2\omega_c$ eines Teilbandes kritisch ist.

Um die auf dieser Analyse gefundenen Ergebnisse simulativ zu verifizieren, wird ein 625 MHz breites Teilband mit der Trägerfrequenz 5,2 GHz für $k = 1$ betrachtet. Des Weiteren werden $K_S = 3$ schmalbandige Bandpasssignale mit den Amplituden $A_1 = 1$, $A_2 = 1/3$ und $A_3 = 2/3$, den Bandbreiten $B_1 = 5$ MHz, $B_2 = 10$ MHz und $B_3 = 1$ MHz sowie den Trägerfrequenzen $f_{c_1} = 4,98$ GHz, $f_{c_2} = 5,04$ GHz und $f_{c_3} = 5,28$ GHz am Eingang der TK-Operation angenommen.

In Abbildung 6.5 ist der positive Frequenzbereich für das sich ergebende auf eine normierte Basisbandspektrum am Ausgang der traditionellen TK-Operation dargestellt. Sowohl Simulation als auch das analytische Ergebnis zeigen übereinstimmend die sich von den drei schmalbandigen Bandpasssignalen ergebenden Beiträge. Diese treten bei den relativen Frequenzen $f_{c_2} - f_{c_1} = 60$ MHz, $f_{c_3} - f_{c_2} = 240$ MHz und $f_{c_3} - f_{c_1} = 300$ MHz mit den Bandbreiten 30 MHz, 22 MHz

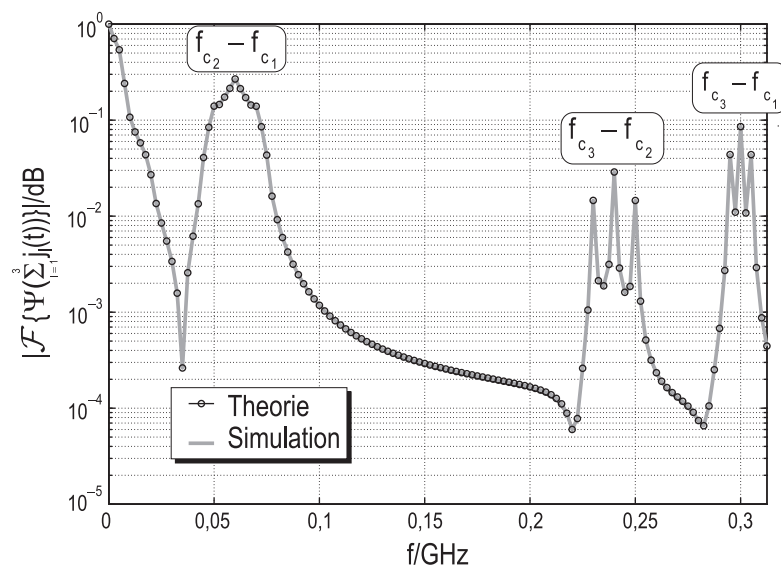


Abbildung 6.5 Normiertes Amplitudenspektrum am Ausgang der traditionellen TK-Operation ($k = 1$) bei Vorhandensein dreier schmalbandiger Bandpasssignale.

und 12 MHz auf. Anhand dieses Beispiels zeigt sich also, dass bei Vorhandensein mehrerer schmalbandiger Bandpasssignale am Ausgang der traditionellen TK-Operation eine Streuung der Spektralkomponenten über der gesamten Bandbreite des Teilbandes auftritt. Aus diesem Grund ist der Einsatz einer der TK-Operation nachgeschalteten Filteroperation kritisch. So ist insbesondere die in [72] vorgeschlagene Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen mittels einer Hochpass-Filterung (HP-Filterung) ineffizient, um alle auftretenden Interferenzen wirksam zu unterdrücken.

Eine Möglichkeit mehrere sich im Frequenzbereich des MIR-UWB-Systems befindenden schmalbandigen Interferenzen zu unterdrücken, könnte in einer geeigneten Bandbreitendimensionierung der Teilbänder bestehen. Diese könnten so ausgelegt werden, dass mögliche schmalbandige Interferenzen nur in den unteren Frequenzbereichen der Teilbänder auftreten. Bei einer ausreichend großen Bandbreite des Teilbandes wäre in diesem Fall sichergestellt, dass z.B. die in Abbildung 6.5 dargestellten Kreuzkomponenten nach Durchführung der traditionellen TK-Operation nur in einem bestimmten Frequenzbereich innerhalb der Bandbreite des Teilbandes auftreten. Eine wirksame Unterdrückung dieser Komponenten könnte in diesem Fall durch eine HP-Filterung erreicht werden.

Zur Dimensionierung der Teilbandanordnung im MIR-UWB-System sind verschiedene Möglichkeiten denkbar. Bei einer äquidistanten Einteilung der Teilbänder ist die Komplexität zwar einfach. Da jedoch eine möglicherweise größere Bandbreite für jedes Teilband verwendet werden muss, könnte sich die erreichbare Datenrate des MIR-UWB-Systems signifikant reduzieren. Höhere Datenraten könnten dagegen durch eine nicht äquidistante Einteilung der Teilbänder auf Kosten einer höheren Komplexität erreicht werden.

6.3 Integration der Teager-Kaiser Energieoperation

In diesem Abschnitt wird aufgezeigt, wie die TK-Energieoperation in ein OOK-basiertes MIR-UWB-System integriert werden kann. Es wird dabei angenommen, dass in jedem Teilband höchstens eine schmalbandige Interferenz auftritt. Aus diesem Grund kann der in [72] vorgeschlagene Interferenzunterdrückungsansatz herangezogen werden. Dieser basiert auf dem Zusammenspiel der TK-Operation mit einer nachgeschalteten HP-Filterung.

Wie Abbildung 6.6 verdeutlicht, können die beiden zusätzlichen analogen Komponenten mit geringer Komplexität in den Energiedetektor eines MIR-UWB-Teilbandes integriert werden. Nach einer rauscharmen Verstärkung durch einen LNA und einer anschließenden BP-Filterung wird das möglicherweise schmalbandig gestörte Empfangssignal der TK-Operation zugeführt. Die TK-Operation wirkt dabei, wie im vorhergehenden Abschnitt gezeigt wurde, als DC-Frequenzverschieber des an seinem Eingang vorliegenden Signals.

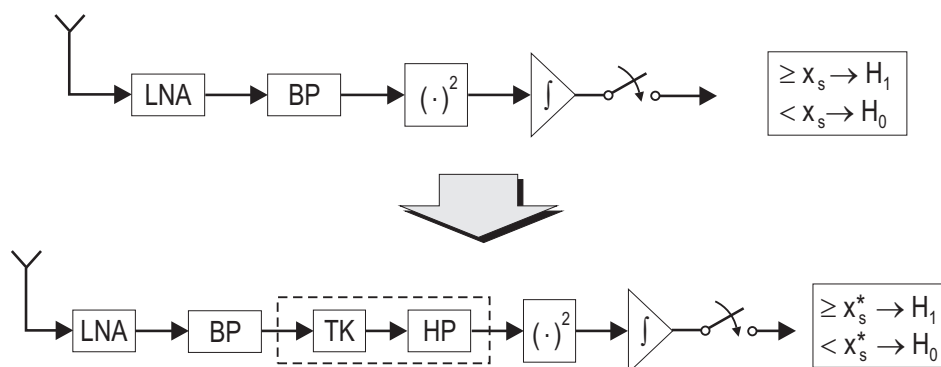


Abbildung 6.6 Vergleich der Energiedetektion mit der TK-basierten Energiedetektion.

Das resultierende niederfrequente Signal wird anschließend einer HP-Filterung zugeführt, um die von der schmalbandigen Interferenz abhängigen Signalanteile ohne Kenntnis der interferenzspezifischen Trägerfrequenz zu unterdrücken. Da die Bandbreite eines MIR-UWB-Teilbandes viel größer ist als die Bandbreite einer schmalbandigen Interferenz, ist eine anschließende Energiedetektion möglich. Am Ausgang des Energiedetektors wird über die mit größter Wahrscheinlichkeit gesendeten Bits entschieden. Im Unterschied zur traditionellen Energiedetektion ist die Statistik der Energieverteilung bei der TK-basierten Energiedetektion jedoch nur für den Fall einer binären Null bekannt [18]. Aus diesem Grund wird man bei einer TK-basierten Energiedetektion auf Look-Up-Tabellen zurückgreifen müssen.

Im Folgenden wird die Interferenzunterdrückung durch einen TK-basierten Energiedetektor aufgezeigt. Abbildung 6.7 zeigt dazu das normierte Amplitudenspektrum der am Eingang der TK-Operation vorliegenden Signalkomponenten bei Verwendung der MIR-UWB-Senderarchitektur 1. Es wird das MIR-UWB-Teilband der Mittenfrequenz 5,13 GHz und der Nutzbandbreite 162,5 MHz eines aus 24 Teilbändern bestehenden MIR-UWB-Systems für eine gesendete Eins bei einem $\text{SNR} = 11 \text{ dB}$ betrachtet. Als schmalbandige Interferenz tritt innerhalb des Teilbandes ein IEEE 802.11a WLAN-Signal der Bandbreite 20 MHz und der Mitten-

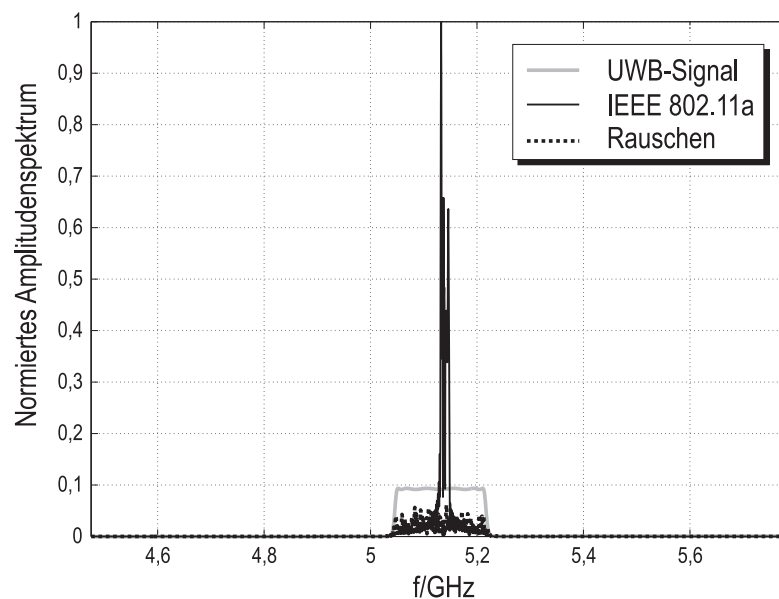


Abbildung 6.7 Normiertes Amplitudenspektrum am Eingang der TK-Operation bei einem $\text{SNR} = 11 \text{ dB}$.

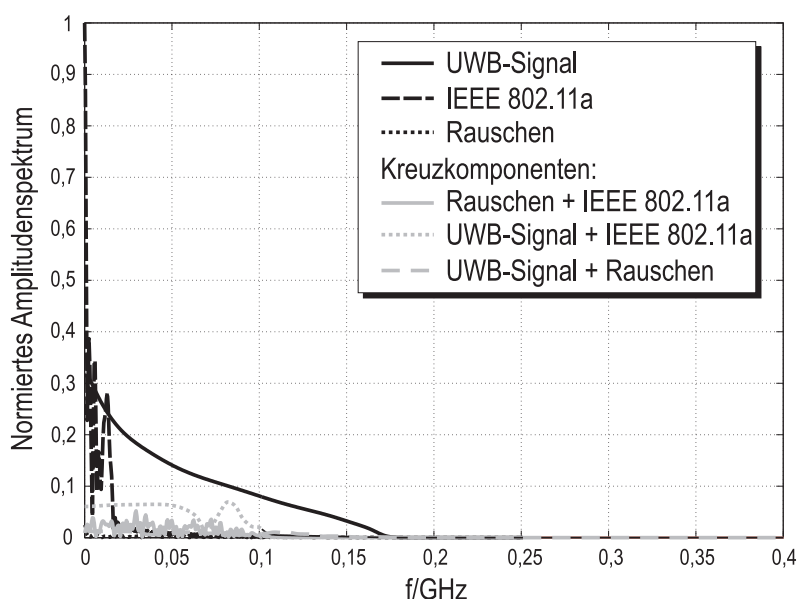


Abbildung 6.8 Normiertes Amplitudenspektrum am Ausgang der TK-Operation bei einem $\text{SNR} = 11 \text{ dB}$.

frequenz 5.14 GHz auf, wobei das $\text{SIR} = -5 \text{ dB}$ beträgt.

In Abbildung 6.8 ist das normierte Amplitudenspektrum aller am Ausgang der TK-Operation auftretenden Signalkomponenten bei einem $\text{SNR} = 11 \text{ dB}$ dargestellt. Das UWB-Signalspektrum des Teilbandes erstreckt sich dabei von DC bis 162,5 MHz, wobei in den unteren Frequenzbereichen eine höhere Energiekonzentration festgestellt werden kann. Ein ähnliches Verhalten tritt bei dem schmalbandigen WLAN-Signal auf. In diesem Fall reicht das zugehörige Amplitudenspektrum von DC bis 20 MHz; die Energie ist dabei sehr stark um DC verteilt. Es ist weiter ersichtlich, dass durch die nicht lineare TK-Operation weitere Spektralkomponenten auftreten, die auf die Kreuzkomponenten zwischen Signal, Rauschen und Interferenz zurückzuführen sind.

Zur Unterdrückung des durch WLAN resultierenden Signalspektrums wird nach der TK-Operation eine HP-Filterung durchgeführt. In Abbildung 6.9 ist das normierte Amplitudenspektrum nach der HP-Filterung bei einem $\text{SNR} = 11 \text{ dB}$ dargestellt. Das hier eingesetzte HP-Filter der Ordnung sechs ist durch eine Welligkeit im Durchlassbereich von 0,1 dB, einer 50 dB-Sperrbereichsdämpfung sowie einen 50 MHz breiten Sperrbereich charakterisiert. Man kann erkennen, dass nach der HP-Filterung die schmalbandige Interferenz nahezu unterdrückt ist. Das Signal des

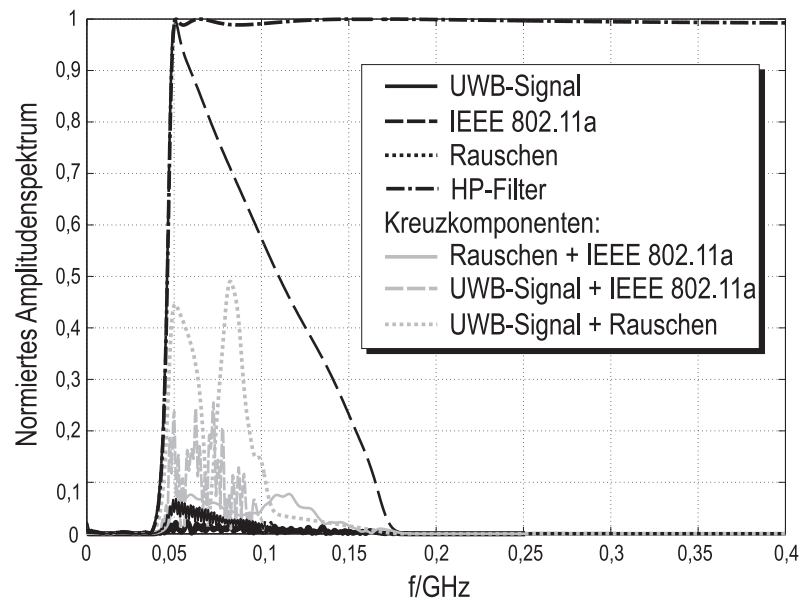


Abbildung 6.9 Normiertes Amplitudenspektrum nach der HP-Filterung bei einem SNR = 11 dB.

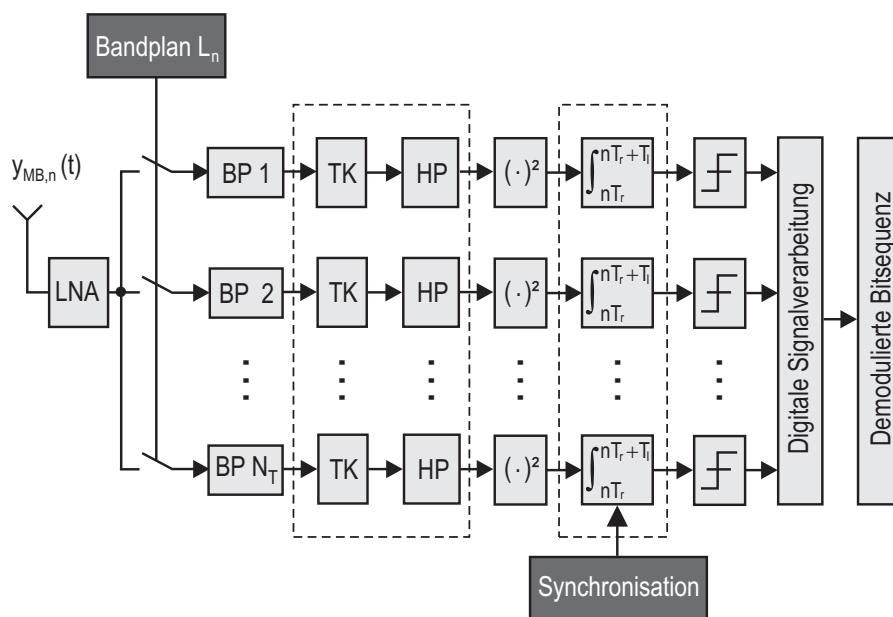


Abbildung 6.10 Integration der TK-Operation in die bestehende MIR-UWB-Empfängerarchitektur.

MIR-UWB-Teilbandes weist dagegen ein Amplitudenspektrum auf, das sich von 50 MHz bis 162,5 MHz erstreckt. Es ist ersichtlich, dass dieses Amplitudenspektrum größer ist als die Amplitudenspektren der Kreuzkomponenten. Dies ermöglicht eine auf einem Energiedetektor basierte Signaldetektion.

Die beschriebene Unterdrückung einer schmalbandigen Interferenz mit einem TK-basierten Energiedetektor kann in jedem Teilband des MIR-UWB-Systems erfolgen, so dass die in Abbildung 6.10 skizzierte TK-basierte MIR-UWB-Empfängerarchitektur resultiert. Aufgrund der parallelen Anordnung der Teilbänder muss das in jedem Teilband eingesetzte HP-Filter nur einmal dimensioniert werden.

6.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird das Potential der nicht linearen TK-Energieoperation zur Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen untersucht. Basierend auf der Definition der TK-Operation sowie der Beschreibung der wichtigsten Eigenschaften wird gezeigt, dass die TK-Energieoperation als DC-Frequenzverschieber wirkt.

Davon ausgehend wird eine modifizierte TK-Operation untersucht und der traditionellen TK-Operation gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass die Energieverteilung am Ausgang der TK-Operation durch eine einfache Gewichtung der TK-Operation signifikant beeinflusst werden kann. Dies verdeutlicht ein Vergleich der am Ausgang einer traditionellen und modifizierten TK-Operation vorliegenden Signalspektren im AWGN-Fall. Im Unterschied zur traditionellen TK-Operation kann ein signifikanter Anstieg des Pulsamplitudenspektrums von ca. 30 dB bei der doppelten Teilbandmittenfrequenz festgestellt werden. Dies führt zur Schlussfolgerung, dass mit der modifizierten TK-Operation ein verbessertes Detektionsverhalten erwartet werden kann.

Der zweite Teil des Kapitels 6 betrachtet das Potential zur Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen mithilfe der traditionellen und der modifizierten TK-Operation innerhalb eines beliebigen MIR-UWB-Teilbandes. Die Analyse erfolgt zunächst für ein schmalbandiges Signal im Basisband. Dabei werden die auftretenden Frequenzkomponenten am Ausgang der TK-Operation betrachtet. Es zeigt sich für die traditionelle TK-Operation eine erhöhte Energiekonzentrationen im niedrigen Frequenzbereich. Im Gegensatz dazu treten bei der modifizierten TK-Operation neben einer dominierenden DC-Frequenzkomponente zusätzliche Frequenzkomponenten bei höheren Frequenzen auf.

Anschließend erfolgt eine erweiterte Analyse der traditionellen und der modifizierten TK-Operation im Bandpassbereich für eine beliebige Anzahl an Schmalbandinterferenzen. Hier zeigt sich, dass die traditionelle TK-Operation bei Vorhandensein einer Interferenz wie ein DC-Frequenzverschieber wirkt. Dies offenbart das Potential der TK-Operation zur Unterdrückung schmalbandiger Interferenzen ohne Kenntnis der interferenzspezifischen Mittenfrequenz, Amplitude oder Bandbreite. Im Fall der modifizierten TK-Operation können zusätzliche Spektralkomponenten bei der doppelten Mittenfrequenz des Bandpasssignals festgestellt werden.

Bei der Betrachtung mehrerer Bandpasssignale kann zudem gezeigt werden, dass zusätzliche spektrale Komponenten am Ausgang der TK-Operation auftreten. Diese resultieren aus den Kreuzkomponenten zwischen den verschiedenen Bandpasssignalen. Eine Verifikation der theoretischen Ergebnisse durch Simulation bestätigt, dass bei Vorhandensein von mehreren schmalbandigen Bandpasssignalen am Ausgang der TK-Operation eine Streuung der Spektralkomponenten über die gesamte Bandbreite eines Teilbandes auftreten kann. Dabei wird deutlich, dass eine mögliche Unterdrückung mehrerer schmalbandiger Bandpasssignale sehr stark von den Positionen der schmalbandigen Interferenzen im Teilband abhängt.

Abschließend wird im dritten Teil dieses Kapitels auf die Integration der TK-Operation in die bestehende MIR-UWB-Systemarchitektur eingegangen. Innerhalb eines Teilbandes wird dabei insbesondere die Kombination der TK-Operation mit einer anschließenden HP-Filterung zur Unterdrückung eines IEEE 802.11a WLAN-Signals aufgezeigt. Dazu wird das Amplitudenspektrum am Eingang und Ausgang der TK-Operation sowie am Ausgang der anschließenden HP-Filterung betrachtet. Am Ende des Kapitels wird gezeigt, dass die TK-Operation im Zusammenspiel mit einer HP-Filterung mit nur geringem Komplexitätsanstieg in die bestehende MIR-UWB-Empfängerarchitektur integriert werden kann.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Arbeit befasst sich mit einem inkohärenten MIR-UWB-System, das ein vielversprechender und einfach zu realisierender Ansatz für eine hochdatenratige energieeffiziente Nahbereichskommunikation ist. Aufgrund seiner geringen Komplexität stellt das MIR-UWB-System eine Alternative zu den beiden Standardisierungsvorschlägen DS-UWB und MB-OFDM-UWB dar.

Ein grundlegendes Problem des in Kapitel 3 eingeführten MIR-UWB-Systems ist jedoch die hohe Störempfindlichkeit der eingesetzten Energiedetektoren. Die Leistungsfähigkeit des Systems kann sich dadurch reduzieren, so dass eine zuverlässige Kommunikation nicht gewährleistet ist. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit verschiedene Möglichkeiten aufgezeigt, die auf eine effiziente Interferenzunterdrückung mit geringer Komplexität abzielen.

Damit das MIR-UWB-System bereits vor seiner Inbetriebnahme möglichst robust bezüglich Interferenzen ausgelegt werden kann, erfolgt in Kapitel 4 eine statistische Analyse einer OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion. Zur Identifikation von Abhängigkeiten zwischen system- und interferenzspezifischen Parametern wird dabei der modulationsspezifische Verarbeitungsgewinn der Energiedetektion herangezogen.

Die Analyse der Interferenzrobustheit der Energiedetektion erfolgt sowohl für eine Sinusstörung als auch für Interferenzen mit beliebiger Bandbreite. Für OOK und BPPM kann dabei eine Abhängigkeit der Interferenzrobustheit von der Trägerfrequenz der Interferenz und von der systemspezifischen Bitdauer festgestellt werden. Anhand des modulationsspezifischen Verarbeitungsgewinnes wird gezeigt, dass die Interferenzrobustheit der Energiedetektion durch eine geeignete Wahl der systemspezifischen Puls- und Bitdauer verbessert werden kann.

In Kapitel 5 werden verschiedene koexistenzbasierte Ansätze zur effizienten Interferenzunterdrückung untersucht. Ausgehend von einem statischen Koexistenzansatz wird ein echtzeitfähiger DAA-Koexistenzansatz für temporäre schmalbandige Interferenzen vorgestellt, der in die systemspezifische Initialisierungs- und Datenphase mit geringer Komplexität integriert werden kann. Der vorgeschlagene Ansatz ermöglicht eine äußerst zuverlässige adaptive Unterdrückung von temporären schmalbandigen Interferenzen.

Ein weiterer einfach zu realisierender adaptiver Koexistenzansatz basiert auf Methoden der Bildverarbeitung. Diese können in die Initialisierungsphase des MIR-UWB-Systems mit nur geringem Komplexitätsanstieg integriert werden. Anhand eines Störszenarios wird dabei unter anderem das Potential aufgezeigt, mehrere gleichzeitig operierende Interferenzen unterschiedlicher Störleistung effizient zu unterdrücken. Die Ergebnisse verdeutlichen, dass ein Kompromiss zwischen der erreichbaren BER und der erreichbaren Datenrate möglich ist.

In Kapitel 6 erfolgt eine Analyse der TK-Energieoperation und einer modifizierten TK-Energieoperation zur Unterdrückung von schmalbandigen Interferenzen. Für ein schmalbandiges Basisbandsignal zeigt sich, dass der Ausgang der TK-Operation durch eine höhere Energiekonzentration im niedrigen Frequenzbereich gekennzeichnet ist. Im Unterschied dazu treten bei der modifizierten TK-Operation weitere Frequenzkomponenten bei höheren Frequenzen auf.

Eine Analyse im Bandpassbereich zeigt, dass die TK-Operation für eine schmalbandige Interferenz wie ein DC-Frequenzverschieber wirkt. Dies offenbart das Potential der TK-Operation zur Unterdrückung einer schmalbandigen Interferenz ohne Kenntnis der interferenzspezifischen Trägerfrequenz, Amplitude oder Bandbreite. Bei der modifizierten TK-Operation treten dagegen zusätzliche Spektralkomponenten bei der zweifachen Trägerfrequenz des Bandpasssignals auf, so dass eine Interferenzunterdrückung kritisch ist.

Die Betrachtung von mehreren schmalbandigen Interferenzen verdeutlicht, dass am Ausgang der TK-Operation weitere Spektralkomponenten auftreten, die auf die wechselseitigen Einflüsse der Interferenzen zurückzuführen sind. Aufgrund der Streuung der Spektralkomponenten über der gesamten Bandbreite des Teilbandes ist dabei eine Interferenzunterdrückung von den Störpositionen innerhalb eines MIR-UWB-Teilbandes abhängig.

Basierend auf dieser Arbeit können weitergehende Untersuchungen erfolgen. Mit den Erkenntnissen der Analyse der Interferenzrobustheit der OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion ist beispielsweise eine Erweiterung auf andere Interferenzmodelle und Pulsformen unter Kanaleinfluss denkbar. Eine weitere Fragestellung betrifft aber auch die analytische Beschreibung des Zusammenhangs der BER-Performance mit dem modulationsspezifischen Verarbeitungsgewinn.

Weitere Untersuchungen können zudem für die Koexistenzansätze erfolgen, die auf Methoden der Bildverarbeitung basieren. Dies betrifft dabei zum einen die effiziente Unterdrückung von asynchron operierenden Interferenzen; zum anderen aber

auch die Verbesserung der Leistungsfähigkeit sowie die Erhöhung der Flexibilität bezüglich sich ändernden Störszenarien. Eine weitere Verbesserung verspricht außerdem der Einsatz einer hochdatenratigen Kanalcodierung.

Zur Integration der TK-Operation in das bestehende MIR-UWB-System sind weitere Fragen zu klären. Dies betrifft insbesondere den Vergleich der Leistungsfähigkeit der TK-basierten Energiedetektion mit der herkömmlichen Energiedetektion. Für die modifizierte TK-Operation könnte hierbei eine Optimierung des Gewichtungsfaktors im Zusammenspiel mit einer geeigneten Filteroperation untersucht werden.

Es ist aber auch erforderlich, die am Ausgang der TK-Operation vorliegende unbekannte Statistik bei Verwendung von OOK zu beschreiben. Bei Kenntnis dieser Statistik könnte auf den Einsatz von Look-Up-Tabellen verzichtet werden, so dass die im MIR-UWB-System durchgeführte rekursive Nachführung der Signal- und Rauschenergie auf eine TK-basierte Energiedetektion erweitert werden könnte.

Zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit der TK-Operation sollten darüber hinaus die wechselseitigen Abhängigkeiten von system- und interferenzspezifischen Parametern untersucht werden. Eine mögliche Analyse könnte beispielsweise die Beschreibung des Zusammenhangs der Sperrbandbreite des HP-Filters und der Bandbreite eines Teilbandes in Abhängigkeit von der Störposition bzw. der relativen Position von zwei oder mehreren Interferenzen in einem MIR-UWB-Teilband beinhalten. Ein weiterer Aspekt betrifft aber auch die Untersuchung der Phasenabhängigkeit der TK-Operation.

A Das Price-Theorem

Im Folgenden wird der Erwartungswert $E(X_1^2 X_2^2)$ zweier stationärer mittelwertfreier gemeinsam normalverteilter Zufallsvariablen $X_1 = J(t_1)$ und $X_2 = J(t_2)$ mithilfe des Theorems von Price berechnet. Dabei wird gezeigt, dass der Erwartungswert $E(J^2(t_1) J^2(t_2))$ durch die AKF $R_J(t_2 - t_1)$ wie folgt ausgedrückt werden kann:

$$E(J^2(t_1) J^2(t_2)) = R_J^2(0) + 2R_J^2(t_2 - t_1). \quad (\text{A.1})$$

Das Price-Theorem besagt, dass für die beiden Zufallsvariablen X_1 und X_2 mit der Kovarianz $c := c(X_1, X_2) = E(X_1 X_2) - E(X_1) E(X_2)$ und der gemeinsamen Dichte $f(x_1, x_2)$ der Zusammenhang [56, 74, 82]

$$\frac{d^n E(g(X_1, X_2))}{dc^n} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d^{2n} g(x_1, x_2)}{dx_1^n dx_2^n} f(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (\text{A.2})$$

besteht. Mit $g(X_1, X_2)$ wird dabei eine Funktion der Zufallsvariable mit dem Erwartungswert

$$E(g(X_1, X_2)) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(x_1, x_2) f(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (\text{A.3})$$

bezeichnet, der von der Kovarianz c abhängt. Setzt man für die Zufallsvariable $g(X_1, X_2) = X_1^2 X_2^2$, so kann das erste gemeinsame Moment ($n = 1$) mit Gleichung (A.2) durch [74]

$$\frac{dE(X_1^2 X_2^2)}{dc} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d^2 g(x_1, x_2)}{dx_1 dx_2} f(x_1, x_2) dx_1 dx_2 = 4E(X_1 X_2) \quad (\text{A.4})$$

beschrieben werden.

Davon ausgehend kann eine Lösung von $E(X_1^2 X_2^2)$ durch Integration nach c be-

stimmt werden. Dabei ergibt sich [74]

$$\begin{aligned}
 E(X_1^2 X_2^2) &= 4 \int_0^c E(X_1 X_2) dc' + E(X_1^2 X_2^2)|_{c=0} \\
 &= 2c^2 + 4cE(X_1)E(X_2) + E(X_1^2)E(X_2^2) \\
 &= 2c^2 + E(X_1^2)E(X_2^2) \\
 &= 2E^2(X_1 X_2) + E(X_1^2)E(X_2^2), \tag{A.5}
 \end{aligned}$$

wobei $E(X_1) = E(X_2) = 0$ ist. Für $X_1 = J(t_1)$ und $X_2 = J(t_2)$ erhält man schließlich den Zusammenhang

$$\begin{aligned}
 E(J^2(t_1)J^2(t_2)) &= E(J^2(t_1))E(J^2(t_2)) + 2E^2(J(t_1)J(t_2)) \\
 &= R_J^2(0) + 2R_J^2(t_2 - t_1) \tag{A.6}
 \end{aligned}$$

zwischen dem Erwartungswert $E(J^2(t_1)J^2(t_2))$ und der AKF $R_J(t_2 - t_1)$.

B Interferenzrobustheit der Energiedetektion

Zur Analyse der Interferenzrobustheit der OOK- und BPPM-spezifischen Energiedetektion werden in Kapitel 4 die zweiten Momente Q_1^i und $Q_2^i, i \in \{O, P\}$ herangezogen. Beide Momente werden in Abschnitt 4.2.3 für Interferenzen mit beliebiger Bandbreite angegeben. Im Folgenden wird auf die Berechnung dieser Momente eingegangen.

Ausgangspunkt zur Berechnung des zweiten Momentes Q_1^O des bei einer OOK-spezifischen Energiedetektion auftretenden signal-, interferenz- und rauschabhängigen Energieanteils x_{sjn}^O ist Gleichung (4.22), die für eine beliebige Pulsform $p_i(t)$ durch

$$Q_1^O = \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} p_i(t_1) \cdot p_i(t_2) \cdot [E(J(t_1)J(t_2)) + E(N(t_1)N(t_2))] dt_1 dt_2 \quad (\text{B.1})$$

gegeben ist. Unter Berücksichtigung des Rechteckpulses

$$p_r(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T_p}} \cos(2\pi f_c t) & , 0 < t < T_p \\ 0 & , \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

kann Gleichung (B.1) durch

$$Q_1^O = \frac{4E_p^O}{T_p} \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} [\cos(2\pi f_c(t_1 + t_2)) + \cos(2\pi f_c(t_1 - t_2))] \cdot (R_J(t_2 - t_1) + R_N(t_2 - t_1)) dt_1 dt_2 \quad (\text{B.3})$$

ausgedrückt werden. $R_J(t_2 - t_1)$ und $R_N(t_2 - t_1)$ bezeichnen dabei die AKF eines weißen, bandbegrenzten, stationären, zeitkontinuierlichen und mittelwertfreien Störprozesses $J(t)$ und Rauschprozesses $N(t)$.

Das in Gleichung (B.3) auftretende Doppelintegral kann mithilfe des Parsevalschen Theorems sowie den Annahmen $|f_J + f_c| \gg \frac{B_I}{2}$ und $2f_c \gg \frac{B_I}{2}$ gelöst werden.

Dabei ergibt sich

$$\begin{aligned}
Q_1^O &= \frac{E_p^O P_J}{B_J} \int_0^{T_p} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{f_1}{B_J} \right) \left[\text{sinc} (\pi T_p a_1 (f_1)) \left(e^{j2\pi a_1 (f_1) \frac{T_p}{2}} e^{-j2\pi a_2 (f_1) t_2} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + e^{j2\pi a_1 (f_1) \left(\frac{T_p}{2} - t_2 \right)} \right) + \text{sinc} (\pi T_p a_3 (f_1)) \left(e^{j2\pi a_3 (f_1) \frac{T_p}{2}} e^{-j2\pi a_4 (f_1) t_2} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + e^{j2\pi a_3 (f_1) \left(\frac{T_p}{2} - t_2 \right)} \right) \right] df_1 dt_2 \\
&+ \frac{E_p^O P_N}{B_T} \int_0^{T_p} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{f_1}{B_T} \right) \text{sinc} (\pi T_p f_1) \left(e^{j2\pi f_1 \left(\frac{T_p}{2} - t_2 \right)} e^{j4\pi f_c t_2} \right. \\
&\quad \left. + 2e^{j2\pi f_1 \left(\frac{T_p}{2} - t_2 \right)} \right) df_1 dt_2, \tag{B.4}
\end{aligned}$$

wobei $a_1 (f_1) = f_1 - f_J + f_c$, $a_2 (f_1) = f_1 - f_J - f_c$, $a_3 (f_1) = f_1 + f_J - f_c$ und $a_4 (f_1) = f_1 + f_J + f_c$ ist. Durch Anwendung von Additionstheoremen sowie der Reihenentwicklungen für $\sin (x)$ und $\cos (x)$ erhält man schließlich das Ergebnis aus Gleichung (4.38).

Zur Berechnung des zweiten Momentes des bei einer OOK-spezifischen Energiedetektion auftretenden interferenz- und rauschabhängigen Energieanteils x_{jn}^O wird von Gleichung (4.23)

$$\begin{aligned}
Q_2^O &= 2 \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} E (J^2 (t_1) N^2 (t_2)) dt_1 dt_2 \quad (= : Q_{2,a}^O) \\
&+ \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} E (J^2 (t_1) J^2 (t_2)) + E (N^2 (t_1) N^2 (t_2)) dt_1 dt_2 \quad (= : Q_{2,b}^O) \\
&+ 4 \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} E (J (t_1) N (t_1) J (t_2) N (t_2)) dt_1 dt_2 \quad (= : Q_{2,c}^O) \tag{B.5}
\end{aligned}$$

ausgegangen.

Der erste Summand $Q_{2,a}^O$ kann dabei unter der Annahme, dass die beiden Zu-

fallsprozesse $J(t)$ und $N(t)$ statistisch unabhängig sind, durch

$$Q_{2,a}^O = 2P_J P_N T_p^2 \quad (\text{B.6})$$

angegeben werden. Zur Bestimmung des zweiten Summanden $Q_{2,b}^O$ wird das im Anhang A erläuterte Price-Theorem herangezogen. Unter der Annahme, dass $2f_J \gg B_J$ und $2f_c \gg B_T$ ist, ergibt sich daraus mithilfe des Parsevalschen Theorems

$$\begin{aligned} Q_{2,b}^O &= (P_J^2 + P_N^2) T_p^2 \\ &+ \frac{P_J^2 T_p}{B_J} \int_0^{T_p} \int_{-\infty}^{\infty} \wedge \left(\frac{f_1}{B_J} \right) \text{sinc}(\pi T_p f_1) e^{j2\pi f_1 \left(\frac{T_p}{2} - t_2 \right)} df_1 dt_2 \\ &+ \frac{P_N^2 T_p}{B_T} \int_0^{T_p} \int_{-\infty}^{\infty} \wedge \left(\frac{f_1}{B_T} \right) \text{sinc}(\pi T_p f_1) e^{j2\pi f_1 \left(\frac{T_p}{2} - t_2 \right)} df_1 dt_2, \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

wobei $\wedge(\cdot)$ die Dreiecksfunktion bezeichnet. Zur Lösung der beiden Doppelintegrale werden die beiden Reihenentwicklungen für $\sin(x)$ und $\cos(x)$ verwendet. Dabei ergibt sich

$$\begin{aligned} Q_{2,b}^O &= 2T_p^2 \left[(P_J^2 + P_N^2) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi T_p)^{2k} (P_J^2 B_J^{2k} + P_N^2 B_T^{2k})}{(2k+1)! (2k+1) (k+1)} \right. \\ &\left. + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi T_p)^{2k-2} (P_J^2 B_J^{2k-2} + P_N^2 B_T^{2k-2})}{k (2k)!} \right]. \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Der dritte Summand $Q_{2,c}^O$ kann unter der Annahme, dass die beiden Prozesse $J(t)$ und $N(t)$ statistisch unabhängig sind, mithilfe des Parsevalschen Theorems durch

$$\begin{aligned} Q_{2,c}^O &= \frac{P_J P_N}{B_J B_T} \int_0^{T_p} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\text{rect} \left(\frac{f_1}{B_J} \right) e^{-j2\pi f_1 t_2} * \text{rect} \left(\frac{f_1}{B_T} \right) e^{-j2\pi f_1 t_2} \right) \\ &\cdot \left([\delta(f_1 + f_J) + \delta(f_1 - f_J)] e^{j2\pi f_1 t_2} * [\delta(f_1 + f_c) \right. \\ &\left. + \delta(f_1 - f_c)] e^{j2\pi f_1 t_2} \right) * \frac{\sin(\pi T_p f_1)}{\pi f_1} e^{2\pi f_1 \frac{T_p}{2}} df_1 dt_2 \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

ausgedrückt werden. Da die auf das Teilband effektiv wirkende Bandbreite B_J durch $B_J \leq B_T$ beschränkt ist, kann Gleichung (B.9) unter der Annahme $|f_c + f_J| \gg B_J$ und $|f_c + f_J| \gg B_T - B_J$ gelöst werden. Durch Anwendung der Reihen-

entwicklung für $\sin(x)$ ergibt sich schließlich mit $f_p = \frac{B_T}{2} + \frac{B_I}{2}$, $f_m = \frac{B_T}{2} - \frac{B_I}{2}$ und $\Delta f_{c,J} = f_c - f_J$

$$Q_{2,c}^O = \frac{2P_J P_N}{\pi B_T B_J} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi)^{2k+1} T_p^{2k+2}}{(2k+2)!} \left(\frac{f_1(k)}{2k+2} + \frac{f_2(k)}{2k+1} \right), \quad (\text{B.10})$$

wobei

$$\begin{aligned} f_1(k) &= (-f_m - \Delta f_{c,J})^{2k+2} - (-f_p - \Delta f_{c,J})^{2k+2} \\ &\quad + (-f_m + \Delta f_{c,J})^{2k+2} - (-f_p + \Delta f_{c,J})^{2k+2} \\ f_2(k) &= (f_p + \Delta f_{c,J}) \left[(-f_m - \Delta f_{c,J})^{2k+1} - (-f_p - \Delta f_{c,J})^{2k+1} \right] \\ &\quad + (f_p - \Delta f_{c,J}) \left[(-f_m + \Delta f_{c,J})^{2k+1} - (-f_p + \Delta f_{c,J})^{2k+1} \right] \\ &\quad + (f_p - f_m) \left[(f_m - \Delta f_{c,J})^{2k+1} - (-f_m - \Delta f_{c,J})^{2k+1} \right] \end{aligned}$$

gilt.

Das zweite Momente Q_1^P des bei einer BPPM-spezifischen Energiedetektion auftretenden signal-, interferenz- und rauschabhängigen Energieanteils x_{sin}^P ist durch $Q_1^P = \frac{1}{2}Q_1^O$ gegeben. Es berücksichtigt, dass bei BPPM eine um den Faktor zwei geringere Pulsenergie zur Verfügung steht.

Die Berechnung des zweiten Momentes Q_2^P des bei einer BPPM-spezifischen Energiedetektion auftretenden interferenz- und rauschabhängigen Energieanteils x_{jn}^P ist durch Gleichung (4.25)

$$\begin{aligned} Q_2^P &= 2 \underbrace{\int_0^{T_p} \int_0^{T_p} E(J^2(t_1) J^2(t_2)) + E(N^2(t_1) N^2(t_2)) dt_1 dt_2}_{Q_{2,a}^P} \\ &\quad - 2 \underbrace{\int_0^{T_p} \int_0^{\frac{T_b}{2} + T_p} E(J^2(t_1) J^2(t_2)) + E(N^2(t_1) N^2(t_2)) dt_1 dt_2}_{Q_{2,b}^P} \quad (\text{B.11}) \end{aligned}$$

gegeben. Gleichung (B.11) setzt sich aus den beiden Beiträgen $Q_{2,a}^P$ und $Q_{2,b}^P$ zusammen. Unter Berücksichtigung des Vorfaktors kann dabei $Q_{2,a}^P$ analog zu $Q_{2,b}^O$

aus Gleichung (B.5) berechnet werden. Dabei ergibt sich

$$\begin{aligned}
Q_{2,a}^P &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi)^{2k} (P_J^2 B_J^{2k} + P_N^2 B_T^{2k}) g_{2k+2}}{(2k+1)! (2k+1) (k+1)} \\
&+ \sum_{k=2}^{\infty} \frac{(-1)^k 2^{2k} (\pi)^{2k-2} (P_J^2 B_J^{2k-2} + P_N^2 B_T^{2k-2}) g_{2k}}{(2k)! (2k)}
\end{aligned} \tag{B.12}$$

mit

$$g_\nu = 2T_p^\nu - \left(T_p - \frac{T_b}{2}\right)^\nu + 2\left(\frac{T_b}{2}\right)^\nu - \left(T_p + \frac{T_b}{2}\right)^\nu.$$

Die Berechnung von $Q_{2,b}^P$ kann unter Berücksichtigung des Vorfaktors sowie der Integrationsgrenzen auf ähnliche Weise berechnet werden. In diesem Fall ergibt sich

$$Q_{2,b}^P = \frac{2P_J P_N}{\pi B_T (f_p - f_m)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2\pi)^{2k+1} g_{2k+2}}{(2k+2)!} \left(\frac{f_1(k)}{2k+2} + \frac{f_2(k)}{2k+1} \right),$$

wobei die Variablen f_p , f_m , $f_1(k)$ und $f_2(k)$ in Gleichung (B.10) und g_{2k+2} in Gleichung (B.12) definiert sind.

Abkürzungen

A/D	Analog/Digital
AKF	Autokorrelationsfunktion
AWGN	Additives Weißes Gaußsches Rauschen
BER	Bitfehlerrate (engl. Bit Error Rate)
4-BOK	4-Bi Orthogonal Keying
BP	Bandpass
BPPM	Binary Puls Position Modulation
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunications
CP	Zyklische Präfix (engl. Cyclic Prefix)
D/A	Digital/Analog
DAA	Detect and Avoid
DC	Direct Current
DFE	Decision Feedback Equalizer
DS	Direct Sequence
DVD	Digital Versatile Disc
ECC	European Communications Commission
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power Density
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transformation
GI	Guard-Intervall
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
HDTV	High Definition Television
HP	Hochpass
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation
ISI	Inter-Symbol-Interferenz
ISM-Band	Industrial, Scientific and Medical Band
ITI	Inter-Teilband-Interferenz
KM	Kanalmodell

LD	Leistungsdichte
LDS	Leistungsdichtespektrum
LLR	Log-Likelihood-Ratio
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Sichtverbindung (engl. Line of Sight)
MB-OFDM	Multiband OFDM
MIR-UWB	Multiband Impulse Radio UWB
ML	Maximum-Likelihood
NLOS	Keine Sichtverbindung (engl. Non Line of Sight)
NTIA	National Telecommunications and Information Administration
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OOK	On-Off-Keying
Oszill.	Oszillator
PA	Power Amplifier
PDA	Personal Digital Assistant
PDP	Power Delay Profile
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RRC	Root-Raised-Cosine
SIR	Signal-zu-Störverhältnis (engl. Signal-to-Interference Ratio)
SINR	Signal-zu-Interferenz-und-Störverhältnis (engl. Signal-to-Interference-and-Noise-Ratio)
SNR	Signal-zu-Rauschverhältnis (engl. Signal-to-Noise Ratio)
TDMA	Time Division Multiple Access
TF-Code	Time-Frequency Code
TH	Time-Hopping
TK	Teager-Kaiser
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
UWB	Ultra Wideband
VGA	Variable Gain Amplifier
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network

Literaturverzeichnis

- [1] *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*. IEEE Std. 802.11a-1999, Sept. 1999.
- [2] *FCC Revision of part 15 of the commission's rule regarding ultra-wideband transmission systems, First Report and Order*. Washington DC, ET Docket 98 - 153, FCC 02-48, 2002.
- [3] *ECC decision of 24 march 2006 on the harmonised conditions for devices using ultra-wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz*. Technical Report, 2006.
- [4] *IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs): Channel Modeling Sub-committee Report Final*. Techn. Bericht IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, Dez. 2002.
- [5] B. T. Ahmed und M. C. Ramon: *Coexistence between UWB and other communication systems - tutorial review*. International Journal Ultra Wideband Communications and Systems, Bd. 1, Nr. 1, S. 67 – 80, 2009.
- [6] R. Aiello und A. Batra: *Ultra Wideband Systems*. Elsevier Inc., 2006.
- [7] E. Arikan: *Capacity Bounds for an Ultra-Wideband Channel Model*. In: *IEEE Information Theory Workshop*, S. 176 – 181, Okt. 2004.
- [8] H. Arslan, Z. N. Chen und M.-G. Di Benedetto: *Ultra Wideband Wireless Communication*. John Wiley and Sons, 2006.
- [9] L.-M. Aubert: *Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB*. Thèse docteur, Rennes, 2005.
- [10] T. W. Barret: *History of Ultra Wideband (UWB) Radar and Communications: Pioneers and Innovators*. In: *Proceedings of Progress in Electromagnetics Symposium*, 2000.
- [11] A. Batra: *Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*. IEEE P802.15-03/268r1, 2008.
- [12] 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 Global Communications Conference*, S. 410 – 414, Dez. 2003.
- [13] J. S. Belrose: *Fessenden und Marconi: Their Differing Technologies and Transatlantic Experiments During the First Decade of this Century*. In: *International Conference on 100 Years of Radio*, 1995.

- [14] I. Bergel, E. Fishler und H. Messer: *Narrow-band interference suppression in time-hopping impulse-radio systems*. In: *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, S. 303 – 307, Mai 2002.
- [15] U. Berthold: *Dynamic Spectrum Access Using OFDM-based Overlay Systems*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 21, 2009.
- [16] A.-O. Boudraa, A. Bouchikhi und E.-H. S. Diop: *Teager-Kaiser energy bi-level thresholding*. In: *Proceeding of International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, S. 1086 – 1090, März 2008.
- [17] A. Bovik, P. Maragos und T. Quatieri: *Measuring Amplitude and Frequency Modulations in Noise Using Multiband Energy Operators*. In: *IEEE-SP International Symposium*, S. 3 – 6, Okt. 1992.
- [18] A. Bovik, P. Maragos und T. Quatieri: *AM-FM Energy Detection and Separation in Noise Using Multiband Energy Operators*. *IEEE Transactions on signal processing*, Bd. 12, Nr. 12, S. 3245 – 3265, Dez. 1993.
- [19] S. Brandes: *Suppression of Mutual Interference in OFDM Based Overlay Systems*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 22, 2009.
- [20] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch GmbH, 7. Aufl., 2008.
- [21] P. J. Cianci: *HDTV and the Transition to Digital Broadcasting: Understanding New Television Technologies*. Elsevier Inc., 2007.
- [22] H. Dehner, H. Jäkel, D. Burgkhardt und F. K. Jondral: *The Teager-Kaiser Energy Operator in Presence of Multiple Narrowband Interference*. *IEEE Communications Letters*, Bd. 14, Nr. 8, S. 716 – 718, Aug. 2010.
- [23] H. Dehner, H. Jäkel, D. Burgkhardt, F. K. Jondral, R. Moorfeld und A. Finger: *Treatment of temporary narrowband interference in noncoherent multiband impulse radio UWB*. In: *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, S. 1335 – 1339, Apr. 2010.
- [24] H. Dehner, H. Jäkel und F. K. Jondral: *Narrow- and broadband Interference Robustness for OOK/BPPM based Energy Detection*. In: *IEEE International Conference on Communications*, Juni 2011.
- [25] H. Dehner, H. Jäkel und F. K. Jondral: *On the modified Teager-Kaiser energy operator regarding narrowband interference*. In: *IEEE Wireless Telecommunications Symposium*, Apr. 2011.
- [26] H. Dehner, Y. Koch, H. Jäkel, D. Burgkhardt, F. K. Jondral, R. Moorfeld und A. Finger: *Narrow-band Interference Robustness for Energy Detection in OOK/PPM*. In: *IEEE International Conference on Communications*, Mai 2010.

- [27] H. Dehner, M. Linde, R. Moorfeld, H. Jäkel, D. Burgkhardt, F. K. Jondral und A. Finger: *A low complex and efficient coexistence approach for non-coherent multiband impulse radio UWB*. In: *IEEE Sarnoff Symposium*, Apr. 2009.
- [28] H. Dehner, R. Moorfeld, H. Jäkel, D. Burgkhardt, A. Finger und F. K. Jondral: *Multiband Impulse Radio - An Alternative Physical Layer for High Data Rate UWB Communication*. *Frequenz, Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, Bd. 63, Nr. 9-10, S. 200 – 204, Okt. 2009.
- [29] H. Dehner, A. Romero, H. Jäkel, D. Burgkhardt, R. Moorfeld, F. K. Jondral und A. Finger: *Iterative coexistence approaches for noncoherent multi-band impulse radio UWB*. In: *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, S. 734 – 738, Sept. 2009.
- [30] H. Dodel und D. Häuptler: *Satellitennavigation*. Hüthig Telekommunikation, 2004.
- [31] J.-B. Doré, B. Uguen, S. Paquelet und S. Mallégo: *UWB Non-Coherent High Data Rates Transceiver Architecture and Implementation*. In: *International Workshop on convergent technologies*, 2005.
- [32] J. Eberspächer, H.-J. Vogel, C. Bettstetter und C. Hartmann: *GSM: Architecture, Protocols and Services*. John Wiley and Sons, 3. Aufl., 2009.
- [33] M. Eisenacher: *Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB)*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 16, 2006.
- [34] E. Faussurier: *Spectrum Management and Ultra-Wideband (UWB)*. Agence nationales des fréquences, Cedex, 2008.
- [35] B. Firoozbakhsh, T. G. Pratt und N. Jayant: *Analysis of IEEE 802.11a interference on UWB systems*. *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, S. 473 – 477, 2003.
- [36] R. Fisher, R. Kohno, M. Laughlin und M. Welborn: *DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a*. IEEE P802.15-04/0137r1, 2005.
- [37] L. W. Fullerton: *Spread spectrum radio transmission system*. U.S. Patent 4,641,317, 1987.
- [38] M. Hauske, H. Jäkel, H. Dehner und F. K. Jondral: *Interference mitigation for energy detection in an multiband impulse radio UWB system*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, Sept. 2008.
- [39] G. Heidari: *WiMedia UWB, Technology of choice for wireless USB and bluetooth*. John Wiley and Sons, 2008.
- [40] P. A. Humblet und M. Azizoglu: *On the bit-error rate of lightwave systems with optical amplifiers*. *Journal of Lightwave Technology*, Bd. 9, S. 1576 – 1582, 1991.

- [41] J. Illingworth und J. Kittler: *Minimum error thresholding*. Pattern Recognition, Bd. 19, Nr. 1, S. 41 – 47, 1986.
- [42] H. Jäkel: *Signalverarbeitung in der Nachrichtentechnik*. Skript zur Vorlesung, Universität Karlsruhe, 2008.
- [43] F. Jondral: *Nachrichtensysteme*. J. Schlembach Fachverlag Wilburgstetten, 4. Aufl., 2011.
- [44] F. Jondral und A. Wiesler: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse*. B. G. Teubner Verlag, 2. Aufl., 2002.
- [45] G. Kafka: *WiMAX: Drahtlose breitbandige Kommunikation*. Dr.M. Siebert GmbH, 2007.
- [46] J. Kaiser: *On a simple algorithm to calculate the energy of a signal*. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, S. 381 – 384, Apr. 1990.
- [47] J. Kaiser: *On Teager's Energy Algorithm and Its Generalization to Continuous Signals*. In: *IEEE Digital Signal Processing Workshop*, S. 381 – 384, Sep. 1990.
- [48] J. Kaiser: *Some Useful Properties of Teager's Energy Operators*. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, S. 149 – 152, Apr. 1993.
- [49] N. V. Kajale und R. Sankar: *A Comparative Analysis of Interference Mitigation Techniques for Ultra Wideband and WLAN Co-Existence*. IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications, Bd. 1, S. 36 – 43, 2005.
- [50] K.-D. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. Vieweg + Teubner Verlag, 5. Aufl., 2011.
- [51] S. M. Kay: *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume 2: Detection Theory*. Prentice Hall, 1998.
- [52] A. Klein, I. Brown, D. Goeckel und J. Johnson: *RAKE reception for UWB communication systems with intersymbol interference*. In: *IEEE Workshop on Signal Processing Advances Wireless Communications*, S. 244 – 248, Juni 2003.
- [53] E. Kvedalen: *Signal processing using the Teager Energy Operator and other nonlinear operators*. Cand. Scient Thesis, Department of Informatics, University of Oslo, Mai 2003.
- [54] S. Mallégo, J.-P. Coupez, C. Person, T. Lespagnol, S. Paquelet und A. Bisiaux: *Microwave (De)Multiplexer for Ultra-Wideband (UWB) Non-Coherent High Data Rates Transceiver*. In: *Proceedings of the 36th European Microwave Conference*, S. 1825 – 1828, Sep. 2006.

- [55] P. Maragos und A. Potamianos: *Higher Order Differential Energy Operators*. IEEE Signal Processing Letters, Bd. 2, Nr. 8, S. 152 – 154, Aug. 1995.
- [56] E. L. McMahon: *An Extension of Price's Theorem*. IEEE, PGIT, Bd. IT-10, 1964.
- [57] D. C. Miller: *Sound Waves, Their Shape and Speed*. Macmillan Company, New York, 1937.
- [58] L. B. Milstein: *Interference rejection techniques in spread spectrum communications*. Proceedings of the IEEE, Bd. 76, Nr. 6, S. 657 – 671, 1988.
- [59] S. Mitra, H. Li, I. Lin und T. Yu: *A new class of nonlinear filters for image enhancement*. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, S. 2525 – 2528, 1991.
- [60] M. Mittelbach, R. Moorfeld und A. Finger: *Performance of a Multiband Impulse Radio UWB Architecture*. In: *IEEE Mobility Conference*, Okt. 2006.
- [61] R. Moorfeld, A. Finger, H. Dehner, H. Jäkel und F. K. Jondral: *A simple and fast detect and avoid algorithm for non-coherent multiband impulse radio UWB*. In: *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, S. 587 – 591, Aug. 2008.
- [62] R. Moorfeld, A. Finger, H. Dehner, H. Jäkel und F. K. Jondral: *Performance of a high flexible non-coherent multiband impulse radio UWB system*. In: *International Conference on Wireless and Optical Communications*, Juli 2009.
- [63] C. Moy, S. Paquelet, A. Bisiaux und A. Kountouris: *A SDR Ultra-Wideband impulse communication system for low and high data rates*. In: *Proceeding of the SDR04 Technical Conference and Product Exposition*, 2004.
- [64] M. Mroué: *Intégration et Performance d'Architectures de Transmetteur Radio ULB*. Thèse docteur, 2009.
- [65] M. Mroué und S. Haese: *An Analog CMOS Pulse Energy Detector for IR-UWB Non-Coherent High Data Rate Receiver*. In: *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2006.
- [66] M. Mroué, S. Haese, S. Mallégol, S. Paquelet und G. El-Zein: *Performance of a Simple Architecture of an Analog CMOS Detector for MB-UWB Receiver*. In: *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2009.
- [67] M. Mroué, S. Haese, S. Paquelet, S. Mallégol und G. El-Zein: *An Implementation Study of an Analog CMOS Detector for IR-UWB Non-Coherent Receiver*. In: *IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology*, 2007.
- [68] M. Mroué, S. Mallégol, S. Haese, G. El-Zein, A. Bisiaux und S. Paquelet: *A Multi-Band IR-UWB HDR Transceiver: Architecture and Indoor Channel Measurements*. In: *IEEE International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, 2009.

- [69] A. M. Nicholson und G. F. Ross: *A new radar concept for short-range application*. In: *IEEE International Radar Conference*, S. 146 – 151, 1975.
- [70] I. Oppermann, M. Hämäläinen und J. Iinatti: *UWB Theory and Applications*. John Wiley and Sons, 2004.
- [71] N. Otsu: *A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms*. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, Bd. 9, S. 62 – 66, 1979.
- [72] O. Ozdemir, Z. Sahinoglu und J. Zhang: *Narrowband Interference Resilient Receiver Design for Unknown UWB Signal Detection*. In: *IEEE International Conference on Communications*, S. 785 – 789, Mai 2008.
- [73] A. Papoulis: *The Fourier Integral and Its Applications*. McGraw-Hill, 1962.
- [74] A. Papoulis: *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 4. Aufl., 2002.
- [75] S. Paquelet und L.-M. Aubert: *An Energy Adaptive Demodulation for High Data Rates with Impulse Radio*. In: *IEEE Radio and Wireless Conference*, S. 323 – 326, Sept. 2004.
- [76] S. Paquelet, L.-M. Aubert und B. Uguen: *An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates*. In: *IEEE Joint UWBST and IWUWBS Conference*, Mai 2004.
- [77] S. Paquelet, C. Moy und L.-M. Aubert: *RF-front-end considerations for SDR ultra-wideband communications systems*. In: *RF Design magazine*, S. 44 – 51, 2004.
- [78] M. L. S. Penaloza, G. Baudoin, M. Villegas und L. A. Montes: *BAW filter bank for an UWB Multi Band On-Off Keying transceiver*. *IEEE Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007.
- [79] M. L. S. Penaloza, G. Baudoin, M. Villegas und L. A. Montes: *Considering a non-uniform filter bank in an UWB Multi Band On-Off Keying transceiver*. *Journal of Communications*, Bd. 2, Nr. 6, S. 24 – 29, Nov. 2007.
- [80] M. L. S. Penaloza, M. Villegas und G. Baudoin: *Non-Uniform band-pass filter bank for an UWB MB-OOK transceiver architecture*. *IEEE Conference on Wireless and Mobile Communications*, 2007.
- [81] E. Perahia und R. Stacey: *Next Generation Wireless LANs: Throughput, Robustness, and Reliability*. Cambridge University Press, 2008.
- [82] R. Price: *A Useful Theorem for Non-linear Devices Having Gaussian Inputs*. *IRE, PGIT*, Bd. IT-4, 1958.
- [83] J. G. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, 5. Aufl., 2008.
- [84] F. Puente, U. Kiencke und H. Jäkel: *Signale und Systeme*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, 5. Aufl., 2011.

- [85] J. H. Reed: *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*. Prentice Hall International, 2005.
- [86] G. F. Ross: *The transient analysis of multiple beam feed networks for array systems*. PhD thesis, Polytechnic Institute of Brooklyn, 1963.
- [87] G. F. Ross: *Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals for short base-band pulse communication system*. U.S. Patent 3,728,025, 1973.
- [88] M. E. Sahin: *Towards the Realization of Cognitive Radio: Coexistence of Ultrawideband and Narrowband Systems*. PhD thesis, University of South Florida, 2006.
- [89] M. E. Sahin und H. Arslan: *Inter-symbol interference in high data rate UWB communications using energy detector receivers*. In: *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, S. 176 – 179, Sept. 2005.
- [90] M. E. Sahin, I. Güvenc und H. Arslan: *Optimization of Energy Detector Receivers for UWB Systems*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2005.
- [91] A. Saleh und R. Valenzuela: *A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation*. *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, Bd. Bd. 5, Nr. 2, S. 128 – 137, 1987.
- [92] B. Sankur und M. Sezgin: *Survey over image thresholding techniques and quantitative performance evaluation*. In: *Journal of Electronic Imaging* 13(1), Jan. 2004.
- [93] R. A. Scholtz: *Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation*. In: *IEEE Military Communications Conference*, Oct. 1993.
- [94] I. Schwab: *Kamera-basierte Detektion sich individuell bewegender Hindernisse für die 3D-Navigation eines Flugroboters*. Master thesis, Universität Tübingen, 2009.
- [95] C. E. Shannon: *Communication in the Presence of Noise*. in *Proceedings of the IRE*, Bd. 37, Nr. 1, S. 10 – 21, 1949.
- [96] K. Siwiak und D. McKeown: *Ultra-Wideband Radio Technology*. John Wiley and Sons, 2004.
- [97] A. Springer und R. Weigel: *UMTS: The Physical Layer of the Universal Mobile Telecommunications System*. Springer Berlin Heidelberg, 2010.
- [98] C. Steiner und A. Wittneben: *On the interference robustness of ultra-wideband energy detection receivers*. In: *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, S. 721 – 726, Sept. 2007.
- [99] P. A. Tipler und G. Mosca: *Physik für Wissenschaftler und Ingenieure*. Spektrum Akademischer Verlag, 6. Aufl., 2009.
- [100] W.-H. Tsai: *Moment-preserving thresholding: A new approach*. *Computer vision, graphics, and image processing*, Bd. 29, S. 377 – 393, 1985.

- [101] H. Urkowitz: *Signal Theory and Random Processes*. Artech House, 1983.
- [102] F. Wang und X. Wang: *Fast and Robust Modulation Classification via Kolmogorov-Smirnov Test*. IEEE Transactions on Communications, Bd. 58, Nr. 8, S. 2324 – 2332, 2010.
- [103] T. Weiß: *OFDM-basiertes Spectrum Pooling*. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 13, 2004.
- [104] M. Z. Win und R. A. Scholtz: *Comparisons of analog and digital impulse radio for wireless multiple-access communications*. In: *IEEE International Conference on Communications*, S. 91 – 95, 1997.
- [105] M. Z. Win und R. A. Scholtz: *Impulse Radio: How It Works*. IEEE Communications Letters, Bd. 2, Nr. 2, S. 36 – 38, 1998.
- [106] M. Z. Win, R. A. Scholtz und L. W. Fullerton: *Time-hopping SSMA techniques for impulse radio with an analog modulated data subcarrier*. In: *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, S. 359 – 364, 1996.
- [107] K. Witrisal, G. Leus, G. Janssen, M. Pausini, F. Troesch, T. Zasowski und J. Romme: *Noncoherent Ultra-Wideband Systems*. IEEE Signal Processing Magazine, Bd. 26, Nr. 4, S. 48 – 66, Juli 2009.
- [108] A. K. C. Wong, J. N. Kapur und P. K. Sahoo: *A new method for gray-level picture thresholding using the entropy of the histogram*. Graph. Models Image Process 29, S. 273 – 285, 1985.
- [109] S. Wood und R. Aiello: *Essentials of UWB*. Cambridge University Press, 2008.
- [110] L. Zhao und A.-M. Haimovich: *Performance of ultra-wideband communications in the presence of interference*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Bd. 20, Nr. 9, S. 1684 – 1691, Dez. 2002.

Studentische Arbeiten

- M. Hauske: *Störunterdrückung in impulsbasierten Multiband-UWB Systemen*
Diplomarbeit, 31. Mai 2007
- M. Linde: *Untersuchung zur Koexistenzfähigkeit eines impulsbasierten Multiband UWB Systems am Beispiel MB-OFDM UWB*
Studienarbeit, 30. September 2008
- W. Wang: *Direct Sequence für Ultra Wide Band Übertragung*
Studienarbeit, 19. Dezember 2008
- F. Reategui: *Impact of FFT/IFFT quantisation effects on interference mitigation in OFDM based overlay systems*
Masterarbeit, 27. Februar 2009
- A. Romero: *Iterative Koexistenzstrategie für mehrere Störer in einem impulsbasierten Multiband UWB System*
Studienarbeit, 30. April 2009
- K. Tvrdak: *Messtechnische Untersuchung der Leistungsfähigkeit eines Wireless USB Produktes*
Studienarbeit, 14. Juli 2009
- Y. Koch: *Analytische Untersuchung der Interferenzrobustheit für OOK in einem inkohärenten impulsbasiertes Multiband UWB System*
Studienarbeit, 24. Juli 2009
- E. Houbaila: *Kollaboratives „Spectrum Sensing“ in einem inkohärenten impulsbasierten Multiband UWB System*
Studienarbeit, 12. April 2010
- A. Ghosein: *Störunterdrückung in einem Ultra-Wideband (UWB) System*
Diplomarbeit, 28. Oktober 2010
- D. Figielek: *Adaptive Schwellwertverfahren zum Umgang mit Störungen für Multiband Impulse Radio UWB*
Studienarbeit, 15. Juni 2011
- D. Figielek: *Hochratige Kanalcodierung zur effizienten koexistenzbasierten Störunterdrückung für Multiband Impulse Radio UWB*
Diplomarbeit, 30. Januar 2012

Lebenslauf

	Persönliche Daten
Name	Hanns-Ulrich Konrad Dehner
Geburtsdatum	22. März 1980
Geburtsort	Geislingen/Steige (Baden-Württemberg)
Staatsangehörigkeit	deutsch
	Schulausbildung
1986-1990	Steingarten-Grundschule, Donzdorf
1990-1999	Rechberg-Gymnasium, Donzdorf
	Studium und Berufsweg
2000-2006	Universität Ulm, Studium der Elektrotechnik, Vertiefungsrichtung Kommunikations- und Systemtechnik
2006	Siemens AG, Ulm Entwicklungsingenieur im Bereich Communications, Mobile Networks
seit 2007	Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Nachrichtentechnik, wissenschaftlicher Mitarbeiter