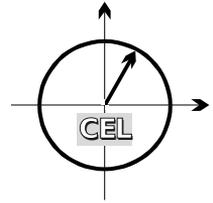


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie*



Felix Wunsch

■ **Drahtloses Low Power Wide Area Network bei 2,4 GHz**

■ Band 40

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik (CEL)
Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Januar 2020

Druck: Frick Kreativbüro & Onlinedruckerei e.K.
Brühlstraße 6
86381 Krumbach

ISSN: 1433-3821

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

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

- Band 1 Marcel Kohl
**Simulationsmodelle für die Bewertung von
Satellitenübertragungsstrecken im
20/30 GHz Bereich**
- Band 2 Christoph Delfs
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und
quadratische Verfahren 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 Produktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detektion im UMTS
- Band 7 Gunther M. A. Sessler
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion
Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität**
- Band 8 Henrik Schober
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei
hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten**
- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier
Modulares Software Defined Radio
- Band 10 Mustafa Mengüç Öner
**Air Interface Identification for
Software Radio Systems**

Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie
Herausgeber: Prof. i.R. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- 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 Gleichlauf Fehlern
- 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
- Band 20 Volker Blaschke
Multiband Cognitive Radio-Systeme

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

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

- 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 Hans-Ulrich Dehner
**Interferenzuntersuchungen für inkohärente
Multiband Ultra-Breitband (UWB) Übertragung**
- Band 28 Maximilian Hauske
Signalverarbeitung für optoelektronische Sensoren
- Band 29 Jens Elsner
**Interference Mitigation in
Frequency Hopping Ad Hoc Networks**
- Band 30 Georg Vallant
**Modellbasierte Entzerrung
von Analog/Digital-Wandler-Systemen**

Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie
Herausgeber: Prof. i.R. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 31 Martin Braun
**OFDM Radar Algorithms
in Mobile Communication Networks**
- Band 32 Michael Sebastian Mühlhaus
**Automatische Modulationsartenerkennung
in MIMO-Systemen**
- Band 33 Michael Schwall
**Turbo-Entzerrung: Implementierungsaspekte für
Software Defined Radios**
- Band 34 Ralph Tanbourgi
**Diversity Combining under Interference Correlation
in Wireless Networks**
- Band 35 Florian Engels
**Multidimensional Frequency Estimation with
Applications in Automotive Radar**
- Band 36 Noha El Gemayel
**Smart Passive Localization Using Time
Difference of Arrival**
- Band 37 Ankit Kaushik
**Performance Analysis of Cognitive Radio Systems
with Imperfect Channel Knowledge**
- Band 38 Johannes Fink
Software Defined Radar für den Nahbereich
- Band 39 Sebastian Koslowski
**Synchronisation und Entzerrung in
Filterbank-Multicarrier-Empfängern**
- Band 40 Felix Wunsch
**Drahtloses Low Power Wide Area Network
bei 2,4 GHz**

Vorwort des Herausgebers

Der flexible Einsatz von Sensoren im *Internet of Things* erfordert in vielen Fällen eine Übertragung gemessener Daten über Funk. Im Rahmen von Anwendungen in der *Smart City* werden Übertragungstechnologien interessant, deren Reichweiten nicht mehr im Bereich von wenigen zehn Metern sondern eher im Bereich von Kilometern liegen. Die hierfür aufzubauenden Netze werden als *Low Power Wide Area Networks* (LPWANs) bezeichnet. Sie bestehen in der Regel aus einer oder mehreren Basisstationen und einer gegebenenfalls sehr hohen Anzahl über ein größeres Gebiet verteilter Sensoren. Die Sensoren müssen kostengünstig und für einen Zeitraum von mehreren Jahren autark und vollkommen wartungsfrei arbeiten, was nach sich zieht, dass sie hocheffizient mit der Energie, die sie aus den in ihnen verbauten Batterien beziehen, umzugehen haben. Führende Implementierungen wie LoRa und SigFox übertragen im SRD¹-Band bei 868 MHz, das bezüglich Duty Cycle, Bandbreite und Abmessung der Antennen Nachteile gegenüber dem ebenfalls für LPWANs verfügbaren 2,4 GHz ISM-Band aufweist. Andererseits sind die Reichweitevorteile im SRD-Band nicht zu unterschätzen. Der IEEE 802.15.4 Standard setzt mit seinem LECIM DSSS PHY auf das 2,4 GHz ISM-Band und bietet eine zum RPMA kompatible physikalische Übertragungsschicht.

Ausgehend von einer prototypischen Implementierung des IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY auf USRPs unter Verwendung der offenen GNU Radio Software schlägt Felix Wunsch in der vorliegenden Dissertation mit der darin beschriebenen Wellenform *Spatial Modulation for Long Range Sensor Networks* (SpaRSe) eine Erweiterung für den Uplink dieses Standards, insbesondere für Anwendungen im Bereich Smart City, vor. SpaRSe verwendet die gleiche Kanalcodierung und die gleichen Spreizsequenzen wie der IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY, setzt jedoch mit FD-DSM auf ein (räumliches) Modulationsverfahren, das sendeseitig zwei Antennen benötigt. Die Implementierung von SpaRSe, ebenfalls auf USRPs unter

¹Für hier nicht erklärte Abkürzungen sei auf das Abkürzungsverzeichnis der Dissertation verwiesen.

Verwendung der GNU Radio Software, und die im Stadtgebiet von Karlsruhe durchgeführten Messkampagnen lassen, wie auch die im selben Gebiet mittels *Channel Sounding* vorgenommenen Kanalcharakterisierungen, ein hohes Potenzial für einen praktischen Einsatz im Uplink von LPWANs im 2,4 GHz ISM-Band für einen Entfernungsbereich von wenigen Kilometern erkennen.

Karlsruhe, im Dezember 2019
Friedrich K. Jondral

Drahtloses Low Power Wide Area Network bei 2,4 GHz

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der KIT-Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

Felix Wunsch, M.Sc.

geb. in

Gengenbach im Kinzigtal

Tag der mündlichen Prüfung: 12. Dezember 2019
Hauptreferent: Prof. i.R. Dr. rer. nat. Friedrich K. Jondral
Korreferenten: Prof. Dr.-Ing. Aydin Sezgin
Prof. Dr.-Ing. Laurent Schmalen

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik des Karlsruher Instituts für Technologie. Sie wäre jedoch ohne die Unterstützung verschiedenster Personen nicht in dieser Form möglich gewesen.

Zuallererst möchte ich Herrn Univ.-Prof. i.R. Dr.rer.nat. Friedrich K. Jondral meinen herzlichen Dank für die Übernahme des Hauptreferats und die Betreuung bis weit in seinen Ruhestand hinein aussprechen. Das mir entgegengebrachte Vertrauen und der große Freiraum im Bezug auf meine Forschung haben mich sowohl gefordert als auch gefördert, so dass ich mich fachlich wie auch persönlich weiterentwickeln konnte.

Ebenso gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Aydin Sezgin sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. Laurent Schmalen, die das Korreferat für die vorliegende Arbeit übernommen haben. Insbesondere Herrn Schmalen wünsche ich in seiner Funktion als neuer Leiter des Instituts für Nachrichtentechnik nur das Beste und freue mich schon darauf, die weitere Entwicklung des Instituts zu verfolgen.

Auf keinen Fall darf an dieser Stelle Herr Dr.-Ing. Holger Jäkel vergessen werden, der durch ein jederzeit offenes Ohr, unzählige Diskussionen und die sorgfältige Durchsicht der Arbeit erheblich zu deren Gelingen beigetragen hat. Auch der rege Austausch mit meinen Kollegen Dr.-Ing. Sebastian Koslowski, Marcus Müller und Dr.-Ing. Johannes Fink hat immer wieder neue, konstruktive Impulse geliefert. Ich bedanke mich außerdem bei allen Studenten, die mit ihrer Arbeit zu dieser Dissertation beigetragen haben. Besonders hervorheben möchte ich an dieser Stelle Kristian Maier, Max Ströer und Douglas Weber.

Schließlich möchte ich mich auch bei meiner Familie und insbesondere bei meiner Frau Stephanie für ihre Unterstützung und ihr Verständnis bedanken.

Alle genannten (und viele weitere) Personen haben dafür gesorgt, dass ich immer mit Freude an meine Zeit am Institut zurückdenken und diese in guter Erinnerung behalten werde.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation und Zielsetzung	2
1.2	Beiträge dieser Arbeit	3
1.3	Gliederung	4
1.4	Notation	5
2	Stand der Technik	7
2.1	Entwurfsziele bei LPWANS	7
2.1.1	Reichweite	7
2.1.2	Datenrate, Zuverlässigkeit und Latenz	8
2.1.3	Energiebedarf	8
2.1.4	Skalierbarkeit und Kosten	9
2.2	Verfügbare Technologien	9
2.2.1	LoRa	10
2.2.2	SigFox	11
2.2.3	NB-IoT	12
2.2.4	RPMA und IEEE 802.15.4	13
3	Grundlagen DSSS	15
3.1	Modulation	15
3.2	Demodulation	18
3.3	Wahl der Spreizfolgen	19
3.4	DSSS-Empfang in realistischen Kanälen	21
3.4.1	Empfang in frequenzselektivem Fading	22
3.5	Frequenzverschiebung	26
3.6	Zeit- und Ratenverschiebung	28
4	IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY	33
4.1	Der IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY	34
4.1.1	Rahmenstruktur	34
4.1.2	Codierung und Modulation	34
4.1.3	Fragmentation Sublayer	37

4.2	Empfängerentwurf	38
4.2.1	Signalmodell	39
4.2.2	Präambeldetektion	40
4.2.2.1	Möglichkeiten zur Frequenzsynchronisation	41
4.2.2.2	Wahl der Frequenzhypothesen	44
4.2.2.3	Berechnung des Präambelkorrelationssignals	45
4.2.2.4	Berechnung des adaptiven Schwellwerts .	49
4.2.3	Demodulation	52
4.2.3.1	Überlagerung von Übertragungen	54
4.2.3.2	Drift des Taktsignals	55
4.2.4	Symboldemodulation und Kanaldecodierung	60
4.3	Umsetzung als Software Defined Radio	67
4.3.1	Software	69
4.3.2	Hardware	70
4.3.3	Umsetzung der Wellenform	71
4.4	Feldtest	73
4.4.1	Aufbau	73
4.4.2	Ergebnisse	80
4.5	Fazit	82
5	Die Interferenzsituation bei 2,4 GHz	87
5.1	Beschreibung der Messkampagne	87
5.2	Auswertung der Interferenzsituation	90
5.3	Einfluss auf den IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY	94
5.4	Fazit	99
6	Wellenformentwurf <i>SpaRSe</i>	101
6.1	Motivation	101
6.2	Spatial Modulation	103
6.2.1	Grundlagen	103
6.3	Full-Diversity Differential Spatial Modulation	107
6.3.1	Modulation und Demodulation	107
6.3.2	Berechnung von Soft-Bits	111
6.3.3	Optimierte Bit-zu-Symbol-Zuweisung	113
6.3.4	Vergleich mit konventionellen Modulationsverfahren	117
6.3.5	Verhalten bei korreliertem Fading	118
6.4	<i>SpaRSe</i> : Systemdesign	122
6.4.1	Aufbau des Senders	122

6.5	Empfängerentwurf und Validierung	124
6.5.1	Signalmodell	125
6.5.2	Aufbau der Synchronisation	125
6.5.3	Präambeldetektion	126
	6.5.3.1 Einfluss von Frequenzverschiebungen . .	126
	6.5.3.2 Polyphasen-Schwellwertentscheid	128
6.5.4	Demodulation und Systemperformanz	132
6.5.5	Validierung der Prototypimplementierung	134
6.6	Fazit	137
7	Kanalcharakterisierung bei 2.4 GHz	139
7.1	Grundlagen Kanäle	139
	7.1.1 Freiraumdämpfung	140
	7.1.2 Abschattung	141
	7.1.3 Small-Scale-Fading	142
7.2	Grundlagen Kanalmessung	145
	7.2.1 Rausch- und Interferenzunterdrückung	148
7.3	Beschreibung der Messkampagne	150
	7.3.1 Entwurf und Aufbau des Messsystems	150
	7.3.2 Empfangssignalverarbeitung	154
7.4	Schätzung der Kanalparameter	160
	7.4.1 Kohärenzzeit	160
	7.4.2 Kohärenzbandbreite	162
	7.4.3 Pfadverlustkoeffizient und Abschattung	164
	7.4.4 Antennenkorrelation und Vergleich mit SISO . . .	167
7.5	Fazit	171
8	Zusammenfassung und Ausblick	173
	Abkürzungsverzeichnis	177
	Literaturverzeichnis	181
	Veröffentlichungen	191
	Studentische Arbeiten	193

Einleitung

Das Internet der Dinge, engl. *Internet of Things (IoT)*, verspricht eine umfassende und häufig drahtlose Vernetzung von Gegenständen aller Art. Die „Dinge“ reichen dabei von alltäglichen Haushaltsgegenständen bis hin zu komplexen Informationssystemen für die Industrie 4.0, die durch die Verzahnung von Produktionsanlagen mit moderner Kommunikationstechnologie nichts weniger als die vierte industrielle Revolution einleiten soll [For13].

Die sehr weite Begriffsdefinition und die vielfältigen Anwendungsszenarien des Internet of Things haben zur Folge, dass die (drahtlose) Kommunikation nicht von einer einzigen Technologie effizient geleistet werden kann. So haben sich zum Beispiel im Bereich der Sensornetze und Machine-to-Machine-Kommunikation je nach Anforderung der Anwendungen unterschiedliche Paradigmen herausgebildet.

Die Verwendung drahtloser anstatt drahtgebundener Kommunikationswege für die Kontrolle und Automation der sogenannten „Smart Factory“ verspricht eine höhere Flexibilität bei der Gestaltung des Produktionsablaufs bei reduziertem Wartungsaufwand, verlangt gleichzeitig jedoch eine extrem hohe Zuverlässigkeit bei sehr niedriger Latenz. Diese Anforderungen fließen momentan bei der Standardisierung von 5G unter dem Begriff der Ultra-Reliable Low-Latency Communication (URLLC) ein [Ji18].

Eine weitere Neuerung der letzten Jahre, die in ihrer Ausrichtung URLLC fast schon diametral entgegengesetzt ist und mit der sich die vorliegende Arbeit beschäftigt, ist das Paradigma des Low Power Wide Area Networks (LPWANs). Typische Anwendungsszenarien stammen hier aus dem Bereich der „Smart City“, der Logistik und der Landwirtschaft: Aktuelle Projekte zur Überwachung der Luftqualität in Innenstädten [KBB18],

der Echtzeit-Verfolgung von Frachtcontainern [Deu18] sowie der präzisen Steuerung von Bodenparametern zur Ertragssteigerung [Eur17] sind hier nur einige wenige Beispiele. Die drahtlose Anbindung einer großen Menge räumlich stark verteilter Sensoren, die in der Regel batteriebetrieben und wartungsfrei viele Jahre funktionieren sollen, stellt eine große Herausforderung dar, die durch konventionelle (Mobil-)Funksysteme nicht bewältigt werden kann [RKS17].

1.1 Motivation und Zielsetzung

Aufgrund der rasanten Entwicklung des IoT-Sektors sowie des hohen prognostizierten Bedarfs an LPWAN-Anwendungen in den kommenden Jahren ist die Vielfalt der aktuell verfügbaren technischen Lösungen hoch. Neben den verwendeten Modulationsverfahren und Kanalbandbreiten ist hier besonders die Wahl des Frequenzbandes ein wichtiges Unterscheidungsmerkmal. Viele Technologien setzen dabei auf unlicenzierte Frequenzen unterhalb von 1 GHz um Kosten zu sparen und die relativ niedrige Ausbreitungsdämpfung zu nutzen. Jedoch ist auch das lizenzfreie ISM-Band (ISM: Industrial, Scientific and Medical) bei 2,4 GHz durchaus für LPWAN-Anwendungen interessant, wenn man die regulatorischen Randbedingungen betrachtet.

So steht der um etwa 9 dB höheren Freiraumdämpfung ein global harmonisiertes Frequenzband hoher Bandbreite und ohne Beschränkung des Aktivitätsgrads (engl. *duty cycle*) gegenüber. Ein harmonisiertes Band kann zu vorteilhaften Skaleneffekten bei der Herstellung von Funkmodulen führen, da keine regionalen Frequenzunterschiede berücksichtigt werden müssen, was auch den Aufbau entsprechender Netze vereinfacht. Die Duty-Cycle-Beschränkung bei Sub-GHz-Frequenzen wie dem Band für SRD bei 868 MHz (SRD steht dabei aus historischen Gründen für Short Range Devices) beschränkt zudem die Fähigkeit von Basisstationen, Übertragungen zu bestätigen. Dies hat negative Auswirkungen auf die Zuverlässigkeit und führt teilweise zu verhältnismäßig naiven und energieaufwändigen Übertragungsstrategien der Sensoren, die Pakete grundsätzlich mehrfach senden, um die Ausfallwahrscheinlichkeit zu reduzieren.

Ebenfalls elementar für die Motivation dieser Arbeit ist die Tatsache, dass die halbe Wellenlänge bei 2,4 GHz nur noch bei etwa 6 cm liegt und somit

trotz strikter Beschränkung der Sensorabmessungen der Einsatz einer weiteren Antenne möglich wird. Während einige kommerzielle Produkte dies bereits für den Empfang nutzen, indem diejenige Antenne mit dem aktuell höheren Empfangspegel gewählt wird, stellt sich hier die Frage, ob die zusätzliche Antenne nicht auch gewinnbringend beim Senden eingesetzt werden kann, um die Robustheit der Übertragung zu steigern.

Die Zielsetzung dieser Arbeit ist es daher, die Nutzbarkeit des unlizenziierten Bandes bei 2,4 GHz für LPWAN-Anwendungen und insbesondere das Potenzial von Antennendiversität unter realistischen Bedingungen zu untersuchen. Es stellen sich die Herausforderungen des Wellenformwurfs unter strikten Randbedingungen bezüglich Formfaktor, Kosten und Energieverbrauch sowie die der Charakterisierung typischer Übertragungskanäle in Bezug auf Pfadverlust, Fadingeffekte, Antennenkorrelation und Interferenz.

1.2 Beiträge dieser Arbeit

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird ausgehend von einem vom IEEE standardisierten Physical Layer (PHY) für LPWANs auf Basis von Direct-Sequence Spread Spectrum (DSSS) eine neue Mehrantennen-Wellenform für LPWAN-Anwendungen vorgeschlagen. Als Kernbestandteil wird dabei ein kürzlich entwickelter, auf Spatial Modulation (SM) basierender differenzieller Space-Time Block Code (STBC) eingesetzt und optimiert, welcher aufgrund der erzeugten Antennendiversität erheblich robuster gegenüber den in Mehrwegekanälen typischerweise auftretenden Fadingeffekten ist. Gleichzeitig kann der Mehraufwand bezüglich der Hardware und damit verbundenen Kosten minimal gehalten werden, da aufgrund der Eigenschaft von SM, nur eine Sendeantenne gleichzeitig zu benutzen, lediglich ein Schalter zum Wechseln der sendenden Antenne benötigt wird.

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf der Validierung der vorgeschlagenen Wellenform unter realistischen Bedingungen. Aus diesem Grund wurden neben der simulativen Untersuchung auch echtzeitfähige Prototypen auf Basis von Software Defined Radios (SDRs) entworfen und

1 Einleitung

implementiert. Auf diese Weise konnten in Messkampagnen sowohl Übertragungen über einige Kilometer realisiert wie auch der Einfluss typischer Interferenzszenarien auf die Paketfehlerrate untersucht werden.

Da der positive Effekt der Antennendiversität von der Korrelation der Kanalkoeffizienten abhängt, ist es von großer Bedeutung, diese für typische LPWAN-Szenarien zu quantifizieren. Mit diesem Ziel wurde ein portabler MIMO-Channel-Sounder entwickelt, um neben Pfadverlust, Kohärenzzeit und -bandbreite die Korrelation in Langstreckenkanälen im urbanen Umfeld, wie sie für LPWANs üblich sind, zu charakterisieren. Während sich im Uplink die Kanalkoeffizienten zwischen den verschiedenen Empfangsantennen und einer festen Sendeantenne als quasi vollständig korreliert herausstellen, zeigt sich, dass die Korrelation der Pfade zwischen verschiedenen Sendeantennen bei fester Empfangsantenne zwar relativ hoch ist, jedoch nach wie vor erhebliche Gewinne von mehreren Dezibel durch die Ausnutzung der verbleibenden Diversität erzielt werden können.

Quantitative Vergleiche zwischen verschiedenen LPWAN-Technologien sind wegen ihrer Komplexität aufwändig und momentan kaum verfügbar. Ein wichtiger Schritt in diese Richtung ist die öffentliche und nach Möglichkeit freie Verfügbarkeit von Implementierungen und Testbeds. Aus diesem Grund wurde der im Rahmen dieser Arbeit entstandene Code der Prototypimplementierungen, insbesondere der des IEEE 802.15.4 Low Energy Critical Infrastructure Monitoring (LECIM) DSSS PHY, im Internet veröffentlicht [Wun19a].

1.3 Gliederung

Das folgende Kapitel 2 gibt einen kurzen Überblick über die wichtigsten Entwurfsziele von LPWANs sowie aktuelle Technologien. Nach einer Einführung in die Grundlagen von DSSS-Systemen in Kapitel 3 wird in Kapitel 4 die Funktionsweise des IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY sowie der entwickelten Prototyp-Implementierung erläutert. Neben einer ausführlichen Beschreibung der Synchronisationsalgorithmik werden auch Ergebnisse einer experimentellen Erprobung unter realistischen Bedingungen präsentiert. Ergänzend dazu bewertet Kapitel 5 auf Basis einer Messkampagne die aktuelle Interferenzsituation bei 2,4 GHz und ihren Einfluss auf die Paketfehlerrate.

Ausgehend davon wird in Kapitel 6 eine neue Mehrantennenwellenform für den Uplink in LPWANs entwickelt. Einer detaillierten Untersuchung der Leistungsfähigkeit dieser vorgeschlagenen Wellenform folgt die Darstellung und Diskussion ihrer Prototyp-Implementierung sowie die Validierung des Systems durch Übertragungen über die Luft. Der Entwurf eines mobilen MIMO-Channel-Sounders wird in Kapitel 7 beschrieben, ebenso wie die Auswertung der damit erhobenen Messungen in Bezug auf die Kanaleigenschaften wie Pfadverlust und Antennenkorrelation, welche die Überlegenheit der vorgestellten Wellenform auch unter realistischen Bedingungen unterstreichen. Das abschließende Fazit mit einer Zusammenfassung der gewonnenen Erkenntnisse findet sich in Kapitel 8.

1.4 Notation

Vektoren und Folgen, bspw. \mathbf{x} , werden mit fett gedruckten Kleinbuchstaben bezeichnet. Die Indizierung der Elemente erfolgt dabei mit eckigen Klammern, bspw. $x[n]$. Matrizen, bspw. \mathbf{X} , verwenden fett gedruckte Großbuchstaben. Im Zusammenhang mit Matrizen und Vektoren bezeichnet das Superskript T die Transposition, $*$ die komplexe Konjugation und H die hermitesche Transposition. Die Spur und damit die Summe der Diagonalelemente einer Matrix wird mit $\text{Tr}\{\cdot\}$ bezeichnet. Für das Frobenius-Innenprodukt gilt $\langle \mathbf{A}, \mathbf{B} \rangle_{\text{F}} = \sum_{i,j} A_{ij}^* B_{ij} = \text{Tr}\{\mathbf{A}^{\text{H}} \mathbf{B}\}$, während die Frobenius-Norm die Summe der Betragsquadrate aller Matrixeinträge bezeichnet. Kontinuierliche Funktionen werden im Zeitbereich mit Klein- und im Frequenzbereich mit Großbuchstaben gekennzeichnet und mit runden Klammern an der gegebenen Stelle ausgewertet, bspw. $f(x)$.

Im Rahmen dieser Arbeit wird meist mit Abtastwerten gearbeitet, die jedoch häufig mit unterschiedlichen Abtastraten assoziiert sind. Um dem Leser die Orientierung zu vereinfachen, wurde aus diesem Grund darauf geachtet, immer die gleichen Buchstaben für die Indizierung von Folgen mit dem gleichen Zeitbezug zu verwenden. So indiziert m Abtastwerte, die einen zeitlichen Abstand $t_s = 1/f_s$ haben, was dem Inversen der Abtastrate entspricht. Dieser liegt um Faktor $K \in \mathbb{N} \setminus \{0\}$ unter der Chipdauer $T_c = K t_s$, wobei Folgen im Chiptakt mit k indiziert sind. Die

1 Einleitung

Modulationssymbole haben die Dauer T_s , sind über den Spreizfaktor SF mit T_c verbunden und werden mit n indiziert.

Stand der Technik

Das folgende Kapitel stellt zu Beginn die Entwurfsziele bei Low Power Wide Area Network (LPWAN) vor und gibt einen Überblick über die momentan wichtigsten Technologien und deren charakteristische Eigenschaften.

2.1 Entwurfsziele bei LPWANs

Anwendungen, die effizient mithilfe von LPWANs umgesetzt werden können, haben einige typische Anforderungen, die den Entwurf einer passenden Funkschnittstelle entscheidend beeinflussen und im Folgenden dargestellt werden.

2.1.1 Reichweite

LPWANs werden üblicherweise in Sterntopologie aufgebaut, es gibt also einen zentralen Zugangspunkt, der mit den einzelnen Sensoren kommuniziert. Die Sensoren sind untereinander jedoch nicht verbunden. Für die Reichweite dieser Zugangspunkte versprechen manche Hersteller bis zu 50 Kilometer [RKS17], wobei die tatsächlich erreichbaren Distanzen sehr stark vom zugrundeliegenden Terrain abhängen. Ist darüber hinaus die Anbindung von Sensoren an schwer erreichbaren Orten gewünscht, wie zum Beispiel unterirdisch in der Kanalisation oder in Gebäuden, muss zusätzlicher Pfadverlust einkalkuliert werden.

Die bisher veröffentlichten, experimentellen Forschungsergebnisse in städtischen Umgebungen deuten darauf hin, dass realistische und zuverlässig erreichbare Reichweiten im Bereich von wenigen Kilometern liegen (siehe zum Beispiel [OGS17]).

Das verwendete Frequenzband ist selbstverständlich von großer Bedeutung für die Reichweite der Übertragung, da der Pfadverlust im Freiraum direkt von der Wellenlänge abhängt. Aus diesem Grund verwenden viele LPWAN-Technologien Frequenzen unterhalb von 1 GHz.

2.1.2 Datenrate, Zuverlässigkeit und Latenz

Datenrate und Latenz sind bei LPWANs im Gegensatz zu URLLC nur von untergeordneter Bedeutung, da Payloads üblicherweise im Bereich von wenigen Dutzend Bytes liegen und keine Echtzeitanforderungen bestehen. Dieser Kompromiss ist jedoch auch notwendig, um die enormen Pfadverluste aufgrund der großen Distanzen zu überbrücken.

Auch in Bezug auf die geforderte Zuverlässigkeit der Funkverbindung gelten bei LPWANs weniger strenge Bedingungen. Manche Technologien verzichten teilweise sogar komplett auf bidirektionale Kommunikation zur Sicherung der Quality of Service (QoS). Bezüglich der Bestätigung von Nachrichten ist die Wahl des SRD-Bands besonders nachteilig, da der maximale Duty Cycle für Netzzugangspunkte von den Regulierungsbehörden auf 10 % festgelegt wurde [Bun18] und dies damit in Netzen mit vielen Teilnehmern zum Problem werden kann.

2.1.3 Energiebedarf

Sensoren in einem LPWAN sind meist batteriebetrieben und sollen nach Möglichkeit bis zu 15 Jahre ohne Eingriffe von außen funktionieren. Das erfordert ein stark optimiertes Energiekonzept und angepasste Übertragungsprotokolle. So ist es üblich, dass die Sensoren sich die meiste Zeit in einem Standby-Zustand befinden und nur, wenn Daten übertragen werden müssen, kurzzeitig „aufwachen“. Aus diesem Grund sind die meisten LPWAN-Protokolle auch Uplink-gesteuert, da der Sensor sonst gar nicht erreicht werden kann.

2.1.4 Skalierbarkeit und Kosten

Es wird erwartet, dass pro Basisstation zehntausende Geräte verbunden werden sollen [RKS17]. Erfolgversprechende Technologien müssen deshalb ein geeignetes Mehrfachzugriffsverfahren einsetzen, um die Interferenz zwischen den vielen, oft gleichzeitigen und unkoordinierten Übertragungen so weit wie möglich zu reduzieren.

Tritt die antizipierte Entwicklung bezüglich der Anzahl der verbundenen „Dinge“ tatsächlich ein, ist eine Verkleinerung der Zellen (engl. *cell densification*) möglicherweise zumindest im urbanen Raum die einzige Möglichkeit, um einen zuverlässigen Betrieb zu gewährleisten [RKS17]. In diesem Fall würde sich auch der Vorteil der höheren Reichweite bei niedrigeren Frequenzen relativieren. Die Wahl des Frequenzbandes hat aber selbst darüber hinaus weitreichende Implikationen. Während im SRD-Band nur eine Bandbreite 7 MHz zur Verfügung steht, sind es bei 2,4 GHz über 80 MHz. Dies eröffnet deutlich mehr Möglichkeiten zur Vermeidung von Inter-Zell-Interferenzen durch eine flexible Kanaluweisung.

Neben der technischen Skalierbarkeit kommt an dieser Stelle jedoch auch die ökonomische Dimension ins Spiel: Um wirtschaftlich zu sein, ist es von größter Bedeutung, die Kosten pro verbundenem Gerät möglichst niedrig zu halten. Dies ist auch ein Grund, warum viele Anbieter trotz der teils herausfordernden Interferenzsituation derzeit lizenzfreie Bänder nutzen und möglichst große Zellen anstreben, um die Kosten für den Aufbau sowie den Unterhalt ihrer Netze zu reduzieren. Beim Aspekt der Skalierbarkeit haben die Mobilfunkbetreiber aufgrund ihrer bereits bestehenden Infrastruktur grundsätzlich den größten Vorteil, jedoch müssen sie die Kosten für die Spektrumsnutzung auf die Nutzer umlegen.

2.2 Verfügbare Technologien

Die folgende Auswahl der LPWAN-Wellenformen ist wegen der großen Zahl an Wettbewerbern nicht vollständig. Es wurde jedoch darauf geachtet, sowohl die (momentan) populärsten Technologien als auch die verschiedenen existierenden Ansätze darzustellen.

2.2.1 LoRa

LoRa (als Kurzform von „Long Range“) ist eine proprietäre Technologie der Semtech Corporation [Sem18b] und aktuell eine der populärsten LPWAN-Wellenformen. Das Netzwerkprotokoll ist in der öffentlich zugänglichen LoRaWAN-Spezifikation definiert, die von der LoRa Alliance gepflegt und weiterentwickelt wird [LoR18].

Zur Übertragung werden unlizenzierte Frequenzbänder verwendet, die jedoch je nach Region unterschiedlich sind. Während in Europa das Band bei 433 MHz sowie das 868-MHz-SRD-Band verwendet werden, liegen die entsprechenden Bänder in den USA bei 915 MHz. Darüber hinaus bietet Semtech mittlerweile auch eine LoRa-basierte Lösung für das ISM-Band bei 2,4 GHz [Sem18a].

Als Modulationsart kommt bei LoRa Chirp Spread Spectrum (CSS) mit unterschiedlichen Bandbreiten (125 kHz, 250 kHz oder 500 kHz) zum Einsatz. Diese Bandspreiztechnik hat den Vorteil, dass schmalbandige Störer effektiv unterdrückt werden und Diversität in frequenzselektiven Kanälen genutzt werden kann. CSS hat als Modulationsart (wenngleich in etwas anderer Form) auch Eingang in den IEEE 802.15.4 Standard gefunden, um robuste Kommunikation bei hoher Reichweite zu ermöglichen [16; WJJ15].

Bei LoRa werden L Bits in die 2^L (zyklischen) zeitlichen Verschiebungen einer aufsteigenden Frequenzrampe codiert, wobei $L \in \{7, 8, \dots, 12\}$ den Spreizfaktor bezeichnet. Die Dauer eines solchen Chirp-Symbols mit Bandbreite B liegt bei $T_{\text{chirp},L} = 2^L/B$. Insgesamt ergeben sich mögliche Datenraten im Bereich von 0,3 kbit/s bis 27 kbit/s [Ade17]. Die sich ergebenden Signale für einen bestimmten Spreizfaktor sind zueinander orthogonal und können effizient mithilfe der Fast Fourier Transform (FFT) demoduliert werden [Van17]. Je nach Spreizfaktor transportiert ein Paket zwischen 51 Byte und 222 Byte [Ade17].

Als Mehrfachzugriffsverfahren verwendet LoRaWAN in seiner energiesparendsten Variante (sog. Class A Devices) reines ALOHA. Der Verzicht auf eine Koordination der Sendungen hat dabei den Vorteil, dass keine Energie für zusätzliche Kommunikation verwendet werden muss und verlängert damit die Batteriebensdauer, jedoch ergibt sich ein gewisses Kollisionsrisiko. Die gleichzeitige Verwendung von Kanälen durch mehrere Teilnehmer und

eine Reduktion der Kollisionswahrscheinlichkeit wird durch die verschiedenen Spreizfaktoren ermöglicht, da Frequenzrampen unterschiedlicher Steilheit nur eine geringe Korrelation aufweisen. Diese verbleibende Korrelation kann jedoch immer noch zu erheblichen Interferenzproblemen bei einer Skalierung der Netzwerkgröße führen [Mah18].

Das Geschäftsmodell bei LoRa-basierten LPWANs sieht es grundsätzlich vor, dass interessierte Parteien ihre eigenen Netzwerke betreiben. Seit der Veröffentlichung der LoRaWAN 1.1 Spezifikation im Oktober 2017 ist jedoch auch ein Handover und Roaming zwischen verschiedenen Netzwerken möglich und wurde bereits erfolgreich demonstriert [Ora18].

Bestehende, häufig privat betriebene Zugangspunkte können sich dem quelloffenen und kostenlos verfügbaren „The Things Network“ anschließen, das besonders in Ballungsgebieten bereits eine erhebliche Abdeckung besitzt [The]. Darüber hinaus hat sich auch der Mobilfunkbetreiber Orange zum Ziel gesetzt, ein internationales, auf LoRa und LoRaWAN basierendes Netzwerk zu errichten [Ora].

2.2.2 SigFox

SigFox [Sig] ist eine weitere proprietäre Lösung für LPWAN-Anwendungen, die sich jedoch trotz der ähnlichen Entwurfsziele technisch recht stark von LoRa unterscheidet. Statt Bandspreiztechniken zu verwenden, setzt SigFox auf eine Reduktion der Rauschbandbreite, um trotz des üblicherweise sehr hohen Pfadverlusts aufgrund der großen Distanzen das zur Demodulation erforderliche Signal-to-Noise-Ratio (SNR) zu erreichen. Aufgrund der Kanalbandbreite von nur 100 Hz wird dieser Ansatz auch als Ultra-Narrow-Band (UNB) bezeichnet. Die Modulation erfolgt mittels Differential Binary Phase Shift Keying (DBPSK) und Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK), erreicht wegen der geringen Symbolrate jedoch nur sehr geringe Datenraten.

SigFox verwendet wie LoRa die lizenzfreien Bänder bei 868 MHz und 915 MHz in Europa und den USA.

Da auch SigFox ALOHA als Mehrfachzugriffsverfahren nutzt und nicht inhärent widerstandsfähig gegenüber Interferenz durch Paketkollisionen ist, verwendet SigFox 360 100-Hz-Kanäle, um das Kollisionsrisiko zu minimieren. Außerdem kann bei SigFox jedes Paket präventiv mehrfach

auf verschiedenen Frequenzen gesendet werden, um Fadingeffekten zu begegnen. In der ersten Version der Technologie waren keinerlei Paketbestätigungen seitens der Basisstation vorgesehen, sodass diese Methode die einzig mögliche war, um eine gewisse Ankunfts Wahrscheinlichkeit zu erreichen [RKS17].

SigFox versteht sich im Gegensatz zu Semtech oder der LoRa Alliance als Infrastruktur- und Serviceanbieter, der (ausgehend von Frankreich) mittlerweile große Teile Europas mit eigenen Basisstationen abdeckt und derzeit aktiv in die USA expandiert. Kunden können Verträge verschiedenen Leistungsumfangs mit SigFox schließen, die den so verbundenen Geräten bis zu 140 Nachrichten mit maximal 12 Byte Länge pro Tag erlaubt, wovon jedoch maximal vier eine Bestätigung erhalten können.

2.2.3 NB-IoT

Narrowband IoT (NB-IoT) ist Teil des Standards für Long-Term Evolution (LTE), der vom 3rd Generation Partnership Program (3GPP) spezifiziert wurde und weiterhin entwickelt wird. Die Spezifikation von NB-IoT wurde erstmals in Release 13 im Jahr 2016 veröffentlicht, in folgenden Releases jedoch kontinuierlich erweitert, um beispielsweise die Lokalisierung und einen niedrigeren Stromverbrauch der Geräte zu ermöglichen [Rat17]. Weitere IoT-Standards des 3GPP sind eMTC (auch LTE Cat M1) und EC-GSM-IoT, die jedoch weniger strikt das Ziel der Reduktion des Stromverbrauchs bei gleichzeitiger Maximierung der Reichweite verfolgen und eher für höherrangige Anwendungen geeignet sind.

Die Architektur von NB-IoT ist sehr stark an LTE angelehnt und verwendet auch dessen Frequenzen, wodurch die Aufrüstung der Basisstationen durch ein einfaches Software-Update erfolgen kann. NB-IoT-Kanäle haben eine Bandbreite von 180 kHz und können entweder als Unterträger eines bestehenden LTE-Signals, im Schutzband oder komplett unabhängig betrieben werden. Im Downlink von der Basisstation zum Gerät verwendet NB-IoT Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), während im Uplink Single Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA) zum Einsatz kommt [Wan17]. Die Datenraten liegen je nach Konfiguration zwischen wenigen Kilobyte bis hin zu mehreren hundert Kilobyte pro Sekunde.

Ein primäres Ziel bei der Standardisierung war die Reduktion der Gerätekomplexität und in dessen Folge des Stromverbrauchs und der Fertigungs- und Betriebskosten. Trotzdem ist das Protokoll im Vergleich zu Technologien, die lizenzfreie Frequenzen nutzen, immer noch recht kompliziert und verlangt mehr Kommunikation mit der Basisstation, was sich in einer Verkürzung der Batterielaufzeit niederschlägt. Darüber hinaus haben lizenzierte Frequenzen natürlich den Vorteil von niedrigeren und kontrollierbaren Interferenzen, jedoch müssen auch die Kosten dafür auf die Kunden umgelegt werden, um wirtschaftlich zu sein.

Durch die relativ späte Veröffentlichung von Release 13 im Vergleich zum Markteintritt diverser proprietärer Technologien wie LoRa bleibt die Marktakzeptanz von NB-IoT noch abzuwarten. Da jedoch schon mehrere große Mobilfunkbetreiber großflächige Netzabdeckung bieten oder vorbereiten [Deu; Vod] und die bestehende Infrastruktur sehr gute Voraussetzungen bietet, wird sich NB-IoT in den kommenden Jahren voraussichtlich gut positionieren können, sofern die angebotenen Konditionen wettbewerbsfähig sind.

2.2.4 RPMA und IEEE 802.15.4

Random Phase Multiple Access (RPMA), entwickelt und vermarktet von der Firma Ingenu [Ing], unterscheidet sich von den bisher vorgestellten Technologien primär dadurch, dass es statt auf Sub-GHz-Frequenzen ausschließlich auf das ISM-Band bei 2,4 GHz setzt. Die Entscheidung für dieses spektral höher gelegene Band trotz der höheren Dämpfung wird mit der größeren Bandbreite, fehlenden Duty-Cycle-Beschränkung sowie globalen Harmonisierung des Bandes begründet [Ingc].

Erhöhte Interferenzresistenz wird durch den Einsatz von DSSS und Gold-Codes erzielt, wobei verschiedene Sensoren mit gleichem Spreizfaktor grundsätzlich die gleiche Spreizfolge verwenden. Ebenfalls im Kontrast zu anderen Technologien im lizenzfreien Spektrum verwendet RPMA kein ALOHA für den Spektrumszugriff. Eine feste, von der Basisstation signalisierte Rahmenstruktur wird in mehrere Zugriffsfenster unterteilt, die abhängig vom selektierten Spreizfaktor von den Sensoren ausgewählt werden. Innerhalb dieser Fenster wählt ein Sensor mit Kommunikationsbedarf einen zufälligen Startzeitpunkt bzw. eine zufällige Start*phase*, was

2 Stand der Technik

Kollisionen zwischen verschiedenen Teilnehmern unwahrscheinlich macht und namensgebend für das Verfahren ist.

RPMA-Signale haben eine Bandbreite von 1 MHz und, je nach Spreizfaktor, Datenraten von wenigen hundert Bit bis zu mehreren zehn Kilobit pro Sekunde.

Ingenu betreibt neben der Entwicklung von RPMA auch ein Netzwerk aus Basisstationen, das sie „The Machine Network“ nennen. Abgesehen von der Abdeckung vieler US-amerikanischer Metropolen unterhält das Unternehmen auch eine Kooperation mit der Firma Meterlinq, die ganz Italien mit RPMA-Abdeckung versorgen will, um drahtlos Gaszählerstände abzulesen [Met].

Ingenu hat außerdem mit dem IEEE zusammengearbeitet, dessen 802.15.4 Standard nun mit der Veröffentlichung der Erweiterung IEEE 802.15.4k im Jahr 2013 einen LECIM DSSS PHY enthält, der mit der physikalischen Übertragungsschicht von RPMA kompatibel ist [RKS17].

Grundlagen DSSS

Bandspreiztechniken wie DSSS haben ihren Ursprung im militärischen Bereich, da gespreizte Signale aufgrund ihrer niedrigen spektralen Leistungsdichte einerseits schwer zu entdecken und dementsprechend abzuhören sind, andererseits aber auch durch ihre hohe Bandbreite widerstandsfähig gegen absichtliche Störer (engl. *jammer*) sind [Vit95].

Im Bereich der Sensorkommunikation ist gerade in lizenzfreien Bändern die Störresistenz zwar ebenfalls wichtig, weitere entscheidende Vorteile sind jedoch die Möglichkeit, durch den vom Spreizfaktor SF abhängigen Spreizgewinn den starken Pfadverlust, der über große Entfernungen entsteht, zu kompensieren. Darüber hinaus erlaubt die Wahl geeigneter Spreizsequenzen einen unkoordinierten Spektrumszugriff mit geringer Mehrnutzerinterferenz (engl. *Multiple Access Interference (MAI)*), was den Koordinationsaufwand und den damit zusammenhängenden Energieverbrauch erheblich senkt.

3.1 Modulation

DSSS verwendet zur Spreizung pseudozufällige Sequenzen \mathbf{c} , die mit den um Faktor SF heraufgetasteten Sendesymbolen \mathbf{s} multipliziert werden. Die einzelnen Elemente von \mathbf{c} werden als Chips bezeichnet. Die Chips können grundsätzlich komplexwertig sein, wie es beispielsweise bei den in LTE verwendeten Zadoff-Chu-Sequenzen [Chu72] der Fall ist. Im Rahmen dieser Arbeit werden jedoch lediglich reelle Spreizfolgen betrachtet, für

deren Elemente $|c[k]|^2 = 1/\text{SF}$ gilt. Das gespreizte und pulsgeformte Signal kann dementsprechend als

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} c[\text{SF} \cdot n + k] \cdot g(t - (nT_s + kT_c)) \quad (3.1)$$

geschrieben werden, wobei T_s die Symboldauer, $T_c = T_s/\text{SF}$ die Chipdauer und $g(t)$ das Pulsformungsfilter beschreibt. Die einzelnen Schritte eines solchen Spreizprozesses sind in Abbildung 3.1 dargestellt.

An dieser Stelle sollte erwähnt werden, dass die Länge von \mathbf{c} üblicherweise weit über dem Spreizfaktor SF liegt. Die Sendesymbole \mathbf{s} werden dementsprechend mit fortlaufenden Ausschnitten aus \mathbf{c} der Länge SF gespreizt. Die Sequenz nicht mit jedem Symbol zu wiederholen hat im militärischen Anwendungsbereich den Vorteil, auf zyklstationären Signaleigenschaften beruhende Detektionsmethoden zu erschweren.

In Mehrnutzerszenarien wie LPWANs liegt der Vorteil eines solchen *long codes* jedoch hauptsächlich darin, dass die Kollisionswahrscheinlichkeit auf ein Minimum reduziert wird. Nimmt man beispielsweise an, dass der Code über den kompletten Verlauf des Pakets keine Wiederholungen besitzt, beträgt die Länge des Kollisionsintervalls gerade einmal T_c . Damit es zu einer Kollision kommt, müssen also zwei Pakete die gleiche Spreizsequenz verwenden und chip-synchron eintreffen. Bei jeder anderen Verschiebung sind die Übertragungen jedoch bei geeigneter Wahl von \mathbf{c} quasi-orthogonal. Wiederholt man die Sequenz jedoch mit jedem Symbol, was einem *short code* entspricht, können Kollisionen auch bei allen Verschiebungen, die einem Vielfachen der Symbollänge entsprechen, auftreten.

Betrachtet man die Symboldauer T_s als konstant, so hat die Spreizung zur Folge, dass die Signalbandbreite im Vergleich zum ungespreizten System um den Faktor SF aufgeweitet wird, da sie von der Pulsform der Chips abhängt. Dies erzeugt eine Art der Frequenzdiversität, da die Information gleichmäßig über ein breites Band verteilt wird. Auf die Breitbandigkeit ist auch die Resistenz gegenüber (Schmalband-)Störern zurückzuführen, da diese unter Umständen nur einen Teil der Signalbandbreite abdecken.

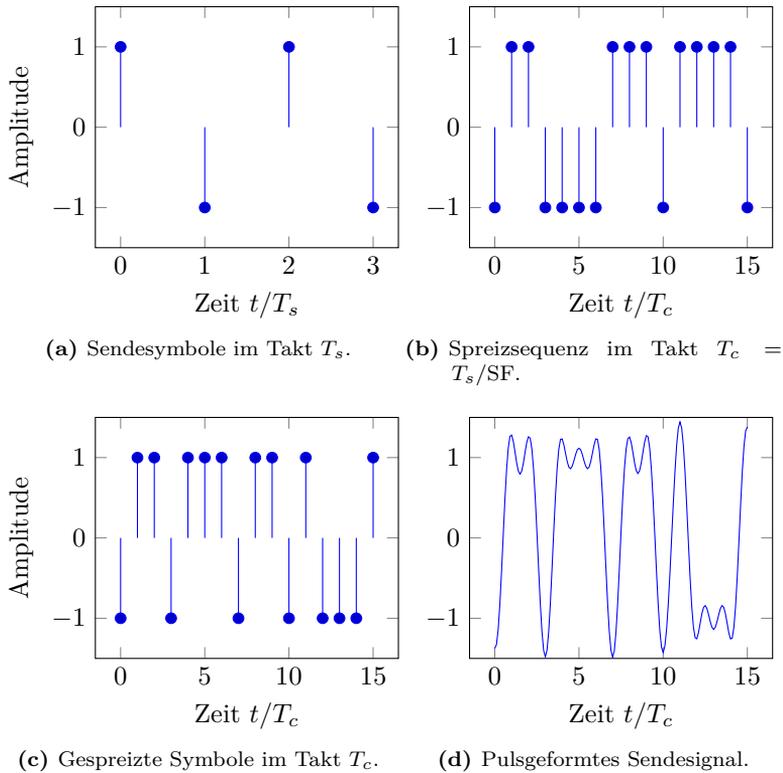


Abbildung 3.1: Verarbeitungsschritte bei der Modulation eines DSSS-Signals. Jedes Sendesymbol gewichtet einen konsekutiven Ausschnitt der Länge SF aus der Spreizsequenz. Die gewichtete Folge wird vor der Übertragung pulsgeformt. Zur besseren Darstellung wurden die Signale normiert.

Die spektrale Effizienz einer DSSS-Übertragung unter der Annahme sinc-förmiger Pulsformung ergibt sich zu

$$\eta = \frac{\text{Bitrate}}{\text{Bandbreite}} = \frac{\frac{\log_2 M}{T_s}}{\frac{\text{SF}}{T_s}} = \frac{\log_2(M)}{\text{SF}} \frac{\text{bit}}{\text{s} \cdot \text{Hz}}, \quad (3.2)$$

wobei M die Größe des Modulationsalphabets beschreibt.

3.2 Demodulation

Das Empfangssignal wird durch die Übertragung mit der Kanalimpulsantwort $h(t, \tau)$ gefaltet und mit komplexwertigem, zirkulärem weißem gaußischem Rauschen $\tilde{w}(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ beaufschlagt:

$$\tilde{r}(t) = h(t, \tau) * s(t) + \tilde{w}(t) \quad (3.3)$$

Der Operator $*$ stellt dabei den (linearen) Faltungsoperator dar. Für die Demodulation wird das Empfangssignal $\tilde{r}(t)$ nach erfolgter Matched-Filterung und Synchronisation im Takt $1/T_c$ abgetastet, was den Koeffizientenvektor \mathbf{r} ergibt.

Aus Gründen der einfacheren Darstellung wird an dieser Stelle der Kanal als $h(t, \tau) = \delta(\tau)$ angenommen, was reinem Additive White Gaussian Noise (AWGN) entspricht. Außerdem sei die Energie von $g(t)$ auf 1 normiert. Unter diesen Umständen lassen sich die Elemente von \mathbf{r} schreiben als

$$r[k] = c[k] \cdot s[k \operatorname{div} \text{SF}] + w[k], \quad k \in \mathbb{N}, \quad (3.4)$$

wobei die Elemente von \mathbf{s} die Sendesymbole in $s(t)$ und div die ganzzahlige Division bezeichnet und das gefilterte Rauschen $w[k]$ einer zirkulären Normalverteilung mit Varianz σ_w^2 folgt.

Nun lassen sich Schätzungen für \mathbf{s} durch Korrelation mit den entsprechenden Ausschnitten aus der Spreizfolge \mathbf{c} zurückgewinnen:

$$\begin{aligned}
 \hat{s}[n] &= \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} r[\text{SF} \cdot n + k] \cdot c^*[\text{SF} \cdot n + k], \quad n \in \mathbb{N} & (3.5) \\
 &= \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} s[n] c[\text{SF} \cdot n + k] \cdot c^*[\text{SF} \cdot n + k] \\
 &\quad + \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} w[\text{SF} \cdot n + k] \cdot c^*[\text{SF} \cdot n + k] \\
 &= s[n] + w_s[n] & (3.6)
 \end{aligned}$$

Das Rauschen $w_s[n]$ nach der Entspreizung folgt aufgrund der Unabhängigkeit der Rauschrealisierungen und der Festlegung der Chipleistung $P_c = P_s \cdot |c[m]|^2 = P_s \cdot \frac{1}{\text{SF}}$ weiterhin einer $\mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ -Verteilung, während die Signalleistung durch die kohärente Integration steigt.

Mit Gl. (3.6) und der Symbolleistung $P_s = |s[n]|^2 = \text{SF} \cdot P_c$ lässt sich das SNR von $\hat{s}[n]$ nach der Entspreizung angeben als

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{\sigma_w^2} = \text{SF} \cdot \frac{P_c}{\sigma_w^2} = \text{SF} \cdot \text{SNR}_r, \quad (3.7)$$

was einem SNR-Gewinn um den Faktor SF entspricht.

3.3 Wahl der Spreizfolgen

Zwei wichtige Werkzeuge zur Bewertung der Eignung von Folgen als Spreizsequenzen sind die Autokorrelationsfunktion (AKF) $\varphi_{xx}[m]$ und, falls zum Beispiel im Mehrnutzerfall mehrere Sequenzen gleichzeitig verwendet werden sollen, die Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) $\varphi_{x_1, x_2}[m]$.

Die AKF einer Folge \mathbf{x} mit Länge L ist definiert als

$$\varphi_{xx}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} x[l] \cdot x^*[l+k] \quad (3.8)$$

und gibt die Ähnlichkeit eines Signals mit einer um k Stellen verschobenen Kopie von sich selbst an. Im Optimalfall ergibt sich für die AKF einer Spreizsequenz das Kronecker-Delta δ_{kl}

$$\varphi_{cc,\text{opt}}[k] = \delta_{k0} = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}. \quad (3.9)$$

Eine solche AKF ist aufgrund ihrer Eindeutigkeit optimal in Bezug auf die Zeitsynchronisation und in frequenzselektiven Kanälen, da auf diese Weise Intersymbolinterferenz (ISI) verhindert wird (siehe Abschnitt 3.4.1).

Die KKF zweier Folgen \mathbf{x}_1 und \mathbf{x}_2 ist wiederum definiert als

$$\varphi_{x_1,x_2}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} x_1[l] \cdot x_2^*[l+k] \quad (3.10)$$

und hat im optimalen Fall den Wert

$$\varphi_{c_1,c_2}[k] = 0 \quad \forall k, \quad (3.11)$$

was eine perfekte Trennbarkeit der beliebig zueinander verschobenen Sequenzen bedeutet und damit für den Mehrnutzerzugriff wichtig ist.

Tatsächlich ist es nicht möglich, mit dem gleichen Spreizcode sowohl eine optimale AKF als auch eine optimale KKF zu erhalten. Einen guten Kompromiss in asynchronen Systemen wie LPWANs bieten Gold-Folgen, die sowohl gute AKF-Eigenschaften mit geringen Nebenmaxima als auch eine niedrige, wenn auch nichtverschwindende KKF besitzen [Gol67]. Die Berechnung erfolgt durch die Modulo-2-Addition zweier bevorzugter Maximum Length Sequences (MLSs) [Pro01], wie in Abbildung 3.2 dargestellt.

Die MLS trägt ihren Namen aufgrund ihrer Eigenschaft, aus einem rückgekoppelten Schieberegister, das mit einem Polynom vom Grad m beschrieben werden kann, eine Folge der maximalen Länge $2^m - 1$ zu erzeugen. Das Schieberegister durchläuft also alle möglichen Zustände außer dem Nullzustand, bevor sich die Ausgangsfolge wiederholt. Zwei solche Folgen werden als bevorzugt bezeichnet, wenn ihre zyklische Kreuzkorrelation

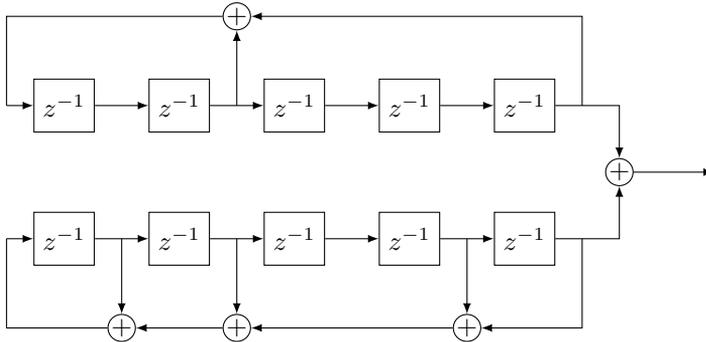


Abbildung 3.2: Beispiel für die Erzeugung von Gold-Folgen der Länge 31 durch binäre Modulo-2-Addition zweier bevorzugter Folgen, in diesem Fall mit den Polynomen $p_1(x) = 1 + x^2 + x^5$ und $p_2(x) = 1 + x + x^2 + x^4 + x^5$ (Grafik nach [Pro01]).

lediglich die Werte $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$ annehmen kann, wobei $t(m)$ als

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1, & \text{ungerade } m \\ 2^{(m+2)/2} + 1, & \text{gerade } m \end{cases} \quad (3.12)$$

definiert ist [Pro01].

3.4 DSSS-Empfang in realistischen Kanälen

Der vorige Abschnitt hat zum Zweck der einfacheren Darstellung stark vereinfachende Annahmen in Bezug auf den Kanal und die Übertragung gemacht. Dieser Abschnitt gibt nun einen tieferen Einblick in die Herausforderungen beim Empfang von DSSS-Signalen in realistischen Umgebungen. Die Effekte, die hier berücksichtigt werden, sind:

- Zeit- und frequenzselektive Kanäle
- Frequenzverschiebungen
- Zeitverschiebungen
- Abtastratenfehler

Die folgenden Betrachtungen sind unabhängig vom Rauschen, welches deshalb zur Vereinfachung der Notation vernachlässigt wird.

3.4.1 Empfang in frequenzselektivem Fading

Streuung, Brechung und Reflexion sind Effekte, die dazu führen, dass sich N verschiedene, mit $\tau_i(t)$ verzögerte und $h_i(t)$ gewichtete Pfade am Empfänger überlagern. Die Impulsantwort des Kanals zwischen Sender und Empfänger lässt sich deshalb als lineares, zeitvariantes System im komplexen Basisband modellieren:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i(t) \delta(t - \tau_i(t)), \quad h_i(t) \in \mathbb{C} \quad (3.13)$$

Eine Zeitabhängigkeit der Gewichte und Verzögerungen entsteht, wenn eine Relativbewegung zwischen Sender und Empfänger oder einem reflektierenden Objekt zu Verschiebungen der Pfadlänge(n) führt, die sich in einer veränderten Phasenlage und Amplitude der an der Antenne einfallenden elektromagnetischen Wellen niederschlägt. Eine tiefere Diskussion zur Modellierung und Charakterisierung von Kanälen findet sich in Abschnitt 7.1.

Im Folgenden wird gezeigt, dass in praktischen DSSS-Systemen trotz Bandbreiten im Megahertz-Bereich keine Intersymbolinterferenz zu erwarten ist. Mehrwegeausbreitung kann, passendes Empfängerdesign vorausgesetzt, sogar eine willkommene Quelle von Diversität sein.

Die Annahme, dass der Kanal sich innerhalb einer Spreizfolgenlänge nicht oder nur vernachlässigbar verändert (engl. *slow fading*), ist in vielen Szenarien mit geringer Mobilität, wie zum Beispiel LPWANs, gerechtfertigt. Obwohl sich der Kanal im Laufe der wesentlich größeren Zeitspanne einer vollständigen Paketübertragung jedoch durchaus verändern kann, wird die Zeitabhängigkeit des Kanals im Folgenden der Einfachheit halber vernachlässigt. Tatsächlich ist zeitlich langsam veränderliches Fading sogar hilfreich und wünschenswert, da auf diese Weise ebenfalls Diversität erzeugt wird.

Das Sendesignal eines DSSS-Systems, das zur einfacheren Darstellung einen *short code* verwendet, kann man ähnlich zu Gl. (3.1) schreiben als

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} c[k] \cdot g(t) * \delta(t - kT_c - nT_s). \quad (3.14)$$

Das Sendesignal $s(t)$ kommt durch die Übertragung mehrfach und mit verschiedenen Verzögerungen am Empfänger an, was durch die Faltung mit $h(\tau)$ dargestellt wird.

Der erste Verarbeitungsschritt im Empfänger besteht in der Anwendung des Matched Filters, welches bei Symmetrie und Reellwertigkeit dem Sendepulsformungsfilter entspricht. Das gefilterte Empfangssignal nimmt dementsprechend die Form

$$r(t) = s(t) * h(t) * g(t) \quad (3.15)$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} c[k] \cdot \varphi_{gg}(t) * \delta(t - kT_c - nT_s) * h(t) \quad (3.16)$$

an, wobei die Kommutativität der Faltung ausgenutzt wurde und $\varphi_{gg}(t)$ der AKF des Pulsformungsfilters $g(t)$ entspricht.

Betrachtet man nun die Kanalimpulsantwort

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.17)$$

als Summe von N zeitlich um τ_i verschobenen Pfaden und führt die verbliebenen Faltungen aus, ergibt sich das Signal

$$r(t) = \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} c[k] \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot \varphi_{gg}(t - \tau_i - kT_c - nT_s). \quad (3.18)$$

3 Grundlagen DSSS

Die nachfolgende Abtastung (engl. *sampling*) des Signals mit der Frequenz f_s , welche zur Vermeidung von Aliasing mindestens der (zweiseitigen) Bandbreite des Pulsformungsfilters $g(t)$ entsprechen muss, führt auf

$$r[m] = \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \sum_{k=0}^{SF-1} c[k] \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot \varphi_{gg}(mt_s - \tau_i - kT_c - nT_s), \quad (3.19)$$

wobei $t_s = 1/f_s = T_c/K$ das Abtastintervall bei K -facher Überabtastung der Chipdauer darstellt. Nimmt man als nächsten Schritt die gleitende Korrelation mit der Spreizsequenz \mathbf{c} vor und geht davon aus, dass diese eine optimale AKF $\varphi_{cc}[m] = \delta[m]$ aufweist, was insbesondere für große Folgenlängen zumindest approximativ gilt, folgt

$$y[m] = \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot \varphi_{gg}(mt_s - \tau_i - nT_s) \quad (3.20)$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \delta(mt_s - nT_s) * \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot \varphi_{gg}(mt_s - \tau_i) \quad (3.21)$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \delta(mt_s - nT_s) * h[m]. \quad (3.22)$$

Gl. (3.22) zeigt, dass die einzelnen Impulse von $h(\tau)$ durch die Filterung mit $g(t)$ und die damit einhergehende Bandbegrenzung zeitlich aufgeweitet werden. Die zeitliche Ausbreitung von $\varphi_{gg}(t)$ hängt dabei stark von der gewählten Pulsform ab. Nimmt man hier jedoch das sehr gebräuchliche Wurzel-Kosinus-Filter (engl. *Root Raised Cosine (RRC)*) an, fällt dessen AKF selbst mit einem moderaten Rolloff-Faktor von $\alpha = 0,5$ innerhalb eines Abstands von ca. $3T_c$ vom Maximum um über 40 dB.

Es lässt sich also schließen, dass es bei DSSS-Systemen, deren Symboldauer T_s deutlich größer ist als die zeitliche Dispersion des Kanals, nicht zu ISI kommt.

Nicht vernachlässigbar ist jedoch die Dispersion der Energie, die in frequenzselektivem Fading durch die Faltung mit $h(\tau)$ auftritt. Solche Kanäle können effektiv mit einem Empfänger nach dem RAKE-Prinzip [Jon08] behandelt werden. Wie im Prinzipblockschaltbild in Abbildung 3.3 gezeigt,

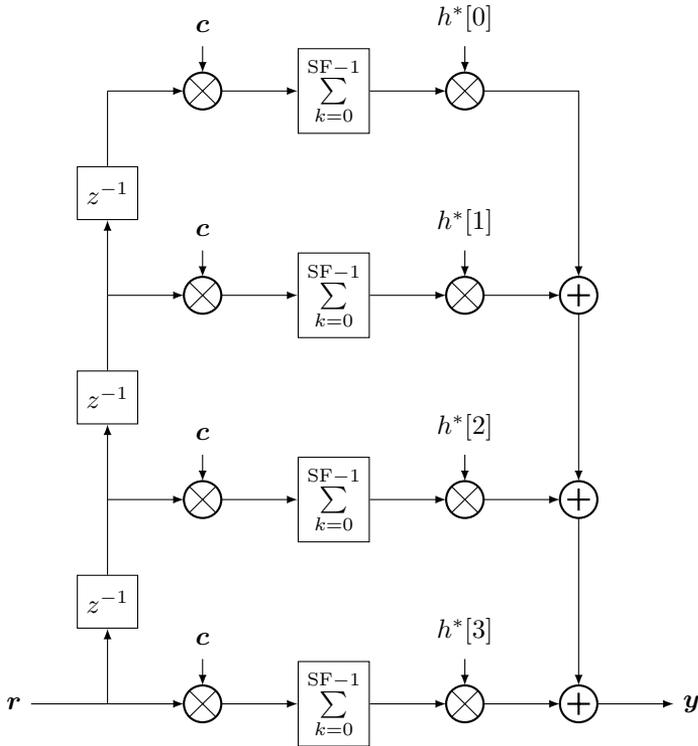


Abbildung 3.3: Prinzipblockschaltbild eines kritisch abtastenden ($t_s = T_c$) RAKE-Empfängers für einen Kanal mit 4 Koeffizienten.

verfügt der RAKE-Empfänger über mehrere „Finger“, die die verschiedenen einfallenden Pfade so verzögern, dass sie sich nach einer Korrektur der Phase und einer Gewichtung mit der Stärke des Kanalkoeffizienten kohärent aufaddieren lassen. Dieses Prinzip des Kombinierens von Signalen entspricht dem Maximal Ratio Combining (MRC) [Gol05]. MRC lässt sich auch als Matched Filter in Bezug auf den Kanal $h(t)$ bzw. $h[m]$ interpretieren und maximiert dementsprechend das SNR.

Für den Einsatz der kohärent arbeitenden RAKE-Architektur muss jedoch die zeitdiskrete Kanalimpulsantwort $h[m]$ bekannt sein. Diese lässt sich aus dem Empfangssignal schätzen, indem man eine dem Empfänger

bekannte Trainingssequenz $s_p[m] = \sum_{n=0}^{L_p-1} s_p[n] \delta(mt_s - nT_s)$ sendet. Die Korrelation mit dieser ergibt unter Annahme einer perfekten AKF und Gl. (3.22)

$$\hat{h}[m] = \varphi_{s_p s_p}[m] * h[m] = h[m]. \quad (3.23)$$

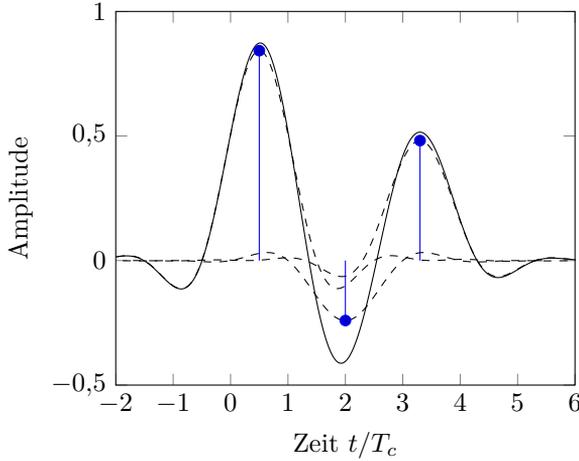
Ein veranschaulichendes Beispiel für die Abtastung eines frequenzselektiven Kanals ist in Abbildung 3.4 dargestellt, wobei zur intuitiveren Darstellung die Gruppenlaufzeit von $\varphi_{gg}(t)$ wie bereits zuvor vernachlässigt wurde. Abbildung 3.4a verdeutlicht den Einfluss der Faltung des Empfangsfilters mit der nicht inhärent bandbeschränkten Kanalimpulsantwort $h(\tau)$, während Abbildung 3.4b die resultierenden Koeffizienten $h[m]$ aus der Abtastung der resultierenden Funktion darstellt.

3.5 Frequenzverschiebung

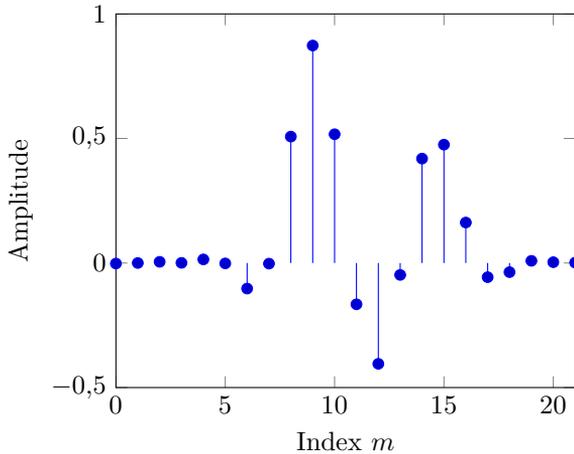
DSSS-Systeme sind sehr empfindlich gegenüber Frequenzverschiebungen. Das rührt daher, dass die Korrelation gemäß Gl. (3.5) während des Empfangsprozesses kohärent ablaufen muss, um den gewünschten Prozessgewinn zu erreichen. Eine Frequenzverschiebung führt jedoch durch die linear ansteigende Phase zu einer Dekorrelation und einem SNR-Verlust [Vit95].

Man betrachte hierzu den Empfang einer bis auf einen Frequenzoffset f_{off} perfekt synchronisierten, rauschfreien, mit einem beliebigen Symbol s gewichteten Sequenz. Es ergibt sich nach der Korrelation mit der Spreizsequenz c das geschätzte Symbol

$$\begin{aligned} \hat{s} &= \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} s \cdot c[k] \cdot e^{j2\pi \frac{f_{\text{off}}}{f_s} k} \cdot c^*[k] \\ &= s \cdot \frac{1}{\text{SF}} \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} e^{j2\pi f_{\text{off}} T_c k} \\ &= s \cdot \frac{1}{\text{SF}} \cdot \frac{1 - e^{j2\pi f_{\text{off}} T_c \text{SF}}}{1 - e^{j2\pi f_{\text{off}} T_c}}, \end{aligned} \quad (3.24)$$



(a) Aufweitung der exemplarischen Kanalimpulsantwort $h(\tau)$ durch Filterung mit $\varphi_{gg}(t)$. Die gestrichelten Linien beschreiben die einzelnen, gefilterten Komponenten von $h(\tau)$, während die durchgezogene Kurve das Resultat der Überlagerung darstellt .



(b) Kanalimpulsantwort nach Abtastung mit $f_s = 2/T_c$.

Abbildung 3.4: Filterung und Abtastung im Empfänger für einen exemplarischen Kanal $h(\tau) = \delta(\tau - 0,5T_c) - 0,2\delta(\tau - 2T_c) + 0,4\delta(3,3T_c)$ mit einem RRC-Filter ($\alpha = 0,5$) und $f_s = \frac{2}{T_c}$.

wobei für die letzte Umformung die geschlossene Schreibweise der endlichen geometrischen Reihe verwendet wurde [Bro08]. Für $f_{\text{off}} = 0$ ergibt sich das zu erwartende Resultat $\hat{s} = s$, für $f_{\text{off}} \neq 0$ entsteht jedoch eine Phasendrehung und eine Amplitudendämpfung des Korrelationsergebnisses aufgrund der zunehmenden Unähnlichkeit, was zu Fehlentscheidungen führen kann. Der SNR-Verlust lässt sich über die Leistungen P von \hat{s} und die auf die Bandbreite normierte Frequenzverschiebung $\tilde{f} = f_{\text{off}}T_c$ angeben als

$$\frac{P(\hat{s}|\tilde{f})}{P(\hat{s}|\tilde{f} = 0)} = \frac{1}{\text{SF}^2} \left| \frac{1 - e^{j2\pi\tilde{f}\text{SF}}}{1 - e^{j2\pi\tilde{f}}} \right|^2 \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{\text{SF}^2} \left| \frac{-e^{-j2\pi\tilde{f}\frac{\text{SF}}{2}}}{-e^{-j\pi\tilde{f}}} \cdot \frac{e^{j2\pi\tilde{f}\frac{\text{SF}}{2}} - e^{-j2\pi\tilde{f}\frac{\text{SF}}{2}}}{e^{j\pi\tilde{f}} - e^{-j\pi\tilde{f}}} \right|^2 \\ &= \frac{1}{\text{SF}^2} \left(\frac{\sin(\pi\tilde{f}\text{SF})}{\sin(\pi\tilde{f})} \right)^2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\approx \text{sinc}^2(\tilde{f} \cdot \text{SF}) \quad \text{für } |\tilde{f}| < \frac{1}{\text{SF}} \quad (3.27)$$

$$= \text{sinc}^2(f_{\text{off}}T_s), \quad (3.28)$$

wobei der vorletzte Schritt für kleine \tilde{f} beziehungsweise große SF eine sehr gute Näherung darstellt. Die sinc-Funktion ist definiert als

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}. \quad (3.29)$$

Die erste Nullstelle, also ein kompletter Verlust des Signals, tritt bereits bei $f_{\text{off}} = 1/(\text{SF} \cdot T_c) = 1/T_s$ auf, was der ungefähren Bandbreite eines ungespreizten Systems gleicher Datenrate entspricht und die hohen Anforderungen an die Frequenzsynchronisation in DSSS-Systemen unterstreicht.

3.6 Zeit- und Ratenverschiebung

Konstante Zeitverschiebungen äußern sich am Ausgang des Korrelators im Empfänger als eine Verschiebung des Korrelationsmaximums und

können dementsprechend verhältnismäßig einfach synchronisiert werden. In frequenzflachem Fading kann die Synchronisation also durch eine einfache Maximumssuche bzw. eine Schwellwertdetektion erfolgen.

Berücksichtigt werden muss dabei, dass der optimale Abtastzeitpunkt der Chips, also das Maximum von $\varphi_{gg}(t)$, möglicherweise zwischen zwei Abtastwerten liegt. Insbesondere ein kritisch abtastender DSSS-Empfänger, der mit $f_s = 1/T_c$ arbeitet, könnte dadurch im ungünstigsten Fall ausschließlich in den Nullstellen von $\varphi_{gg}(t)$ abtasten. Berücksichtigt man jedoch, dass realistische Empfängerarchitekturen zur Einhaltung des Abtasttheorems mit einer gewissen Überabtastung um den Faktor $K > 1$ arbeiten müssen¹, relativiert sich dieses Problem, da der maximale zeitliche Abtastfehler $|\tau_{\max}| = T_c/(2K)$ mit wachsendem K sinkt. Die ungünstigsten Fälle für eine Überabtastung um den Faktor $K = 1,2,4$ sowie der entstehende SNR-Verlust sind in Abbildung 3.5 gezeigt. Das zugrundeliegende Pulsformungsfilter $g(t)$ ist ein RRC-Puls mit $\alpha = 1$. Es zeigt sich, dass eine kritische Abtastung mit $K = 1$ zu einem deutlichen SNR-Verlust von bis zu 6 dB führen kann, während dieser für $K = 4$ bei vernachlässigbaren 0,35 dB liegt.

Möchte man den Abtastfehler weiter reduzieren, ohne eine höhere Abtastrate zu wählen, bietet es sich an, Zwischenwerte zu interpolieren. Für eine optimale Interpolation und damit Rekonstruktion eines bandbegrenzten, kritisch abgetasteten Signals $x[n]$ mit der zweiseitigen Bandbreite $B = 2W$ benötigt man im Allgemeinen ein Filter mit dem Betragsfrequenzgang

$$|G(f)|^2 = \begin{cases} 1/(2W) & |f| < W \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (3.30)$$

was im Zeitbereich auf eine Sinc-Funktion für $g(t)$ führt. Diese ist jedoch zeitlich nicht begrenzt und somit ist eine perfekte Interpolation eines kritisch abgetasteten Signals grundsätzlich nicht möglich. Doch selbst wenn man kleine Fehler bei der Interpolation durch eine zeitliche Beschränkung von $g(t)$ zulässt, müsste man $g(t)$ für eine quasi-kontinuierliche Interpolation sehr kleinschrittig abtasten, was wiederum zu einer langen Impulsantwort $g[m]$ und damit zu einem aufwendigen Filterprozess führen würde.

¹Gründe hierfür sind beispielsweise Pulsformen mit $B > 1/T_c$ sowie für die Ratenumsetzung verwendete Anti-Aliasing-Filter mit begrenzter Steilheit.

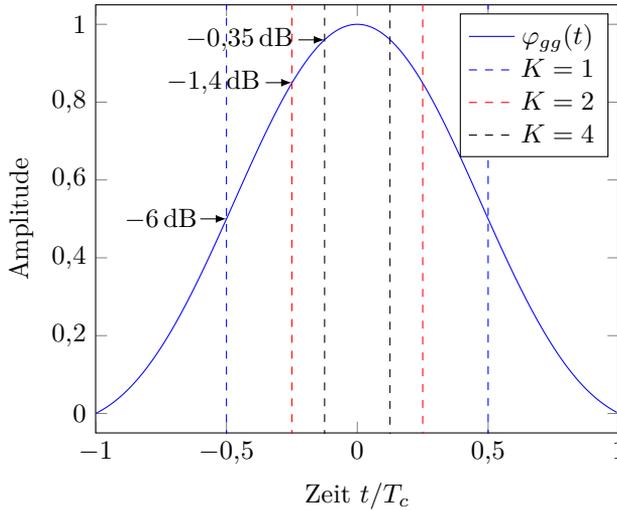


Abbildung 3.5: Maximale Abtastfehler und entstehender, maximaler SNR-Verlust bei verschiedenen Überabtastfaktoren K für RRC-Pulsformung mit $\alpha = 1$.

Neben der beschriebenen optimalen Rekonstruktion gibt es eine große Anzahl weiterer Interpolationsmethoden wie Zero-Order-Hold, lineare Interpolation oder Interpolation mithilfe von Polynomen höherer Ordnung, wie zum Beispiel bei der Spline-Interpolation [PKJ11]. Eine recht gute Näherung der Hauptkeule des Sinc-Pulses ergibt sich jedoch bereits durch die Approximation mit einer Parabel. So sind drei aufeinanderfolgende Elemente der zu interpolierenden Folge ausreichend, um den zeitkontinuierlichen Verlauf von $x[n]$ in diesem Bereich zu approximieren.

Abgesehen von konstanten Zeitverschiebungen kommt es durch Bauteil- und Temperaturunterschiede sowie Alterungseffekte zu leichten Frequenzabweichungen zwischen verschiedenen Geräten, üblicherweise im Bereich von wenigen Millionsteln (engl. *parts per million (ppm)*) ihrer Nominalfrequenz. Diese Verschiebung ϵ der Raten und damit der Zeitbasis zwischen Sender und Empfänger führt dazu, dass das Empfangssignal leicht gestreckt oder gestaucht am Empfänger ankommt.

Die Effekte dieser Streckung oder Stauchung in Bezug auf die Anpassung des Empfangsfilters und den Korrelator zur Entspreizung einzelner Symbole sind in der Regel gering. Für die Entspreizung aufeinanderfolgender Symbole muss jedoch berücksichtigt werden, dass der optimale Abtastzeitpunkt, also die Position des Maximums von $\varphi_{gg}(t)$, kontinuierlich wandert. Betrachtet man ein bis auf die Ratenverschiebung perfekt synchronisiertes Empfangssignal nach Matched-Filterung und Entspreizung, ergibt sich

$$y[m] = \sum_{n=0}^{\infty} s[n] \varphi_{gg}(mt_s - n(1 - \epsilon)T_s). \quad (3.31)$$

Tastet man \mathbf{y} nun auf den Symboltakt T_s herab, um die ursprünglich gesendeten Symbole zu erhalten, folgt

$$\hat{s}[n] = \sum_{l=0}^{\infty} s[l] \varphi_{gg}(lT_s - n(1 - \epsilon)T_s) \quad (3.32)$$

$$= s[n] \varphi_{gg}(\epsilon n T_s) \quad (3.33)$$

Dies hat insbesondere für längere Übertragungsrahmen zur Folge, dass die Zeitverschiebung regelmäßig neu geschätzt werden muss, da (wie in Abbildung 3.5 gezeigt) sonst bereits bei einer Verschiebung des Korrelators um eine halbe Chipdauer, d.h. $\epsilon n T_s = T_c/2$, eine deutliche Degradation des SNR geschieht.

IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY

Wie bereits in Abschnitt 2.2.4 erläutert, stellt das ISM-Band bei 2,4 GHz aufgrund der regulatorischen Randbedingungen eine interessante Alternative zu den lizenzfreien Sub-GHz-Bändern dar.

Für LPWAN-Anwendungen in diesem Band wurde der populäre Standard IEEE 802.15.4 [16] im Jahr 2013 um eine weitere physikalische Übertragungsschicht erweitert: Der Low Energy Critical Infrastructure Monitoring (LECIM) DSSS PHY, im Folgenden auch kurz LECIM PHY genannt. Ingenue, die Entwickler von RPMA, haben bei der Spezifizierung dieses Teils des Standards mitgewirkt, weshalb er auch kompatibel zu deren Technologie ist.

Da das wissenschaftliche Interesse an LPWANs erst in den letzten Jahren an Fahrt aufgenommen hat, ist ein quantitativer Vergleich existierender Technologien bisher schwierig. Ein essentieller Baustein auf dem Weg zu diesem Ziel sind frei zugängliche Implementierungen und realistische Testumgebungen [RKS17]. Die Implementierung und Veröffentlichung eines vollständigen Sender- und Empfängersystems für den IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY auf SDRs leistet hierzu einen Beitrag.

Implementierungen in verwandten Arbeiten stammen von Xiong et al., diese sind jedoch nicht öffentlich zugänglich [Xio15; Xu17]. Darüber hinaus wird für die Auswertung ausschließlich das ISM-Band bei 433 MHz statt bei 2,4 GHz verwendet. Die Autoren stellen auch keine gründliche Evaluation der Implementierung zur Verfügung, sondern lediglich einige Ergebnisse von Feldtests.

In den folgenden Abschnitten wird in einer kurzen Einführung die Funktionsweise des Übertragungsstandards erläutert und motiviert. Es schlie-

Bytes: 0/2/4	0/1	16/24/32
SHR		PSDU
Präambel	SFD	

Abbildung 4.1: Flexible Rahmenstruktur des IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY..

ßen sich Details zu dessen Implementierung auf einem SDR, die Evaluation der Leistungsfähigkeit sowie die Ergebnisse eines Feldtests im Stadtgebiet Karlsruhes an. Die Ergebnisse wurden in [Wun17c] veröffentlicht.

4.1 Der IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY

4.1.1 Rahmenstruktur

Die Rahmenstruktur dieses Protokolls auf der physikalischen Schicht ist in Abbildung 4.1 gezeigt. Ein Übertragungsrahmen besteht grundsätzlich aus zwei Teilen: Dem Synchronization Header (SHR) und den PHY Nutzdaten, die auch als PHY Service Data Unit (PSDU) bezeichnet werden. Der SHR ist selbst weiter unterteilt in die Präambel und den Start-of-Frame Delimiter (SFD).

Alle Felder bieten mehrere Konfigurationsmöglichkeiten bezüglich ihrer Länge. Die Nutzdatenlänge wird nicht im SHR signalisiert, was bedeutet, dass diese in einem entsprechenden Netz entweder unveränderlich ist, über gesonderte Nachrichten mitgeteilt wird oder aus dem laufenden Bitstrom erkannt werden muss, zum Beispiel durch Berechnung eines Cyclic Redundancy Check (CRC) an den möglichen Rahmenenden. Im Folgenden wird, sofern nicht anders angegeben, eine Präambellänge von 4 Byte, kein SFD sowie eine PSDU mit 16 Byte verwendet.

4.1.2 Codierung und Modulation

Das Prinzip-Blockschaltbild des Modulators ist in Abbildung 4.2 gezeigt. Die von der darüberliegenden Schicht kommenden Daten werden in einem ersten Schritt durch einen Faltungscodierer mit der Coderate $R_c = k/n = 1/2$ gemäß Abbildung 4.3 verarbeitet, bevor der folgende Blockinterleaver

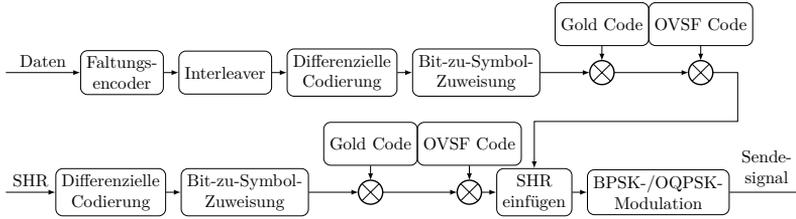


Abbildung 4.2: Blockschaltbild des Referenzmodulators für den IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY ([Wun17c], nach [16]).

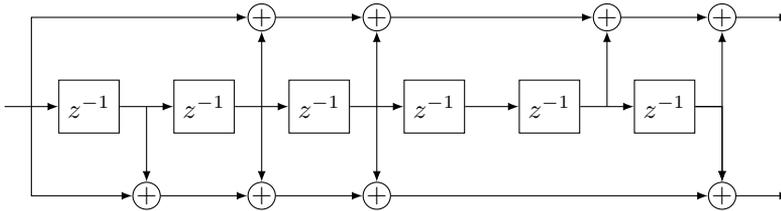


Abbildung 4.3: Faltungscodierer des IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY mit den Polynomen $G_0(x) = x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + 1$ (oben) und $G_1(x) = x^6 + x^3 + x^2 + x + 1$ (unten). Abbildung nach [16].

eine pseudozufällige Reihenfolge der Codebits herstellt. Um die neue Position eines Bits zu bestimmen, wird dessen Position im Rahmen als binäre Zahl interpretiert, in umgekehrter Reihenfolge gelesen und wieder als Dezimalzahl geschrieben. Dies geschieht mit der Absicht, Bündelfehler im Empfänger durch das Wiederherstellen der ursprünglichen Reihenfolge in unabhängige Einzelfehler umzuwandeln, die für den Faltungscodierer leichter zu korrigieren sind. Dabei ist die Umwandlung der Positionen und damit Speicheradressen sehr effizient, da sie sehr einfach durchzuführen (und auch wieder umzukehren) ist.

Im nächsten Schritt werden die Bits differenziell codiert, indem sie mit ihrem Vorgänger gemäß

$$b_{\text{cod}}[i] = b_{\text{in}}[i] \oplus b_{\text{cod}}[i - 1] \quad (4.1)$$

verknüpft werden. Eine differenzielle Codierung wird üblicherweise mit PSK-Verfahren kombiniert und hat den Vorteil, dass die Information nicht in einem einzelnen Symbol sondern im Übergang zwischen zwei

Symbolen steckt. Dadurch wird eine Synchronisation der Absolutphase unnötig und auch langsamer Phasendrift wird kompensiert, was den Anspruch an die Frequenzsynchronisation mindert. Erkauft werden diese Vorteile durch eine (im Fall von DBPSK geringfügige) Verschlechterung der Fehlerrate [Pro01].

Bei der Bit-zu-Symbol-Zuweisung gilt $0_b \mapsto 1$ und $1_b \mapsto -1$. Die bipolaren Chips werden nach einer SF-fachen Wiederholung mit dem gewählten Goldcode und optional mit einem gleichratigen OVSF-Code (Orthogonal Variable Spreading Factor Code [Jon08]) multipliziert. Der Goldcode wird, wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, aus den Polynomen $p_1(x) = x^{25} + x^3 + 1$ und $p_2(x) = x^{25} + x^3 + x^2 + x + 1$ erzeugt und hat eine maximale Länge von $L_{\max} = 2^{25} - 1 = 33\,554\,431$. Der Spreizfaktor kann gemäß $SF = 2^m, m \in \{4, 5, \dots, 15\}$ gewählt werden und ermöglicht dadurch einen Spreizgewinn zwischen 12 dB und 45 dB, um trotz beschränkter Sendeleistung eine große Bandbreite an Entfernungen abzudecken.

Der SHR wird in ähnlicher Weise, jedoch ohne Faltungscodierung und Interleaving, verarbeitet. Die Chips, die aus dem SHR und den Nutzdaten generiert wurden, werden dann aneinander gehängt und entweder mittels Binary Phase Shift Keying (BPSK) ($M = 2$) oder der spektral effizienteren Offset Quadrature Phase Shift Keying (OQPSK) ($M = 4$) moduliert. BPSK setzt dabei zur Pulsformung ein RRC-Filter mit Rolloff-Faktor $\alpha = 1$ ein, während OQPSK eine Sinushalbwellenform verwendet. Diese Form der OQPSK ist äquivalent zu Minimum Shift Keying (MSK), was wiederum phasenkontinuierlichem Frequency Shift Keying (FSK) mit minimalem Trägerabstand entspricht.

Die Nutzdatenrate ohne Berücksichtigung des SHR ergibt sich dementsprechend zu

$$R = R_c \cdot \frac{\log_2(M)}{SF \cdot T_c}, \quad (4.2)$$

wobei im ISM-Band bei 2,4 GHz $T_c = 1 \mu\text{s}$ und für die Coderate $R_c = 1/2$ gilt. Es sei darauf hingewiesen, dass in [16] eine andere, von der Modulation abhängige Definition für T_c verwendet wird, die aber im Kontext dieser Arbeit unintuitiv sein könnte. Einige Beispiele für resultierende Raten sind in Tabelle 4.1 gezeigt. Man erkennt, dass eine große Bandbreite an Datenraten realisierbar ist, die für den maximalen Spreizfaktor

Tabelle 4.1: Beispiele für Datenraten R des IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY bei 16 Byte Nutzdaten- und 4 Byte SHR-Länge.

SF	Datenrate (BPSK)	Datenrate (OQPSK)
16	27 777,7 bit/s	55 555,5 bit/s
256	1736,1 bit/s	3472,2 bit/s
1024	434 bit/s	868 bit/s
4096	108,5 bit/s	217 bit/s
32768	13,5 bit/s	27,1 bit/s

jedoch deutlich unter 100 bit/s sinken und damit selbst das kürzeste Paket (16 Byte Nutzdaten) mehr als zehn Sekunden zur Übertragung benötigt.

4.1.3 Fragmentation Sublayer

Die Rahmenlängen von maximal 32 Byte sind sehr stark für die Übertragung äußerst kurzer Nachrichten wie zum Beispiel einzelner Temperaturmesswerte optimiert. Während der Lebensdauer von Sensoren, die bis zu 15 Jahre ohne Wartung ihren Dienst erfüllen sollen oder auch nach der Montage gar nicht mehr zugreifbar sind, kann es aber durchaus zur Notwendigkeit der Übertragung größerer Datenmengen an den Sensor kommen. Ein Beispiel hierfür sind Firmwareaktualisierungen, die Sicherheitslücken beheben oder auch neue Funktionalität implementieren.

Zu diesem Zweck definiert der Standard das sogenannte *fragmentation sublayer*, das die Aufteilung eines Pakets von bis zu 1023 Byte in Fragmente erlaubt, die einzeln gesendet und je nach gewählter Strategie bestätigt werden. Zur Auswahl stehen die Strategien

- 0: Jedes Fragment wird einzeln bestätigt.
- 1: Fragmente werden in Gruppen bestätigt, sobald eine gewisse Zeit seit dem letzten empfangenen Fragment verstrichen ist.
- 2: Ähnlich zu Strategie 1, es wird aber eine zusätzliche Bestätigung unmittelbar nach Erhalt des letzten Fragments gesendet.

Jedes Fragment wird mit einer Prüfsumme versehen, sodass der Empfänger die Integrität der Nachricht feststellen kann. Im Falle von Übertragungsfehlern wird bei den Strategien 1 und 2 signalisiert, welche Pakete fehlerhaft waren und ein weiteres Mal übertragen werden müssen. Diese Methode der gezielten Wiederholung trägt auch die Namen *selective reject* oder *selective repeat* [Tan02].

4.2 Empfängerentwurf

Der folgende Abschnitt beschreibt den Aufbau des Empfängers auf Basis eines realistischen Signalmodells, wobei ein besonderes Augenmerk auf die Synchronisation gelegt wird. Als Modulationsart wird aus Gründen der einfacheren Darstellung BPSK angenommen. Die Erweiterung auf OQPSK ist jedoch unkompliziert und wird von der in Abschnitt 4.3 vorgestellten Implementierung unterstützt.

Der Aufbau folgt dabei Abbildung 4.4 und gliedert sich in drei logische Teile, die in den folgenden Abschnitten im Detail erläutert werden:

- **Präambeldetektion und Synchronisation:** Detektion des Rahmenbeginns, Synchronisation von Zeit- und Frequenzoffset
- **Demultiplexer und Entspreizung:** Serialisierung von überlappenden Rahmen, Entspreizung mit Tracking des optimalen Abtastzeitpunktes, Abtastratenreduktion auf Symbolrate
- **Demodulation und Decodierung:** Demodulation von Soft-Bits, Kanaldecodierung mittels Viterbi-Algorithmus, Deinterleaving, Überprüfung des CRC-Worts

Das Eingangssignal entspricht dem mit $f_s = K/T_c$ um Faktor K überabgetasteten und mit dem Matched Filter zum Sendefilter $g(t)$ gefilterten Empfangssignal. Am Ausgang der Verarbeitungskette stehen vollständige Datenpakete, die an die nächsthöhere Schicht weitergereicht werden, um beispielsweise eine Deduplizierung durchzuführen, bevor diese schließlich die Anwendungsschicht und damit den Nutzer erreichen.

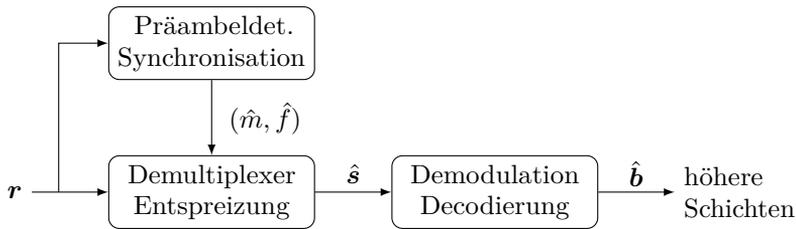


Abbildung 4.4: Blockschaltbild des logischen Aufbaus des Empfängers.

4.2.1 Signalmodell

Es wird ein Übertragungskanal mit den folgenden Störeinflüssen betrachtet:

- Frequenzoffset f_{off}
- Zeitoffset $\tau_{\text{off}}(t)$
- Frequenzflaches Fading mit Kanalkoeffizient h , zirkulär komplex-normalverteilt mit Erwartungswert 0 und Varianz 1
- AWGN w , ebenfalls zirkulär komplex-normalverteilt mit Erwartungswert 0 und Varianz σ_w^2

Die Verwendung frequenzflachen Fadings erfolgt an dieser Stelle aus Gründen der Einfachheit. Wie in Abschnitt 3.4.1 gezeigt, muss bei DSSS-Systemen nicht mit ISI gerechnet werden. Außerdem kann bei Bedarf eine RAKE-Struktur verwendet werden, um die verschmierte Energie in einem Abtastintervall zu konzentrieren. Auch die Annahme von Block-Fading ist häufig für ganze Rahmen, zumindest aber für die Demodulation aufeinanderfolgender Symbole gültig.

Während f_{off} als konstant über einen Rahmen angenommen werden kann, ist der Zeitoffset $\tau_{\text{off}}(t)$ zeitabhängig, um mögliche Ratenverschiebungen zwischen Sender und Empfänger zu berücksichtigen. Ein gesonderter Phasenoffset wird an dieser Stelle nicht betrachtet, da dieser in die Phase von h absorbiert werden kann.

Mit den genannten Parametern lässt sich die Beziehung zwischen dem zeitkontinuierlichen Sendesignal $s(t)$ und dem Empfangssignal angeben als

$$\tilde{r}(t) = h \cdot s(t - \tau_{\text{off}}(t)) \cdot e^{j2\pi f_{\text{off}}t} + \tilde{w}(t) \quad (4.3)$$

und nach Matched-Filterung und Abtastung mit $f_s = K/T_c = 1/t_s$ ergibt sich

$$r[m] = h \cdot s_{\text{MF}}(mt_s - \tau_{\text{off}}(mt_s)) \cdot e^{j2\pi f_{\text{off}}mt_s} + w(mt_s), m \in \mathbb{N}, \quad (4.4)$$

wobei s_{MF} und w das Sendesignal und Rauschen nach dem Matched Filter bezeichnen.

4.2.2 Präambeldetektion

Da der LECIM PHY differenzielle Modulationsverfahren einsetzt, entfällt die Absolutphase als Synchronisationsziel und der (zumindest über einige Symbole hinweg) näherungsweise konstante Kanalkoeffizient h hat nur über seinen Betrag Einfluss auf die Qualität der Demodulation.

Eine zentrale Schwierigkeit bei der Synchronisation von DSSS-Signalen in LPWANs liegt in der niedrigen Empfangsleistung. Diese liegt üblicherweise deutlich unter dem Empfängerrauschen, was Taktableitungs- und Frequenzsynchronisationsalgorithmen niedriger Komplexität wie beispielsweise die Square Timing Recovery [OM88] oder die Frequency Locked Loop [Har12] auf Basis von r unmöglich macht.

Stattdessen muss der Empfänger kontinuierlich jeden Abtastzeitpunkt als möglichen Beginn eines Rahmens betrachten und versuchen, den SHR zu detektieren. Als weitere Erschwernis kommt hinzu, dass man davon ausgehen muss, dass die in günstigen Sensoren verwendeten Oszillatoren erhebliche Frequenzabweichungen aufweisen können. In [16] wird eine Oszillatorgenauigkeit von 2,5 ppm gefordert, was bei einer Mittenfrequenz von 2,4 GHz eine Frequenzabweichung von bis zu 6 kHz bedeutet. Je nach Länge der Spreizfolge führt dies zu einer Dekorrelation und damit einem SNR-Verlust am Entscheider gemäß Gl. (3.28).

Als Synchronisationsansatz wird dementsprechend eine parallele, zweidimensionale Suche über das Gitter aller möglichen (diskreten) Zeit- und

Frequenzhypothesen gewählt. Mathematisch lässt sich die Detektionsaufgabe ausdrücken als

$$(\hat{i}, \hat{m}) = \arg_{i,m} (|\psi_i[m]| > \lambda[m]), \quad (4.5)$$

wobei $\psi_i[m]$ den Ausgang des um f_i verstimmten Präambelkorrelationszweigs beschreibt und $\lambda[m]$ den adaptiven und deshalb zeitabhängigen Schwellwert repräsentiert, oberhalb dessen der Detektorblock einen Rahmenbeginn signalisiert. Beide Größen werden im Folgenden hergeleitet und der Ablauf der Verarbeitungsschritte ist in Abbildung 4.5 dargestellt.

4.2.2.1 Möglichkeiten zur Frequenzsynchronisation

Für die Frequenzsynchronisation bestehen grundsätzlich verschiedene Möglichkeiten, die vom Aufbau und den Randbedingungen des Netzwerks abhängen.

An der Basisstation: Verwendet man den im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Ansatz der parallelen Suche im Zeit-Frequenz-Raster an der Basisstation, so hat das den Vorteil, dass der Sensor nur für den Zeitraum der Übertragung und möglicherweise des Empfangs einer Bestätigung den Zustand minimalen Energieverbrauchs verlassen muss. Diese Methode ist vorteilhaft für eine lange Batterielaufzeit und bietet die geringste Latenz. Außerdem reduziert sie den Aufwand am Sensor, da die Basisstation ihre Bestätigung der Übertragung, sofern eine solche gesendet wird, entsprechend dem Frequenzoffset des Sensors anpassen kann, sodass im Sensor keine Frequenzsynchronisation nötig ist.

Nachteilig ist jedoch, dass die Komplexität an der Basisstation erheblich sein kann, insbesondere, wenn hohe Spreizfaktoren verwendet werden und deshalb eine große Zahl von Frequenzhypothesen untersucht werden muss. Die Wahl dieser Frequenzhypothesen wird im folgenden Abschnitt noch genauer besprochen. Außerdem hat der Sensor keine Möglichkeit, die benötigte Sendeleistung zu bestimmen und muss somit entweder grundsätzlich mit hoher Leistung senden oder in Kauf nehmen, dass er die Leistung schrittweise erhöhen muss, bis er eine Bestätigung von der Basisstation erhält. Da die Sensoren grundsätzlich auch mobil sein können und in den erheblichen Zeiträumen zwischen zwei Sendungen sich die Umgebungsbedingungen stark verändern können, muss davon ausgegangen

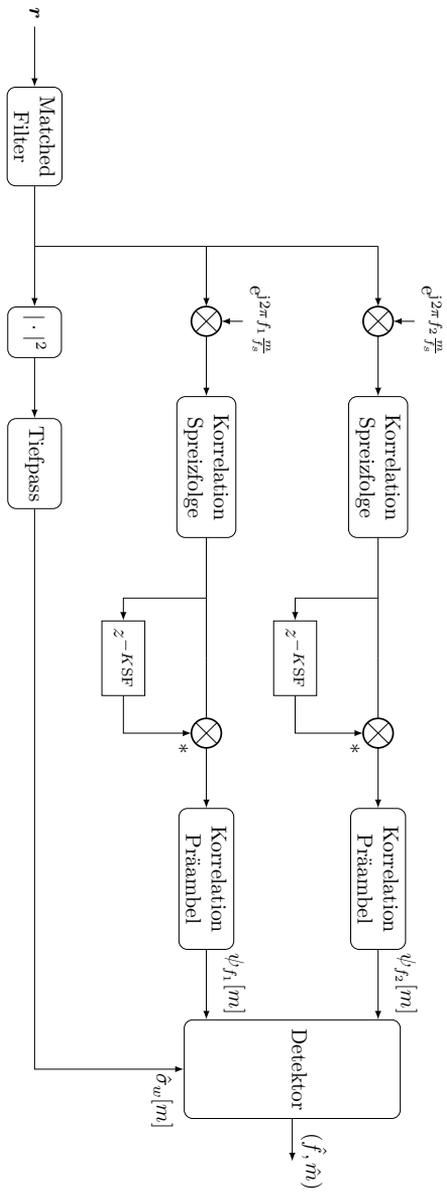


Abbildung 4.5: Exemplarisches Prinzip-Blockschaltbild der LECIM PHY-Synchronisationsstufe mit zwei Frequenzhypthesen.

werden, dass dieser Vorgang für jedes einzelne Paket durchlaufen werden muss.

Am Sensor: Alternativ kann die Basisstation periodisch Datenpakete aussenden, anhand derer die Sensoren vor der Übertragung ihrer eigenen Daten die eigene Frequenzverschiebung relativ zur Basisstation bestimmen und korrigieren können, sodass im Optimalfall keine weitere Frequenzsynchronisation an der Basisstation mehr nötig ist. Dies reduziert den Aufwand besonders für Basisstationen mit mehreren Kanälen erheblich. Die Synchronisation am Sensor hat den entscheidenden Vorteil, dass die Suche nach der passenden Frequenzhypothese je nach Leistungsfähigkeit des Sensors auch seriell erfolgen kann.

Die Kehrseite ist eine erhöhte Latenz und ein erhöhter Stromverbrauch. Der erhöhte Stromverbrauch relativiert sich jedoch durch die Möglichkeit einer Leistungsregelung. Durch eine Leistungsschätzung anhand der Pakete von der Basisstation lässt sich aufgrund der Kanalreziprozität bestimmen, mit welcher Leistung der Sensor minimal senden darf, um eine erfolgreiche Übertragung zu gewährleisten. Eventuell unterschiedliche Interferenzleistungen, die aufgrund der großen Distanzen nicht als reziprok angenommen werden können, können ebenfalls durch die periodischen Übertragungen kommuniziert und vom Sensor berücksichtigt werden. Leistungsregelung ist grundsätzlich für DSSS-Systeme mit vielen Nutzern von großer Bedeutung, da die nicht perfekte Orthogonalität zu MAI führt und die Kapazität des Netzes erheblich beeinträchtigt [Vit95].

RPMA verwendet einen Ansatz mit periodischer Signalisierung von Seiten der Basisstation und Leistungsregelung. Für die Synchronisation wurde ein Application-Specific Integrated Circuit (ASIC) entwickelt, der die parallele Suche im Frequenzbereich auch am Sensor möglich macht. Trotz der genannten Nachteile verwendet die vorgestellte Implementierung den ersten Ansatz, da für die später vorgestellten Messungen aus Gründen der Einfachheit nur eine unidirektionale Verbindung aufgebaut wurde und die Minimierung des Stromverbrauchs für die Prototypimplementierung nicht relevant ist.

4.2.2.2 Wahl der Frequenzhypothesen

Die Zeithypothesen sind aufgrund der Abtastung bereits in einer Auflösung von $t_s = 1/f_s = T_c/K$ diskretisiert. Bei der Diskretisierung der Frequenzhypothesen muss der tolerierbare SNR-Verlust (siehe Gl. (3.28)) sowie die maximale Phasenverschiebung berücksichtigt werden. Der SNR-Verlust ist in Abbildung 4.6 über der auf den Spreizfaktor SF und die Chipdauer T_c normierten Frequenz aufgetragen. Legt man den maximalen Verlust auf 3 dB fest, ergibt sich ein maximaler Abstand der Frequenzhypothesen von

$$f_{\Delta h} = 2 \cdot \frac{0,4429}{\text{SF} \cdot T_c}, \quad (4.6)$$

womit sich die Anzahl der benötigten, äquidistanten Frequenzhypothesen aus dem maximalen Frequenzfehler mithilfe der Oszillatorgenauigkeit ϵ berechnen lässt als

$$N_{\Delta h} = \left\lceil \frac{\epsilon f_c}{f_{\Delta h}} \right\rceil, \quad (4.7)$$

wobei f_c die Mittenfrequenz bezeichnet. Zur Wahrung der Eindeutigkeit der Präambelkorrelation, die für die Schätzung des verbleibenden Frequenzoffsets nötig ist, muss die aus dem Frequenzoffset resultierende Phasenverschiebung $\varphi_{\text{off,max}}$ nach der differentiellen Modulation betragsmäßig kleiner als π sein. Diese lässt sich mit dem maximalen Frequenzoffset $f_{\Delta h}/2$ und der Symboldauer $T_s = \text{SF} \cdot T_c$ berechnen als

$$\varphi_{\text{off,max}} = 2\pi \frac{f_{\Delta h}}{2} T_s = 2\pi \frac{0,4429}{\text{SF} \cdot T_c} \text{SF} \cdot T_c = 0,8858\pi < \pi \quad (4.8)$$

und ist damit immer erfüllt.

Einige Werte für $f_{\Delta h}$ sowie die Anzahl der benötigten Frequenzhypothesen für verschiedene Oszillatorgenauigkeiten bei einer Mittenfrequenz von 2,4 GHz sind in Tabelle 4.2 angegeben. Ein $\epsilon = 2,5$ ppm entspricht der im Standard geforderten Mindestgüte, während $\epsilon = 75$ ppb der Genauigkeit des Oszillators eines Universal Software Radio Peripheral (USRP) mit Temperature Compensated Crystal Oscillator (TCXO) entspricht. Wird OQPSK statt BPSK eingesetzt, halbiert sich die Dauer der Spreizsequenzen und dementsprechend verdoppelt sich der mögliche Frequenzabstand

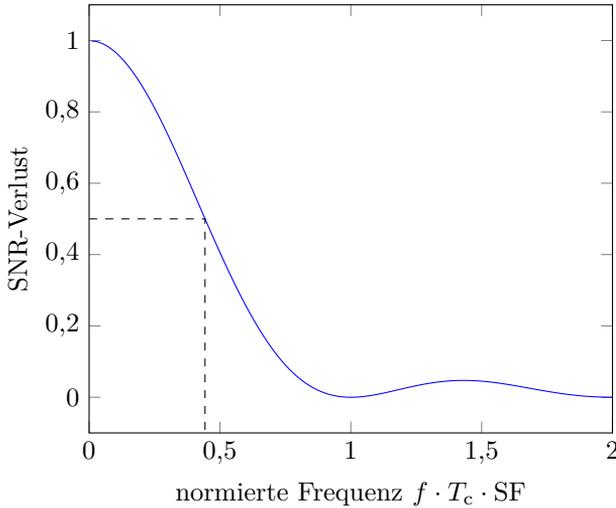


Abbildung 4.6: SNR-Verlust über der auf den Spreizfaktor und die Chipdauer normierten Frequenz. 3 dB Verlust bei einem normierten Frequenzoffset von 0,429.

$f_{\Delta h}$. Es zeigt sich jedoch, dass insbesondere für sehr hohe Spreizfaktoren zwischen der Oszillatorgenauigkeit und der Anzahl der benötigten Frequenzhypothesen abgewogen werden muss.

4.2.2.3 Berechnung des Präambelkorrelationssignals

Um die Notation zu vereinfachen und da bereits in Abschnitt 3.6 gezeigt wurde, dass der entstehende Fehler gering ist, wird an dieser Stelle angenommen, dass $\tau_{\text{off}} = m_T t_s$, $m_T \in \mathbb{N}$ gilt. Auch die Zeitabhängigkeit der Zeitverschiebung wird für die Dauer der im Vergleich zu den Nutzdaten kurzen Präambel nicht berücksichtigt.

Spreizfaktor	$f_{\Delta h}$ / Hz		Anz. Korrelatoren	
	BPSK	OQPSK	$\epsilon = 2,5$ ppm	$\epsilon = 75$ ppb
16	55362	110724	1	1
256	3460	6920	2	1
2048	432,5	865	15	1
32768	27,03	54,06	227	7

Tabelle 4.2: Frequenzabstand der Korrelatoren bei verschiedenen Spreizfaktoren. Anzahl Korrelatoren gültig für BPSK.

Das gefilterte und um den Faktor K überabgetastete Präambelsignal \mathbf{r}_p lässt sich damit schreiben als

$$r_p[m] = h \sum_{n=0}^{N_p-1} s_p[n] \sum_{k=0}^{SF-1} c[k] \varphi_{gg}[m - K(SF \cdot n + k) - m_T] \cdot e^{j2\pi \frac{f_{\text{off}}}{f_s} m} + w[m], \quad m \in \mathbb{N}. \quad (4.9)$$

Nach Multiplikation mit der Frequenzhypothese f_i und Korrelation, wobei m nun die Verschiebung zwischen \mathbf{r}_p und \mathbf{c} (in Samples) bezeichnet, folgt

$$y_i[m] = \sum_{l=0}^{SF-1} r_p[Kl + m] \cdot e^{-j2\pi \frac{f_i}{f_s} (Kl+m)} \cdot \mathbf{c}^*[l] \quad (4.10)$$

$$= h \sum_{l=0}^{SF-1} \sum_{n=0}^{N_p-1} s_p[n] \sum_{k=0}^{SF-1} c[k] c^*[l] \varphi_{gg}[Kl + m - m_T - K(SF \cdot n + k)] \cdot e^{j2\pi \frac{f_{\text{off}} - f_i}{f_s} (Kl+m)} + w'[m]. \quad (4.11)$$

Man erkennt, dass das $y_i[m]$ nur dann große Werte annehmen kann, wenn das Argument von φ_{gg} verschwindet und (aufgrund der AKF von \mathbf{c}) $k = l$ gilt. Bei $\varphi_{gg}[m]$ sind je nach K und damit Breite des Hauptmaximums derselben leichte Abweichungen auf Kosten des SNRs zulässig. Es muss zusätzlich $m = m_T + K \cdot SF \cdot n$ gelten, denn nur dann sind die beiden

Bedingungen gleichzeitig erfüllt. In allen anderen Fällen ist mindestens eine der beiden nahezu Null. Verwendet man die genannten Bedingungen mit $m = m_T$, ergibt sich das Korrelationssignal zu

$$y_i[m_T] = h \sum_{n=0}^{N_p-1} s_p[n] \varphi_{gg}[K \cdot \text{SF} \cdot n] \frac{1}{\text{SF}} \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} e^{j2\pi \frac{f_{\text{off}} - f_i}{f_s} K k} e^{j2\pi \frac{f_{\text{off}} - f_i}{f_s} m_T} + w'[m_T] \quad (4.12)$$

$$= h s_p[0] e^{j2\pi \frac{f_{\text{off}} - f_i}{f_s} m_T} \frac{1}{\text{SF}} \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} e^{j2\pi \frac{f_{\text{off}} - f_i}{f_s} K k} + w'[m_T] \quad (4.13)$$

Da mit $m = m_T$ auf den Rahmenbeginn synchronisiert wird, tritt nun das erste Symbol der (differenziell modulierten) Präambel $s_p[0]$ hervor. Für $m = m_T + K \cdot \text{SF} \cdot n$ ergeben sich entsprechend die weiteren Symbole. Ein potenzielles Problem stellt die verbleibende Summe dar, deren Betragsquadrat mithilfe von Gl. (3.28) als

$$\left| \frac{1}{\text{SF}} \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} e^{j2\pi \frac{f_{\text{off}} - f_i}{f_s} K k} \right|^2 \approx \text{sinc}^2 \left(\frac{f_{\text{off}} - f_i}{f_s} \cdot K \cdot \text{SF} \right) \quad (4.14)$$

geschrieben werden kann. Um erhebliche SNR-Verluste einerseits durch die Dekorrelation und andererseits durch die Phasenverschiebung der demodulierten Symbole zu vermeiden, muss für den über die Symboldauer auflaufenden Phasenfehler

$$\phi_{\text{off},i} = \frac{f_{\text{off}} - f_i}{f_s} \cdot K \cdot \text{SF} < 0,5 \quad (4.15)$$

gelten, was jedoch bei zuvor diskutierter Auslegung des Systems für mindestens ein f_i erfüllt ist.

Die differenzielle Demodulation arbeitet mit einer Verzögerung von $K \cdot \text{SF}$ Samples, da für die Symboldauer $T_s = \text{SF} \cdot K \cdot t_s$ gilt. Das Ausgangssignal ergibt sich zu

$$\begin{aligned} y_{d,i}[m] &= y_i[m] \cdot y_i^*[m - K \cdot \text{SF}] \\ &\approx |h|^2 \text{sinc}^2(\phi_{\text{off},i}) e^{j2\pi\phi_{\text{off},i}} \sum_{n=0}^{N_p-1} \\ &\quad d_p[n] \varphi_{gg}^2[m - m_T - K \cdot \text{SF} \cdot n] + w''[m], \end{aligned} \quad (4.16)$$

wobei die Mischterme in $w''[m]$ absorbiert wurden und der Term $w'[m]w'[m - K \cdot \text{SF}]$ vernachlässigt wurde, was in Szenarien mit gutem SNR (nach der Entspreizung) gerechtfertigt ist [Pro01]. Die differenziell decodierten Präambelsymbole sind mit \mathbf{d}_p bezeichnet. Aufgrund des fehlenden Referenzsymbols kann das erste Präambelsymbol $d_p[0]$ nicht rekonstruiert werden, weswegen die Summe bei $n = 1$ beginnt. Der ursprüngliche Frequenzoffset $f_{\text{off},i}$ wandelt sich durch die Differenzierung in den konstanten Phasenooffset $\phi_{\text{off},i}$.

Das gesuchte Präambelkorrelationssignal $\psi_i[m]$ ergibt sich schließlich durch Korrelation von $y_{d,i}[m]$ mit den bekannten Präambelsymbolen \mathbf{d}_p :

$$\begin{aligned} \psi_i[m] &= \sum_{n=1}^{N_p-1} y_{d,i}[m + K \cdot \text{SF} \cdot n] \cdot d_p^*[n] \\ &= |h|^2 \text{sinc}^2(\phi_{\text{off},i}) e^{j2\pi\phi_{\text{off},i}} (N_p - 1) \varphi_{gg}[m - m_T] \\ &\quad + w'''[m] \end{aligned} \quad (4.17)$$

Dabei wurde vereinfachend angenommen, dass die AKF der Präambel-*folge* optimal ist. Dies ist tatsächlich nicht der Fall. Wie sich bei der Implementierung zeigt, sind die Nebenmaxima der Präambel-AKF die primäre Ursache für Falschalarne.

Auf der Basis von $\psi_i[\hat{m}]$ lässt sich, da $|\phi_{\text{off}}| < 0,5$ für mindestens ein f_i gilt, der kontinuierliche Frequenzoffset gemäß

$$\hat{f} = f_i + \arg\{\psi_i[\hat{m}]\} \cdot \frac{f_s}{2\pi \cdot K \cdot \text{SF}} \quad (4.18)$$

schätzen, wobei die Schätzwerte \hat{i} und \hat{m} wie in Gl. (4.5) aus dem Schwellwertvergleich mit $\lambda[m]$ bestimmt werden, dessen Berechnung im folgenden Abschnitt erläutert wird. Die Betragsbildung ist dabei notwendig, um den Phasenterm $e^{j2\pi\phi_{\text{off},i}}$ in Gl. (4.17) zu eliminieren.

4.2.2.4 Berechnung des adaptiven Schwellwerts

Die Präambeldetektion ist im Grunde ein ähnliches Problem wie das der Zielerkennung bei Radaranwendungen. Es muss zwischen zwei Hypothesen \mathcal{H}_0 („kein Rahmenbeginn“) und \mathcal{H}_1 („Rahmenbeginn“) mithilfe eines Schwellwerts λ entschieden werden, wobei die Leistung $|h|^2 P_s$ des „Ziels“, also des Rahmens, unbekannt ist und deshalb keine Dichte für die \mathcal{H}_1 -Hypothese angegeben werden kann. Ohne diese Dichte ist es nicht möglich, eine Schätzung nach dem Maximum-A-Posteriori- oder dem Maximum-Likelihood-Prinzip durchzuführen, da hierfür die Schnittpunkte der (unter Umständen gewichteten) Dichten der beiden Hypothesen berechnet werden müssten.

Ein zentraler Parameter für Detektionsaufgaben, der lediglich von der Dichte der \mathcal{H}_0 -Hypothese abhängt, ist die Falschalarmwahrscheinlichkeit P_{FA} . Sie lässt sich über die Dichte des Betrags der Präambelkorrelation $\psi_i[m]$ gemäß

$$P_{\text{FA}} = \int_{\lambda}^{\infty} f_{|\psi|}(x) dx \quad (4.19)$$

berechnen, wobei man annimmt, dass am Ausgang des Matched Filters lediglich Rauschen, das gemäß $w \propto \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ einer komplexen, zirkulären Normalverteilung folgt, anliegt:

$$r[m] \stackrel{\mathcal{H}_0}{=} w[m] \quad (4.20)$$

Dies ist auch für die spätere, laufende Schätzung eine gerechtfertigte Annahme, da die Leistung ankommender Rahmen in der Regel deutlich unter dem Empfängerrauschen liegt. Die Wahl der Frequenzhypothese f_i ist für P_{FA} nicht von Belang, da die lineare Phasendrehung durch die Multiplikation mit dem komplexen Phasenterm $e^{j2\pi f_i k t_s}$ die statistischen Eigenschaften des Rauschens nicht verändert.

Der erste für das Rauschen relevante Schritt nach dem Eingangsfiler und dem Mischprozess ist die Korrelation mit der Spreizsequenz \mathbf{c} . Diese summiert SF unabhängige Rauschrealisierungen. Aufgrund der Unabhängigkeit addieren sich die Varianzen, durch die Skalierung mit der Chip-Leistung von $|c[k]|^2 = 1/\text{SF}$ bleibt die Rauschleistung jedoch konstant. Die nachfolgende differenzielle Demodulation erzeugt aufgrund des Bezugs zum vorhergehenden Eingangswert eine Korrelation zwischen aufeinanderfolgenden Ausgangswerten. Das dabei entstehende Produkt zweier unabhängiger, komplex normalverteilter Zufallsvariablen folgt nun einer Verteilung, die den Namen *Complex Double Gaussian* [OM12] trägt. Da die Rauschrealisierungen mittelwertfrei sind, ergibt sich die Varianz des Produkts zu $(\sigma_w^2)^2$, was dem Produkt der Einzelvarianzen entspricht. Dank der abschließenden Korrelation mit der Präambel der Länge $N_p - 1$ (Länge weniger 1, da die differenzielle Modulation das erste Bit nicht rekonstruieren kann) lässt sich jedoch der zentrale Grenzwertsatz [JW02] ansetzen, sodass die Verteilung von $\psi_i[m]$ wieder näherungsweise einer mittelwertfreien, komplexen Normalverteilung mit Varianz $(N_p - 1) \cdot (\sigma_w^2)^2$ entspricht.

Ein Vergleich der empirischen und mit der Normalverteilung approximierten Dichten von Real- und Imaginärteil ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Man sieht, dass die tatsächliche Dichte aufgrund der Form der enthaltenen Produktnormalverteilung leicht „spitzer“ ist als die reine Normalverteilung, jedoch ist der Unterschied in diesem Zusammenhang vernachlässigbar.

Der Betrag von $\psi_i[m]$, der für den Schwellwertvergleich verwendet wird, folgt einer Rayleigh-Verteilung mit $\sigma_{|\psi|}^2 = (2 - \pi/2)\sigma_\psi^2 \approx 0.429\sigma_\psi^2$.

Die Bestimmung des adaptiven Schwellwerts $\lambda[m]$ erfolgt schließlich gemäß

$$\lambda[m] = \sigma_\psi \cdot \gamma = \sqrt{N_p - 1} \cdot \hat{\sigma}_w^2[m] \cdot \gamma, \quad (4.21)$$

wobei γ den Konfigurationsparameter zur Einstellung der Falschalarmrate darstellt und proportional zur Standardabweichung des Korrelationsergebnisses ist. Die Schätzung $\hat{\sigma}_w^2[m]$ für die Varianz des Eingangsrauschens kann aufgrund der Mittelwertfreiheit durch Bildung des Betragsquadrats mit anschließender Tiefpassfilterung effizient erfolgen. Bei der Festlegung der Bandbreite des Tiefpasses muss ein Kompromiss zwischen der Adaptivität und der Rauschermut der Schätzung gefunden werden.

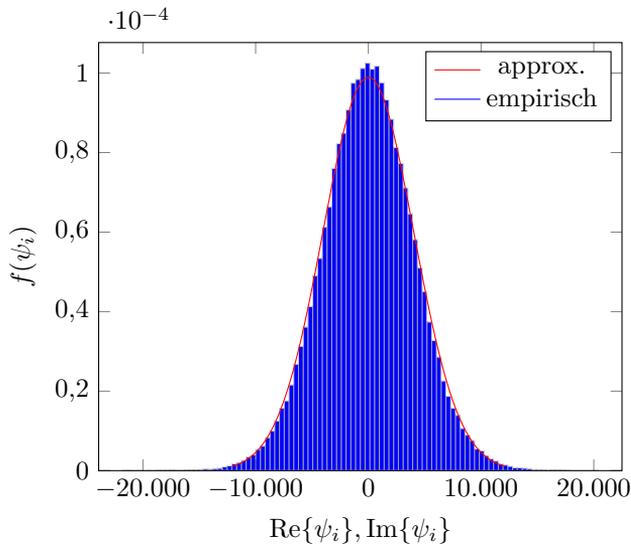


Abbildung 4.7: Vergleich der mit dem Zentralen Grenzwertsatz approximierten Dichte für $N_p = 32$, $\sigma_w^2 = 1$, $\text{SF} = 1024$ und der empirisch geschätzten Dichte am Ausgang der Präambelkorrelatoren, wenn am Eingang nur AWGN anliegt. Real- und Imaginärteil besitzen jeweils die halbe Varianz, sind identisch verteilt und deshalb hier überlagert dargestellt. Da die Implementierung $|c[k]| = 1$ verwendet, ist das Korrelationssignal mit SF skaliert.

Die Falschalarmrate ergibt sich wie bereits zuvor beschrieben durch Integration über die Dichte bzw. Auswertung der Verteilungsfunktion:

$$P_{\text{FA}} = \int_{\lambda}^{\infty} f_{|\psi|}(x) dx = 1 - F_{|\psi|}(\lambda) \quad (4.22)$$

$$= e^{-\frac{\lambda^2}{\sigma_{\psi}^2}} = e^{-\gamma^2} \quad (4.23)$$

Abbildung 4.8 zeigt das Präambelkorrelationssignal $\psi[m]$ unter der Annahme, dass kein Frequenzoffset vorliegt, für verschiedene SNR im frequenzflachen AWGN-Kanal. Dass trotz der Wahl von $\gamma = 8$ und der daraus resultierenden, verschwindend geringen Falschalarmwahrscheinlichkeit relativ viele Schwellwertüberschreitungen stattfinden, liegt an der suboptimalen AKF der Präambelfolge. Gerade für (sehr) hohe SNR nach der Entspreizung wie in Abbildung 4.8a kommt es durch die Dominanz der Nebenmaxima der Präambel-AKF gegenüber dem Rauschteppich zu Falschalarmen, die zu einer unnötig hohen Auslastung des nachfolgenden Demodulators führen. Ein Ansatz zur Verbesserung dieser Situation ohne Veränderung der Präambelfolge wird im nächsten Kapitel vorgestellt.

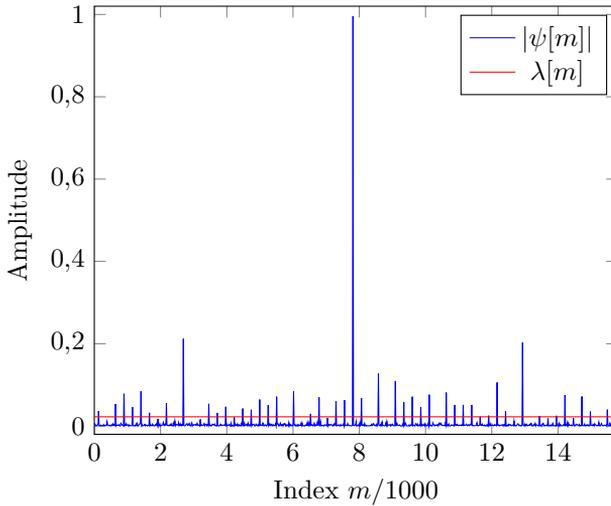
Wird im Betrieb ein Überschreiten des Schwellwerts für eine Kombination von (f_i, m) festgestellt, reicht die Synchronisationsstufe das Tupel (\hat{f}, \hat{m}) an den Demodulator weiter, der dann gezielt diesen Rahmen demoduliert.

4.2.3 Demodulation

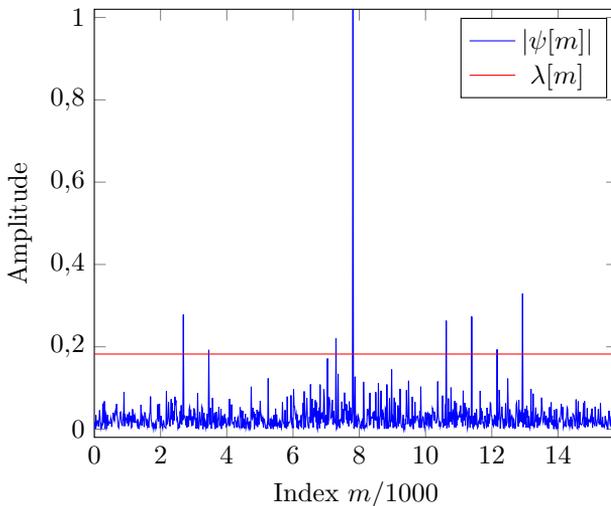
Mit der Schätzung (\hat{f}, \hat{m}) erhält der Demodulator den exakten Zeitpunkt eines (vermuteten) Rahmenbeginns sowie den zugehörigen Frequenzoffset, der durch Multiplikation mit $e^{-j2\pi\hat{f}t_s m}$ korrigiert werden kann.

Gerade im Uplink, also an der Basisstation, stellen sich nun jedoch zwei weitere Herausforderungen, bevor die Daten demoduliert werden können:

- **Überlagerung von Übertragungen:** Da die Sensoren unkoordiniert senden, muss mit einem Überlappen von Sendesignalen gerechnet werden.



(a) SNR = -5 dB.



(b) SNR = -15 dB.

Abbildung 4.8: Präambelkorrelationssignal $\psi[m]$ und adaptiver Schwellwert $\lambda[m]$ ($\gamma = 8$) für einen frequenzflachen AWGN-Kanal mit $f_{\text{off}} = 0$ und verschiedenen SNR. Zur besseren Darstellung wurden die Signale normiert.

- **Drift des Taktsignals:** Für die verhältnismäßig kurze Präambel noch vernachlässigbar, kann bereits eine leichte Abweichung der Taktfrequenzen von Sender und Empfänger zu Problemen bei der Demodulation des Payloads führen.

Wie mit diesen Problemen umgegangen werden kann und wie schließlich die Rückgewinnung der ursprünglich gesendeten Daten vonstatten geht, wird in den folgenden Abschnitten beschrieben.

4.2.3.1 Überlagerung von Übertragungen

Beim Überlappen der Übertragungen muss zwischen einer einfachen Überlappung und einer echten Kollision unterschieden werden. Eine einfache zeitliche Überlappung muss, sofern keine starke Disparität zwischen den Empfangsleistungen der einzelnen Rahmen besteht, keine nachteiligen Effekte mit sich bringen, da die von den Sensoren verwendete Spreizsequenz c gute AKF-Eigenschaften besitzt und damit die Energie verschobener Spreizsequenzen effektiv unterdrückt.

Eine Kollision hingegen tritt auf, wenn sich die Rahmen chip-genau überlagern, sodass bei der Entspreizung aufgrund der identischen Spreizfolgen nicht zwischen den verschiedenen Nutzern unterschieden werden kann. Das Kollisionsintervall hierfür ist jedoch sehr klein. Üblicherweise wird der Spreizcode während der Präambel mit jedem Symbol zurückgesetzt (*short code*), um die Synchronisation zu vereinfachen. Bei der Übertragung der Nutzdaten läuft der Code hingegen weiter (*long code*). Außerdem besteht die Möglichkeit, unterschiedliche Spreizfolgen für die Präambel und die Nutzdaten zu verwenden. Geht man weiter davon aus, dass die Detektion aufgrund der AKF-Eigenschaften der Präambel trotz Überlagerung funktioniert, entsteht nur dann eine echte Kollision, wenn die Rahmen ab Beginn des ersten Präambelsymbols exakt synchron sind, was einem Kollisionsintervall der Breite $T_c = 1 \mu\text{s}$ entspricht. In einem frequenzselektiven Kanal verlängert sich das Intervall je nach Länge der Kanalimpulsantwort.

Berücksichtigt man, dass bei Sensoren in einem LPWAN üblicherweise einige Minuten bis mehrere Stunden zwischen zwei Nachrichten vergehen, wird jedoch ersichtlich, dass Kollisionen zwischen Übertragungen kein Problem darstellen.

Damit der Empfänger die Frequenzsynchronisation der verschiedenen, potenziell überlappenden Rahmen korrigieren und diese entspreizen und demodulieren kann, ist es nötig, die Überlappungen aufzulösen und die Rahmen zu serialisieren, was auch als *demultiplexing* bezeichnet werden kann. Dazu wird ausgehend von der Schätzung \hat{m} der korrespondierende Ausschnitt des Empfangssignals in einen Pufferspeicher geschrieben und mithilfe von \hat{f} frequenzsynchronisiert. Pufferspeicher können dynamisch für jeden detektierten Rahmen angelegt werden, was jedoch Nachteile in Bezug auf die potenziell unbegrenzte Speichernutzung hat. Alternativ kann man zu Beginn Speicher für eine bestimmte Anzahl an Rahmen reservieren und diese dann nur noch zuweisen. Sind alle Pufferspeicher belegt, werden ankommende Rahmen verworfen. Dies hat den Vorteil, dass die Basisstation, sollten durch ungünstige Umstände wie starke Interferenz sehr viele Falschalarme auftreten, zwar kurzfristig „taub“ wird, sich von dieser Situation aber in einer begrenzten Zeit wieder erholen kann.

4.2.3.2 Drift des Taktsignals

Neben der initialen Zeitsynchronisation durch die Präambelkorrelation ist besonders bei länger andauernden Übertragungen die Kompensation des Einflusses nicht-optimaler Taktgeber notwendig. Sind die Taktraten an Sender und Empfänger nicht exakt gleich (wovon ausgegangen werden muss), so führt dies (wie in Abschnitt 3.6 gezeigt) zu einer graduellen Verschiebung des Abtastzeitpunktes, einem SNR-Verlust und schließlich zum Verlust der Synchronisation.

Geht man davon aus, dass ein Sensor nur einen Taktgeber für die Ableitung der Mittenfrequenz wie auch den Analog-Digital-Wandler (engl. *Analog-to-Digital-Converter (ADC)*) besitzt und veranschlagt wie zuvor die in [16] geforderte minimale Genauigkeit von $\epsilon = 2,5$ ppm, so lässt sich unter Annahme einer maximal tolerierbaren Zeitabweichung $\tau_{\max} = T_c/4$ die maximale Rahmenlänge $T_{f, \max}$ errechnen, bei der noch keine signifikante Verschlechterung des SNR auftritt:

$$T_{f, \max} = \frac{\tau_{\max}}{\epsilon} = \frac{T_c}{4\epsilon} = 100 \text{ ms} \quad (4.24)$$

Zur Berechnung der tatsächlichen, konfigurationsabhängigen Rahmendauer addiert man zuerst die Anzahl der Bytes der Präambel N_p und die der

Spreizfaktor	N_d / Byte		
	16	24	32
16	4,6 ms	6,7 ms	8,7 ms
256	73,7 ms	106,5 ms	139,3 ms
2048	589,8 ms	852,0 ms	1114,1 ms

Tabelle 4.3: Rahmendauer T_f für verschiedene Parameterkonstellationen. Es wurde $T_c = 1 \mu\text{s}$, $N_p = 4$ sowie BPSK-Modulation angenommen. Bei Verwendung von OQPSK halbiert sich T_f .

Nutzdaten N_d , welche mit Rate 1/2 faltungscodiert werden. Nimmt man nun BPSK als Modulationsverfahren für die Chips an, ergibt sich eine Framedauer von

$$T_f = (8 \cdot (N_p + 2 \cdot N_d) \cdot \text{SF}) \cdot T_c, \quad (4.25)$$

welche in Tabelle 4.3 für einige Parameterkonstellationen angegeben ist. Es zeigt sich, dass selbst für niedrige Spreizfaktoren wie $\text{SF} = 256$ die Rahmendauer $T_{f, \max}$ je nach Anzahl der zu übertragenden Bytes überschritten werden kann und somit Maßnahmen zur Taktsynchronisation ergriffen werden müssen.

Eine Möglichkeit, dieser Problematik zu begegnen, ist die Delay-Locked Loop (DLL) [Vit95]. Durch eine geschlossene Regelschleife zum Verfolgen (engl. *tracking*) des optimalen Abtastzeitpunkts auf Basis des sogenannten Early-Late-Gates wird die Ratenverschiebung zwischen Sender und Empfänger kompensiert.

Die Early-Late-Methode macht sich dazu die Form der AKF $\varphi_{gg}(t)$ zunutze. Da $\varphi_{gg}(t)$ um den optimalen Abtastzeitpunkt symmetrisch ist und einen monoton steigenden bzw. fallenden Verlauf besitzt, lässt sich mithilfe eines zeitlich vorlaufenden (*early*) und eines nachlaufenden (*late*) Korrelators ein Fehlersignal erzeugen, das die Richtung der durch die Ratenverschiebung verursachten Zeitverschiebung $\tau_{\text{off}}(t)$ angibt.

Für die zeitliche Positionierung und Verknüpfung der beiden Korrelatorausgänge gibt es verschiedene Methoden mit verschiedenen Voraussetzungen in Bezug auf die Kenntnis der gesendeten Symbole [Men97]. Um den Aufbau des Empfängers möglichst einfach zu halten, wurde ein Algorithmus ausgewählt, der keinerlei Kenntnis über die gesendeten oder bereits

detektierten Symbole voraussetzt. Ein solcher ist in [PBZ95, Kap. 4.3] beschrieben und wurde für diese Arbeit für die Verwendung mit linear modulierten, zeitdiskreten Signalen angepasst.

Hierzu berechnet man ausgehend von den in Abbildung 4.9 gezeigten Abtastwerten die Differenz der Leistungen der beiden um

$$\tau_{\Delta} = \frac{T_c}{2} = \frac{K}{2} t_s, K \geq 2 \quad (4.26)$$

vom aktuellen Abtastzeitpunkt verschobenen Zweige. Ausgehend von $y[m]$ in Gl. (3.31) ergibt sich bei Betrachtung der unmittelbaren Umgebung des Abtastzeitpunkts m_{off} eines Symbols, der um den akkumulierten Zeitversatz τ_{off} vom optimalen Abtastzeitpunkt verschoben ist, das Fehlersignal zu

$$e(\tau_{\text{off}}) = |y[m_{\text{off}} - K/2]|^2 - |y[m_{\text{off}} + K/2]|^2 \quad (4.27)$$

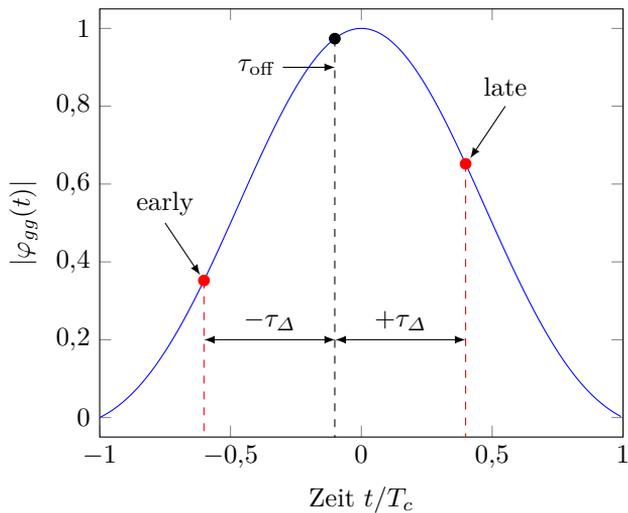
$$= |\varphi_{gg}(\tau_{\text{off}} - \tau_{\Delta})|^2 - |\varphi_{gg}(\tau_{\text{off}} + \tau_{\Delta})|^2 \quad (4.28)$$

ergibt, wobei nur der Bereich um den optimalen Abtastzeitpunkt betrachtet wird und das Sendesymbol durch das Betragsquadrat eliminiert wurde. Der aktuelle Zeitversatz $\tau_{\text{off}}(t)$ ändert sich im Laufe einer Chipdauer nur sehr geringfügig, weswegen die Zeitabhängigkeit für einzelne Iterationen des Algorithmus vernachlässigt werden kann.

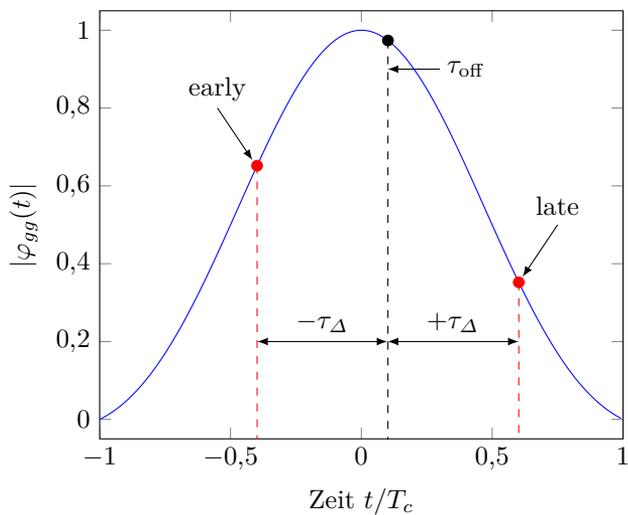
Man kann leicht erkennen, dass das Fehlersignal genau dann zu Null wird, wenn der Early- und Late-Zweig symmetrisch um das Maximum liegen und dementsprechend der optimale Abtastzeitpunkt getroffen wird und $\tau_{\text{off}} = 0$ gilt.

Im zeitkontinuierlichen Fall, wie er in der Literatur oft behandelt wird, wird das Fehlersignal über ein Schleifenfilter, das zur Reduktion der Schätzvarianz eine Tiefpassfilterung durchführt, auf einen Voltage-Controlled Oscillator (VCO) zurückgekoppelt [PBZ95]. Der VCO steuert die Zeitbasis des Korrelators, indem er beispielsweise im Falle einer zu frühen Abtastung die Korrelation leicht streckt, bis die empfangene Codefolge mit der des Korrelators genau übereinstimmt und $\tau_{\text{off}} \approx 0$ gilt.

In einem digitalen System ist der Aufbau wesentlich einfacher zu realisieren, ohne dass mehrere Korrelatoren und spannungsgesteuerte Oszillatoren vorgesehen werden müssen. Nimmt man beispielsweise eine moderate



(a) Abtastung zu früh: $\epsilon(\tau_{\text{off}}) < 0$.



(b) Abtastung zu spät: $\epsilon(\tau_{\text{off}}) > 0$.

Abbildung 4.9: Detektion der Zeitverschiebung zum optimalen Abtastzeitpunkt nach dem Early-Late-Prinzip mit $\tau_{\Delta} = T_c/2$.

Überabtastung um Faktor $K = 2$ an, haben aufeinanderfolgende Ausgangswerte des Korrelators wie in Abbildung 4.9 den zeitlichen Abstand $T_c/2$. Zum Tracking des Abtastzeitpunktes genügt es, lediglich zwei weitere Korrelationen mit ± 1 Sample Verschiebung auszuwerten um das Fehlersignal zu berechnen. Gerade bei hohen Spreizfaktoren ist der Anteil der benötigten Korrelationsergebnisse pro Symbolintervall verschwindend gering, sodass eine gezielte Berechnung dieser wenigen Ausgangswerte sich sehr positiv auf die Leistungsaufnahme auswirkt.

Die Unabhängigkeit des Fehlersignals von der Signalamplitude wird durch Division durch $|\varphi_{gg}(\tau_{\text{off}})|^2$ erreicht, wobei sich eine zusätzliche Tiefpassfilterung zur Rauschreduktion anbietet. Das entstehende, normierte Fehlersignal

$$\tilde{e}(\tau_{\text{off}}) = \frac{e(\tau_{\text{off}})}{|\varphi_{gg}(\tau_{\text{off}})|^2} \quad (4.29)$$

wird schließlich mit einem Schwellwert verglichen. Überschreitet der Betrag des normierten Fehlersignals den Schwellwert, wird der Abtastzeitpunkt abhängig vom Vorzeichen des Fehlersignals entweder um ein Sample nach vorne oder hinten verschoben. Der Schwellwert ist notwendig, da ein exaktes Erreichen des optimalen Abtastzeitpunkts im Zeitdiskreten ohne Anpassung der Abtastrate in der Regel nicht möglich ist und der Abtastzeitpunkt sonst selbst im rauschfreien Fall mit zeitunabhängigem τ_{off} bei jeder Iteration in alternierender Richtung versetzt würde.

Das Nichterreichen des optimalen Abtastzeitpunktes mag an dieser Stelle als Nachteil erscheinen, jedoch wird aus Abbildung 3.5 ersichtlich, dass spätestens ab einem Überabtastfaktor von $K = 4$ der SNR-Verlust vernachlässigbar ist. Abhängig von der Höhe der Frequenzabweichung des Oszillators kann der Aufwand für das Tracking noch weiter reduziert werden, indem die Berechnung des Fehlersignals und damit die der zusätzlichen Korrelationen nicht für jedes Symbol durchgeführt wird.

Abbildung 4.10 zeigt die Funktionsweise und den Effekt der DLL beim Empfang eines Rahmens mit $N_d = 16$ Byte (256 Bit nach Kanalcodierung) über einen rauschfreien, frequenzflachen Kanal für eine Ratenabweichung von $\epsilon = 2$ ppm. Für die inaktive DLL zeigt sich ein rascher Abfall der Symbolamplitude entsprechend der Form von $\varphi_{gg}(t)$, bis ab ungefähr $m = 200$ keine Symbolanteile mehr vorhanden sind. Ist die DLL jedoch

aktiviert, wird τ_{off} effektiv begrenzt, sodass sich der Abtastzeitpunkt immer in der unmittelbaren Nähe des Maximums von $\varphi_{gg}(t)$ befindet und kein nennenswerter SNR-Verlust auftritt.

4.2.4 Symboldemodulation und Kanaldecodierung

Der Symbolstrom der Rate $1/T_s$ am Ausgang der DLL kann nun unter Vernachlässigung möglicher residualer Synchronisationsfehler als perfekt synchronisiert angesehen werden, sodass sich das Signalmodell zu

$$\hat{s}[n] = hs[n] + w_s[n], \quad (4.30)$$

vereinfacht, wobei h nach wie vor als frequenzflaches Blockfading modelliert wird, \mathbf{s} mit $|s[n]|^2 = P_s = 1$ die differenziell codierten Symbole bezeichnet und die $w_s[n]$ einer $\mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ -Verteilung folgen. Das instantane SNR lässt sich dementsprechend mit

$$\text{SNR}_s = \frac{|h|^2}{\sigma_w^2} \quad (4.31)$$

angeben. Nach der differentiellen Demodulation ergeben sich die ursprünglichen, bipolaren, faltungscodierten Datensymbole

$$\hat{d}[n] = \hat{s}[n] \cdot \hat{s}^*[n-1] \quad (4.32)$$

$$= |h|^2 s[n] s^*[n-1] + hs[n] w_s^*[n-1] \quad (4.33)$$

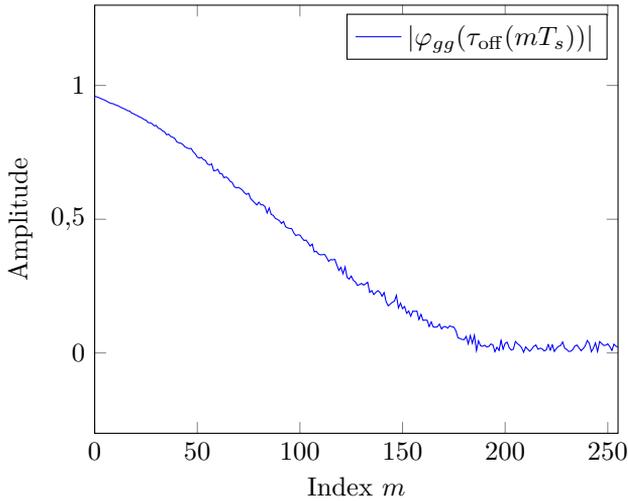
$$+ w_s[n] (hs[n-1])^* + w_s[n] w_s^*[n-1] \quad (4.34)$$

$$\approx |h|^2 s[n] s^*[n-1] + hs[n] w_s^*[n-1] + w_s[n] (hs[n-1])^* \quad (4.35)$$

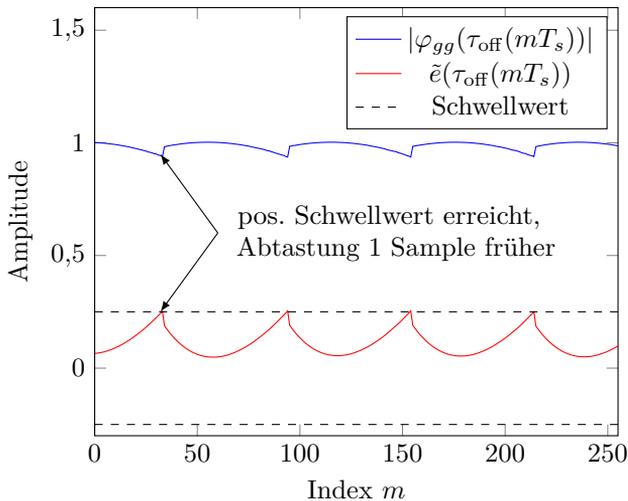
$$= |h|^2 d[n] + w_d[n]. \quad (4.36)$$

Die Vernachlässigung des Produkts der Rauschterme ist gerechtfertigt, wenn $\text{SNR}_s \gg 1$ [Pro01] gilt, was wiederum eine Bedingung für erfolgreiche Demodulation ist. Das verbleibende, weiße Rauschen $w_d[n]$ ist weiterhin komplex normalverteilt mit Varianz $\sigma_{w_d}^2 = 2|h|^2 \sigma_w^2$, womit sich das SNR der Datensymbole als

$$\text{SNR}_d = \frac{|h|^2}{2|h|^2 \sigma_w^2} = \frac{1}{2\sigma_w^2} \quad (4.37)$$



(a) DLL inaktiv.



(b) DLL aktiv. Da das Empfangssignal „schneller läuft“, wird der Abtastzeitpunkt immer wieder um ein Sample verschoben.

Abbildung 4.10: Simulation des DLL-Verhaltens im rauschfreien Fall mit $N_d = 16$ Byte, SF = 4096, Überabtastfaktor $K = 4$, OQPSK-Modulation und $\epsilon = 2$ ppm.

angeben lässt. Es fällt auf, dass die Leistung des Kanalkoeffizienten nicht mehr das SNR bestimmt. Dies gilt allerdings nur so lange, wie die Annahme $\text{SNR}_s \gg 1$ zutrifft, da in diesem Fall das mit dem Sendesignal gewichtete Rauschen das Produkt der Rauschterme dominiert. Der zusätzliche Faktor 2 im Nenner des Ausdrucks lässt außerdem eine Verschlechterung der Leistungsfähigkeit um 3 dB vermuten. Dies ist zutreffend für differenzielle PSK-Verfahren mit vier und mehr Stufen, für DBPSK ist diese Näherung jedoch pessimistisch. Bei einer Fehlerrate von 10^{-4} liegt der Unterschied zu kohärenter BPSK nur bei etwa 1 dB [Pro01]. Vor diesem Hintergrund wird deutlich, warum DBPSK eine gute Wahl für die drahtlose Anbindung niedriggradiger, energieeffizienter und leistungsbegrenzter Sensoren ist.

Bevor die Datensymbole an den Kanaldecodierer weitergereicht werden, wird das Interleaving wieder rückgängig gemacht, indem die binären Bit-Positionen in der umgekehrten Reihenfolge interpretiert werden. Dadurch werden Bündelfehler in näherungsweise unabhängige Einzelfehler transformiert, die leichter korrigiert werden können.

Die Elemente von $\hat{\mathbf{d}}$ könnten an dieser Stelle durch einen Vorzeichenentscheid wieder in Bits \mathbf{b}_d umgewandelt werden. Praktische Systeme arbeiten jedoch in der Regel nicht mit harten Entscheidungen (engl. *hard decision*) bei der Demodulation, da diese die Information über die Zuverlässigkeit der Entscheidung vernichtet, die für die nachfolgende Kanaldecodierung hilfreich ist. In [Jon08] wird gezeigt, dass Faltungscodes der Rate 1/2, wie sie auch beim LECIM PHY eingesetzt werden, bei Verwendung des Viterbi-Algorithmus mit „weichen“ Eingangswerten (engl. *soft values*) aus einer Soft-Decision-Decodierung eine um etwa 2,5 dB verbesserte Performanz gegenüber Hard-Decision-Decodierung aufweisen.

Als Soft-Bits¹ werden bei der Decodierung üblicherweise sogenannte Log-Likelihood-Ratios (LLRs) verwendet, die das logarithmische Verhältnis der bedingten Wahrscheinlichkeiten, dass ein Bit den Wert 0 oder 1 hat, angeben [HLY02]:

$$\text{LLR} = \ln \left(\frac{P(b_d = 0 | \hat{d})}{P(b_d = 1 | \hat{d})} \right) \quad (4.38)$$

¹Im Rahmen dieser Arbeit werden die Begriffe LLR und Soft-Bit synonym verwendet. Einige Autoren, z. B. [Hoe07], bezeichnen mit Soft-Bits jedoch den Erwartungswert $\mathbb{E}\{\text{LLR}\} = \tanh(\text{LLR}/2)$, was den Wertebereich auf $[-1, +1]$ beschränkt.

Die Logarithmierung hat für die Implementierung den Vorteil, dass der Wertebereich komprimiert und effizienter quantisierbar wird, außerdem gehen Multiplikationen in einfachere zu realisierende Additionen über. Ist das LLR positiv, ist $b_d = 0$ wahrscheinlicher, ist es negativ, weist die Schätzung $\hat{b}_d = 1$ die geringere Fehlerwahrscheinlichkeit auf.

Verwendet man den Satz von Bayes [JW02]

$$P(b_d = \hat{b}_d | \hat{d}) = \frac{f(\hat{d} | b_d = \hat{b}_d) P(b_d = \hat{b}_d)}{f(\hat{d})}, \quad (4.39)$$

lassen sich die LLRs unter Annahme von $P(b_d = 0) = P(b_d = 1)$ und nach dem Einsetzen in die obere Gleichung auch durch die Kanalübergangswahrscheinlichkeiten bzw. -dichten darstellen:

$$\text{LLR} = \ln \left(\frac{f(\hat{d} | b_d = 0)}{f(\hat{d} | b_d = 1)} \right) \quad (4.40)$$

Umgekehrt lassen sich nach Exponentiation und Umformung die folgenden Zusammenhänge angeben:

$$f(\hat{d} | b_d = 0) = \frac{e^{\text{LLR}}}{1 + e^{\text{LLR}}} \quad (4.41)$$

$$f(\hat{d} | b_d = 1) = \frac{1}{1 + e^{\text{LLR}}} \quad (4.42)$$

Diese lassen sich zusammenfassen als

$$f(\hat{d} | b_d) = e^{(-1)^{b_d} \text{LLR}/2} \frac{e^{\text{LLR}/2}}{1 + e^{\text{LLR}}}. \quad (4.43)$$

Für den Entwurf optimaler Decoder ist es wichtig zu wissen, dass LLRs im binären, gedächtnislosen Kanal eine suffiziente Statistik (engl. *sufficient statistic*) für die Entscheidung darstellen, sie enthalten also alle für die Schätzung einer gesendeten Bitfolge \mathbf{b}_d der Länge N wesentlichen Informationen [RU08]. Um dies zu beweisen, muss gezeigt werden, dass $f(\hat{\mathbf{d}} | \mathbf{b}_d)$ gemäß $a(\mathbf{LLR}, \mathbf{b}_d) b(\hat{\mathbf{d}})$ faktorisiert werden kann. In diesem Fall verschwindet $b(\hat{\mathbf{d}})$ bei der Quotientenbildung in Gl. (4.40) und $\hat{\mathbf{d}}$ geht nur indirekt über die LLRs in die Berechnung mit ein. Dazu stellt man $f(\hat{\mathbf{d}} | \mathbf{b}_d)$

unter Ausnutzung der Gedächtnislosigkeit des Kanals als Multiplikation der Einzeldichten dar und erweitert mit einem konstanten Term:

$$f(\hat{\mathbf{d}}|\mathbf{b}_d) = \prod_{i=0}^{N-1} f(\hat{d}[i]|b_d[i]) \quad (4.44)$$

$$= \prod_{i=0}^{N-1} f(\hat{d}[i]|b_d[i]) \frac{f(\hat{d}[i]|b_d[i] = 1)}{f(\hat{d}[i]|b_d[i] = 1)} \quad (4.45)$$

Einsetzen von Gl. (4.43) liefert dann

$$f(\hat{\mathbf{d}}|\mathbf{b}_d) = \prod_{i=0}^{N-1} e^{((-1)^{b_d[i]}+1)\text{LLR}[i]/2} f(\hat{d}[i]|b_d[i] = 1) \quad (4.46)$$

$$= \left(e^{\frac{1}{2} \sum_i (-1)^{b_d[i]} \text{LLR}[i]} \right) \quad (4.47)$$

$$\cdot \left(e^{\frac{1}{2} \sum_i \text{LLR}[i]} \prod_{i=0}^{N-1} f(\hat{d}[i]|b_d[i] = 1) \right) \quad (4.48)$$

$$= a(\mathbf{LLR}, \mathbf{b}_d) b(\hat{\mathbf{d}}), \quad (4.49)$$

was, da das LLR nur eine Funktion von \hat{d} ist, die gewünschte Faktorisierung zeigt und den Beweis somit abschließt.

Im AWGN-Kanal mit binärem Eingang ergibt sich unter Verwendung der Abbildung $g : b_d \mapsto (-1)^{b_d}$, $b_d \in \{0, 1\}$ und der bedingten Dichte

$$f(\hat{d}|b_d = \hat{b}_d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{w_d}^2}} \exp\left(-\frac{|\hat{d} - g(\hat{b}_d)|^2}{2\sigma_{w_d}^2}\right) \quad (4.50)$$

schließlich nach Anwendung des natürlichen Logarithmus

$$\text{LLR} = \frac{1}{2\sigma_{w_d}^2} \left(|\hat{d} + 1|^2 - |\hat{d} - 1|^2 \right) \quad (4.51)$$

$$= \frac{2\text{Re}\{\hat{d}\}}{\sigma_{w_d}^2} \quad (4.52)$$

$$= L_c \cdot \text{Re}\{\hat{d}\}. \quad (4.53)$$

Die Verlässlichkeit der Entscheidung basiert also allein auf dem Betrag des Realteils von \hat{d} , da nur dieser für das ursprüngliche Symbol d verwendet wird, und einem Kanalzuverlässigkeitsparameter $L_c := 2/\sigma_{w_d}^2$. Über die Varianz $\sigma_{w_d}^2$ setzt L_c den Betrag von $\text{Re}\{\hat{d}\}$ ins Verhältnis zur mittleren Rauschleistung.

Geht man davon aus, dass sich die Rauschleistung über einen Rahmen nicht ändert, kann auch mit dem skalierten LLR

$$\tilde{L} = \text{Re}\{\hat{d}\} \quad (4.54)$$

gearbeitet werden, welches sich direkt aus der Demodulation in Gl. (4.32) ergibt und eine deutliche Vereinfachung darstellt, da die Schätzung der Rauschvarianz entfällt.

Um später die euklidische Distanz zwischen dem Vektor $\tilde{\mathbf{L}} \in \mathbb{R}^N$ der N Zuverlässigkeitswerte der Symbole eines Rahmens und den möglichen Sendesymbolfolgen $\mathbf{d} \in \mathbb{R}^N$ zu bestimmen, ist es wünschenswert, dass für den Erwartungswert $\mathbb{E}\{\tilde{L}\} = d$ gilt. Berücksichtigt man jedoch Gl. (4.36), erkennt man, dass stattdessen $\mathbb{E}\{\tilde{L}\} = |h|^2 d$ der Fall ist. Um den Einfluss des Kanals zu eliminieren, wäre eine Schätzung von $|h|^2$ nötig, die jedoch nicht ohne Weiteres verfügbar ist. Ein Ansatz zur näherungsweise Elimination verwendet deshalb den gleitenden Mittelwert \bar{d} über $|\hat{d}|$ zur Normierung der \tilde{L} , was jedoch nur für eine Rauschvarianz $\sigma_{w_d}^2 = 0$ eine erwartungstreue Schätzung darstellt. Für $\sigma_{w_d}^2 \neq 0$ ist \bar{d} eine Rice-verteilte Zufallsvariable, deren normierter Erwartungswert für verschiedene SNR_d in Abbildung 4.11 dargestellt ist. Man erkennt, dass eine geringe Überschätzung von $|h|^2$ auftritt, die für minimal mögliche $\text{SNR}_d \approx 4$ dB jedoch bereits im Bereich von nur 10% liegt und im weiteren Verlauf schnell abfällt.

Die so berechneten und normierten Soft-Bits

$$L = \frac{\tilde{L}}{\bar{d}} \quad (4.55)$$

werden vom Kanaldecodierer verwendet, um eine Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE), also eine Schätzung der am wahrschein-

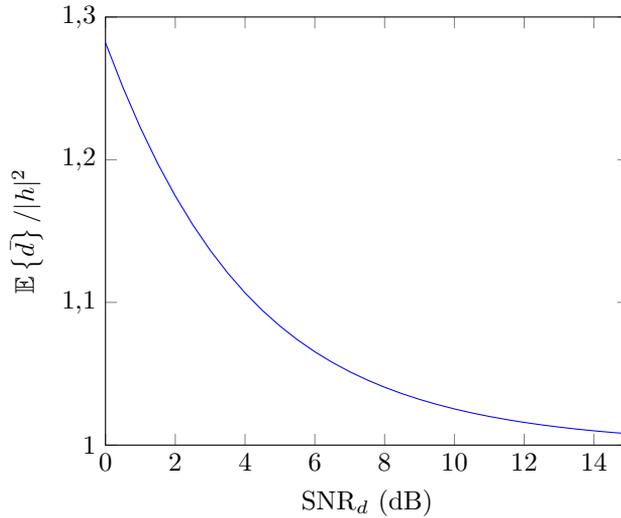


Abbildung 4.11: Erwartungswert von \bar{d} über verschiedene SNR_d .

lichsten gesendeten Datenfolge $\hat{\mathbf{b}} \in \{0, 1\}^N$, zu bestimmen und damit den Faltungscodier zu decodieren. Der Ansatz dazu lautet

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \max_{\mathbf{b} \in \{0, 1\}^N} P(\mathbf{b} | \hat{\mathbf{d}}) \quad (4.56)$$

$$= \arg \max_{\mathbf{b} \in \{0, 1\}^N} P(\mathbf{b} | \mathbf{L}), \quad (4.57)$$

es wird also die Bitfolge \mathbf{b} der Länge N gesucht, die unter der Bedingung, dass die N skalierten LLRs \mathbf{L} vorliegen, am wahrscheinlichsten

ist. Dies führt nach Anwendung des Satzes von Bayes und der Annahme gleichwahrscheinlicher Datenfolgen auf

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \max_{\mathbf{b} \in \{0,1\}^N} f(\mathbf{L}|\mathbf{b}) \quad (4.58)$$

$$= \arg \max_{\mathbf{b} \in \{0,1\}^N} \prod_{i=0}^{N-1} (2\pi\sigma_L^2)^{-\frac{N}{2}} \exp\left(-\frac{\sum_{i=0}^{N-1} |L[i] - d[i]|^2}{2\sigma_L^2}\right) \quad (4.59)$$

$$= \arg \min_{\mathbf{b} \in \{0,1\}^N} \|\mathbf{L} - g(c(\mathbf{b}))\|_2^2 \quad (4.60)$$

$$= \arg \max_{\mathbf{b} \in \{0,1\}^N} \sum_{i=0}^{N-1} g(c(b[i]))L[i]. \quad (4.61)$$

Die Abbildung $c : \mathbf{b} \mapsto \mathbf{b}_d$ stellt dabei die Faltungscodierung dar. Die entstehenden Codebits b_d werden durch die zuvor definierte Funktion g wieder auf ± 1 abgebildet. Damit kann die Bestimmung des wahrscheinlichsten Pfades durch einfaches Addieren und Subtrahieren der entsprechenden $L[i]$ geschehen.

Eine sehr effizienter Algorithmus für die andernfalls äußerst komplexe MLSE-Schätzung ist der Viterbi-Algorithmus. Dieser erreicht eine massive Aufwandsreduktion durch ein inkrementelles Berechnen der euklidischen Distanzen und kontinuierliches Eliminieren von Pfaden, die nicht den minimalen Abstand aufweisen [Pro01].

Nach erfolgter Decodierung können die decodierten Bits an die nächsthöhere Schicht weitergereicht werden. Da jedoch nach der Kanaldecodierung selbstverständlich noch keine Garantie für die Korrektheit der geschätzten Daten besteht, wird in der Implementierung ein CRC in den Rahmen integriert, sodass Übertragungsfehler an dieser Stelle mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit erkannt werden können.

4.3 Umsetzung als Software Defined Radio

Der Begriff Software Radio (SR) wurde von Joe Mitola geprägt [Mit92] und beschreibt das Konzept eines Funkgeräts, welches das Funkspektrum so

breitbandig wie möglich abtastet und alle Komponenten als modulare und konfigurierbare Software implementiert. Auf diese Weise sollte statt der zur Zeit der Veröffentlichung primär „fest verdrahteten“, vielen verschiedenen Funkgeräte nach Möglichkeit ein einziges Gerät befähigt werden, beliebige Frequenzbereiche, Modulationsarten und Kommunikationsstandards zu unterstützen.

Ein solches Funkgerät ist jedoch in den meisten Anwendungsfällen sowohl aus technischen als auch aus ökonomischen Gesichtspunkten nicht sinnvoll. Als Beispiel sei die Mobilkommunikation genannt. Diese verfügt über verschiedenste Frequenzbänder im Bereich zwischen 700 MHz und 2,6 GHz, in denen sehr unterschiedliche Modulationsarten und Zugriffsmethoden eingesetzt werden. Die verwendeten Verfahren reichen hier von Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) mit Time Division Multiple Access (TDMA) über Quaternary Phase Shift Keying (QPSK) mit Code Division Multiple Access (CDMA) bis hin zu Quadrature Amplitude Modulation (QAM) mit Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA). Ein optimales Software Radio würde nun direkt das Antennensignal abtasten, was zur Einhaltung des Abtasttheorems [PKJ11] eine Abtastrate von mehr als der doppelten höchsten vorkommenden Frequenz, in diesem Beispiel also mehr als 5 GHz, bedeuten würde. Gepaart mit den hohen Anforderungen an den Dynamikbereich durch die vielen unterschiedlichen Signale in der betrachteten Bandbreite ergibt sich eine immense Datenrate, die selbst von heutiger Hardware kaum zu bewältigen ist.

Aus dieser Problematik heraus hat sich das Software *Defined* Radio (SDR) entwickelt, das durch eine Vorselektion und gezielte Abtastung der gewünschten Frequenzbänder die Anforderungen an die Komponenten in Bezug auf Dynamikbereich, Abtastrate, Energieverbrauch und Kosten erheblich reduziert und so realisierbar wird. Heutige Mobilfunkbasisstationen sind nach diesem Prinzip aufgebaut. Der Vorteil dieser Architektur zeigt sich momentan an der Aufrüstung der Funktürme mit der Unterstützung für NB-IoT: Diese erfolgt im Wesentlichen durch eine Aktualisierung der Software der Basisstation.

In den folgenden Abschnitten wird auf Basis des in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Empfängerentwurfs die praktische Umsetzung eines echtzeitfähigen Transceivers für ein LPWAN, welches den LECIM PHY verwendet, beschrieben. Dazu wird zuerst auf die verwendete Software und Hardware eingegangen, bevor die Umsetzung der Wellenform

präsentiert wird. Die in diesem Rahmen entstandene Software ist frei verfügbar [Wun19a] und auch die Hardwarekomponenten sind relativ günstig, kommerziell erhältlich und ohne weitere Anpassungen verwendbar, sodass eine Reproduktion einfach möglich ist.

4.3.1 Software

Das für diese Arbeit verwendete Software-Framework ist GNU Radio [HBM15]. GNU Radio ist quelloffen und wird seit mehr als zehn Jahren beständig weiterentwickelt. Es besteht im Wesentlichen aus vorgefertigten Signalverarbeitungsblöcken sowie Blöcken zur Einbindung von Hardware, die zu Signalfussgraphen verbunden werden können. Die Komplexität der verfügbaren Blöcke reicht dabei von einfachen arithmetischen Operationen bis hin zu hochoptimierten Decodern für die Kanalcodierung mittels Low Density Parity Check (LDPC) Codes.

Darüber hinaus können relativ einfach neue, eigene Blöcke zu GNU Radio hinzugefügt werden. Diese sind meist aufgrund der höheren Ausführungsgeschwindigkeit in C++ geschrieben, jedoch ist auch eine Implementierung in Python möglich. Die Ausführungsgeschwindigkeit kann auch durch die Nutzung prozessorabhängiger Befehlssatzerweiterungen für die Verarbeitung von Vektoren beschleunigt werden, sogenannte SIMD-Instruktionen (Single Instruction Multiple Data). Die eigenständige Bibliothek Vector-Optimized Library of Kernels (VOLK) [Wes19] kann hierfür verwendet werden und bietet dabei eine plattformunabhängige Programmierschnittstelle.

Die Ausführung der einzelnen Blöcke geschieht aus Gründen der Durchsatzoptimierung in GNU Radio nebenläufig, wobei der Nutzer sich nicht selbst um den Transport des Samplestroms von Block zu Block kümmern muss. Es ist außerdem möglich, zwischen den Blöcken zu kommunizieren. Darüber hinaus können einerseits Metadaten an einer beliebige Stelle des Signalstroms hinzugefügt werden, um beispielsweise den Zeitpunkt der Detektion einer Präambel zu markieren oder auch asynchrone Nachrichten verschickt werden, die beispielsweise anzeigen könnten, dass das im Flussgraph eingebundene Funkgerät die Mittenfrequenz ändern soll.

Neben der rein textbasierten Entwicklung in GNU Radio gibt es auch die Möglichkeit zum grafischen Entwurf von Signalfussgraphen mittels

des GNU Radio Companion (GRC). Der GRC stellt eine Oberfläche zur Verfügung, in der per Drag&Drop Blöcke dem Flussgraph hinzugefügt, parametrisiert und miteinander verschaltet werden können. Er bietet auch eine einfache Möglichkeit zur logischen und hierarchischen Gruppierung von Blöcken, was besonders in komplexen Flussgraphen von Bedeutung ist.

4.3.2 Hardware

Das in dieser Arbeit verwendete SDR besteht grundsätzlich aus zwei Komponenten: Dem Host-PC, einem kommerziellen Notebook mit einem General Purpose Processor (GPP) für die Basisbandsignalverarbeitung im GNU Radio Framework, und dem Radio-Frontend, wobei hier das USRP verwendet wurde. Häufig wird mit SDR auch nur die Funkschnittstelle bezeichnet, sofern diese flexibel durch Software konfigurierbar ist.

Das USRP wird von der Firma Ettus Research hergestellt und stellt eine flexible Funkschnittstelle für SDR-Anwendungen dar. Es existieren verschiedene USRP-Modelle für verschiedene Einsatzzwecke, in dieser Arbeit wurde jedoch ausschließlich das in Abbildung 4.12 dargestellte USRP B210 verwendet. Das Gerät bietet zwei unabhängige Sende-/Empfangszüge an, sodass Vollduplexbetrieb möglich ist. Die Transformation der analogen Bandpasssignale ins digitale Basisband (und umgekehrt) übernimmt ein AD9361-Chip von Analog Devices [Ana], der einen Frequenzbereich von 70 MHz bis 6 GHz bei konfigurierbaren Kanalbandbreiten zwischen etwa 200 kHz und 56 MHz unterstützt, wobei die Wandler eine Auflösung von 12 Bit besitzen. Zusätzliche Abtastratenumsetzung bietet ein Field-Programmable Gate Array (FPGA), das je nach Modell auch Reserven für die Implementierung zusätzlicher Funktionalität bereithält. Die Anbindung an den Host-PC wird beim verwendeten Modell über USB 3 bewerkstelligt. Die Zeit- und Frequenzsynchronisation von mehreren Geräten ist möglich durch einen optionalen GPS-Empfänger (nicht im Bild), einen Eingang für hochgenaue Pulse im Sekundentakt (Pulse Per Second (PPS)) sowie einen 10-MHz-Referenzeingang zur Ableitung des intern verwendeten Taktsignals.

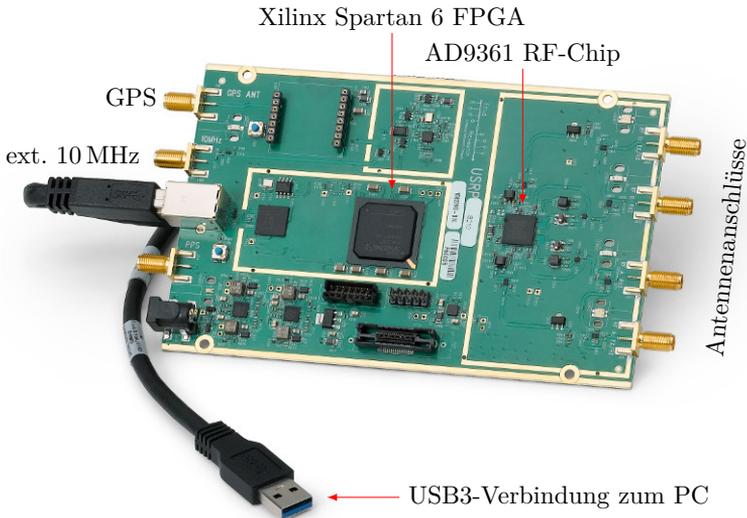


Abbildung 4.12: Das USRP B210 und seine wichtigsten Komponenten (Bildquelle: Ettus Research Produktseite).

4.3.3 Umsetzung der Wellenform

Die Implementierung des LECIM PHY wurde primär in C++ vorgenommen und vollständig in GRC integriert, sodass eine grafische Repräsentation existiert, die einfach und ohne tiefes Wissen über die Implementierung konfigurierbar ist.

Dazu wurde unter anderem der in Abbildung 4.13 dargestellte, übergeordnete Block erstellt, der die vollständige physikalische Schicht des Transceivers repräsentiert und direkt parametrierbar ist. Die wichtigsten einstellbaren Parameter sind:

- **Chiprate:** Abhängig vom verwendeten Frequenzbereich definiert der Standard unterschiedliche Bandbreiten und damit Chipraten. Bei 2,4 GHz liegt diese bei 1 MChip/s.
- **Initialisierungswerte der Schieberegister für die Erzeugung der Gold-Codes:** Up- und Downlink nutzen verschiedene Spreizfolgen, um Kollisionen zu vermeiden.

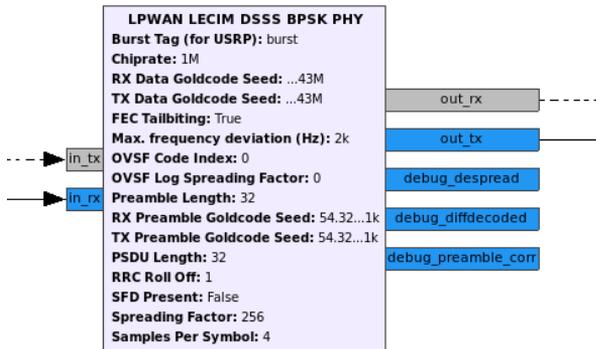


Abbildung 4.13: Darstellung des LECIM PHY (hier mit BPSK-Modulation) in GRC.

- **Spektraler Abstand der Frequenzhypothesen für den Empfänger:** Ein dichteres Gitter von Hypothesen reduziert den maximalen SHR-Verlust bei der Präambeldetektion, erhöht jedoch den Aufwand.
- **Länge der Präambel:** Hier kann zwischen 0, 2 und 4 Byte gewählt werden und auch zusätzlich ein SFD hinzugefügt werden. Je länger die Präambel, desto einfacher ist sie aufgrund des höheren Integrationsgewinns zu detektieren.
- **Länge des Nutzdatenteils:** Hier kann zwischen 16, 24 und 32 Byte gewählt werden.
- **Spreizfaktor:** Beliebig konfigurierbar als 2^k , $k \in \{4, 5, \dots, 15\}$.
- **Samples pro Symbol:** Grad der Überabtastung. Aufgrund der RRC-Pulsformung ist eine zweifache Überabtastung das Minimum, um das Abtasttheorem nicht zu verletzen. Höhere Werte erhöhen die erreichbare Genauigkeit der Zeitsynchronisation.

Der Block bietet Ein- und Ausgänge für das Empfangs- und Sendesignal im komplexen Basisband (`in_rx` und `in_tx`, blau) sowie Schnittstellen zur nächsthöheren Schicht, über die Send- und decodierte Empfangsdaten ausgetauscht werden können (`in_tx` und `out_rx`, grau). Über weitere Ausgänge kann der Empfangsprozess in Echtzeit überwacht werden. Diese

Möglichkeit ist auch während der Entwicklung äußerst hilfreich, um mögliche Probleme schnell zu identifizieren und zu lösen. Der interne Aufbau des Blocks ist modular gehalten und in Abbildung 4.14 dargestellt. Der Aufbau des Sendeteils orientiert sich sehr stark an Abbildung 4.2.

Darüber hinaus kann die Funktionsweise der Implementierung und die Reaktion auf verschiedene Störeinflüsse einfach durch Rückkopplung des Ausgangs auf den Eingang und Simulation der entsprechenden Effekte überprüft und evaluiert werden. Ist die Performanz zufriedenstellend, muss lediglich die Rückkopplung aufgelöst und stattdessen das Radio-Frontend verbunden werden. Ansonsten sind keine weiteren Anpassungen nötig.

4.4 Feldtest

Um die Leistungsfähigkeit des LECIM PHY und der vorgestellten Implementierung unter realistischen Bedingungen zu untersuchen, wurden im Rahmen dieser Arbeit Feldtests im Raum Karlsruhe durchgeführt. Der Sender wurde dazu auf einem hohen Gebäude des Universitätscampus platziert, um im Folgenden Paketfehlerraten mit verschiedenen Parametrierungen über verschiedene Entfernungen und unter verschiedenen Umgebungs-, Sicht- und Interferenzbedingungen zu messen.

4.4.1 Aufbau

Sowohl Sender als auch Empfänger bestehen wie zuvor beschrieben aus einem handelsüblichen Notebook sowie einem USRP B210, das mit einer omnidirektionalen Antenne ausgestattet ist. Die verwendeten Konfigurationen des LECIM PHY sind in Tabelle 4.4 gegeben.

Um den Einfluss des Spreizgewinns auf die Zuverlässigkeit der Übertragung zu evaluieren, wurden drei verschiedene Spreizfaktoren, die sich jeweils um Faktor 4 unterscheiden, ausgewählt. In einer Simulation wäre der Ausgang sehr vorhersehbar, da eine Vervierfachung des Spreizfaktors einen Gewinn von 6 dB erzeugt; In der Realität hingegen bedeutet der höhere Spreizfaktor jedoch aufgrund seiner entsprechend größeren Rahmendauer ein größeres Kollisionsintervall mit anderen Technologien wie zum Beispiel Wireless Local Area Network (WLAN). Während bei

Parameter	Wert
Spreizfaktoren	256, 1024, 4096
Signalbandbreite	ca. 2 MHz inkl. Roll Off
Trägerfrequenzen	2,45 GHz und 2,48 GHz
Präambellänge	32 Bit
Nutzdatenlänge	16 Byte
Modulation	OQPSK
Paketlängen	38,86 ms, 147,5 ms, 589,2 ms
Sendeleistung	5 dBm
Antennen	omnidirektional
Abtastrate	4 MS/s

Tabelle 4.4: Parameterkonfigurationen für die Feldtests.

SF = 256 die Rahmendauer noch deutlich unter 100 ms liegt, übersteigt sie für SF = 4096 bereits 500 ms. Dies ist insbesondere deshalb interessant, da viele WLAN-Zugriffspunkte alle 100 ms ein (potenziell Interferenz verursachendes) Paket aussenden, selbst wenn sonst keine Nutzer aktiv sind.

Da WLAN sowohl im privaten Umfeld als auch im öffentlichen Raum eine sehr hohe Verbreitung aufweist, verwenden die einzelnen Netzwerke in der Regel unterschiedliche Kanäle, um Interferenzen zu vermeiden. Meist werden dabei die WLAN-Kanäle 1, 6, und 11 mit den Mittenfrequenzen 2412 MHz, 2437 MHz und 2462 MHz verwendet, da diese bei 20 MHz Systembandbreite frei von spektraler Überlappung und damit Interferenz sind. Der LECIM PHY wurde deshalb für die Messungen so konfiguriert, dass er Frequenzen, die entweder zwischen zwei dieser Kanäle (z. B. 2,45 GHz) oder am äußersten Rand des Spektrum (2,48 GHz) liegen, verwendet. Dies entspricht den Empfehlungen von Ingenu für ihre zum LECIM PHY kompatible Wellenform RPMA.

Ein weiterer Störer, der möglicherweise zu Paketfehlern führen kann, ist Bluetooth. Aufgrund von dessen im Vergleich zu WLAN geringerer Häufigkeit und des verwendeten Frequenzsprungverfahrens wird das Interferenzpotenzial jedoch als vergleichsweise niedrig eingeschätzt.

Die Sendeleistung von 5 dBm liegt auch nach Berücksichtigung des Antennengewinns von etwa 2 dBi ca. 3 dB unterhalb der von der Bundes-

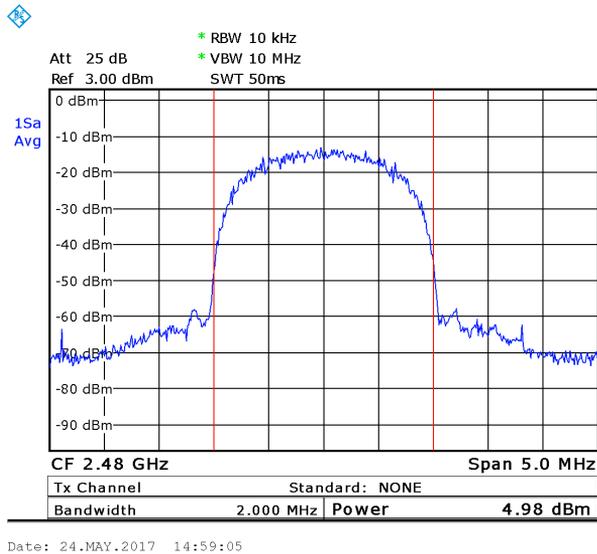


Abbildung 4.15: Spektrum des OQPSK-Signals bei einer Ausgangsleistung von 5 dBm.

netzagentur vorgegebenen, maximal zulässigen Sendeleistung (genauer: Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP)) von 10 dBm, da dies die maximale Sendeleistung des USRP B210 in diesem Frequenzbereich ist, bei der es noch nicht zu Verzerrungen aufgrund von Nichtlinearitäten kommt. Das Spektrum des Sendesignals, gemessen mit einem Spektrumsanalysator der Firma Rohde & Schwarz, ist in Abbildung 4.15 gezeigt.

Um die Synchronisation zu entlasten und die Echtzeitfähigkeit der Implementierung auch bei hohen Spreizfaktoren zu wahren, wurden die Mittenfrequenzen von Sender und Empfänger für die Messungen grob vorsynchronisiert, sodass nur eine reduzierte Zahl an Frequenzhypothesen untersucht werden musste.

Die Position des Senders und der Messpunkte ist in Abbildung 4.16 dargestellt. Der Sender wurde auf dem Dach eines Hochhauses auf dem Gelände des KIT Campus Süd positioniert. Für die Messpunkte wurden Positionen gewählt, die sich einerseits in ihrer Entfernung, andererseits aber auch in ihrer unmittelbaren Umgebung unterscheiden. So besteht an Position 1

Pos.	Distanz	Sichtverb.	Umgebung	WLAN-Dichte
1	350 m	Ja	Campus	Hoch (exkl. Kanäle 1, 6, 11)
2	450 m	Nein	Campus	Hoch (exkl. Kanäle 1, 6, 11)
3	2100 m	Nein	Gewerbegebiet	Niedrig
4	3800 m	Ja	Mehrfamilienhaus	Hoch (unkoordiniert, primär Kanäle 1, 6, 11)

Tabelle 4.5: Beschreibung der Messpunkte während des Feldtests.

eine direkte Sichtverbindung zur Basisstation, während an Position 2 bei ähnlicher Distanz zum Sender ein Hochhaus die Sicht versperrt. Position 3 befindet sich etwas weiter entfernt in einem Gewerbegebiet, wobei die Sichtverbindung durch niedrige Häuser und Bäume blockiert wird. Eine mögliche Umgebung für LPWAN-Anwendungen im privaten Umfeld stellt Position 4 dar. Hier wurde in knapp 4 km Entfernung bei direkter Sichtverbindung aus dem vierten Stock eines Mehrfamilienhauses gemessen. Die genauen Entfernungen sind in Tabelle 4.5 gegeben.

Der Sender und der Empfänger an Position 2 sind in Abbildung 4.17 gezeigt. Spreizfaktor und Mittenfrequenz des Senders wurden zwischen den einzelnen Messungen per Fernzugriff konfiguriert und die Pakete dann entsprechend der Konfiguration periodisch gesendet. Die Paketlänge ohne SHR betrug bei allen Messungen 16 Byte, wobei die letzten 4 Byte des sonst zufälligen Nutzdatenanteils für die Übermittlung eines CRC-Prüfworts verwendet wurden, sodass der Empfänger auch ohne Kenntnis der gesendeten Daten deren korrekten Empfang mit hoher Wahrscheinlichkeit bestimmen konnte. Für jede Konfiguration wurden mindestens 1000 Rahmen gesendet, um eine aussagekräftige Statistik zu erhalten. Aus dem Verhältnis der Anzahl der korrekt empfangenen zu der der gesendeten Rahmen ergibt sich schließlich die *Packet Delivery Ratio (PDR)*.

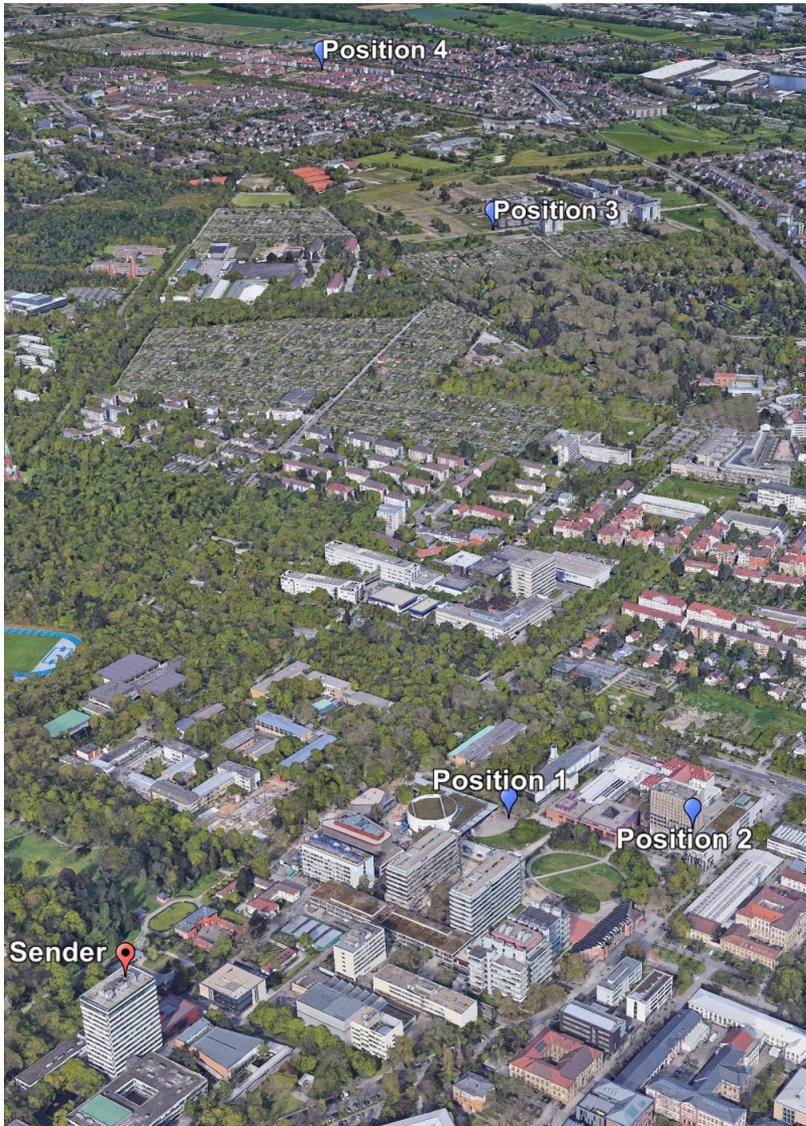


Abbildung 4.16: Übersichtskarte zur Positionierung des Senders und der vier Messpunkte (Bildmaterial: Google Maps).



(a) Sender.



(b) Empfänger an Position 2.

Abbildung 4.17: Sender und Empfänger, jeweils bestehend aus Notebook, USRP B210 und omnidirektionaler Antenne auf einem Stativ.

4.4.2 Ergebnisse

Die PDRs für die in Tabelle 4.5 beschriebenen Messpunkte mit den in Tabelle 4.4 gegebenen Konfigurationen sind in Abbildung 4.18 gezeigt. Es zeigt sich, dass grundsätzlich an allen Messpunkten Pakete erfolgreich empfangen werden konnten, wenn auch die Paketverlustrate an Messpunkt 3 relativ hoch war und nur der höchste Spreizfaktor zu erfolgreichen Übertragungen geführt hat. Im Gegensatz zu den dargestellten Messergebnissen, die im Mai 2017 erhoben wurden, haben Messreihen vom März desselben Jahres an Position 3 deutlich bessere Ergebnisse selbst bei niedrigeren Spreizfaktoren erzielt. Da zu diesem Zeitpunkt die sich im direkten Pfad zwischen Sender und Empfänger befindlichen Bäume noch keine Blätter hatten und dies der einzige feststellbare Unterschied zwischen den beiden Messungen war, deutet das auf eine nicht zu vernachlässigende Dämpfung durch Belaubung hin. Dies kann beispielsweise für Anwendungen zur Verfolgung von Wildtieren erhebliche Bedeutung haben.

Berücksichtigt man, dass die verwendete Sendeleistung 3 dB unter dem in Deutschland zugelassenen Maximum liegt und in anderen Regionen der Welt wie z. B. den USA erheblich höhere Leistungspegel von bis zu einem Watt erlaubt sind, ergibt sich trotz der höheren Freiraumdämpfung im Vergleich zu konkurrierenden Technologien ein positives Bild für die potenzielle Abdeckung weiter Bereiche mit dem LECIM PHY.

Vergleicht man die Ergebnisse an identischen Messpunkten bei verschiedenen Mittenfrequenzen, ist es auffällig, dass die niedrigeren Spreizfaktoren bei 2,45 GHz deutliche Paketverluste zeigen, die nicht auf den Pfadverlust zurückgeführt werden können. Hier zeigt sich deutlich der Einfluss der Interferenz von anderen Nutzern des Frequenzbands. Zur weiteren Untersuchung wurde an Messpunkt 4 eine Messung durchgeführt, bei der der Spreizfaktor auf $SF = 256$ gesetzt und die Mittenfrequenz in 5-MHz-Schritten von 2401 MHz bis 2481 MHz inkrementiert wurde, um den Interferenzeinfluss in Abhängigkeit von der Frequenz darzustellen. Das Resultat ist in Abbildung 4.19a zu sehen. Vergleicht man dieses Ergebnis mit der Kanalwahl der am Messpunkt vorhandenen WLAN-Netzwerke in Abbildung 4.19b, ist eine deutliche Korrelation sichtbar. Die Messung wurde wochentags zu üblichen Arbeitszeiten durchgeführt, sodass die meisten Netzwerke neben den vom Zugriffspunkt periodisch ausgesendeten Paketen wenig Aktivität gezeigt haben. Es ist davon aus-

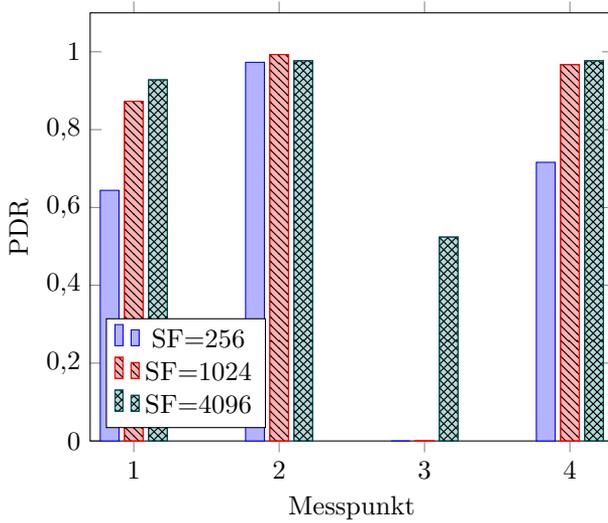
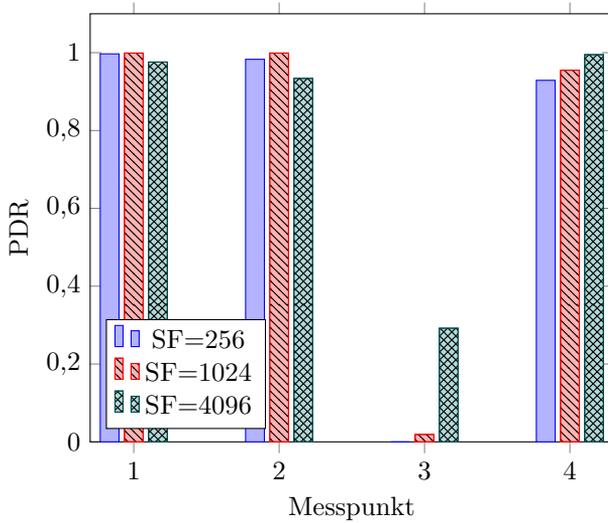
(a) $f_c = 2,45$ GHz.(b) $f_c = 2,48$ GHz.

Abbildung 4.18: PDR in Abhängigkeit von Standort, Mittenfrequenz und Spreizfaktor.

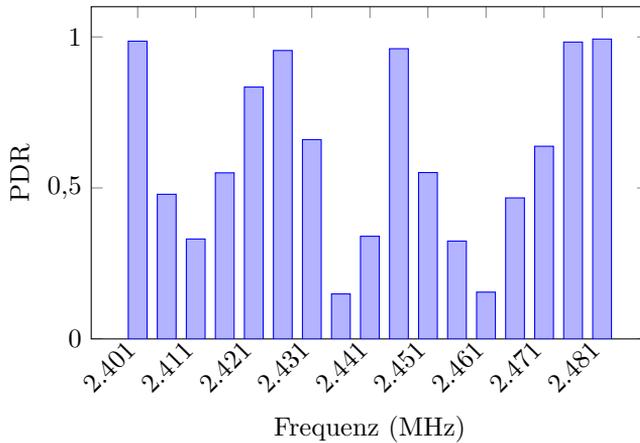
zugehen, dass die Paketverlustraten für Kanäle mit Mittenfrequenz in der Nähe vielbenutzter WLAN-Kanäle vor allem abends deutlich höher sein könnten.

Den Einfluss der WLAN-Interferenz am Messpunkt 4 auf die Synchronisation und Demodulation zeigt Abbildung 4.20. Dort ist der Verlauf der Präambelkorrelation sowie des zugehörigen adaptiven Schwellwerts für verschiedene Spreizfaktoren gezeigt. Neben den scharfen Korrelationsspitzen sind starke, periodische Störungen im Abstand von 100 ms sichtbar, dem typischen Intervall für Pakete eines WLAN-Zugriffspunkts. Diese beeinträchtigen bei $SF = 256$ den Empfang noch spürbar, da viele Rahmen, die mit einem WLAN-Paket kollidieren, nicht mehr decodiert werden können. Für höhere Spreizfaktoren (insbesondere $SF = 4096$), gelingt die korrekte Demodulation hingegen in über 95% der Fälle, obwohl die Kollision aufgrund der Rahmendauer unausweichlich ist. Obwohl die Störungen für $SF = 1024$ immer noch verhältnismäßig stark sind, gehen anscheinend nur diejenigen Pakete verloren, die aufgrund des adaptiven Schwellwerts nicht entdeckt werden. Fällt die Störung in den Nutzdatenbereich, kann dies immer noch durch Interleaving und Kanaldecodierung kompensiert werden.

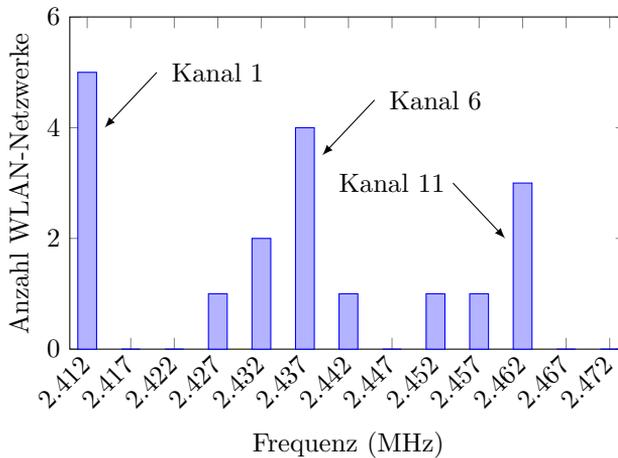
4.5 Fazit

Insgesamt ergibt sich aus diesen exemplarischen Untersuchungen mit der erstellten Prototyp-Implementierung für die Verwendung des LECIM PHY in LPWANS ein interessantes Bild, wobei zwei Aspekte besonders hervorgehoben werden sollen:

Die höhere Freiraumdämpfung bei 2,4 GHz wirkt sich sicherlich nachteilig auf die maximal erreichbare Reichweite und Gebäudedurchdringung aus, jedoch ist dieses Band aus ökonomischen und technischen Gesichtspunkten aufgrund der weitgehenden globalen Harmonisierung und fehlenden Duty-Cycle-Beschränkung sehr interessant. Darüber hinaus ermöglicht die höhere Frequenz kleinere Bauformen und damit auch die Möglichkeit, Gewinne durch zusätzliche Antennen und entsprechende Empfangssignalverarbeitung zu erzielen. Es stellt sich also die Frage, ob diese Vorteile eine möglicherweise höhere Basisstationsdichte aufwiegen können. Da für den erfolgreichen Aufbau und Betrieb aber viele Kriterien zusammenspielen,

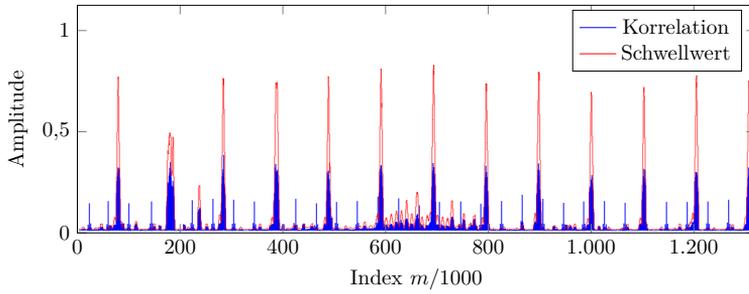


(a) PDR an Messpunkt 4 mit SF = 256. Die WLAN-Kanäle 1, 6 und 11 sind deutlich als Einbrüche in der PDR sichtbar.

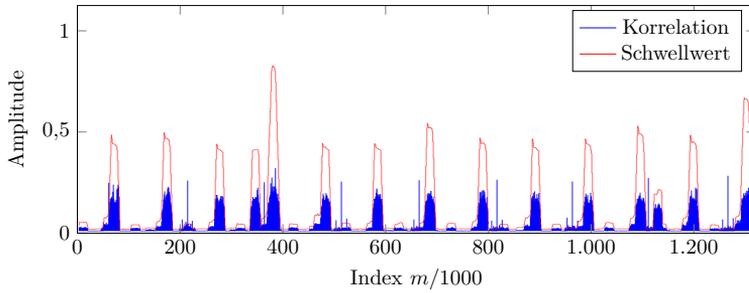


(b) WLAN-Belegung an Messpunkt 4. Es existiert eine deutliche Häufung um die Kanäle 1, 6 und 11.

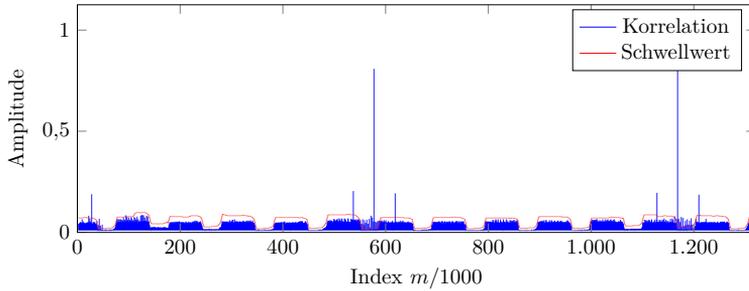
Abbildung 4.19: Einfluss von WLAN auf die Performanz des LECIM PHY.



(a) SF = 256, PDR \approx 72%.



(b) SF = 1024, PDR \approx 97%.



(c) SF = 4096, PDR \approx 98%.

Abbildung 4.20: Einfluss von WLAN-Interferenz auf die Präambeldetektion und Demodulation des LECIM PHY.

von denen auch wie bereits erwähnt ein großer Anteil nicht technischer, sondern ökonomischer Natur sind, ist diese Frage im Rahmen dieser Arbeit nicht abschließend beantwortbar.

Ein weiterer Aspekt ist der Einfluss der Interferenz anderer Teilnehmer im gleichen Frequenzbereich. Das Band bei 2,4 GHz ist bereits recht stark durch die hohe Verbreitung von WLAN ausgelastet. Die Untersuchungen haben jedoch gezeigt, dass in den Bereichen zwischen den meistgenutzten Kanälen und insbesondere am Rand des Frequenzbands durchaus Kommunikation möglich ist. Besonders im Vergleich mit den (momentan) in der Regel weniger stark frequentierten lizenzfreien Sub-GHz-Frequenzbändern um 868 MHz sollte hier berücksichtigt werden, dass es sich bei diesen Bändern um eine Gesamtbandbreite von wenigen Megahertz handelt, während bei 2,4 GHz potenziell mehr als 80 MHz zur Verfügung stehen, was den hohen Nutzungsgrad deutlich relativiert.

Für die folgenden Teile dieser Arbeit sind die bisher erarbeiteten Ergebnisse insofern wichtig und richtungsweisend, als dass sie die grundsätzliche Umsetzbarkeit eines LPWAN bei 2,4 GHz demonstrieren und eine geeignete Vergleichsgröße für Leistungsfähigkeit mit anderen Wellenformen bietet. Besonders die Implementierung des SDR-basierten Prototypen ist aufgrund seiner inhärenten Flexibilität und einfachen Modifizierbarkeit optimal als Basis für die Umsetzung und praktische Validierung weiterer Entwicklungen geeignet.

Die Interferenzsituation bei 2,4 GHz

Wie der Feldtest im vorigen Kapitel schon angedeutet hat, ist die Interferenzproblematik (primär durch WLAN) bei 2,4 GHz nicht zu vernachlässigen und kann die Systemperformanz erheblich beeinträchtigen. Da die verfügbare Literatur sich hauptsächlich auf Szenarien in Innenräumen oder eng begrenzten Umgebungen wie Krankenhäuser [MC14] und Parkplätze [HS12] beschränkt oder lediglich Duty-Cycle-Schätzungen für potenzielle Cognitive-Radio-Anwendungen vornimmt [KL12], wurde eine Messkampagne zur quantitativen Charakterisierung der Interferenzsituation in diesem Band durchgeführt. Darüber hinaus wurden die Messungen verwendet, um den Einfluss auf den LECIM PHY zu untersuchen. Die Ergebnisse werden in diesem Kapitel vorgestellt und wurden teilweise in [Wun18] veröffentlicht.

5.1 Beschreibung der Messkampagne

Setzt man voraus, dass gewisse Anforderungen an die Zuverlässigkeit der Übertragung bestehen, erfordern gesendete Nachrichten in der Regel eine Bestätigung (engl. *acknowledgment*) der Gegenseite. Somit ist die Interferenz am Sensor (im Downlink) wie auch an der Basisstation (im Uplink) von Interesse. Während der Sensor sich häufig in direkter Nachbarschaft zu potenziellen Störern befindet, kann bei der Basisstation davon ausgegangen werden, dass sie in relativ großer Höhe montiert wird, um ein möglichst großes Gebiet abzudecken. Diese Höhe führt allerdings

auch dazu, dass Störer zwar schwach, dafür aber in großer Zahl empfangen werden.

Um ein möglichst vollständiges Bild der Interferenzsituation zu bekommen, wurden für die Messkampagne im Stadtgebiet Karlsruhes fünf Szenarien mit unterschiedlichen Charakteristika definiert:

- S1: Stadtzentrum im Bereich der Fußgängerzone
 - Dichte Bebauung, viele Ladengeschäfte und Restaurants, öffentliches WLAN, hoher Personenverkehr
- S2: Campus Süd des KIT
 - Mitteldichte Bebauung, öffentliches WLAN, mittlerer Personenverkehr
- S3: Vorstädtisches Wohngebiet
 - Mitteldichte Bebauung, vorwiegend Ein- und Zweifamilienhäuser mit höchstens drei Etagen
- S4: Gewerbegebiet
 - Große, eher flache Gebäude, wenig Personenverkehr, dafür erhöhter Straßenverkehr
- S5: Innerstädtisches Wohngebiet
 - Dichte Bebauung mit mindestens viergeschossigen Altbauten, schmale Straßen

In jedem der Szenarien wurden 20 Messungen an unterschiedlichen Orten durchgeführt, um einen repräsentativen Einblick in die jeweiligen Interferenzeigenschaften zu erhalten. Die Orte befinden sich alle im Freien und wurden so gewählt, dass sie realistische Standorte für Sensoren in Smart-City-Anwendungen darstellen. Beispiele sind öffentliche Mülleimer, Verkehrszählstationen und Laternenpfähle. Die Messungen wurden darüber hinaus zu drei verschiedenen Tageszeiten (mittags, am späten Abend, nachts) und ausschließlich an Werktagen wiederholt, um auch zeitliche Abhängigkeiten entdecken zu können, die beispielsweise durch Arbeits- und Ladenöffnungszeiten sowie kabellose Internetnutzung im privaten und öffentlichen Raum entstehen.

Für die Positionen möglicher Basisstationen wurden ebenfalls mehrere Kandidaten untersucht:

- B1: Auf einem Aussichtsturm auf einem Hügel am Stadtrand
 - Überblick über ganz Karlsruhe, Entfernung zur Innenstadt ca. 5 km
- B2: Aussichtsplattform eines Hügels im Karlsruher Zoo
 - Unbebauter Hügel in der südlichen Innenstadt, höher als die umliegenden Dächer, deutlich niedriger als B1
- B3: Auf dem Dach eines Studentenwohnheims
 - Zentrale Innenstadtlage, höher als die umliegenden Gebäude, weniger hoch als B2
- B4: Auf dem Dach eines Bürogebäudes
 - Ähnlich B3

Die Messungen an den Basisstationen wurden um die Mittagszeit durchgeführt und entsprechend verlängert, da kein nächtlicher Zutritt möglich war und auch örtliche Mobilität nicht relevant ist. Einen Überblick über die Szenarien und Basisstationsstandorte gibt Abbildung 5.1.

Das für diese Aufgabe entworfene Messsystem ist in Abbildung 5.2 zu sehen und besteht im Wesentlichen aus einem Notebook mit angeschlossenem USRP B210. Ein dem USRP vorgeschalteter Low Noise Amplifier (LNA) ermöglicht ein Rauschmaß von nur $NF = 5,2$ dB. Neben der Aufnahme von IQ-Signalen bei 2,4 GHz ist es auch für die Auswertung von WLAN-Paketen sowie für die Signalaufzeichnung im SRD-Band bei 868 MHz ausgerüstet, weswegen es mit einer relativ großen Anzahl (omnidirektionaler) Antennen ausgestattet ist, die auf einem Stativ montiert sind. Durch die Möglichkeit, das USRP über den USB-Anschluss des Notebooks mit Strom zu versorgen, ist das Gesamtsystem auch ohne weitere Maßnahmen mobil, was für diese Anwendung sehr von Vorteil ist.

Eine Messung besteht aus 42 Einzelmessungen mit einer Bandbreite von 2 MHz und einer Dauer von je zehn Sekunden, wobei sukzessiv die Mittelfrequenzen $f_{c,i} = 2400 \text{ MHz} + i \cdot 2 \text{ MHz}$, $i \in \{0, 1, \dots, 41\}$ verwendet werden, um das ganze Frequenzband zu erfassen. Die Empfangssignalverarbeitung beschränkt sich auf ein RRC-Filter, wie es im LECIM PHY



Abbildung 5.1: Karte des Stadtgebiets von Karlsruhe mit den verschiedenen Szenarien sowie potenziellen Standorten für Basisstationen (Bildmaterial: Google Maps).

vorgesehen ist, was zu einer effektiven Rauschbandbreite von 1 MHz führt. Die so gefilterten Empfangssignale werden dann mit einigen Metadaten, die unter anderem Mittenfrequenz, Ort, Zeit und Kalibrationsfaktor für die Umrechnung in die tatsächliche Empfangsleistung enthalten, versehen und für die spätere Weiterverarbeitung gespeichert.

5.2 Auswertung der Interferenzsituation

Einen Überblick über die Interferenzsituation und ihre Abhängigkeit von Ort, Tageszeit und Frequenz gibt Abbildung 5.3 anhand der mittleren empfangenen Störleistung. Die minimale zu erwartende Rauschleistung ohne zusätzliche Interferenz liegt bei $N_{\min} = N_0 B \cdot NF \approx -109$ dBm.

Es zeigt sich, dass die spektrale Verteilung der Störleistung in den einzelnen Szenarien in sich meist recht konsistent ist, die Unterschiede zwischen den verschiedenen Umgebungen sind jedoch sehr auffällig. Während in der zentralen Fußgängerzone (S1) aufgrund einer hohen Bebauungsdichte mit



Abbildung 5.2: Messsystem auf dem Aussichtsturm am Stadtrand (Standort B1) bestehend aus Notebook und USRP B210 mit vorgeschaltetem LNA.

zahlreichen Geschäften und öffentlichen WLAN-Zugangspunkten teilweise sehr hohe Störpegel von -80 dBm und mehr aufgezeichnet wurden, überschreiten diese auf dem Universitätsgelände (S2) sowie in der Vorstadt (S3) nur selten -100 dBm. Die Störcharakteristik des Gewerbegebiets (S4) unterscheidet sich durch seine sehr irreguläre Struktur deutlich von den anderen Szenarien, insbesondere vom innerstädtischen Wohngebiet (S4), wo die Messpunkte eine sehr ähnliche Störleistungsverteilung aufweisen.

Die primäre Störquelle ist wie erwartet WLAN. Besonders im Umfeld der für IEEE 802.11b/g/n häufig genutzten, da überlappungsfreien Kanäle 1, 6 und 11, deren Mittenfrequenzen bei 2412 MHz, 2437 MHz und 2462 MHz liegen, sind deutlich erhöhte Störpegel sichtbar. Die Bandbreite liegt in den meisten Fällen bei ca. 20 MHz, während Systeme mit 40 MHz Bandbreite nur sporadisch zu beobachten sind.

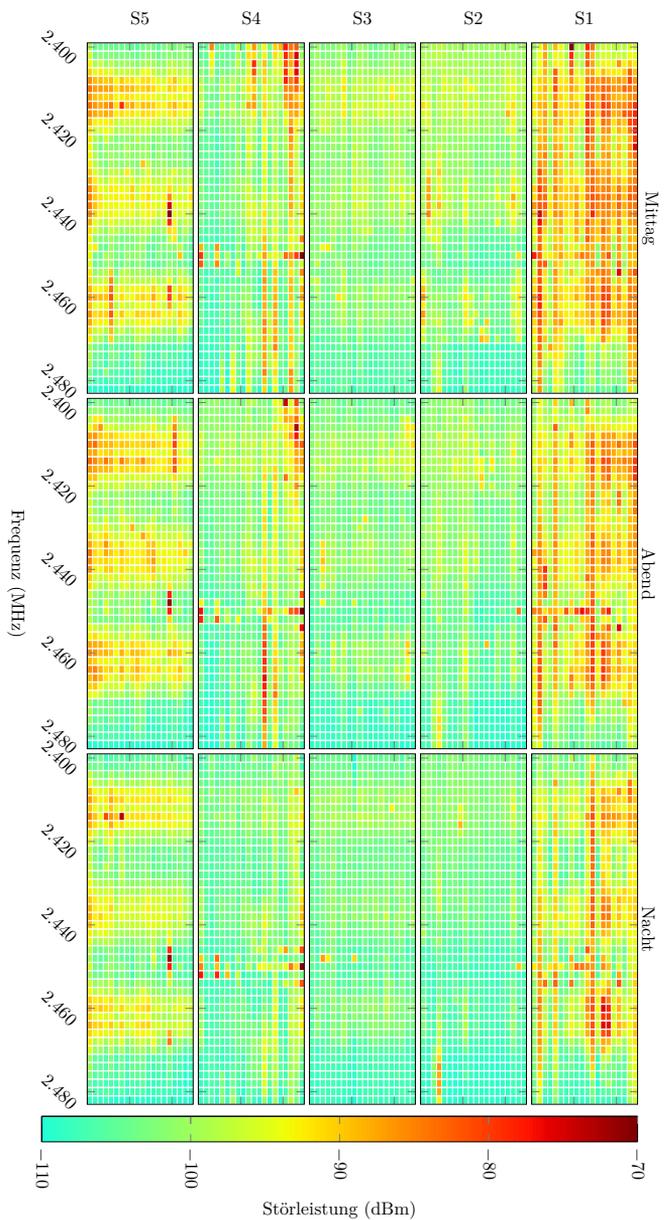


Abbildung 5.3: Durchschnittliche Störleistung in den fünf verschiedenen Szenarien. Jede Zeile entspricht einem Messpunkt, während die Spalten die 2MHz breiten Unterkanäle darstellen.

Ein weiterer klar zu erkennender Störertyp sind Funkanwendungen für Identifizierungszwecke, kurz Radio Frequency Identification (RFID) genannt. Diese dürfen im Bereich von 2446 MHz bis 2454 MHz bis zu 4 W Spitzenleistung abgeben [Bun18]. RFID-Anwendungen sind insbesondere in der Fußgängerzone und im Gewerbegebiet präsent, wo sie sich durch sehr hohe Störpegel im angegebenen Frequenzbereich auszeichnen. Mögliche Anwendungen sind beispielsweise die Diebstahlsicherung im Einzelhandel oder die Erfassung von Lieferungen.

In Hinblick auf die zeitlichen Abhängigkeiten zeigt sich erwartungsgemäß über alle Szenarien hinweg ein Abfall der Störleistung in den Nachtstunden. Insbesondere in stark gestörten Umgebungen wie der Fußgängerzone könnte es daher beispielsweise für relativ unkritische Monitoring-Anwendungen, die nur einmal pro Tag einen Statusbericht senden, vorteilhaft sein, diesen nachts zu übermitteln.

Die Situation an den Basisstationen ist in Abbildung 5.4 dargestellt. Da die Messungen aufgrund der Zugänglichkeit der entsprechenden Standorte nur um die Mittagszeit aufgenommen werden konnten, können diese aufgrund der zuvor beobachteten zeitlichen Abhängigkeiten der Störleistung als pessimistische Schätzung betrachtet werden. An jeder Position wurden 20 Messungen im Abstand von 15 Minuten durchgeführt, sodass insgesamt jeweils ein Zeitraum von fünf Stunden erfasst wurde, um transiente Effekte erkennen zu können und diese nicht überzubewerten.

Es zeigt sich sehr deutlich, dass Basisstationen sorgfältig platziert werden müssen. An den Positionen B1 und B2 sind außerhalb der Bandbreite der zuvor genannten WLAN-Kanäle nach wie vor Bereiche zu erkennen, die relativ niedrige Störpegel aufweisen und deshalb für den Betrieb eines LPWAN vielversprechend erscheinen. B3 und insbesondere B4 hingegen sind stark gestört, als Basisstationsstandort nicht geeignet und werden daher im Folgenden nicht weiter betrachtet. Im direkten Vergleich mit Abbildung 5.3 wird außerdem deutlich, dass der Störpegel auch zwischen den WLAN-Kanälen etwas höher liegt, was der erhöhten Position zugeschrieben werden kann.

Insgesamt könnte der Eindruck entstehen, dass bei 2,4 GHz nur noch wenig nutzbares Spektrum für weitere Anwendungen vorhanden ist. Dabei ist jedoch zu bedenken, dass schon 4 der 42 Kanäle deutlich mehr Bandbreite als das gesamte SRD-Band bei 868 MHz bieten. Darüber hinaus ist auch unklar, wie stark die Nutzung der Sub-GHz-Bänder und damit die dortige

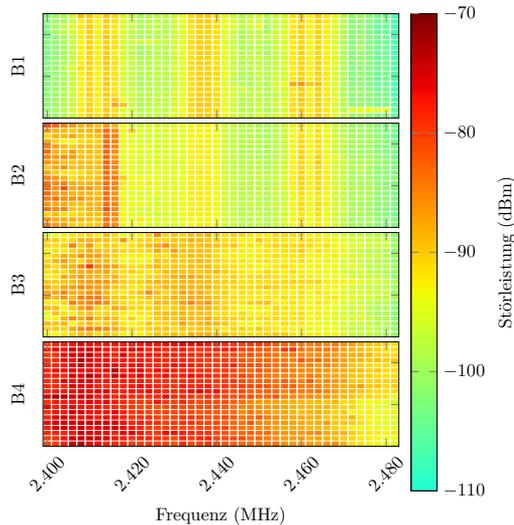


Abbildung 5.4: Durchschnittliche Störleistung an den Basisstationen. Die Zeilen entsprechen den um die Mittagszeit in 15-minütigem Abstand aufgenommenen Messungen, während die Spalten die 2 MHz breiten Unterkanäle darstellen.

Interferenzproblematik in Zukunft noch zunehmen wird, da die meisten LPWANs sich momentan noch im Aufbau befinden und es heute noch weitestgehend unklar ist, wie stark die Verbreitung und Nutzung von LPWANs in Zukunft sein wird.

5.3 Einfluss auf den IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY

Da die Ergebnisse im vorangegangenen Abschnitt eher qualitativer Natur sind, soll nun der Einfluss auf das LECIM PHY als Beispiel für ein konkretes, praktikables und standardisiertes System untersucht werden. In diesem Rahmen werden die aufgenommenen Rausch- und Interferenzsignale sowie die in Kapitel 4 präsentierte Implementierung des LECIM PHY verwendet, um Paketfehlerraten zu simulieren. Dadurch werden keinerlei

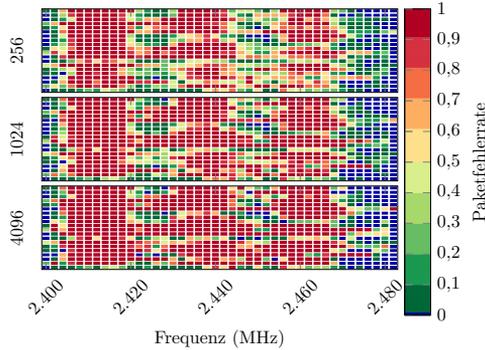


Abbildung 5.5: Abhängigkeit der Paketfehlerrate vom Spreizfaktor am Beispiel des Vorstadt-Wohngebiets (S3) zur Mittagszeit.

(möglicherweise falsche) Modellannahmen über den durch die Vielzahl der unterschiedlichen Einflüsse komplexen Interferenzhintergrund getroffen und möglichst realistische Fehlerraten ermittelt.

Das zugrundeliegende Signalmodell lautet

$$r[m] = \alpha s[m] + n_{\text{rec}}[m], \quad (5.1)$$

wobei \mathbf{n}_{rec} das aufgenommene, komplexwertige Störsignal und \mathbf{s} das zum LECIM PHY standardkonforme Signal darstellt. Der reelle Faktor $\alpha = \sqrt{P_{\text{rx}}}$ wird verwendet, um den Pfadverlust und damit die Empfangsleistung für diesen simulierten, frequenzflachen Kanal festzulegen. Als „Grundwert“ wird dabei die im Standard [16] festgehaltene Empfindlichkeit im Falle der Verwendung von BPSK festgelegt, bei der eine Paketfehlerrate von 1% erreicht werden soll:

$$S_{\text{rx}} = -96 \text{ dBm} - 10 \log_{10}(\text{SF}) \quad (5.2)$$

Da dem Störsignal nur ein einziges Nutzersignal überlagert wird, modelliert die Simulation keine MAI. Dies ist jedoch eine gerechtfertigte Vereinfachung auch für realistische Netze, die (noch) nicht auf ihre maximale Teilnehmeranzahl skaliert sind.

Als Freiheitsgrade für die Untersuchungen verbleiben damit im Wesentlichen die Eingangsleistung P_{rx} sowie der Spreizfaktor. Untersuchungen mit variablem Spreizfaktor bei konstanter Gesamtenergie des Datenpakets haben jedoch gezeigt, dass die Paketfehlerrate nur relativ schwach vom Spreizfaktor abhängig ist, wobei niedrigere Spreizfaktoren tendenziell die Paketfehlerrate etwas senken. Ein Beispiel hierfür ist in Abbildung 5.5 gezeigt. Blaue Zellen stehen für Orts-/Frequenzkombinationen, bei denen die Paketfehlerrate unter einem Prozent liegt. Für die Eingangsleistung gilt $P_{\text{rx}} = S_{\text{rx}}$. Im Folgenden wird, sofern nicht explizit erwähnt, $SF = 1024$ verwendet.

Eine naheliegende Möglichkeit zur Senkung der Paketfehlerraten ist das Erhöhen der Sendeleistung. Abbildung 5.6 gibt deshalb eine Übersicht über die verschiedenen Szenarien für $P_{\text{rx}} = S_{\text{rx}} = -126$ dBm sowie $P_{\text{rx}} = S_{\text{rx}} + 6$ dB. Zum Zwecke der Übersichtlichkeit sind lediglich die Messzeiten „Mittag“ und „Nacht“ gezeigt, da diese den größten Unterschied aufweisen.

Bei der Betrachtung wird deutlich, dass die von WLAN erzeugte Interferenz entscheidend für die Paketfehlerrate ist. Insbesondere in der Fußgängerzone (S1) sind weite Bereiche des Spektrums nicht für den LECIM PHY nutzbar, ohne die Eingangsleistung am Empfänger über die im Standard definierte Minimalleistung S_{rx} anzuheben. Hebt man diese um Faktor 4 an, ergibt sich eine deutliche Verbesserung, sodass sich quasi an jedem Messpunkt innerhalb der Szenarien mehrere Kanäle mit einer Paketfehlerrate von weniger als 1% anbieten. Lediglich im Szenario S1 könnte eine weitere Erhöhung der Sendeleistung der Basisstation notwendig sein. Eine Verschiebung der Kommunikation in die Nachtstunden hat wie erwartet positive Auswirkungen, insbesondere für den Universitätscampus (S2) ergibt sich eine deutliche reduzierte Paketfehlerrate.

Die Situation an den potenziellen Basisstationsstandorten ist in Abbildung 5.7 dargestellt. Mit minimaler Eingangsleistung sind hier selbst zur Mittagszeit ein bis zwei Kanäle verfügbar. Erhöht man die Sendeleistung jedoch (was mit Rücksicht auf die Batterielebensdauer der Sensoren mit Bedacht getan werden sollte), ergeben sich für beide Positionen eine Vielzahl möglicher Uplink-Kanäle.

Eine Herausforderung stellt die Interferenz also primär für den Downlink dar, der in üblicherweise Uplink-getriebenen LPWANs meist zum Versenden von Bestätigungen verwendet wird. Während der Energieverbrauch

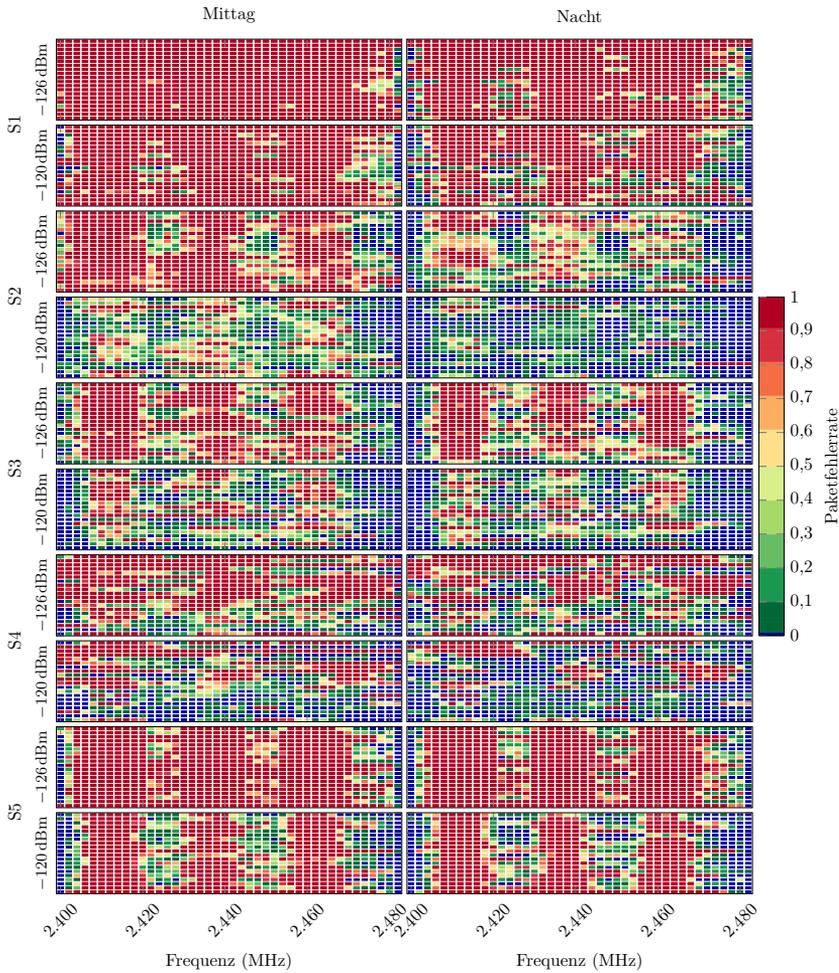


Abbildung 5.6: Abhängigkeit der Paketfehlerrate an den Sensoren (Downlink) von der Eingangsleistung. $P_{\text{rx}} = -126$ dBm entspricht der Empfangsgrenze.

für eine am Stromnetz angeschlossene Basisstation kein Problem ist, muss beachtet werden, dass durch den erhöhten Störpegel und die insbesondere

in Europa relativ strenge Limitierung der Sendeleistung die maximal erreichbare Reichweite sinkt.

Nimmt man beispielsweise ein simples Pfadverlustmodell [Gol05, Kap. 2.5] mit dem Pfadverlustkoeffizienten von γ und den Konstanten d_0 und K , ergibt sich für die Reichweite bei einem gewissen Signal-to-Interference-and-Noise-Ratio (SINR)

$$d = d_0 \cdot (K \cdot \text{SINR})^{\frac{1}{\gamma}}. \quad (5.3)$$

Verwendet man nun $\gamma = 4$, was für städtische Gebiete durchaus realistisch ist, und stellt dies ins Verhältnis zur Reichweite bei einer um 6 dB reduzierten Empfindlichkeit, zeigt sich, dass diese um den Faktor

$$\frac{d_{-6 \text{ dB}}}{d} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (5.4)$$

sinkt und damit die (als kreisförmig angenommene) Fläche, die damit abgedeckt werden kann, halbiert. Es ist also anzunehmen, dass Reichweitenkalkulationen, die rein auf Pfadverlustmodellen und dem Empfängergeräusch ohne Berücksichtigung der Interferenz basieren, sehr optimistisch sind.

Ein weiterer Aspekt für die Netzplanung ergibt sich aus der näherungsweise Unabhängigkeit der Interferenzverteilung am Sender und der Basisstation. Dies ist im Uplink unkritisch, da der Uplink-Kanal für alle teilnehmenden Geräte identisch bzw. aus einem Set an Kanälen gewählt werden kann. Dies ist insofern wichtig, als dass die Basisstation auf diese Weise nur eine begrenzte Anzahl an Kanälen ständig überwachen muss. Im Downlink hingegen ist es unter Umständen (siehe Szenario S1) schwierig, einen gemeinsamen Kanal zu finden, der für alle Teilnehmer einen ausreichend niedrigen Interferenzpegel besitzt. Eine Möglichkeit für die Kanalkoordination wäre, dass der Sensor die Störpegel für mögliche Downlinkkanäle vor dem Senden misst und der Basisstation mitteilt, welcher Kanal für das Acknowledgment verwendet werden soll. Dies ist natürlich nur dann sinnvoll, wenn nur ein einzelner Sensor angesprochen werden soll. Soll beispielsweise ein over-the-air Update der Firmware verteilt werden, ist dieser Ansatz ineffektiv. In diesem Fall sollte ein Kanal gewählt werden, der für die meisten Sensoren verfügbar ist. Firmware-

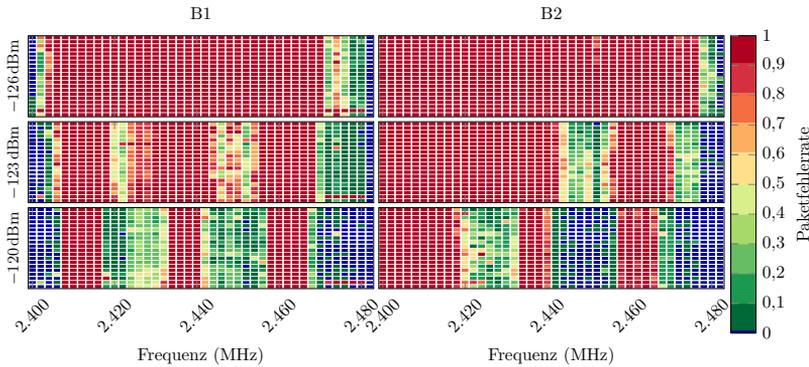


Abbildung 5.7: Abhängigkeit der Paketfehlerrate an den Basisstationsstandorten (Uplink) von der Eingangsleistung. $P_{\text{rx}} = -126$ dBm entspricht der Empfindlichkeitsgrenze.

Updates sind auch ein typisches Beispiel für einen Anwendungsfall, der gut in die interferenzärmeren Nachtstunden verlegt werden kann.

5.4 Fazit

Dieses Kapitel hat auf Basis einer Messkampagne die Interferenzsituation in einem realistischen Smart-City-Szenario analysiert. Dafür wurden sowohl mögliche Sensor- als auch potenzielle Basisstationsstandorte betrachtet und die Leistungsverteilung der Interferenz hinsichtlich der zeitlichen, räumlichen und spektralen Dimension untersucht. Dabei sind erhebliche Unterschiede zwischen den verschiedenen Umgebungstypen aufgefallen, wobei WLAN wie erwartet den dominanten Störanteil ausgemacht hat.

Die Messungen wurden darüber hinaus dazu verwendet, um den Einfluss dieser realistischen Störsignale auf den Empfang eines zum LECIM PHY kompatiblen Signals zu quantifizieren. Dabei hat sich herausgestellt, dass insbesondere im Downlink am Sensor die Empfangsleistung, die der Standard als Empfindlichkeitsgrenze festlegt, aufgrund der erhöhten Störpegel am Sensor häufig nicht für einen erfolgreichen Empfang ausreicht. Dementsprechend folgt, dass in realistischen Umgebungen entweder

eine höhere Sendeleistung der Basisstation erforderlich ist, oder, falls das regulatorische Maximum schon erreicht ist, die maximale Reichweite abnimmt. Im Gegensatz dazu sind im Uplink trotz der erhöhten Position der gewählten Basisstationsstandorte auch für Eingangsleistungen an der Empfindlichkeitsgrenze schon Kanäle mit minimaler Fehlerrate verfügbar, was entscheidend für die Sicherung einer langen Batterielevensdauer der Sensoren ist.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Interferenzsituation bei 2,4 GHz in manchen Umgebungen herausfordernd ist und möglicherweise aktive Interferenzvermeidungsstrategien im Uplink eingesetzt werden müssen, insgesamt aber kein Ausschlusskriterium für den Betrieb eines LPWAN darstellt.

Wellenformentwurf *SpaRSe*

Dieses Kapitel beschreibt einen Vorschlag für eine Wellenform für den LPWAN-Uplink auf Basis des IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY und Differential Spatial Modulation (DSM) und untersucht deren Leistungsfähigkeit. Die Wellenform wird im Folgenden auch als *SpaRSe* bezeichnet, was die Kurzform von *Spatial Modulation for Long Range Sensor Networks* (*SpaRSe*) ist. Darüber hinaus wird die Prototyp-Implementierung in GNU Radio vorgestellt und die Funktionsfähigkeit beim Betrieb über die Luft demonstriert. Die Ergebnisse wurden in [WJJ18a; WJJ18b] veröffentlicht.

6.1 Motivation

Mehrere Antennen am Empfänger sind ein wirksames Mittel zur Bekämpfung von Fadingeffekten in Mehrwegekanälen. Im einfachsten Fall, der als Selection Combining (SC) bezeichnet wird, wählt der Empfänger über einen Schalter die Antenne aus, die momentan das beste SNR liefert. Bei Verwendung von N_{rx} unabhängigen Empfangsantennen ergibt sich in (ebenfalls unabhängigem) frequenzflachem Rayleigh-Fading

$$\text{SNR}_{\text{SC}} = \max_i \text{SNR}_i, \quad i \in \{0, 1, \dots, N_{\text{rx}} - 1\} \quad (6.1)$$

$$= \overline{\text{SNR}} \cdot \sum_{i=1}^{N_{\text{rx}}} \frac{1}{i}, \quad (6.2)$$

wobei $\overline{\text{SNR}} = \mathbb{E}\{\text{SNR}\}$ den Erwartungswert des SNRs bezeichnet, welcher an allen Antennen gleich sei. Gleichzeitig sinkt die Wahrscheinlichkeit

dafür, dass das SNR am Ausgang des Combiners unter einen definierten Schwellwert γ fällt, rapide mit der Anzahl der Antennen [Gol05]:

$$P(\text{SNR}_{\text{SC}} < \gamma) = (P(\text{SNR}_i < \gamma))^{N_{\text{rx}}} \quad (6.3)$$

Auch wenn die Vorteile auf der Hand liegen, ist die Möglichkeit, mehrere Antennen an einem Gerät anzubringen, nicht selbstverständlich. Neben den zusätzlichen Kosten für Antenne und Schalter muss berücksichtigt werden, dass für eine (zumind. näherungsweise) Unabhängigkeit der Kanalimpulsantworten die Antennen einen ausreichenden Mindestabstand aufweisen müssen, der für omnidirektionale Antennen im Bereich der halben Wellenlänge λ liegt [Gol05]. Da Sensoren üblicherweise sehr klein sein sollen, kann sich für niedrige Frequenzen aufgrund dieser Anforderung schnell ein Konflikt ergeben, der Combining-Strategien unmöglich macht.

An dieser Stelle zeigt sich ein großer Vorteil der Frequenzen bei 2,4 GHz gegenüber Sub-GHz-Frequenzen. Während die Wellenlängen im europäischen SRD-Band bei $\lambda = c_0/868 \text{ MHz} \approx 34,5 \text{ cm}$ liegen, ergibt sich bei 2,4 GHz eine Wellenlänge von nur etwas mehr als 12 cm. Wählt man nun $\lambda/2$ als Abstand zwischen den Antennen, wird deutlich, dass die Einhaltung kompakter Gerätemaße bei Verwendung von Frequenzen unter 1 GHz kaum möglich ist.

Verwendet man bereits mehrere Antennen am Sensor in Empfangsrichtung, wie es von kommerziell verfügbaren RPMA-fähigen Geräten umgesetzt wird [Inga], kann man natürlich die Frage stellen, ob diese Antennen auch in Senderichtung gewinnbringend genutzt werden können. Um wirtschaftlich zu sein, ist es hierbei wichtig, zusätzliche Bauteilkosten und vor allem auch den Stromverbrauch möglichst gering zu halten. Aus diesen Gründen ist es nicht wünschenswert, beide Antennen mit eigenen Mischern, Filtern und Sendeverstärkern auszustatten, was wiederum konventionelle Mehrantennentechniken wie zum Beispiel den bekannten STBC nach Alamouti [Ala98] ausschließt.

Weiterhin ist es in LPWANs wünschenswert, Modulationsverfahren zu verwenden, die keine kohärente Demodulation benötigen. Gründe hierfür sind eine niedrigere Empfängerkomplexität und die Vermeidung von Pilotsymbolen, was wiederum Energie spart.

6.2 Spatial Modulation

Eine relativ junge Mehrantennentechnik, deren zentrales Merkmal es ist, energieeffizient und mit nur einem einzigen Sendeverstärker zu arbeiten, ist Spatial Modulation (SM). Mit der Weiterentwicklung zu Differential Spatial Modulation (DSM) bietet sich eine vielversprechende Möglichkeit, die Vorteile der Verfügbarkeit mehrerer Antennen am Sender mit sehr niedriger Komplexität zu verbinden.

6.2.1 Grundlagen

Die Grundidee von SM liegt darin, zusätzlich zum übertragenen Konstellationssymbol (z. B. QAM) die Position bzw. den Index der verwendeten Sendeantenne zur Codierung von Information zu verwenden. Das verwandte Space Shift Keying (SSK) ist eine Vereinfachung dieser Methode, da es zwar ebenfalls Information in die Wahl der Antenne codiert, von dieser jedoch nur einen unmodulierten Puls aussendet. Als Kanalmodell wird üblicherweise langsam veränderliches, frequenzflaches Rayleigh-Fading mit unabhängigen, einer zirkulären Standardnormalverteilung folgenden Koeffizienten angenommen, womit sich das Empfangssignal nach Synchronisation und Abtastung im Symboltakt als

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}_{q\ell} + \mathbf{w} \quad (6.4)$$

schreiben lässt. Dabei bezeichnet $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{rx}} \times N_{\text{tx}}}$ die Matrix der Kanalkoeffizienten, $\mathbf{s}_{q\ell} \in \mathbb{C}^{N_{\text{tx}}}$ den Sendevektor, der nur an der q -ten Position einen von Null verschiedenen Eintrag s_ℓ aus einem Modulationsalphabet der Größe M besitzt. Das weiße, gaußsche Rauschen mit der Kovarianzmatrix $\sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{N_{\text{rx}}}$ wird mit $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{\text{rx}}}$ beschrieben, wobei $\mathbf{I}_{N_{\text{rx}}}$ die Einheitsmatrix mit den Dimensionen $N_{\text{rx}} \times N_{\text{rx}}$ beschreibt. Pro Kanalzugriff können auf diese Weise $k = \log_2(MN_{\text{tx}})$ Bit übertragen werden.

In seiner Grundidee bereits 2001 von Chau et al. [Cha01] veröffentlicht, erfolgte 2008 eine tiefgehende theoretische Analyse des optimalen Detektors und von dessen Fehlerwahrscheinlichkeit [JGS08]. Als Detektor

Tabelle 6.1: Beispielhafte Zuweisungstabelle für SM mit $M = N_{\text{tx}} = 2$

\mathbf{b}	q	ℓ	s_ℓ	$\mathbf{s}_{q\ell}$
[0,0]	0	0	-1	[-1, 0]
[0,1]	0	1	+1	[+1, 0]
[1,0]	1	0	-1	[0, -1]
[1,1]	1	1	+1	[0, +1]

wird aufgrund der immer noch niedrigen Komplexität üblicherweise die Maximum-Likelihood-Methode (ML-Methode) eingesetzt:

$$\hat{q}, \hat{\ell} = \arg \max_{q, \ell} f_Y(\mathbf{y} | \mathbf{s}_{q\ell}, \mathbf{H}) \quad (6.5)$$

$$= \arg \max_{q, \ell} \frac{1}{(2\pi\sigma_w^2)^{N_{\text{rx}}/2}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}_{q\ell}\|_{\text{F}}^2}{2\sigma_w^2}\right) \quad (6.6)$$

$$= \arg \min_{q, \ell} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}_{q\ell}\|_{\text{F}}^2 \quad (6.7)$$

$$= \arg \min_{q, \ell} \|\mathbf{h}_q s_\ell\|_{\text{F}}^2 - 2 \operatorname{Re}\{\mathbf{y}^* \mathbf{h}_q s_\ell\} \quad (6.8)$$

Dabei bezeichnet $f_Y(\mathbf{y} | \mathbf{s}_{q\ell}, \mathbf{H})$ die Dichte von \mathbf{y} , \mathbf{h}_q die q -te Zeile von \mathbf{H} , $\operatorname{Re}\{\cdot\}$ den Realteil und $\|\cdot\|_{\text{F}}$ die Frobeniusnorm mit

$$\|\mathbf{A}\|_{\text{F}}^2 = \sum_{i,j} |A_{ij}|^2. \quad (6.9)$$

Beispiel: Es sei $N_{\text{rx}} = 2$ und $M = N_{\text{tx}} = 2$, was $MN_{\text{tx}} = 4$ verschiedene Sendevektoren \mathbf{s} und eine spektrale Effizienz von 2 Bit pro Kanalnutzung ergibt. Dabei werde gemäß Tabelle 6.1 das erste Bit b_0 des Sendewortes $\mathbf{b} = [b_0, b_1]$ zur Wahl der Sendeantenne verwendet, während b_1 auf die Konstellationssymbole $\{-1, 1\}$ abgebildet wird. Will man nun das Datenwort $\mathbf{b} = [1, 0]$ übermitteln, ergibt sich $q = 1$ und $\ell = 0$ und damit der Sendevektor $\mathbf{s}_{10} = [0, -1]^{\text{T}}$. Der Empfänger erhält $\mathbf{y} = -\mathbf{h}_1 + \mathbf{w}$ und entscheidet sich für die Indizes $(\hat{q}, \hat{\ell})$ und das Bit-Wort $\hat{\mathbf{b}}$, deren zugehöriges $\mathbf{h}_{\hat{q}} s_{\hat{\ell}}$ die geringste euklidische Distanz zu \mathbf{y} aufweist.

Die Hauptvorteile von SM gegenüber konventionellen MIMO-Verfahren sind [Bas17]:

- **Einfaches Sender- und Empfängerdesign:** Da nur eine einzige Antenne gleichzeitig aktiv ist, muss auch bei vielen Sendeantennen nicht jede mit einem Sendeverstärker ausgestattet werden. Es wird nur ein einziger Verstärker benötigt, dessen Ausgang zwischen den Sendeantennen umgeschaltet werden kann.
- **Flexible Wahl der Anzahl der Empfangsantennen:** SM beschränkt die Anzahl der Empfangsantennen nicht auf $N_{\text{rx}} \geq N_{\text{tx}}$ wie bei V-BLAST, wo häufig der MMSE-Detektor (Minimum Mean Square Error) verwendet wird.
- **Erhöhte spektrale Effizienz:** Im Vergleich zu SISO-Systemen (Single-Input Single-Output) wird eine um $\log_2 N_{\text{tx}}$ Bit pro Kanalzugriff höhere spektrale Effizienz erzielt.
- **Erhöhte Energieeffizienz:** Der Energieverbrauch ist unabhängig von der Anzahl der Sendeantennen.

Bemerkung zum Empfängerdesign: Die Behauptung, dass ein SM-System nur eine einzige Antenne gleichzeitig aktiviert, setzt die Verwendung von Pulsen, die hart auf die Symboldauer begrenzt sind, voraus. Praktische Pulsformen, die auch realistische Spektralmasken erfüllen, müssen jedoch eine deutlich größere zeitliche Ausdehnung besitzen. Ein populäres Beispiel ist an dieser Stelle der RRC-Puls. Diese Problematik wird in [IS14a] besprochen, letztlich aber nur durch eine deutliche Ratenreduktion in Kombination mit einer Erhöhung der Anzahl der Sendeverstärker, um den Puls ein- und ausschwingen zu lassen, gelöst. Dies eliminiert jedoch einen der zentralen Vorteile von SM. Wie später gezeigt werden wird, kann die vorgeschlagene Wellenform dieses Problem umgehen und mit einem einzigen Sendeverstärker, RRC-Pulsformung und mehreren Antennen arbeiten.

Seit 2008 ist SM ein aktives Forschungsthema und wurde in vielerlei Hinsicht weiterentwickelt. Als erheblicher Nachteil von SM in Hinsicht auf hochratige Übertragungen kann die obwohl gegenüber SISO erhöhte, jedoch immer noch relativ niedrige spektrale Effizienz im Vergleich zu konventionellen MIMO-Verfahren wie V-BLAST angesehen werden. Im Bestreben, diesen zumindest teilweise auszugleichen, wurden mehrere Varianten entwickelt:

- **Generalized Spatial Modulation (GSM)** [You10]: Es werden statt nur einer einzigen Antenne N aus N_{tx} Antennen ausgewählt. Spektrale Effizienz: $\log_2 \left(M \binom{N_{\text{tx}}}{N} \right)$ Bit pro Kanalzugriff. Erlaubt man zusätzlich, dass die verschiedenen Antennen unabhängige Symbole senden dürfen, ergibt sich Multiple-Active Spatial Modulation (MA-SM) mit einer spektralen Effizienz von $\log_2 \left(\binom{N_{\text{tx}}}{N} \cdot M^N \right)$ Bit pro Kanalzugriff, was eine Zwischenlösung zwischen den Extremen SM und V-BLAST darstellt.
- **Quadrature Spatial Modulation (QSM)** [MIM14]: Real- und Imaginärteil von s_ℓ werden unabhängig je eine Sendeantenne zugeordnet. Spektrale Effizienz: $\log_2(MN_{\text{tx}}^2)$ Bit pro Kanalzugriff.
- **Extended Spatial Modulation (ESM)** [Che15]: Es wird eine variable Zahl (ein oder zwei) aktiver Antennen mit verschiedenen (primären und sekundären) Modulationssymbolkonstellationen mit Ordnung M_p und $M_s = M_p/2$ zugelassen, was bei gleicher spektraler Effizienz wie QSM die euklidische Distanz zwischen den Sendevektoren im Vergleich zu QSM erhöht.

Die Erweiterung von SM und seiner Varianten auf die Dimension Zeit wurde in [SCH10] vorgenommen und hat Space-Time Shift Keying (STSK) hervorgebracht. Bei STSK wird eine Menge von dünn besetzten STBC-Matrizen definiert, die nur eine Antenne pro Kanalzugriff aktivieren und bei geschickter Wahl einen flexiblen Tradeoff zwischen Übertragungsrate und Diversität ermöglichen. Die Generalisierung in [SCH11] auf die Aktivierung mehrerer STBC-Matrizen pro Signalintervall liefert bei geeigneter Parametrierung auch ein mathematisches Rahmenwerk, um konventionelle MIMO-Verfahren und STBCs, SM, GSM und STSK zu beschreiben.

Ein weiterer Zweig der Forschung zu SM beschäftigt sich intensiv mit robusten, differenziellen Verfahren. Der Aufwand für die Schätzung der

Kanalimpulsantwort bei kohärenten SM-Verfahren wächst mit jeder zusätzlichen Sendeantenne und ist deshalb natürlich unerwünscht, da das regelmäßige Einfügen von Trainingssymbolen je nach N_{tx} und Länge der Kohärenzzeit T_C einen erheblichen Ratenverlust erzeugen kann. Aus diesem Grund wurden diverse differenzielle STBCs entwickelt, die ohne Kanalschätzung auskommen.

Erste Arbeiten zu differenziellen STBCs auf Basis von unitären Matrizen, die vollen Diversitätsgewinn erzielen, jedoch noch keinen starken Fokus auf die Beschränkung einer einzelnen aktiven Antenne legen, sind in [Hug00; HS00; TJ00] veröffentlicht. Die Weiterentwicklung zu DSM besteht darin, dass die STBC-Matrizen wie bei STSK dünn besetzt sind und in jedem Zeitschritt nur eine Antenne aktiviert wird. In der Literatur sind eine größere Zahl an Entwurfsmethoden für die benötigten STBC-Matrizen zu finden [IS14b; Bia15; Mar15; Raj17], für diese Arbeit ist jedoch besonders Full-Diversity Differential Spatial Modulation (FD-DSM) [ZYD15] von Interesse, da es eine Kernkomponente der Architektur der in Abschnitt 6.4 vorgestellten Wellenform darstellt, und wird deshalb im folgenden Abschnitt genauer erläutert.

6.3 Full-Diversity Differential Spatial Modulation

Das Konzept zu Full-Diversity Differential Spatial Modulation (FD-DSM) wurde 2015 von Zhang et al. veröffentlicht [ZYD15] und präsentiert eine Entwurfsmethode für DSM-Systeme mit zwei Sendeantennen, die die maximale Diversitätsordnung von $D = N_{\text{tx}}N_{\text{rx}} = 2N_{\text{rx}}$ erreicht und dabei niedrige Komplexität bei Modulation und Decodierung bietet.

6.3.1 Modulation und Demodulation

Die differenzielle Modulation erfolgt gemäß

$$\mathbf{X}[n] = \mathbf{X}[n-1] \cdot \mathbf{S}[n], \quad \mathbf{X}[n] \in \mathbb{C}^{2 \times 2}, \quad (6.10)$$

wobei $\mathbf{X}[n]$ die aktuelle Sendematrix und $\mathbf{X}[n-1]$ die Sendematrix aus dem vorangegangenen Zeitschritt bezeichnet. Für den ersten Zeitschritt gilt $\mathbf{X}[0] = \mathbf{I}_2$. Der Übergang zwischen den Zeitschritten wird durch

$$\mathbf{S}[n] = \mathbf{A}_q \cdot \mathbf{V}_\ell, \quad \mathbf{S}[n] \in \mathbb{C}^{2 \times 2} \quad (6.11)$$

mit

$$\mathbf{A}_q \in \left\{ \mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\phi} \\ e^{j\phi} & 0 \end{bmatrix} \right\}, \quad q \in \{0, 1\} \quad (6.12)$$

und

$$\mathbf{V}_\ell \in \left\{ \begin{bmatrix} \exp\left(j\frac{2\pi u_1 \ell}{L}\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(j\frac{2\pi u_2 \ell}{L}\right) \end{bmatrix} \right\}, \quad \ell \in \{0, 1, \dots, L-1\} \quad (6.13)$$

gesteuert, wobei die Indizes q und ℓ , deren Zuordnung zu Bits später noch diskutiert wird, die zu übermittelnde Information tragen. Die Angabe des Zeitschritts wird an dieser Stelle aus Gründen der einfacheren Notation vernachlässigt.

Ohne sich daraus ergebende Einschränkungen kann $u_1 = 1$ gewählt werden, u_2 und ϕ sind jedoch Optimierungsparameter, um je nach Wahl von L den euklidischen Abstand zu maximieren und damit die auftretenden Fehler zu minimieren. Um u_2 zu erhalten, wertet man

$$u_2 = \arg \max_{\substack{1 \leq \tilde{u}_2 \leq L-1 \\ \gcd(\tilde{u}_2, L)=1}} \zeta(1, \tilde{u}_2) \quad (6.14)$$

aus, wobei

$$\zeta(1, \tilde{u}_2) = \min \left(\left| \sin \left(\frac{\pi \cdot \gcd(1 + \tilde{u}_2, L)}{2L} \right) \right|, \min_{\ell=1, \dots, L-1} \left(\left| \sin \left(\frac{\pi \ell}{L} \right) \sin \left(\frac{\pi \tilde{u}_2 \ell}{L} \right) \right| \right) \right) \quad (6.15)$$

gilt und $\gcd(a, b)$ den größten gemeinsamen Teiler (engl. *greatest common divisor*) der Ganzzahlen a und b bezeichnet [ZYD15].

Tabelle 6.2: Werte für u_2 , ϕ und die resultierende spektrale Effizienz η für verschiedene L . Für alle Konfigurationen gilt $u_1 = 1$.

L	u_2	ϕ	η (Bit/Kanalzugriff)
2	1	$\pi/2$	1
4	1	$\pi/4$	1,5
8	3	$\pi/4$	2

Die Phasenverschiebung ϕ ergibt sich dann aus

$$\phi = \frac{\pi \cdot \text{gcd}(1 + u_2, L)}{2L}. \quad (6.16)$$

Die spektrale Effizienz von FD-DSM beträgt $\eta = \log_2(2L)/2$ Bit pro Kanalzugriff. Tabelle 6.2 gibt einen Überblick über die resultierenden Werte von u_2 und ϕ für verschiedene spektrale Effizienzen.

Eine für die Implementierung sehr vorteilhafte Eigenschaft von FD-DSM ist es, dass die möglichen Sendematrizen $\mathbf{X}[n]$ eine bezüglich der Multiplikation abgeschlossene Gruppe mit nur $2L$ Elementen bilden. Ist dies wie bei anderen DSM-Verfahren [IS14b; Raj17] nicht der Fall, entsteht über den Verlauf einer Übertragung eine potenziell unbegrenzte Anzahl an STBC-Matrizen. Es gilt also:

$$\mathbf{X}[n] \in \{\mathbf{A}_q \mathbf{V}_\ell\} \quad (6.17)$$

Durch die geringe Größe der Gruppe können Digital-to-Analog Converters (DACs) mit sehr geringer Auflösung verwendet werden, was energie- und kosteneffizient ist. Für die gezeigten Konfigurationen in Tabelle 6.2 entstammen alle möglichen Elemente von $\mathbf{X}[n]$ einer gewöhnlichen PSK-Konstellation der Größe $2L$ für $L = 2,4$ bzw. L für $L = 8$.

Das Empfangssignal $\mathbf{Y}[n] \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times 2}$, für dessen Modellierung wie im vorigen Abschnitt frequenzflaches und über die Dauer von mindestens zwei

aufeinanderfolgenden Sendematrizen quasistationäres Rayleigh-Fading angenommen wird, ergibt sich zu

$$\mathbf{Y}[n] = \mathbf{H}\mathbf{X}[n] + \mathbf{W}[n] \quad (6.18)$$

$$= \mathbf{H}\mathbf{X}[n-1] \cdot \mathbf{S}[n] + \mathbf{W}[n] \quad (6.19)$$

$$= \mathbf{Y}[n-1] \cdot \mathbf{S}[n] - \mathbf{W}[n-1] \cdot \mathbf{S}[n] + \mathbf{W}[n] \quad (6.20)$$

$$= \mathbf{Y}[n-1] \cdot \mathbf{S}[n] + \tilde{\mathbf{W}}[n], \quad (6.21)$$

wobei aufgrund der Unitarität der Matrix $\mathbf{S}[n]$ die Varianz der Rauschmatrix $\mathbf{W}[n-1]$ nicht verändert wird. Da das Rauschen aus unterschiedlichen Zeitschritten als unabhängig angenommen werden kann, addieren sich dessen Varianzen, sodass die Elemente von $\tilde{\mathbf{W}}[n]$ eine Varianz von $\sigma_{\tilde{w}}^2 = 2\sigma_w^2$ besitzen.

Der Ansatz für die Demodulation nach dem ML-Prinzip minimiert die euklidische Distanz und lautet

$$(\hat{q}, \hat{\ell}) = \arg \max_{q, \ell} f_Y(\mathbf{Y}[n] | \mathbf{Y}[n-1], \mathbf{A}_q, \mathbf{V}_\ell) \quad (6.22)$$

$$= \arg \max_{q, \ell} \frac{1}{(2\pi\sigma_{\tilde{w}}^2)^{N_{\text{rx}}}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{Y}[n] - \mathbf{Y}[n-1]\mathbf{A}_q\mathbf{V}_\ell\|_{\text{F}}^2}{2\sigma_{\tilde{w}}^2}\right)$$

$$= \arg \min_{q, \ell} \|\mathbf{Y}[n] - \mathbf{Y}[n-1]\mathbf{A}_q\mathbf{V}_\ell\|_{\text{F}}^2$$

$$= \arg \max_{q, \ell} \text{Re}\{\text{Tr}\{\mathbf{Y}^{\text{H}}[n]\mathbf{Y}[n-1]\mathbf{A}_q\mathbf{V}_\ell\}\} \quad (6.23)$$

$$= \arg \max_{q, \ell} \text{Re}\{\langle \mathbf{Y}[n], \mathbf{Y}[n-1]\mathbf{A}_q\mathbf{V}_\ell \rangle_{\text{F}}\}, \quad (6.24)$$

wobei besonders in Gl. (6.23) die Ähnlichkeit zur Demodulation konventioneller differenzieller PSK-Verfahren durch die komplex konjugierte Multiplikation mit der Vorgängermatrix $\mathbf{X}[n-1]$ offensichtlich wird. Die Transposition und komplexe Konjugation einer Matrix wird mit dem Superskript H beschrieben. Der Operator $\text{Tr}\{\cdot\}$ steht für die Summe der Diagonalelemente der Matrix, die auch Spur (engl. *trace*) genannt wird. Der Ausdruck $\langle \cdot, \cdot \rangle_{\text{F}}$ bezeichnet das Frobenius-Innenprodukt zweier Matrizen:

$$\langle \mathbf{A}, \mathbf{B} \rangle_{\text{F}} = \sum_{i,j} A_{ij}^* B_{ij} = \text{Tr}\{\mathbf{A}^{\text{H}}\mathbf{B}\} \quad (6.25)$$

6.3.2 Berechnung von Soft-Bits

Wie bereits in Abschnitt 4.2.4 erläutert, ist die Ableitung von LLRs sehr interessant für die Kanaldecodierung. Dies gilt auch für FD-DSM. Die Zuverlässigkeitsinformation über das k -te Bit, das der FD-DSM-Matrix $\mathbf{Y}[n]$ zugeordnet ist, wird dabei mit LLR_k bezeichnet:

$$\text{LLR}_k = \ln \left(\frac{P(b_k = 0 | \mathbf{Y}[n])}{P(b_k = 1 | \mathbf{Y}[n])} \right) \quad (6.26)$$

Verwendet man den Satz von Bayes für Dichten [JW02]

$$P(b_k = b | \mathbf{Y}[n]) = \frac{f(\mathbf{Y}[n] | b_k = b) P(b_k = b)}{f(\mathbf{Y}[n])} \quad (6.27)$$

und berücksichtigt, dass der Sender $b = 0$ und $b = 1$ gleichwahrscheinlich sendet, lassen sich die LLRs für FD-DSM folgendermaßen beschreiben:

$$\text{LLR}_k = \ln \left(\frac{\sum_{\mathbf{X} \in \mathbb{X}_{k,0}} f(\mathbf{Y}[n] | \mathbf{H}, \mathbf{X})}{\sum_{\mathbf{X} \in \mathbb{X}_{k,1}} f(\mathbf{Y}[n] | \mathbf{H}, \mathbf{X})} \right) \quad (6.28)$$

Da der Empfänger keine Kanalinformation besitzt, darf \mathbf{H} natürlich nicht als bekannt vorausgesetzt werden. Verwendet man jedoch den Zusammenhang in Gl. (6.21), verschwindet die Abhängigkeit von $\mathbf{X}[n]$ und \mathbf{H} und es folgt

$$\text{LLR}_k = \ln \left(\frac{\sum_{\mathbf{S} \in \mathbb{S}_{k,0}} f(\mathbf{Y}[n] | \mathbf{S})}{\sum_{\mathbf{S} \in \mathbb{S}_{k,1}} f(\mathbf{Y}[n] | \mathbf{S})} \right), \quad (6.29)$$

wobei die Menge $\mathbb{S}_{k,b}$ die Menge der Matrizen \mathbf{S} beschreibt, für deren zugeordnetes Bitwort \mathbf{b} gilt, dass es an der k -ten Stelle gleich $b \in \{0, 1\}$ ist. Setzt man nun die bedingte Dichte

$$f(\mathbf{Y}[n] | \mathbf{S}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \exp \left(-\frac{\|\mathbf{Y}[n] - \mathbf{Y}[n-1]\mathbf{S}\|_{\text{F}}^2}{2\sigma_w^2} \right) \quad (6.30)$$

ein, so ergibt sich

$$\text{LLR}_k = \ln \left(\frac{\sum_{\mathbf{S} \in \mathbb{S}_{k,0}} \exp \left(-\frac{\|\mathbf{Y}[n] - \mathbf{Y}[n-1]\mathbf{S}\|_{\mathbb{F}}^2}{2\sigma_{\tilde{w}}^2} \right)}{\sum_{\mathbf{S} \in \mathbb{S}_{k,1}} \exp \left(-\frac{\|\mathbf{Y}[n] - \mathbf{Y}[n-1]\mathbf{S}\|_{\mathbb{F}}^2}{2\sigma_{\tilde{w}}^2} \right)} \right). \quad (6.31)$$

Eine häufig verwendete Vereinfachung der Berechnung ergibt sich durch den Zusammenhang

$$\ln \left(\sum_i e^{x_i} \right) \approx \max_i (x_i), \quad (6.32)$$

die dementsprechend als Max-Log-Approximation bezeichnet wird und auf

$$\begin{aligned} \text{LLR}_k &\approx \max_{\mathbf{S} \in \mathbb{S}_{k,0}} \left(-\frac{\|\mathbf{Y}[n] - \mathbf{Y}[n-1]\mathbf{S}\|_{\mathbb{F}}^2}{2\sigma_{\tilde{w}}^2} \right) \\ &\quad - \max_{\mathbf{S} \in \mathbb{S}_{k,1}} \left(-\frac{\|\mathbf{Y}[n] - \mathbf{Y}[n-1]\mathbf{S}\|_{\mathbb{F}}^2}{2\sigma_{\tilde{w}}^2} \right) \\ &= \frac{\mathcal{M}_{k,1} - \mathcal{M}_{k,0}}{2\sigma_{\tilde{w}}^2} \end{aligned} \quad (6.33)$$

führt. Die $\mathcal{M}_{k,b}$ bezeichnen dabei die jeweils beste Metrik (mit dem geringsten euklidischen Abstand) für den Fall, dass $b_k = b$ gilt. $b_k = 0$ ist dabei besonders wahrscheinlich, wenn LLR_k positiv und groß ist, während der Wert für $b_k = 1$ sich weit im negativen Bereich befinden sollte. Dieses Ergebnis ist für eine andere Variation der DSM-Idee auch in [Mar15] zu finden.

Falls die Rauschvarianz $\sigma_{\tilde{w}}^2$ über den gesamten Zeitraum, der für die Kanaldecodierung relevant ist, als konstant angenommen werden kann, stellt sie lediglich einen Skalierungsfaktor dar, der vernachlässigt werden kann, infolgedessen auch nicht geschätzt werden muss und die Decodierung dementsprechend weiter vereinfacht. In realistischen Kanälen und insbesondere unter Interferenz kann diese Annahme jedoch unzutreffend oder nur näherungsweise erfüllt sein. Verwendet man nun noch zusätzlich statt

der Distanz-Schreibweise in Gl. (6.35) die zu maximierende Korrelation aus Gl. (6.23), ergeben sich einfacher zu berechnende, skalierte LLRs:

$$\tilde{L}_k = \tilde{\mathcal{M}}_{k,0} - \tilde{\mathcal{M}}_{k,1} \quad (6.34)$$

mit

$$\tilde{\mathcal{M}}_{k,b} = \max_{\mathbf{S} \in \mathbb{S}_{k,b}} \text{Re} \left\{ \text{Tr} \{ \mathbf{Y}^H[n] \mathbf{Y}[n-1] \mathbf{A}_q \mathbf{V}_\ell \} \right\} \quad (6.35)$$

Weitere Aufwandseinsparungen können erreicht werden, indem die Symmetrien in \mathbf{S} ausgenutzt werden, da zu jedem \mathbf{S} auch ein $-\mathbf{S}$ existiert. Damit lässt sich die Hälfte der Matrixmultiplikationen durch einen einfachen Vorzeichentausch des Ergebnisses ersetzen.

6.3.3 Optimierte Bit-zu-Symbol-Zuweisung

Die ursprüngliche Veröffentlichung zu FD-DSM [ZYD15] berücksichtigt nur Blockfehlerraten, also $P((\hat{q}, \hat{\ell}) \neq (q, \ell))$. Die Zuordnung von Bits zu den Indizes q, ℓ wird dort nicht diskutiert, sie ist jedoch selbstverständlich für jedes praktische System unabdingbar und aufgrund der Struktur der Modulation nicht intuitiv ableitbar. Deshalb wurde im Rahmen dieser Arbeit eine optimierte Zuweisung von Bits auf die Indextupel (q, ℓ) entwickelt.

Dazu ist es hilfreich, die entstehenden Empfangskonstellationen nach der Differenzierung zu betrachten. Betrachtet man das Argument der Realteilbildung in Gl. (6.23) und setzt $\sigma_w^2 = 0$, ergibt sich

$$C_{\hat{q}, \hat{\ell}} = \text{Tr} \left\{ \mathbf{Y}^H[n] \mathbf{Y}[n-1] \mathbf{A}_{\hat{q}} \mathbf{V}_{\hat{\ell}} \right\} \quad (6.36)$$

$$\begin{aligned} &= \text{Tr} \left\{ \mathbf{S}^H[n] \mathbf{X}^H[n-1] \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{X}[n-1] \mathbf{A}_{\hat{q}} \mathbf{V}_{\hat{\ell}} \right\} \\ &= \text{Tr} \left\{ \mathbf{V}_{\hat{\ell}}^H \mathbf{A}_{\hat{q}}^H \mathbf{V}_{\hat{\ell}}^H \mathbf{A}_{\hat{q}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{A}_{\hat{q}} \mathbf{V}_{\hat{\ell}} \mathbf{A}_{\hat{q}} \mathbf{V}_{\hat{\ell}} \right\} \end{aligned} \quad (6.37)$$

mit der Kandidatenmatrix $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{A}_{\hat{q}} \mathbf{V}_{\hat{\ell}}$ und der Sendematrix $\mathbf{X}[n-1] = \mathbf{A}_{\hat{q}} \mathbf{V}_{\hat{\ell}}$ aus dem vorangegangenen Zeitschritt. Die endgültige Entscheidung wird zwar nur auf Basis des Realteils von $C_{\hat{q}, \hat{\ell}}$ getroffen, jedoch wird hier aufgrund der Anschaulichkeit die komplexe Betrachtung gewählt.

Nimmt man nun an, dass die Hypothesen $\hat{q} = q$ und $\hat{\ell} = \ell$ den tatsächlich verwendeten Indizes entsprechen und berücksichtigt, dass für unitäre Matrizen $\mathbf{A}^H \mathbf{A} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{A} = \mathbf{I}$ und $\text{Tr}\{\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{A}\} = \text{Tr}\{\mathbf{B}\}$ gilt, folgt direkt

$$C_{\hat{q}=q, \hat{\ell}=\ell} = \text{Tr}\{\mathbf{H}^H \mathbf{H}\} = \|\mathbf{H}\|_{\mathbb{F}}^2, \quad (6.38)$$

was intuitiv die Diversitätsordnung von $D = 2N_{\text{rx}}$ erklärt, da immer die Leistung aller Kanalkoeffizienten für die Demodulation genutzt wird.

Für die Zuweisung der Bits sind jedoch besonders die Ergebnisse bei ungültigen Hypothesen und deren Position in der komplexen Ebene relativ zu $C_{\hat{q}=q, \hat{\ell}=\ell}$ von Interesse. Betrachtet man die Struktur der \mathbf{A}_q in Gl. (6.12) und schreibt diese als

$$\mathbf{A}_q = e^{j\phi q} \mathbf{P}^q \quad (6.39)$$

mit der Permutationsmatrix $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, wird ersichtlich, dass sich die Phasenverschiebungen der $\mathbf{A}_{\hat{q}}$ in Gl. (6.37) gegenseitig aufheben.

Fixiert man darüber hinaus $L \in \{2, 4\}$, gilt $u_2 = u_1 = 1$ und das gleiche Argument greift auch für die $\mathbf{V}_{\hat{\ell}} = e^{j2\pi\hat{\ell}/L} \mathbf{I}_2$. In diesem Fall lässt sich Gl. (6.37) weiter vereinfachen zu

$$\begin{aligned} C_{\hat{q}, \hat{\ell}}^{L \in \{2, 4\}} &= \text{Tr}\{\mathbf{V}_{\hat{\ell}}^H \mathbf{A}_q^H \mathbf{P}^{\hat{q}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{P}^{\hat{q}} \mathbf{A}_{\hat{q}} \mathbf{V}_{\hat{\ell}}\} \\ &= e^{j\left(\phi(\hat{q}-q) + \frac{2\pi(\hat{\ell}-\ell)}{L}\right)} \text{Tr}\{\mathbf{P}^q \mathbf{P}^{\hat{q}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{P}^{\hat{q}} \mathbf{P}^q\} \\ &= e^{j\left(\phi(\hat{q}-q) + \frac{2\pi(\hat{\ell}-\ell)}{L}\right)} \text{Tr}\{\mathbf{P}^q \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{P}^q\}. \end{aligned} \quad (6.40)$$

Für $\hat{q} = q$ sind die entstehenden Punkte weder von der Phasenlage der Kanalkoeffizienten noch von $\mathbf{X}[n-1]$ abhängig, es bilden sich also (nach Normierung von $\|\mathbf{H}\|_{\mathbb{F}}^2$) feste Punkte in der komplexen Ebene aus. Die verbleibenden Hypothesen für $\hat{\ell}$ bilden eine L -PSK-Konstellation:

$$C_{\hat{q}=q, \hat{\ell}}^{L \in \{2, 4\}} = e^{j\frac{2\pi(\hat{\ell}-\ell)}{L}} \|\mathbf{H}\|_{\mathbb{F}}^2 \quad (6.41)$$

Tabelle 6.3: Bit-zu-Symbol-Zuordnung für $L = 2, 4, 8$. Die naive Zuordnung entspricht einer binären Interpretation der Indizes.

(q, ℓ)	$L = 2$		(q, ℓ)	$L = 4$	
	naiv	opt.		naiv	opt.
(0,0)	00	00	(0,0)	000	000
(0,1)	01	11	(0,1)	001	011
(1,0)	10	01	(0,2)	010	110
(1,1)	11	10	(0,3)	011	101
			(1,0)	100	001
			(1,1)	101	010
			(1,2)	110	111
			(1,3)	111	100

Gilt jedoch $\hat{q} \neq q$, ergibt sich (der Einfachheit halber mit Annahme von $N_{\text{rx}} = 1$ und dementsprechend $\mathbf{H} = [h_0 \ h_1]$):

$$C_{\hat{q} \neq q, \hat{\ell}}^{L \in \{2,4\}} = e^{j\left(\phi(\hat{q}-q) + \frac{2\pi(\hat{\ell}-\ell)}{L}\right)} \cdot 2\text{Re}\{h_0 h_1^*\} \quad (6.42)$$

Die Position der (falschen) Hypothesen mit $\hat{q} \neq q$ ist also von der Realisierung des Kanals abhängig. Dies ist auch ein zentrales Problem bei der Zuweisung von Bits zu Symbolen und ein grundsätzlicher Unterschied zu konventionellen PSK-Verfahren, wo die benachbarten Konstellationssymbole immer die gleichen sind.

Abbildung 6.1 zeigt die entstehenden Konstellationspunkte $C_{\hat{q}, \hat{\ell}}$, wenn die Kanalmatrix zu Darstellungszwecken so normiert wird, dass ihre Leistung $\|\mathbf{H}\|_{\text{F}}^2 = 1$ beträgt, für 50 unabhängige Kanalrealisierungen. Die gezeigte, optimierte Bit-zu-Symbol-Zuordnung ist an Gray-Coding angelehnt, sodass benachbarte Hypothesen sich an möglichst wenigen Stellen unterscheiden und in Tabelle 6.3 der naiven, natürlichen Zuordnung gegenübergestellt.

Für $L > 4$ ergibt sich darüber hinaus das Problem, dass die Vereinfachungen in Gl. (6.40) nicht mehr gültig sind und für $\hat{q} \neq q$ die Positionen der falschen Hypothesen zusätzlich auch von $\mathbf{X}[n-1]$ abhängen. Für diesen Fall konnte keine signifikant bessere Zuordnung gefunden werden.

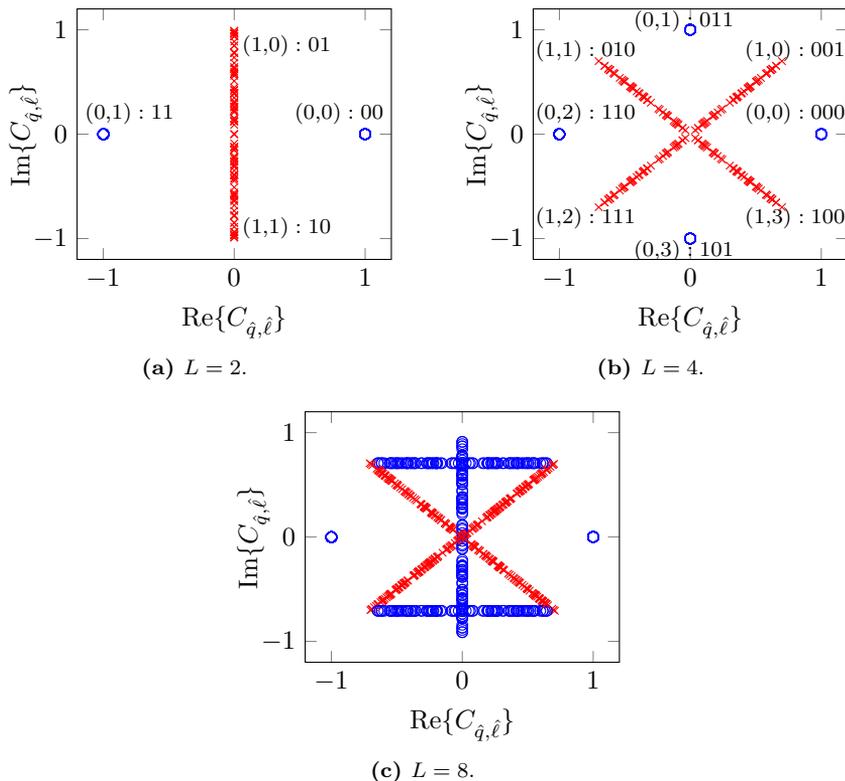


Abbildung 6.1: $C_{\hat{q}, \ell}$ für 50 unabhängige Kanalrealisierungen mit $q = \ell = 0$. Blaue Kreise und rote Kreuze stehen für $\hat{q} = q$ bzw. $\hat{q} \neq q$. Die optimierte Bit-zu-Symbol-Zuordnung ist gegeben als $(q, \ell) : b_1 \dots b_k$. Für $L = 8$ konnte aufgrund des hohen Grades an Zufälligkeit der Konstellation keine signifikant bessere Zuordnung gefunden werden.

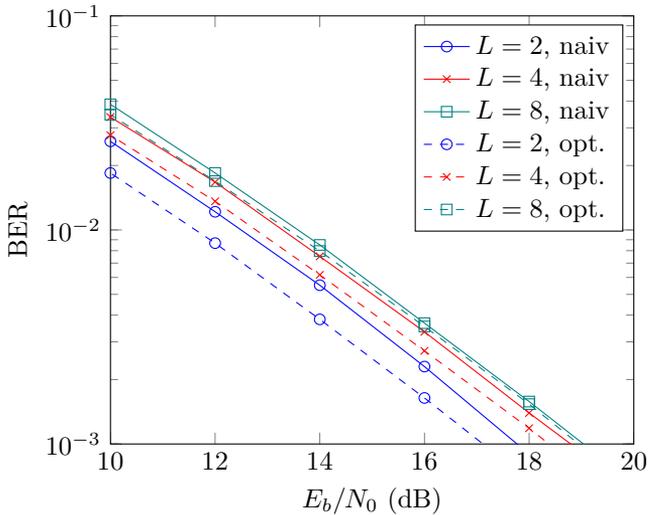


Abbildung 6.2: Bitfehlerrate von FD-DSM für verschiedene L mit naiver und optimierter Bit-zu-Symbol-Zuweisung.

Abbildung 6.2 vergleicht die Performanz der naiven und der optimierten Bit-zu-Symbol-Zuordnung. Es zeigt sich, dass für $L = 2$ eine deutliche Verbesserung um etwa 0,8 dB erreichbar ist. Für $L = 4$ sind noch 0,4 dB Energieeinsparung möglich, während für $L = 8$ kein nennenswerter Gewinn mehr erzielt werden konnte.

6.3.4 Vergleich mit konventionellen Modulationsverfahren

In diesem Abschnitt soll die Leistungsfähigkeit von FD-DSM mit konventionellen Modulationsverfahren bei verschiedenen spektralen Effizienzen verglichen werden. Dazu werden differenzielle PSK-Verfahren, wie sie beispielsweise in SigFox und RPMA eingesetzt werden, herangezogen. Um die Vergleichbarkeit mit MIMO-Verfahren zu gewährleisten, dient der populäre differenzielle STBC nach Tarokh und Jafarkhani [TJ00], der ebenfalls mit zwei Sendeantennen arbeitet und die volle Diversitätsordnung von $2N_{\text{rx}}$ erzielt, als zusätzliche Vergleichsgröße. Dabei muss man

jedoch berücksichtigen, dass dieser STBC beide Sendeantennen simultan verwendet, was für das Anwendungsszenario eines LPWAN-Uplinks unerwünscht ist.

Abbildung 6.3 zeigt die verschiedenen Fehlerkurven, wobei $N_{\text{rx}} = 1$ und unabhängiges, frequenzflaches Rayleigh-Blockfading angenommen wurde. Für eine spektrale Effizienz von 1 Bit pro Kanalzugriff weisen der differenzielle STBC mit BPSK nach [TJ00] und FD-DSM mit $L = 2$ eine identische Performanz auf. Die Antennendiversität schlägt sich dabei in einem schnelleren Abfall der Fehlerrate im Vergleich zu konventioneller DBPSK nieder. Während der Abfall für die Verfahren mit nur einer Sendeantenne bei 10 dB pro Dekade liegt, sind mit einer Diversitätsordnung von $D = N_{\text{tx}}N_{\text{rx}} = 2$ nur ein um 5 dB größeres E_b/N_0 nötig, um die Fehlerrate um 10 dB zu verringern. Extrapoliert man die Kurve für DBPSK, ergibt sich für die differenziellen STBCs bei einer Fehlerrate von 10^{-3} ein SNR-Gewinn von 10 dB.

Erhöht man die spektrale Effizienz auf 2 Bit pro Kanalzugriff, so erfährt FD-DSM mit $L = 8$ eine Verschlechterung um 2 dB gegenüber dem Verfahren nach [TJ00] mit QPSK-Symbolen, allerdings ist der SNR-Gewinn gegenüber konventioneller DQPSK bei einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-3} mit etwa 8 dB immer noch sehr groß.

6.3.5 Verhalten bei korreliertem Fading

In der Praxis sind die Kanäle zwischen verschiedenen Sende- und Empfangsantennen selten unabhängig. Ähnliche Ausbreitungsbedingungen sowie räumliche Nähe der Antennen zueinander führen zu Korrelation und damit zu einer schlechteren Performanz.

Ein häufig verwendetes Modell für die Korrelation zwischen Antennen in frequenzflachem Fading ist das Kronecker-Modell [Shi00; Ker02]. Trotz einiger Kritik an seiner Gültigkeit in bestimmten Situationen [Oes06; Ozc03] ist es aufgrund seiner Einfachheit sehr populär. Das Kronecker-Modell basiert auf der Kovarianzmatrix des Kanals

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} (\mathbf{R}^{\frac{1}{2}})^{\text{H}} = \mathbb{E} \left\{ \text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^{\text{H}} \right\}, \quad (6.43)$$

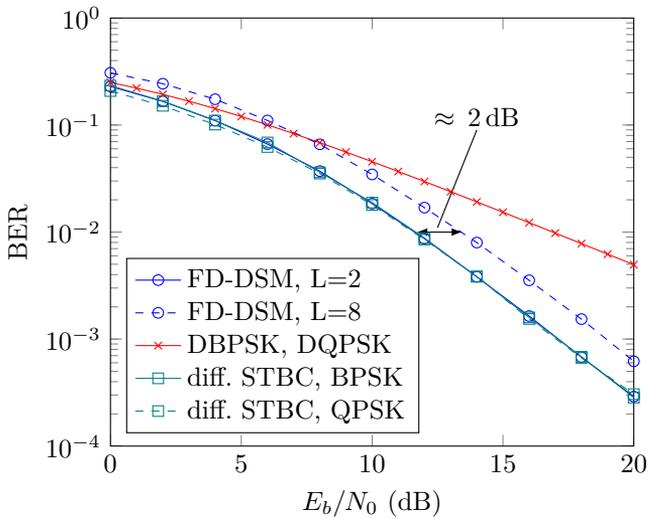


Abbildung 6.3: Vergleich von FD-DSM mit konventionellen DPSK-Verfahren sowie dem differentiellen STBC nach [TJ00]. Es zeigt sich eine deutlich schneller abfallende Fehlerrate für die Mehrantennenverfahren. Wird 1 Bit pro Kanalzugriff übertragen, ist die Performanz des diff. STBC identisch mit FD-DSM, lediglich für höhere spektrale Effizienzen ergibt sich eine erhöhte Fehlerrate für FD-DSM. Die zugehörige Fehlerratenkurve hat jedoch nach wie vor die gleiche Steilheit.

wobei $\text{vec}(\mathbf{A})$ die „Stapelung“ der Spalten von \mathbf{A} zu einem Vektor bezeichnet. Eine korrelierte Matrix \mathbf{H} lässt sich mithilfe von \mathbf{R} gemäß

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (6.44)$$

erzeugen. \mathbf{H}_w beschreibt dabei eine „weiße“ Kanalmatrix mit unabhängigen und identisch verteilten Koeffizienten $h_{ij} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_h^2)$. Liegt Rayleigh-Fading vor und folgen die Koeffizienten demnach einer mittelwertfreien, komplexen Normalverteilung, wird die Kanalmatrix durch die Angabe von \mathbf{R} vollständig charakterisiert.

Nimmt man die Varianz der Elemente von \mathbf{H} als $\sigma_h^2 = 1$ und (zur Vereinfachung der Notation) $N_{\text{tx}} = N_{\text{rx}} = 2$ an, lässt sich \mathbf{R} schreiben als

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & r_1 & t_1 & s_1 \\ r_1^* & 1 & s_2 & t_2 \\ t_1^* & s_2^* & 1 & r_2 \\ s_1^* & t_2^* & r_2^* & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.45)$$

Die r_j bezeichnen dabei die Korrelation der Pfade an den beiden Empfangsantennen, die von der j -ten Sendeantenne ausgehen. Die t_i sind entsprechend umgekehrt definiert. Kreuzabhängigkeiten wie zum Beispiel die Korrelation zwischen h_{00} und h_{11} werden von den beiden verbleibenden, mit s bezeichneten Parametern erfasst.

Zur weiteren Vereinfachung wird üblicherweise $r_1 = r_2 = r$, $t_1 = t_2 = t$ sowie $s = rt$ angenommen, sodass das Kronecker-Modell

$$\mathbf{R}_K = \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & t \\ t^* & 1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & r \\ r^* & 1 \end{bmatrix} \quad (6.46)$$

mit dem namensgebenden Kronecker-Matrixprodukt geschrieben werden kann. Die korrelierte Kanalmatrix \mathbf{H} kann nun mittels konventioneller Matrixmultiplikation und den zwei Parametern t und r erzeugt werden:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{\frac{1}{2}} \quad (6.47)$$

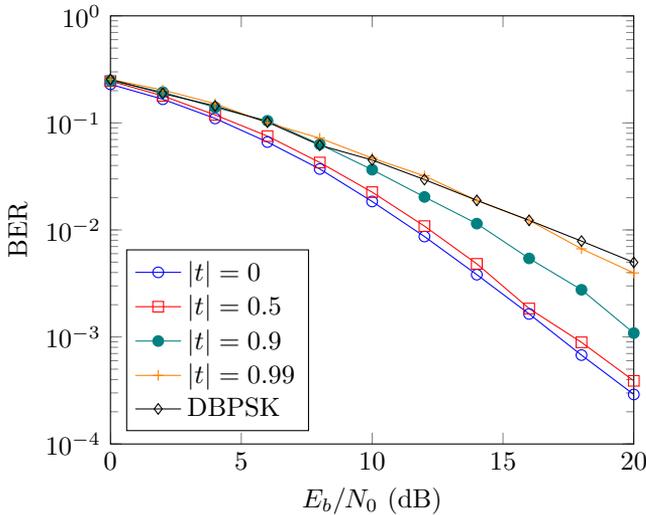


Abbildung 6.4: Einfluss von korreliertem Fading auf die Performanz von FD-DSM mit $L = 2$.

Die Performanz von FD-DSM unter korreliertem Rayleigh-Blockfading für $L = 2$ und $N_{\text{rx}} = 1$ ist in Abbildung 6.4 dargestellt. Die Phase des Korrelationskoeffizienten t wurde dabei als über $[0, 2\pi]$ gleichverteilt angenommen. Vergleicht man die Fehlerkurven, so zeigt sich, dass FD-DSM äußerst robust gegenüber korrelierten Kanälen ist. Der SNR-Verlust für eine betragsmäßige Korrelation von 0,5 liegt für den gesamten dargestellten E_b/N_0 -Bereich bei unter 1 dB und die Fehlerrate ist selbst für $|t| = 0,9$ noch deutlich besser als bei konventionellem DBPSK. Konvergiert die Korrelation gegen $|t| = 1$, ist keine Diversität zwischen den Kanälen mehr vorhanden und die Fehlerraten gleichen sich an.

An dieser Stelle soll noch einmal festgehalten werden, dass die Demodulation von FD-DSM selbst im schlechtesten anzunehmenden Fall einer vollständigen Korrelation der Kankoeffizienten nach wie vor funktioniert und insbesondere keine Nachteile gegenüber konventionellen Verfahren mit sich bringt, jedoch selbst bei Korrelationswerten von deutlich über 0,5 noch erhebliche Gewinne ermöglicht.

6.4 *SpaRSe*: Systemdesign

Das Systemdesign von *SpaRSe* orientiert sich am in Kapitel 4 vorgestellten IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY. *SpaRSe* verwendet die gleiche Kanalcodierung und die gleichen Spreizsequenzen, als zentraler Unterschied wird jedoch FD-DSM als Modulationsverfahren eingesetzt.

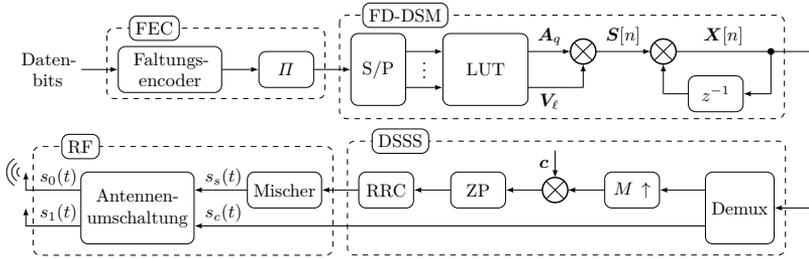
6.4.1 Aufbau des Senders

Abbildung 6.5 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Senders. Die Vorverarbeitung der Datenbits (Kanalcodierung und Interleaving) ist dabei identisch mit dem IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY. Danach erfolgt über das Look-Up-Table (LUT) die in Abschnitt 6.3 dargestellte optimierte Auswahl der Matrizen \mathbf{A}_q und \mathbf{V}_ℓ sowie die Berechnung der Sendematrix $\mathbf{X}[n]$.

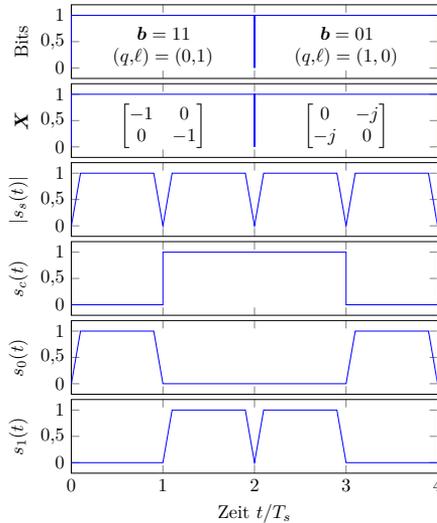
Die Matrizenmultiplikation lässt sich dank der endlichen Menge der möglichen $\mathbf{X}[n]$ vermeiden, indem man die differenzielle Modulation als (endlichen) Zustandsautomaten beziehungsweise als Markov-Kette interpretiert. Dabei stellt $\mathbf{X}[n-1]$ den aktuellen Zustand und das Datenwort \mathbf{b} das Eingangssignal dar, womit gemeinsam das Ausgangssignal (die aktuelle Sendematrix $\mathbf{X}[n]$) bestimmt wird. Die Sendematrix lässt sich dann, was im Blockdiagramm durch den Demultiplexer dargestellt ist, weiter zerlegen in die beiden PSK-Symbole sowie die Information, in welcher Reihenfolge die Sendeantennen aktiviert werden sollen.

Die komplexen Symbole werden in der Folge um den Faktor SF hochgetastet (wiederholt) und mit dem passenden Ausschnitt \mathbf{c} aus der Spreizsequenz multipliziert. Während der Präambel wird die Spreizsequenz zur Vereinfachung der Synchronisation mit jedem Symbol zurückgesetzt, bei der Übertragung der Nutzdaten wird dies zur Reduktion der Kollisionswahrscheinlichkeit nicht getan.

Der nachfolgende Schritt ist elementar für die Verwendung eines spektral effizienten Pulsformers wie dem RRC-Filter: Durch das Anhängen von N_{ZP} Nullen (engl. *zero padding*, im Blockschaltbild mit ZP bezeichnet) an die gewichteten Spreizfolgen entsprechend der Länge des Pulsformungsfilters wird das Ein- und Ausschwingen desselben zwischen den Umschaltzeitpunkten ermöglicht und Außerbandstrahlung vermieden. Das



(a) Prinzipielle Funktionsweise des *SpaRSe*-Senders.



(b) Veranschaulichung der Antennenumschaltung für $L = 2$ anhand des Spreizsignals $s_s(t)$, des Kontrollsignals $s_c(t)$ und der Antennensignale $s_0(t), s_1(t)$.

Abbildung 6.5: Blockdiagramm des *SpaRSe*-Senders sowie Veranschaulichung der Antennenumschaltung.

Zeropadding benötigt keine zusätzliche Energie, geht allerdings mit einem Ratenverlust einher. Dieser ist jedoch speziell in LPWAN-Systemen mit üblicherweise hohen Spreizraten vernachlässigbar. Nimmt man an, dass die Impulsantwort des Pulsformungsfilters $N_{ZP} + 1$ Chips lang ist, ergibt sich der Ratenverlust zu

$$R_L = 1 - \frac{\text{SF}}{\text{SF} + N_{ZP}}, \quad (6.48)$$

was selbst für einen moderaten Spreizfaktor von $\text{SF} = 1024$ und $N_{ZP} = 7$ lediglich einen Verlust von weniger als einem Prozent (genauer: 0,68 %) der Ursprungsrate bedeutet.

Durch die Kombination mit DSSS stellt *SpaRSe* die erste Wellenform auf Basis von SM dar, die in der Praxis mit einem Sendeverstärker auskommt und gleichzeitig eine spektral effiziente Pulsformung ermöglicht.

Die disjunkten, pulsgeformten Chipsequenzen werden dann mit einem einzelnen IQ-Mischer auf die Zielfrequenz gebracht und verstärkt. Die Antennenumschaltung kontrolliert schließlich, in welcher Reihenfolge die Antennen verwendet werden. Entsprechende Bauteile sind sehr günstig und weit verbreitet, da sie auch in WLAN-Geräten Verwendung finden.

Exemplarisch sei hier ein DPDT-Schalter (DPDT: Double Pole Double Throw) der Firma Macom genannt, der sowohl den Sende- wie auch den Empfangspfad unabhängig voneinander mit einer von zwei Antennen verbinden kann. Die Umschaltung von einer zur anderen Antenne dauert dabei laut Datenblatt [MAC] nur etwas mehr als 100 ns, was in Anbetracht der Dauer zwischen den Schaltzeitpunkten (bei $\text{SF} = 1024$ ca. 1 ms) vernachlässigbar ist. Auch der Stromverbrauch von 5 μA fällt gegenüber den anderen Verbrauchern während des Sendens und Empfangens nicht ins Gewicht.

6.5 Empfängerentwurf und Validierung

Dieser Abschnitt befasst sich mit dem Entwurf des Empfängers und der Prototypimplementierung. Nach der Definition des Signalmodells wird der Aufbau der Synchronisation, die Präambeldetektion sowie die Demodulation erläutert. Dem schließen sich Untersuchungen zur Leistungsfähigkeit

des Systems in korrelierten Fading-Kanälen im Vergleich zu konventionellen Verfahren an. Den Abschluss bildet eine experimentelle Erprobung der Prototypimplementierung über die Luft.

6.5.1 Signalmodell

Das in den folgenden Abschnitten verwendete Signalmodell entspricht einer Erweiterung des Modells in Abschnitt 4.2.1 auf mehrere Antennen. Der Frequenzoffset f_{off} und der Zeitoffset $\tau_{\text{off}}(t)$ können dabei als identisch für alle Antennen betrachtet werden. Das im Falle von $N_{\text{rx}} > 1$ vektorwertige Basisband-Empfangssignal lässt sich schreiben als

$$\tilde{\mathbf{r}}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}(t - \tau_{\text{off}}(t)) \cdot e^{j2\pi f_{\text{off}}t} + \tilde{\mathbf{w}}(t) \quad (6.49)$$

mit

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} c[k] (\mathbf{X}_1[n]g(t - 2n(T_s + T_{\text{ZP}}) - kT_c) \\ + \mathbf{X}_2[n]g(t - (2n + 1)(T_s + T_{\text{ZP}}) - kT_c)). \end{aligned} \quad (6.50)$$

Dabei stellen die $\mathbf{X}_i, i \in \{1, 2\}$ die jeweiligen Spalten der Sendematrix \mathbf{X} dar und $T_{\text{ZP}} = N_{\text{ZP}}T_c$ beschreibt die Dauer des Zeropadding-Intervalls.

Nach der Matched-Filterung ergibt sich entsprechend

$$\mathbf{r}[m] = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}_{\text{MF}}(mt_s - \tau_{\text{off}}(mt_s)) \cdot e^{j2\pi f_{\text{off}}mt_s} + \mathbf{w}(mt_s) \quad (6.51)$$

6.5.2 Aufbau der Synchronisation

Bei der Synchronisation der in diesem Kapitel vorgeschlagenen Wellenform bestehen grundsätzlich dieselben Probleme und Lösungsansätze wie die in Abschnitt 4.2.2 dargelegten, sodass im Folgenden lediglich auf die modulationsbedingten Unterschiede eingegangen wird.

6.5.3 Präambeldetektion

Da für die Korrelation mit der Präambel Soft-Bits benötigt werden, muss die Präambeldetektion im Vergleich zu Abbildung 4.5 angepasst werden, indem die ursprüngliche differenzielle Demodulation durch den passenden Demodulator für FD-DSM (siehe Gl. 6.33) ersetzt wird.

6.5.3.1 Einfluss von Frequenzverschiebungen

Im Vergleich zum ursprünglichen LECIM PHY ist der maximale tolerierbare Frequenzoffset bei Verwendung eines ratengleichen *SpaRSe*-Signals geringer. In Abschnitt 4.2.2.3 wird die Korrelation auf Basis des komplexwertigen Ausgangs des differenziellen Demodulators ausgeführt (Gl. (4.16)). Hierbei wirkt sich ein verbleibender Frequenzoffset lediglich als konstante Phasendrehung der Symbole und dementsprechend auch des Korrelationsergebnisses aus, die durch eine Betragsbildung eliminiert werden kann. Bei *SpaRSe* ist dies nicht möglich, da die (Soft-)Bits des SHR erst nach Auswertung der Demodulationsvorschrift in Gl. 6.33 wieder „sichtbar“ werden. Verbleibende Frequenzverschiebungen führen dabei zu einer Degradation des Korrelationsergebnisses.

Dies wird deutlich, wenn man die Berechnung der euklidischen Distanz, wie sie für die Berechnung der LLRs nötig ist, unter Frequenzoffset auswertet. Dazu sei die Taktsynchronisation perfekt und die Übertragung rauschfrei, sodass man nach der Korrelation mit der Spreizsequenz und nachfolgender Abtastung im Symboltakt in Anlehnung an Gl. (4.11) folgendes Signal erhält:

$$\mathbf{Y}[n] = e^{j\varphi_0} \frac{1 - e^{j2\pi f_{\text{off}} T_c S F}}{1 - e^{j2\pi f_{\text{off}} T_c}} \mathbf{H} \mathbf{X}[n] \Phi[n] \quad (6.52)$$

$$= A \tilde{\mathbf{Y}}[n] \Phi[n] \quad (6.53)$$

Der Faktor $A \in \mathbb{C}$ ist für alle Symbole gleich und es gilt $\tilde{\mathbf{Y}}[n] = \mathbf{H}\mathbf{X}[n]$. Die Matrix

$$\Phi[n] = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{\text{off}}2n(T_s+T_{\text{ZP}})} & 0 \\ 0 & e^{j2\pi f_{\text{off}}(2n+1)(T_s+T_{\text{ZP}})} \end{bmatrix} \quad (6.54)$$

$$= \begin{bmatrix} e^{j2n\Phi} & 0 \\ 0 & e^{j(2n+1)\Phi} \end{bmatrix} \quad (6.55)$$

stellt dabei die durch den Frequenzoffset f_{off} linear ansteigende Phasenverschiebung der aufeinanderfolgenden Symbole dar.

Führt man nun zur Gewinnung der Soft-Bits die differenzielle Demodulation nach Gl. (6.33) durch, ergibt sich unter der Annahme, dass die Hypothese $\hat{\mathbf{S}}$ gewählt wurde, die zu maximierende Korrelation zu

$$\xi = \text{Re} \left\{ \text{Tr} \left\{ \mathbf{Y}^{\text{H}}[n] \mathbf{Y}[n-1] \hat{\mathbf{S}} \right\} \right\} \quad (6.56)$$

$$= |A|^2 \text{Re} \left\{ \text{Tr} \left\{ \Phi^{\text{H}}[n] \mathbf{S}^{\text{H}}[n] \mathbf{X}^{\text{H}}[n-1] \mathbf{H}^{\text{H}} \cdot \mathbf{H}\mathbf{X}[n-1] \Phi[n-1] \hat{\mathbf{S}} \right\} \right\} \quad (6.57)$$

$$= |A|^2 \text{Re} \left\{ e^{-j2\Phi} \text{Tr} \left\{ \Phi^{\text{H}}[n-1] \mathbf{S}^{\text{H}}[n] \mathbf{X}^{\text{H}}[n-1] \mathbf{H}^{\text{H}} \cdot \mathbf{H}\mathbf{X}[n-1] \Phi[n-1] \hat{\mathbf{S}} \right\} \right\}. \quad (6.58)$$

Die Auswertung der Spur für die passende Hypothese $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{S}[n]$ vereinfacht den Ausdruck deutlich und führt auf

$$\xi = |A|^2 \text{Re} \left\{ e^{-j2\Phi} \|\mathbf{H}\|_{\text{F}}^2 \right\}, \quad (6.59)$$

wobei der (Amplituden-)Verlust durch die Dekorrelation als

$$L_{\xi} = |A|^2 \cos(2\Phi) = \text{sinc}^2(f_{\text{off}}T_c\text{SF}) \cos(4\pi f_{\text{off}}(T_s + T_{\text{ZP}})) \quad (6.60)$$

beschrieben werden kann. Betrachtet man lediglich den mit wachsendem f_{off} deutlich schneller abfallenden Cosinus-Term und beschränkt diesen auf 3 dB, ergibt sich die Bedingung

$$|f_{\text{off}}| < \frac{1}{16(T_s + T_{\text{ZP}})} \approx \frac{1}{16T_c\text{SF}}, \quad (6.61)$$

was die Anzahl der benötigten Frequenzhypothesen der Synchronisationsstufe (an der Basisstation) gegenüber dem LECIM PHY ungefähr um Faktor 7 erhöht.

Bemerkung: Die Erhöhung des Synchronisationsaufwands relativiert sich, wenn man berücksichtigt, dass durch den Leistungsgewinn von *SpaRSe* niedrigere Spreizfaktoren bei gleicher Reichweite verwendet werden können. Bei einem (durchaus realistischen) Gewinn von 6 dB wäre es beispielsweise möglich, die Länge der Spreizsequenz um Faktor 4 zu reduzieren, wodurch sich auch der maximale tolerierbare Frequenzoffset um denselben Faktor erhöht und entsprechend weniger Frequenzhypothesen notwendig sind.

Für die weiteren Untersuchungen wird, weil eine angepasste Filterbank wie in Abbildung 4.5 für den SDR-Prototypen implementiert wurde, davon ausgegangen, dass die Frequenzsynchronisation bereits erfolgt ist. Dies entspräche dem in Abschnitt 4.2.2.1 erläuterten Synchronisationsansatz am Sensor durch anders modulierte und potenziell einfacher zu synchronisierende Übertragungen im Downlink.

6.5.3.2 Polyphasen-Schwellwertentscheid

In Abschnitt 4.2.2 wird der Schwellwert des Präambelkorrelators mithilfe der aus dem Eingangssignal geschätzten Rauschvarianz skaliert. Dies hat zur Folge, dass es in Fällen von (sehr) gutem SNR zu einer sehr niedrigen Entscheidungsschwelle und damit zu vielen Falschalarmen aufgrund der suboptimalen AKF der Präambel kommt. Bei *SpaRSe* wurde deshalb ein anderer Ansatz für die Bestimmung des Schwellwerts gewählt, der diesen Umstand verbessert.

Aus Gründen der einfacheren Notation sei im Folgenden $\tau_{\text{off}}(t) = m_T t_s$ und $N_{\text{rx}} = 1$, weswegen die Kanalmatrix \mathbf{H} sich auf den Zeilenvektor $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{1 \times 2}$ reduziert. Durch die Annahme der bereits erfolgten Frequenzsynchronisation ergibt sich das Modell für das Empfangssignal als

$$r[m] = \mathbf{h} \cdot \mathbf{s}_{\text{MF}}((m - m_T)t_s) + w(mt_s), \quad (6.62)$$

welches im ersten Schritt mit der Spreizsequenz \mathbf{c} korreliert wird, was auf

$$y[m] = \sum_{k=0}^{\text{SF}-1} r[K(\text{SF} + N)k + m] \cdot \mathbf{c}^*[k] \quad (6.63)$$

$$\begin{aligned} &\approx \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{h}\mathbf{X}_1[n] \varphi_{gg}[m - 2nK(\text{SF} + N_{\text{ZP}}) - m_T] \\ &\quad + \mathbf{h}\mathbf{X}_2[n] \varphi_{gg}[m - (2n + 1)K(\text{SF} + N_{\text{ZP}}) - m_T] \\ &\quad + w'[m] \end{aligned} \quad (6.64)$$

führt.

Bei Auswahl der richtigen Zeitverschiebung $m = m_T$ ergibt dies das gewünschte Signal

$$\mathbf{Y}[n, m = m_T] = \begin{bmatrix} y[2nK(\text{SF} + N_{\text{ZP}}) + m_T] \\ y[(2n + 1)K(\text{SF} + N_{\text{ZP}}) + m_T] \end{bmatrix}^T \quad (6.65)$$

$$= \mathbf{h}\mathbf{X}[n] + \mathbf{w}'[n, m_T]. \quad (6.66)$$

Obwohl $\mathbf{Y}[n]$ für $N_{\text{rx}} = 1$ einen Vektor darstellt, wird er, um die Notation einheitlich und eindeutig zu halten, weiter mit einem Großbuchstaben bezeichnet.

Als nächster Schritt wird eine Zerlegung von $\mathbf{Y}[n, m]$ in $P = 2(\text{SF} + N_{\text{ZP}})K$ Polyphasen durchgeführt, die mit $i \in \{0, 1, \dots, P - 1\}$ indiziert sind. Das Präambelkorrelationssignal $\psi^{(i)}$ entsteht schließlich durch Berechnung der Soft-Bits $\tilde{\mathbf{L}}^{(i)}$ gemäß Gl. (6.35) für jeden Zweig und anschließender Korrelation mit der bipolar codierten Präambel \mathbf{d}_p :

$$\psi^{(i)}[n] = \sum_{l=\log_2(2L)}^{N_p-1} \tilde{\mathbf{L}}^{(i)}[l + n] \cdot \mathbf{d}_p^*[l] \quad (6.67)$$

Da das erste Symbol nicht rekonstruiert werden kann und $\log_2(2L)$ Bit trägt, ist die Korrelation entsprechend verkürzt.

Für die Schwellwertentscheidung wird der adaptive Schwellwert $\lambda^{(i)}[n]$ im Gegensatz zum Vorgehen in Abschnitt 4.2.2.4 für jede Polyphase

unabhängig direkt auf Basis des Präambelkorrelationssignals berechnet. Die Motivation dabei ist, den Einfluss der AKF der Präambelfolge zu berücksichtigen, da diese durch die nichtverschwindenden Korrelationswerte außerhalb des Maximums ihrer AKF bei gutem SNR die Leistung des Präambelkorrelationssignals erheblich erhöht, was wiederum zu einer erheblichen Anzahl von Falschalarmen führen kann. Da diese Leistungserhöhung jedoch nur bei einzelnen Polyphasen auftritt, bei denen φ_{gg} groß wird, ist es vorteilhaft, diese separat zu betrachten.

Da man die $\psi^{(i)}[n]$ aufgrund der Summation durch die Korrelation näherungsweise als normalverteilt annehmen kann, ergibt sich $|\psi^{(i)}[n]|$ als Rayleigh- oder Rice-verteilte Zufallsvariable, abhängig davon, ob die aktuelle Verschiebung bzw. Polyphase der Korrelation zur empfangenen Präambel „passt“ oder nicht. Die laufend aktualisierten Schätzungen für den Erwartungswert

$$\hat{\mu}_{|\psi|}^{(i)}[n] = (1 - \alpha)\hat{\mu}_{|\psi|}^{(i)}[n - 1] + \alpha|\psi^{(i)}[n]| \quad (6.68)$$

sowie die Standardabweichung

$$\sigma_{|\psi|}^{(i)}[n] = (1 - \alpha)\sigma_{|\psi|}^{(i)}[n - 1] + \alpha \left(|\psi^{(i)}[n]|^2 - (\hat{\mu}_{|\psi|}^{(i)}[n])^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6.69)$$

können dann wiederum verwendet werden, um einen adaptiven Schwellwert mit (im stationären Fall) konstanter Falschalarmrate zu bestimmen:

$$\lambda^{(i)}[n] = \hat{\mu}_{|\psi|}^{(i)}[n] + \gamma \cdot \sigma_{|\psi|}^{(i)}[n] \quad (6.70)$$

Der Parameter α bestimmt die Anpassungsgeschwindigkeit der Schätzung und stellt einen Kompromiss zwischen einer schnellen Adaption z. B. an plötzlich auftretende Interferenzen dar, während γ die Falschalarmrate steuert.

Bemerkung: Obwohl die Soft-Bits reell sind und keine Phasenverschiebung betrachtet werden muss, ist es an dieser Stelle sinnvoll, den Betrag des Korrelationsergebnisses zu verwenden, da die AKF der Präambel auch negative Werte aufweist, die den Schwellwert sonst deutlich herabsetzen und Falschalarme hervorrufen würde.

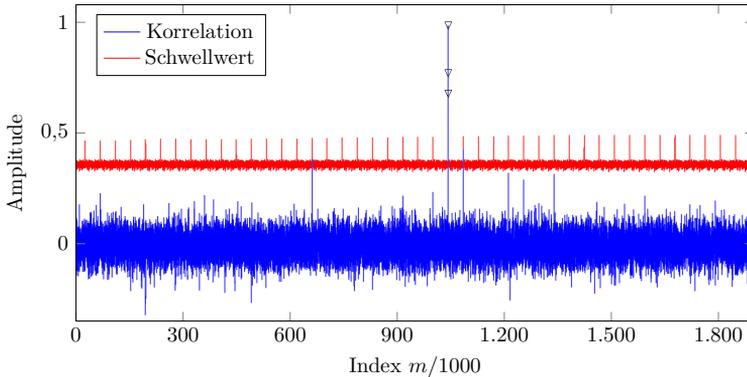


Abbildung 6.6: Korrelationssignal ψ und adaptiver, polyphasenabhängiger Schwellwert λ . Die Dreiecke markieren jeweils die Detektion einer Präambel.

Der Verlauf des Präambelschwellwerts ist in Abbildung 6.6 exemplarisch dargestellt. Es handelt sich um eine realistische Übertragung über die Luft bei einem geschätzten E_b/N_0 von 7 dB, einem Spreizfaktor $SF = 256$ und einer Parametrierung der Schwellwertberechnung mit $\gamma = 5$. Die parallelen Polyphasenzweige wurden für die Darstellung wieder in ihre natürliche Reihenfolge gebracht.

Man erkennt deutlich die unterschiedlichen Schwellwert-Niveaus, die im Abtastzeitpunkt der Symbole deutlich höher sind als im umliegenden Bereich und auch an mehreren Stellen Falschalarme gezielt verhindern. Aufgrund der Überabtastung um Faktor $K = 4$ und der daraus folgenden Aufweitung des Hauptmaximums der Korrelation kommt es zu Mehrfachdetektionen. Duplikate von Übertragungsrahmen können jedoch sehr einfach nach der Demodulation anhand einer möglicherweise enthaltenen Sequenznummer identifiziert und herausgefiltert werden. Alternativ ist es auch möglich, bereits während der Detektion bei direkt aufeinanderfolgenden Schwellwertüberschreitungen nur das betragsgrößte Korrelationsergebnis zu berücksichtigen.

6.5.4 Demodulation und Systemperformanz

Für das Vorgehen bei der Demodulation der Nutzdaten ergeben sich keine strukturellen Unterschiede mit Ausnahme der veränderten Berechnung der Soft-Bits, was auch im Blockschaltbild in Abbildung 6.7 deutlich wird. Die Synchronisationsstufe kommuniziert bei einer erfolgten Detektion die Verschiebung, den Frequenzoffset (sofern der Filterbankansatz verwendet wurde) sowie das letzte Präambelsymbol als Referenz für die Demodulation des ersten Datensymbols an den Decoder. Dieser serialisiert möglicherweise überlappende Rahmen, bevor die Soft-Bits berechnet werden. Es wird der gleiche Kanalcode wie beim LECIM PHY verwendet und die Soft-Bits werden ebenfalls vor der Decodierung normiert. Die abschließende Prüfung auf Korrektheit wird weiterhin über ein CRC-Wort durchgeführt, bevor die Nutzdaten an die nächsthöhere Schicht weitergeleitet werden.

An dieser Stelle ist es naheliegend, die Systemperformanz von *SpaRSe* und des IEEE LECIM PHY mit Kanalcodierung und festen Blocklängen (16 Byte Nutzdaten) direkt miteinander zu vergleichen. Dazu wurden Simulationen durchgeführt, die unter der Annahme perfekter Synchronisation und unabhängigem Rayleigh-Blockfading die Paketfehlerrate für verschiedene Konfigurationen über einen weiten Bereich von E_b/N_0 schätzen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.8 gezeigt.

Bemerkung: Da die Synchronisation als perfekt angenommen wurde, hat der Spreizfaktor keinen Einfluss auf das Ergebnis. Die Leistungsfähigkeit von differenziell codierter BPSK und OQPSK ist beim Vergleich über E_b/N_0 identisch, deshalb ist hier nur eine der beiden Kurven stellvertretend gezeigt.

Der Vorteil der höheren Diversitätsordnung wird aus dem Diagramm direkt in Form des deutlich steileren Abfalls der Fehlerratenkurve deutlich. Während das Ein-Antennen-System eine SNR-Erhöhung um 10 dB benötigt, um die Fehlerrate um eine Zehnerpotenz zu reduzieren, genügen bei *SpaRSe* aufgrund der Diversitätsordnung von 2 lediglich 5 dB. Vergleicht man die Performanz bei einer Paketfehlerrate von 1%, dann ergibt sich für *SpaRSe* ein deutlicher Gewinn von ungefähr 8 dB für eine Signalisierung mit 1 Bit/ T_s , der sich bei einer Verdopplung der Rate um etwa 2 dB reduziert. Doch selbst ein Gewinn von 6 dB entspricht einer möglichen Reduktion der Sendeleistung oder alternativ des Spreizfaktors um einen Faktor von 4, was sich erheblich und in positiver Weise auf

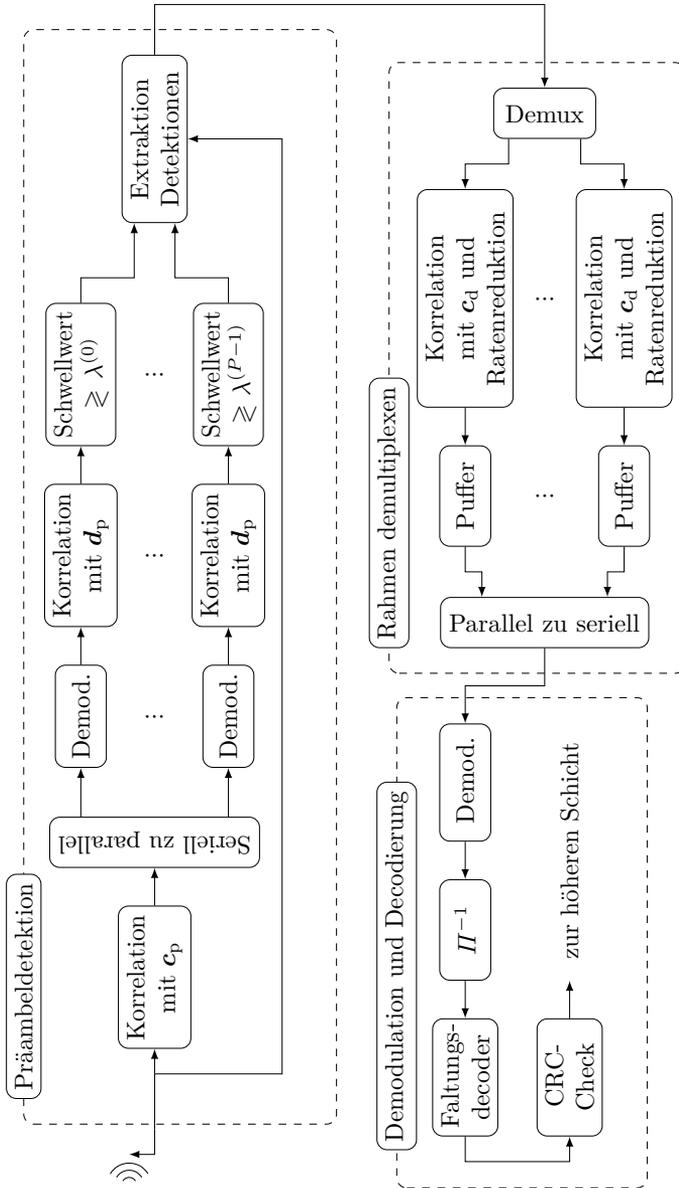


Abbildung 6.7: Blockschaltbild des *SpaRSe*-Empfängers.

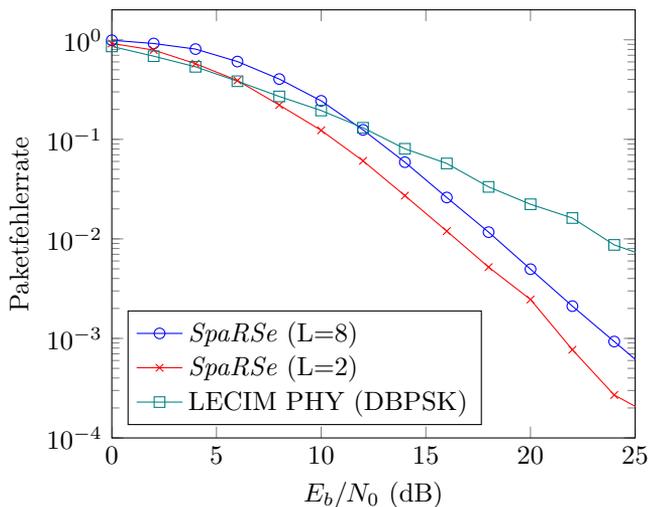


Abbildung 6.8: Paketfehlerraten für *SpaRSe* und LECIM PHY bei perfekter Synchronisation und unabhängigem Rayleigh-Blockfading. Für den Empfänger gilt $N_{rx} = 1$.

die Batterielebensdauer und damit auch auf die Wirtschaftlichkeit des LPWANs auswirken dürfte.

6.5.5 Validierung der Prototypimplementierung

Um die Funktionsfähigkeit von *SpaRSe* zu validieren, wurden mithilfe der auf *SpaRSe* angepassten SDR-Prototypimplementierung des LECIM PHY Paketfehlerratenmessungen über die Luft durchgeführt. Dabei wurde eine bereits vorliegende Frequenzsynchronisation emuliert, indem Sender und Empfänger mit einer gemeinsamen Taktquelle (Ettus Research Octoclock-G) zur Ableitung der Mittenfrequenz verbunden wurden. Eine Zeitsynchronisation wurde jedoch nicht durchgeführt. Die USRPs sind an den Host-PC, der die Steuerung übernimmt und die entsprechenden Basisbandsignale erzeugt und verarbeitet, per USB angebunden. Der Aufbau ist in Abbildung 6.9 skizziert. Da die Messung in einem typischen Büroraum stattfindet, aufgrund der begrenzten Ausdehnung keine nennenswerten Mehrwege existieren und eine direkte Sichtverbindung

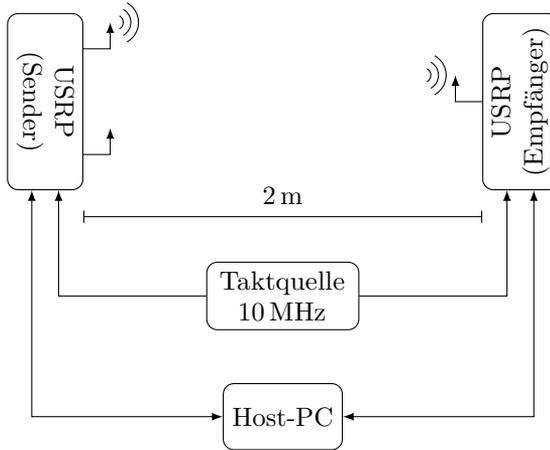


Abbildung 6.9: Aufbau der Messumgebung mit externer Frequenzsynchronisation.

zwischen Sender und Empfänger besteht, wird dadurch näherungsweise ein AWGN-Szenario abgebildet.

Für die Messung wurde der Aufbau zunächst kalibriert. Dazu wurde bei konstanter Empfangsverstärkung zunächst die Leistung des Rauschhintergrunds bei ausgeschaltetem Sender relativ zur Vollaussteuerung des ADC bestimmt. In einem zweiten Schritt wird der Sender mit einer definierten, hohen Sendeverstärkung aktiviert, sodass die Vollaussteuerung am Empfänger noch nicht erreicht ist, jedoch angenommen werden kann, dass die empfangene Leistung quasi vollständig auf das Sendesignal zurückzuführen ist. In diesem Fall lässt sich das SNR berechnen als

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{rx}}(\text{Sender aktiv})}{P_{\text{rx}}(\text{Sender inaktiv})}. \quad (6.71)$$

Durch die Steuerung der Sendeleistung über die Sendeverstärkung bzw. den Einsatz von Dämpfungsgliedern lässt sich nun das SNR der Messung selbst für sehr kleine Signal-zu-Rausch-Verhältnisse konfigurieren. Über den Zusammenhang

$$\text{SNR} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R}{B} \quad (6.72)$$

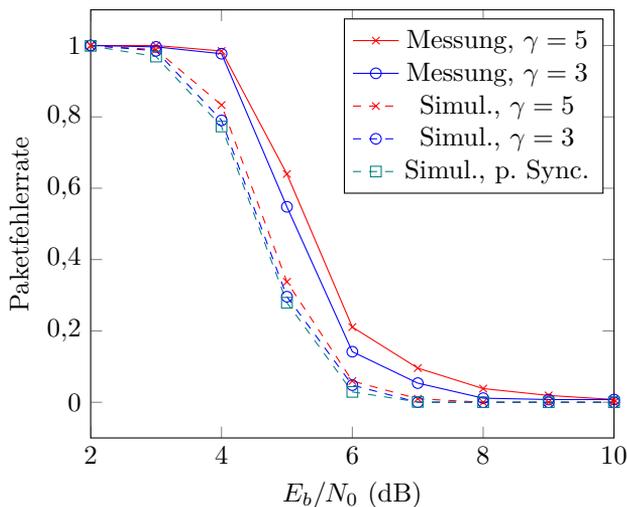


Abbildung 6.10: Ergebnis der Paketfehlerratenmessungen über die Luft. Zum Vergleich sind Simulationsergebnisse mit und ohne perfekte Synchronisation dargestellt.

mit der Datenrate R (nach Kanaldecodierung) und der Bandbreite B lässt sich das für Vergleiche besser geeignete E_b/N_0 -Verhältnis berechnen.

Im Rahmen der Messungen wurden Paketfehlerraten über verschiedene SNR aufgezeichnet. Diese sind in Abbildung 6.10 dargestellt und Simulationsergebnissen in einem AWGN-Kanal gegenübergestellt. Simuliert wurden sowohl der Fall mit Zeitoffset und aktivierter Synchronisationsstufe als auch der Fall mit perfekter Synchronisation und dementsprechend deaktivierter Synchronisation.

Es zeigt sich, dass die Synchronisationsstufe nur einen minimalen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems hat und die gemessene Kurve der simulierten Kurve folgt. Die Parametrierung von γ , die die Falschalarmwahrscheinlichkeit steuert, hat ebenfalls eher geringen Einfluss. Der Verlust bei der Übertragung über die Luft fällt mit etwa 1 dB gering aus, was die Funktionsfähigkeit insbesondere der Synchronisationsstufe des vorgestellten Empfängerentwurfs unterstreicht. Für den praktischen Einsatz muss jedoch berücksichtigt werden, dass residuale Fehler in der Frequenzsynchronisation das Ergebnis verschlechtern könnten.

6.6 Fazit

Dieses Kapitel hat gezeigt, dass die Verwendung von Mehrantennentechniken im Uplink von LPWANs erhebliches Potenzial aufweist. Mit dem geringen Hardware-Mehraufwand eines Schalters zum Umschalten zwischen den Sendeantennen und einer zusätzlichen Antenne, falls diese nicht schon zur Nutzung von Empfangsdiversität vorhanden ist, können Fadingeffekte wirkungsvoll bekämpft und das mittlere SNR deutlich erhöht werden. Diese Verbesserung kann entweder in eine erhöhte Reichweite, geringere Sendeleistung oder alternativ in kleinere Spreizfaktoren übersetzt werden. Insbesondere die letzte Möglichkeit ermöglicht eine erhöhte Batterielaufzeit durch kürzere Sendephasen und eine vereinfachte Synchronisation an der Basisstation. Alle genannten Möglichkeiten bieten das Potenzial, Kosten zu senken und damit das LPWAN wirtschaftlicher zu machen, entweder durch eine geringere Zahl an erforderlichen Basisstationen oder durch eine längere Batterielaufzeit der Sensoren.

Kanalcharakterisierung bei 2.4 GHz

Eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit durch Antennendiversität, wie sie mit *SpaRSe* angestrebt wird, hängt sehr stark von der Korrelation der Kanalkoeffizienten ab. Darüber hinaus ist von Interesse, welche Reichweiten trotz der höheren Freiraumdämpfung im Vergleich zu Sub-GHz-Frequenzen erreichbar sind. Aus diesem Grund werden in diesem Kapitel nach einer kurzen Einführung in Kanalmodelle und die Grundlagen der Kanalmessung die Ergebnisse einer Messkampagne zur Charakterisierung der Kanaleigenschaften eines LPWAN-Kanals bei 2,4 GHz in einem typischen Smart-City-Szenario präsentiert. Diese erlauben eine realistische Einschätzung des Pfadverlusts und des erreichbaren Diversitätsgewinns. Zur Erhebung dieser Messungen wurde ein mobiles und flexibles Kanalmessgerät (engl. *channel sounder*) auf SDR-Basis entworfen und implementiert, dessen Aufbau ebenfalls in diesem Kapitel diskutiert wird. Die Ergebnisse wurden in [Wun19b] veröffentlicht.

7.1 Grundlagen Kanäle

Dieser Abschnitt gibt einen kurzen Überblick über die im Folgenden verwendeten Begrifflichkeiten und Werkzeuge zur Kanalmodellierung und -charakterisierung. Dabei wird in Anlehnung an [Gol05; Mol05] zwischen der entfernungsabhängigen Freiraumdämpfung, der Abschattung durch große Objekte und Small-Scale-Fading durch Überlagerung verschiedener Pfade unterschieden.

7.1.1 Freiraumdämpfung

Nimmt man als Antenne einen idealen, isotropen Strahler im Freiraum an, dann verteilt sich die abgestrahlte Leistung aufgrund der Energieerhaltung gleichmäßig auf der Oberfläche einer Kugel mit Radius d und hat dort die Leistungsdichte

$$S_{\text{free}} = \frac{P_{\text{tx}}}{4\pi d^2}. \quad (7.1)$$

Die Empfangsleistung P_{rx} ergibt sich durch die Multiplikation mit der Antennenwirkfläche A_W :

$$P_{\text{rx}} = S \cdot A_W \quad (7.2)$$

Die Antennenwirkfläche ist proportional zur Leistung, die von der Empfangsantenne bei einer bestimmten Leistungsdichte aufgenommen wird. Dabei muss A_W nicht proportional zur geometrischen Ausbreitung der Antennenoberfläche sein, auch eine Dipol-Antenne kann eine erhebliche Antennenwirkfläche aufweisen.

Ist der Strahler nicht isotrop, ergibt sich der von Azimuth ϕ und Elevation θ abhängige Antennengewinn $G_{\text{tx/rx}}(\phi, \theta)$, der abhängig von der Ausrichtung von Sender und Empfänger mit der Empfangsleistung multipliziert wird. Häufig spricht man lediglich vom Antennengewinn $G_{\text{tx/rx}}$ und meint damit die in Hauptstrahlrichtung wirkende Verstärkung. Die gerichtete Sendeleistung $G_{\text{tx}}P_{\text{tx}}$ wird auch als Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP) bezeichnet.

Der Antennengewinn und die Antennenwirkfläche hängen gemäß

$$G_{\text{tx/rx}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_W \quad (7.3)$$

zusammen [ST12], sodass sich bei gleichbleibender Wirkfläche aufgrund der zunehmenden Direktivität bei höheren Frequenzen ein höherer Antennengewinn einstellt.

Sofern sich die Empfangsantenne bereits im Fernfeld der Sendeantenne befindet und beide Antennen aufeinander ausgerichtet sind, lässt sich nun die bekannte Friis-Übertragungsgleichung angeben:

$$P_{\text{rx}}(d) = P_{\text{tx}} G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (7.4)$$

Realistische Ausbreitungsbedingungen, z. B. im urbanen Bereich, sind in der Regel jedoch wesentlich komplexer als der Freiraum und können deshalb nicht ohne weiteres als solcher modelliert werden. Vor diesem Hintergrund sind viele verschiedene empirische Pfadverlustmodelle entstanden, die die erhöhte Dämpfung in komplexen Ausbreitungsbedingungen abbilden. Einige Beispiele sind die Modelle nach Okumura, Hata und die der International Telecommunication Union (ITU). Ein sehr einfaches Modell, das häufig trotzdem in der Lage ist, das grundsätzliche Verhalten des Pfadverlusts abzubilden, ist

$$P_{\text{rx}} = P_{\text{tx}} K \left(\frac{d_0}{d} \right)^\gamma, \quad K = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)^2, \quad (7.5)$$

wobei d_0 die Referenzentfernung für das Antennenfernfeld darstellt und für K in diesem Fall die entsprechende Freiraumdämpfung bei Verwendung einer omnidirektionalen Antenne gewählt wurde. Der Pfadverlustexponent γ stellt den zentralen Parameter des Modells dar, der aus den empirischen Messwerten geschätzt werden kann.

7.1.2 Abschattung

Zusätzlich zur entfernungsabhängigen Komponente kommt es immer wieder vor, dass Ausbreitungspfade durch Objekte verschiedener Form, Größe und mit verschiedenen dielektrischen Eigenschaften blockiert werden. Die Gesamtwirkung dieser Abschattung lässt sich aufgrund des Zentralen Grenzwertsatzes [JW02] durch einen zusätzlichen, normalverteilten Dämpfungsfaktor $\Psi = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{tx}}}{P_{\text{rx}}} \right)$ beschreiben. Die Normalverteilung bezieht sich dabei jedoch auf die logarithmische Darstellung der Dämpfung, weshalb dieses Modell im Englischen auch als *log-normal shadowing* bezeichnet

wird. Der Erwartungswert μ_Ψ (in Dezibel) entspricht bei empirischen Kanalmodellen dem empirischen Pfadverlust, bei analytischen Modellen muss darauf geachtet werden, sowohl den analytischen Pfadverlust wie auch den durchschnittlichen Verlust durch die Abschattung zu berücksichtigen. Die Varianz σ_Ψ^2 berechnet sich ebenfalls auf Basis der logarithmischen Dämpfung, sodass sich die folgende Dichtefunktion ergibt:

$$f(\Psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\Psi^2}} \exp\left(-\frac{(\Psi - \mu_\Psi)^2}{2\sigma_\Psi^2}\right) \quad (7.6)$$

Bemerkung: Obwohl die Empfangsleistung immer geringer als die Sendeleistung und deshalb nur $\Psi \geq 0$ physikalisch sinnvoll ist, erlaubt die Dichte in Gl. 7.6 theoretisch auch $\Psi < 0$. Aus diesem Grund sollte für eine Modellierung von Abschattungseffekten durch die Log-Normalverteilung $\mu_\Psi \gg 0$ gelten, was üblicherweise der Fall ist.

7.1.3 Small-Scale-Fading

Durch konstruktive und destruktive Interferenz zwischen sich überlagernden Pfaden im Mehrwegekanal kann es lokal zu Auslöschungseffekten kommen. Die Veränderung der Umgebung, z. B. durch fahrende Autos, erzeugt zusätzlich eine Zeitabhängigkeit der Kanalimpulsantwort. Dies lässt sich als lineares, zeitvariantes System im komplexen Basisband modellieren

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \quad (7.7)$$

wobei die Kanalimpulsantwort als die Summe N unterschiedlich verzögerter, potenziell zeitvarianter Pfade mit $h_i(t) \in \mathbb{C}$ angenommen wird.

Die Zeit, in der die Kanalimpulsantwort als näherungsweise konstant angesehen werden kann, bezeichnet man als Kohärenzzeit T_C . Liegt diese unter der Symbol- bzw. Chipdauer, spricht man von schnellem Schwund, wobei der englische Begriff *fast fading* gebräuchlicher ist. Den Fall, bei dem T_C deutlich größer ist als die relevante Bezugszeit, bezeichnet man entsprechend als *slow fading*.

Mit Bandbreiten im Bereich von mehreren Megahertz hat man es oft mit Kanälen zu tun, bei denen die Streuung der Verzögerungen der verschiedenen ankommenden Pfade in der Größenordnung der Symbol- oder Chipdauer liegt. Da dies zu einer frequenzabhängigen Dämpfung des Signals führt, nennt man dieses Phänomen auch *frequency-selective fading*, was im Gegensatz zu *flat fading* steht, das keine erheblichen Kanallaufzeitunterschiede und dementsprechend eine gleichmäßige Dämpfung aller Frequenzen impliziert. Die Kohärenzbandbreite B_C eines Kanals gibt an, bis zu welcher Systembandbreite mit flachem Fading gerechnet werden kann.

Für die Abschätzung dieser beiden Parameter dient die *Scattering Function*

$$P_s(\nu, \tau) = |\mathcal{F}_t \{h(t, \tau)\}|^2 \quad (7.8)$$

als Ausgangspunkt, wobei $\mathcal{F}_t\{\cdot\}$ die Fouriertransformation in Bezug auf die Zeit t bezeichnet [Mol05]. $P_s(\nu, \tau)$ gibt an, in welchem Maß der Kanal das Signal in Zeit- und Frequenzrichtung „verschmiert“. Integriert man nun über die Verzögerung τ oder alternativ über die Dopplerverschiebung ν , so erhält man das Dopplerleistungsdichtespektrum (engl. *Doppler Spectral Density*)

$$P_B(\nu) = \int_0^\infty P_s(\nu, \tau) d\tau \quad (7.9)$$

beziehungsweise das *Power Delay Profile*

$$P_h(\tau) = \int_0^\infty P_s(\nu, \tau) d\nu = \mathbb{E} \{ |h(0, \tau)|^2 \}. \quad (7.10)$$

Der Operator $\mathbb{E}\{\cdot\}$ steht dabei für die Erwartungswertbildung, die in der Praxis unter der Annahme von Ergodizität durch Mittelwertbildung über t approximiert werden kann [JW02]. Mithilfe dieser beiden Funktionen lassen sich nun Aussagen über zeitliche und spektrale Korrelationen und damit über Kohärenzzeit und Kohärenzbandbreite machen.

Um die Kohärenzzeit zu erhalten, transformiert man $P_B(\nu)$ zurück in den Zeitbereich und erhält die *Time Correlation Function*

$$R_H(\Delta t) = \mathcal{F}^{-1} \{P_B(\nu)\}, \quad (7.11)$$

wobei die Kohärenzzeit T_C durch die Ausdehnung des Bereiches definiert wird, der einen bestimmten Schwellwert ρ (z. B. 0,5) überschreitet. Die Lage des Schwellwerts kann dabei an die Kohärenzanforderungen der konkreten Anwendung angepasst werden. Es folgt also

$$T_C = \frac{1}{2} \left[\arg \max_{\Delta t > 0} \left(\frac{|R_H(\Delta t)|}{R_H(0)} = \rho \right) - \arg \min_{\Delta t < 0} \left(\frac{|R_H(\Delta t)|}{R_H(0)} = \rho \right) \right]. \quad (7.12)$$

Es existieren jedoch auch Abschätzungen, mit denen die Kohärenzzeit direkt aus $P_B(\nu)$ abgeleitet werden kann. So findet sich in [Gol05] beispielsweise die Näherung

$$T_C \approx \frac{1}{B_D}, \quad (7.13)$$

wobei B_D als *Doppler Spread* bezeichnet wird und die Bandbreite beschreibt, innerhalb derer $P_B(\nu)$ nichtverschwindende Anteile besitzt.

Die Kohärenzbandbreite lässt sich analog abschätzen. Nach einer Fouriertransformation von $P_h(\tau)$ erhält man die *Frequency Correlation Function*

$$R_H(\Delta f) = \mathcal{F}\{P_B(\tau)\}, \quad (7.14)$$

deren Bandbreite wiederum B_C angibt:

$$B_C = \frac{1}{2} \left[\arg \max_{\Delta f > 0} \left(\frac{|R_H(\Delta f)|}{R_H(0)} = \rho \right) - \arg \min_{\Delta f < 0} \left(\frac{|R_H(\Delta f)|}{R_H(0)} = \rho \right) \right] \quad (7.15)$$

Auch hier existieren alternative Wege zur Berechnung direkt auf Basis von $P_h(\tau)$, beispielsweise über den *Root Mean Square (RMS) Delay Spread*, welcher dessen zweites zentrales Moment darstellt. Man berechnet

$$\sigma_{ds} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 P_h(\tau) d\tau}{P_m} - T_m^2} \quad (7.16)$$

mit

$$P_m = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\tau) d\tau, \quad T_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{P_m}. \quad (7.17)$$

In [Lee90] wird als Approximation für die Kohärenzbandbreite mit dem Schwellwert $\rho = 0,5$

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_{ds}} \quad (7.18)$$

angegeben.

7.2 Grundlagen Kanalmessung

Die grundsätzliche Funktionsweise eines Channel-Sounders ist es, den Kanal durch wiederholte Aussendung eines geeigneten Pulses $p(t)$ mit

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} p(t - nT_{\text{rep}}) \quad (7.19)$$

anzuregen und am Empfänger die Veränderung des Signals durch die im vorigen Abschnitt beschriebenen Ausbreitungseffekte zu analysieren [Mol05]. Das Signalmodell im Basisband ergibt sich dadurch zu

$$r(t) = h(t, \tau) * s(t) + w(t) \quad (7.20)$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} h_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) * s(t) + w(t). \quad (7.21)$$

Die Wahl von $s(t)$ in Kombination mit der passenden Empfangssignalverarbeitung ist entscheidend für ein gutes Messergebnis. Einige zentrale Kriterien, die ein geeignetes $s(t)$ zu erfüllen hat, sind [Mol05]:

- **Große Bandbreite:** Die Bandbreite von $p(t)$ ist umgekehrt proportional zur erreichbaren Auflösung der Verzögerung τ .

- **Begrenzte Signaldauer:** Die Dauer T_p von $p(t)$ darf die Kohärenzzeit T_C nicht überschreiten.
- **Konstante spektrale Leistungsdichte:** Um eine gleichmäßige Qualität der Schätzung über den gesamten betrachteten Frequenzbereich zu erreichen, sollte $|P(f)|^2$ innerhalb der gewählten Bandbreite möglichst flach sein.
- **Geringes Peak-to-Average-Power-Ratio (PAPR):** Die energieeffiziente und verzerrungsarme Nutzung von nichtlinearen Leistungsverstärkern setzt einen relativ konstanten Arbeitspunkt voraus. Deshalb sollte das Verhältnis aus maximaler instantaner Leistung und mittlerer Leistung möglichst klein sein.

Die naheliegendste Wahl für $s(t)$ ist ein Signal, das einen Dirac-Impuls $\delta(t)$ mit der Wiederholfrequenz $f_{\text{rep}} = 1/T_{\text{rep}}$ nachbildet, sodass für das Empfangssignal gilt:

$$r(t) \approx h(t, \tau) * \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT_{\text{rep}}) + w(t) \quad (7.22)$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} h_i(nT_{\text{rep}}) \delta(t - nT_{\text{rep}} - \tau_i(nT_{\text{rep}})) + w(t) \quad (7.23)$$

Der Vorteil dieses Ansatzes besteht darin, dass das Empfangssignal bereits die in Abständen von T_{rep} abgetastete Kanalimpulsantwort darstellt. Er hat jedoch auch schwerwiegende Nachteile, die ihn unpraktikabel machen: Aufgrund des geringen Zeitdauer-Bandbreite-Produkts des Impulses wird die erforderliche instantane Leistung für die Erzeugung eines Pulses einer gewissen Energie für viele Anwendungen indiskutabel hoch.

Ein stattdessen häufig und auch im Rahmen dieser Arbeit verwendeter Ansatz für den Entwurf von $s(t)$ ist es daher, auf pseudozufällige Sequenzen wie beispielsweise Gold-Folgen zurückzugreifen. Diese haben, wie bereits in Abschnitt 3.3 diskutiert, sehr gute Auto- und Kreuzkorrelationseigenschaften, was für den Einsatz in einem MIMO-System mit Matched-Filter-Empfänger vorteilhaft ist. Darüber hinaus ist es mit einem korrelationsbasierten Channel-Sounder möglich, die Energie für die Messung über einen SF-fach größeren Zeitraum zu verteilen, sodass die instantane Sendeleistung stark reduziert werden kann.

Betrachtet man zur Vereinfachung der Darstellung den Empfang eines einzelnen Pulses $p(t)$ und nimmt an, dass die Pulsdauer $T_p < T_C$ erfüllt, ergibt sich die Schätzung

$$\hat{h}(\tau) = (h(\tau) * p(\tau) + w(\tau)) * p_{\text{MF}}(\tau) \quad (7.24)$$

$$= h(\tau) * \varphi_{pp}(\tau) + \tilde{w}(\tau). \quad (7.25)$$

mit der AKF des Pulses

$$\varphi_{pp}(\tau) = \sum_{k=-\text{SF}/2}^{\text{SF}/2} \varphi_{cc}[k] \cdot \text{sinc}(B(\tau - kT_c)) \quad (7.26)$$

$$\approx \text{sinc}(B\tau), \quad (7.27)$$

wobei der sinc-Anteil durch das als rechteckig angenommene Spektrum des Pulses entsteht.

Der Korrelationsansatz maximiert zwar das SNR, allerdings wird aus der obigen Gleichung deutlich, dass die Schätzung nur für $\varphi_{pp}(\tau) = \delta(\tau)$ erwartungstreu ist, was jedoch mit einer endlichen Bandbreite nicht erreichbar ist. Darüber hinaus wurde angenommen, dass die AKF bzw. im MIMO-Fall auch die KKF der Gold-Folge optimal ist, was mit einer endlichen Länge der Folge ebenfalls nur approximativ erreicht werden kann und daher einen weiteren Störterm erzeugt.

Bemerkung: Die Sinc-Form von $\varphi_{pp}(\tau)$ erzeugt erhebliche Nebenmaxima und verfälscht damit die Schätzung der „wahren“ Kanalimpulsantwort $h(t, \tau)$. Es muss jedoch berücksichtigt werden, dass das Ziel der Kanalschätzung gar nicht notwendigerweise darin besteht, $h(t, \tau)$ exakt abzubilden. Vielmehr ist der Einfluss des in praktischen Systemen inhärent bandbegrenzten Kanals, den das Kommunikationssystem „sieht“, von Interesse. Verwendet man die Schätzung zur Bewertung von Kommunikationssystemen mit wesentlich geringerer Bandbreite als die der ursprünglichen Kanalmessung, kommt hinzu, dass die Nebenmaxima relativ zum Symboltakt sehr schnell abklingen und keine wesentliche Rolle mehr spielen. Dies ist auch für die in dieser Arbeit betrachteten Systeme der Fall.

7.2.1 Rausch- und Interferenzunterdrückung

Bei der Messung von Kanalimpulsantworten über Langstreckenkanäle ohne direkte Sichtverbindung liegt die empfangene Leistung des Sendesignals häufig unter dem Rauschen, welches sich einerseits aus dem Empfänger-rauschen, andererseits aber auch aus dem „Hintergrundlärm“ anderer (beabsichtigter und unbeabsichtigter) Funkemissionen zusammensetzt. Darüber hinaus muss auch die Eigeninterferenz aufgrund nicht perfekter AKF- und KKF-Eigenschaften berücksichtigt werden.

Eine wichtige Größe beim Entwurf eines Channel-Sounders ist das Link Budget, also der maximale Pfadverlust, der noch zu einer brauchbaren Messung führt. Dieser lässt sich mit folgender Formel berechnen, wobei alle Größen logarithmisch zu verstehen sind:

$$PL_{\max} = P_{\text{tx}} + G_{\text{tx}} + G_{\text{rx}} + SF_{\text{dB}} - (N + NF + I_{\text{u}} + I_{\text{e}} + \text{SNR}_{\min}) \quad (7.28)$$

Die Komponenten sind

- die Sendeleistung P_{tx} ,
- die Richtwirkung der Sende- und Empfangsantennen G_{tx} und G_{rx} ,
- der Spreizfaktor SF,
- das Empfängerrauschen N , das sich (im Linearen) als das Produkt der Rauschleistungsdichte $N_0 \approx -174 \text{ dBm/Hz}$ mit der Bandbreite B ergibt,
- das für die gewählte Frequenz und Empfangsverstärkung gültige Rauschmaß NF,
- die Interferenzleistung I_{u} aus der Umgebung des Empfängers,
- die Eigeninterferenz I_{e} , die durch die Korrelation mit der Spreizfrequenz entsteht, sowie
- das SNR_{\min} , das für eine akkurate Schätzung notwendig ist.

Bemerkung: Bei der digitalen Verarbeitung des Empfangssignals ist es wichtig, dass der Wertebereich des verstärkten Analogsignals möglichst gut auf den Dynamikbereich des ADCs angepasst ist. Der ADC sollte im Bereich der Aussteuerung über eine ausreichend feine Amplitudenauflösung verfügen, um Probleme mit Quantisierungsrauschen zu vermeiden.

Der minimale Nutzsignal-Leistungspegel am Empfänger wird auch als Empfindlichkeit (engl. *sensitivity*) des Systems bezeichnet. Sie lässt sich (wieder im Logarithmischen) gemäß

$$S_{\text{rx}} = \text{SNR}_{\text{min}} + N + \text{NF} - \text{SF}_{\text{dB}} \quad (7.29)$$

angeben. Zusätzliche Störkomponenten wie Interferenz aus der Umgebung des Empfängers führen zu einer Erhöhung der erforderlichen Minimalleistung und damit zu einer Desensibilisierung (engl. *desensitization*) des Systems.

Weiterhin kommt es durch die verbleibenden, unerwünschten Korrelationskomponenten in AKF und KKF zu einem Übersprechen von verschiedenen Verzögerungen bzw. Antennensignalen und damit zu Eigeninterferenz der Leistung I_e . Hier muss darauf geachtet werden, dass die Unterdrückung dieser Interferenzkomponenten so stark ist, dass diese vernachlässigt werden können.

Modelliert man die Spreizsequenzen als zufällig, so ergibt sich eine Varianz von $1/\text{SF}$ für die Elemente der zyklischen AKF bei Verschiebungen ungleich Null sowie für die Elemente der ebenfalls zyklischen KKF. Die Gesamt-Eigeninterferenzleistung an jeder Empfangsantenne i für eine bestimmte Verschiebung m in einem MIMO-System lässt sich dementsprechend abschätzen als

$$I_{e,i}[m] \approx \underbrace{\sum_{k \in \mathcal{I} \setminus m} \frac{1}{\text{SF}} |h_{ij}[k]|^2}_{\text{AKF-Einfluss}} + \underbrace{\sum_{j=0}^{N_{\text{tx}}-1} \sum_{k \in \mathcal{I}} \frac{1}{\text{SF}} |h_{ij}[k]|^2}_{\text{KKF-Einfluss}}, \quad (7.30)$$

wobei \mathcal{I} die Indizes beschreibt, für die $h_{ij}[k]$ nichtverschwindende Einträge besitzt. Der Ausdruck verdeutlicht, dass die Leistung der Eigeninterferenz direkt proportional zur empfangenen Signalleistung sowie umgekehrt proportional zum Spreizfaktor SF ist. Möchte man mit solch einem Korrelationssystem eine (abgesehen vom Effekt der Bandbegrenzung) näherungsweise erwartungstreue Schätzung erhalten, muss SF also so groß gewählt werden, dass die Leistung der Eigeninterferenz deutlich kleiner ist als die des kleinsten zu schätzenden Koeffizienten.

Bemerkung: Alternativ zum vorgestellten Matched-Filter-Ansatz kann der Empfänger auch mit einer inversen Filterung arbeiten. Diese kann bei

vorliegender Zyklizität der Sendefolge einfach im Frequenzbereich durch Division mit der Transformierten der Sendefolge erreicht werden, was einem klassischen Zero-Forcing-Entzerrer entspricht. Der Vorteil dieser Methode ist, dass die Nebenmaxima der AKF verschwinden und damit auch keine Eigeninterferenz auftritt. Allerdings kommt es auch zu einer Rauschüberhöhung und einer Degradation des SNRs, sodass unter Berücksichtigung einer geeigneten Auslegung der Matched-Filter-Empfänger verwendet wurde.

7.3 Beschreibung der Messkampagne

Wie bereits zu Beginn des Kapitels erwähnt, wurde die Messkampagne konzipiert, um Einblicke in die Ausbreitungsbedingungen für Mehrantennensysteme in einem Smart-City-Szenario zu bekommen. Die Messungen wurden alle im Freien durchgeführt. Passende und typische Anwendungsfälle sind beispielsweise die Füllstandsmessung von öffentlichen Mülleimern, die Messung der Luftqualität sowie die Überwachung der aktuellen Verkehrs- und Parkplatzsituation. Dazu wurden eine große Zahl von Messungen gemacht, um Aussagen über zentrale Kanalparameter wie Pfadverlust, Power Delay Profile (PDP) und Antennenkorrelation abzuleiten.

7.3.1 Entwurf und Aufbau des Messsystems

Zentrale Anforderungen an das Messsystem waren neben dem Erreichen der notwendigen Empfindlichkeit und einer ausreichend großen Bandbreite vor allem die Mobilität des Empfängers. Er sollte von einer einzelnen Person transportierbar sein und batteriebetrieben mehrere Stunden im Einsatz sein können, um die vielen erforderlichen Messungen auch an Positionen, die beispielsweise mit dem Auto nicht erreichbar sind, mit minimalem Zeitaufwand bewerkstelligen zu können.

Wie bereits zuvor haben sich SDRs an dieser Stelle als geeignetes Konzept herausgestellt. Geringe Größe und Gewicht, gepaart mit einer Stromversorgung über die USB-Verbindung zu einem handelsüblichen Notebook haben den Ausschlag zur Wahl des USRP B210 für den Aufbau des

Channel-Sounders gegeben. Die Programmierung erfolgte wie zuvor im GNU-Radio-Framework.

Der Aufbau des Senders besteht aus einem Notebook und einem USRP B210, das mit zwei omnidirektionalen Antennen im Abstand von 6,5 cm ausgestattet ist, was bei 2,4 GHz ungefähr der halben Wellenlänge entspricht. Die GNU-Radio-Applikation sendet jeweils unterschiedliche Gold-Folgen der Länge 2^{15} von den beiden Antennen, die durchgängig wiederholt werden. Die Bandbreite liegt bei 20 MHz und die Sendeleistung (pro Antenne) beträgt 12,7 dBm durch Nachschaltung eines zusätzlichen Sendeverstärkers. Als Mittenfrequenz wurde 2,473 GHz gewählt, da das System so die obersten 20 MHz des ISM-Bandes nutzt, wo die geringste WLAN-Aktivität stattfindet. Sender wie auch Empfänger verfügen außerdem über ein GPS-Modul, um die Abweichung von der nominellen Mittenfrequenz so klein wie möglich zu halten. Die Frequenzverschiebung zwischen Sender und Empfänger ist noch mehr als bei Kommunikationssystemen auf Basis von DSSS ein großes Problem für die Entspreizung und kohärente Addition von Kanalschätzungen und wird deshalb in einem späteren Abschnitt detailliert besprochen.

Der Empfänger besteht grundsätzlich aus den gleichen Komponenten wie der Sender: Ein Notebook wird mit einem USRP B210 verbunden, das wiederum zwei (ebenfalls omnidirektionale) Empfangsantennen besitzt, die im Abstand $\lambda/2$ am Ende einer Stange montiert sind. Auf diese Weise lassen sich Notebook und SDR in einem Rucksack verstauen, während sich die Antennen auf einer Höhe von ca. 2 m befinden und der Empfang nicht vom Kopf des Messenden, der/die den Rucksack trägt, beeinträchtigt wird. Es wurde kein zusätzlicher Empfangsverstärker eingesetzt, das Rauschmaß lag bei der gewählten Verstärkung bei 7 dB.

Im Rahmen einer Messung zeichnet der Empfänger synchron von beiden Antennen ein 6 Sekunden langes, komplexwertiges Basisbandsignal auf und versieht dieses mit Metadaten, wobei hier die GPS-Koordinaten das wichtigste Merkmal sind. Um die Signale in möglichst schneller Folge aufnehmen zu können, wurde der Vorgang komplett automatisiert und kann drahtlos durch Knopfdruck gestartet werden. Der prinzipielle Ablauf sieht dabei wie folgt aus:

1. Start der Messung durch Knopfdruck.

2. Überprüfung des GPS-Empfangs und bei Bedarf Warten auf GPS-Lock.
3. Aufnahme des komplexen Basisbandsignals.
4. Überprüfung auf Pufferüberläufe beim Empfang, welche zu „Aussetzern“ beim Signal führen. Falls ja, zurück zu 2.
5. Überprüfung auf Überschreitung des Aussteuerungsbereichs des ADCs aufgrund von (möglicherweise nur transienten) Störungen in der Nähe des Empfängers. Falls ja, zurück zu 2, jedoch maximal ein Mal.
6. Speicherung des Basisbandsignals sowie der zugehörigen Metadaten auf der Festplatte des Notebooks für die spätere Verarbeitung.

Die einzelnen Schritte werden durch entsprechende Audiosignale begleitet, sodass der Träger des Messsystems dieses nicht absetzen muss.

Der Sender wurde auf dem Dach desselben hohen Gebäudes auf dem unmittelbar an die Innenstadt Karlsruhes angrenzenden Campus Süd des KIT platziert, das auch für die Feldtests in Kapitel 4 verwendet wurde. In der Folge wurden an 144 verschiedenen Stellen in einem Umkreis von 2 km Messungen aufgenommen, deren Verarbeitung in den folgenden Abschnitten beschrieben wird.

Ein zusammenfassender Überblick über die Parametrierung des Systems ist in Tabelle 7.1 gegeben. Die verschiedenen Messpunkte sowie die Position des Senders sind in Abbildung 7.1 gezeigt. Dabei steht der weiße Stern für den Sender und die Kreise für die einzelnen Messpunkte. Der Farbgradient zeigt dabei an, wie stark der Pfadverlust war (Farbverlauf siehe Legende). Zusätzliche Farben wurden verwendet, falls aufgrund von starker Interferenz (blau) oder zu hohem Pfadverlust (cyan) keine zuverlässige Schätzung möglich war. Die Berechnung des Pfadverlusts bzw. die Bewertung der Empfangssituation wird in den folgenden Abschnitten noch genauer erläutert.

7.3 Beschreibung der Messkampagne

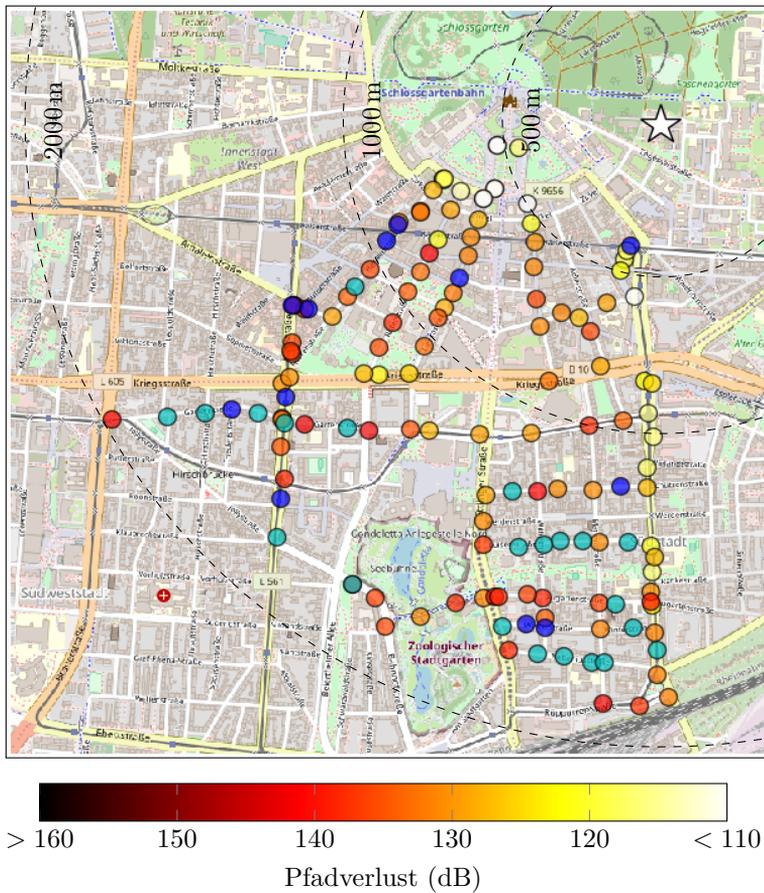


Abbildung 7.1: Übersichtskarte der Messungen im Stadtgebiet Karlsruhes. Der weiße Stern bezeichnet den Sender, während die Kreise Messpunkte darstellen. Der Farbverlauf gibt den Pfadverlust an. Blaue Kreise stehen für Messpunkte, an denen die Umgebungsinterferenz zu hoch war, während Cyan für Positionen, an denen aufgrund eines sehr hohen Pfadverlusts keine zuverlässige Schätzung möglich war, steht.

Tabelle 7.1: Zentrale Parameter des Channel-Sounders.

Name	Bezeichnung	Wert
Anzahl Antennen	$N_{\text{tx}}, N_{\text{rx}}$	2
Sendeleistung pro Antenne	P_{tx}	12,7 dBm
Mittenfrequenz	f_c	2473 MHz
Max. Frequenzabweichung	$f_{\text{off,max}}$	< 2 ppb bzw. 5 Hz
Bandbreite	B	20 MHz
Länge Spreizfolge	SF	$2^{15} = 32768$
Rauschmaß Empfänger	NF	7 dB
Anzahl kohärenter Überlagerungen	N_c	32
Messdauer pro Aufnahme	T_{meas}	6 s

7.3.2 Empfangssignalverarbeitung

Die Auswertung der aufgezeichneten Basisbandsignale gliedert sich im Wesentlichen in drei konsekutive Teilschritte, die im Anschluss näher erläutert werden.

Schritt 1: Interferenzreduktion

Die Wiederholung der Messung bei Überschreiten des Aussteuerungsgebietes des ADCs ist hilfreich, um transiente, starke Störereignisse zu vermeiden. Bei 2,4 GHz ist eine völlig störfreie Messung insbesondere im städtischen Umfeld jedoch kaum möglich. So senden beispielsweise WLAN-Zugangspunkte in der Regel periodisch Informationen zum Netzwerk, auch wenn sich kein Teilnehmer in der Nähe befindet. Infolgedessen gibt es bei jeder Messung zeitliche Bereiche, die relativ stark gestört sind, während andere eine relativ geringe Störleistung aufweisen.

Um für die Auswertung die enthaltene Störleistung zu minimieren, wurde ein Algorithmus entwickelt, der adaptiv in jeder Messung nur die interferenzärmsten Abschnitte auswählt. Die Grundidee ist dabei, dass bei den betrachteten Langstreckenkanälen der Empfangspegel immer deutlich unter dem Rausch- und Interferenzniveau des Empfängers liegt, also P_{rx} näherungsweise der Summe aus Empfängerrauschen und Umgebungsinterferenzleistung I_u entspricht. Vor diesem Hintergrund kann man annehmen,

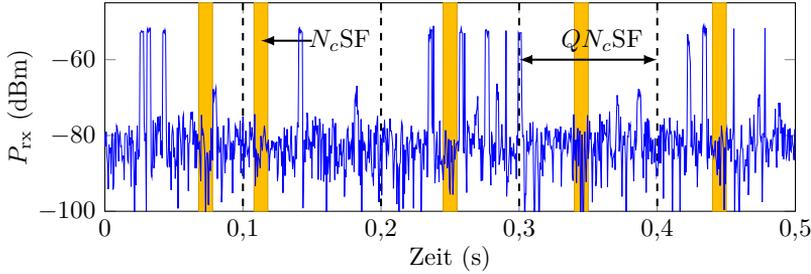


Abbildung 7.2: Interferenzreduktion durch Selektion der farblich gekennzeichneten, interferenzarmen Signalausschnitte.

dass die Wahl der leistungsärmsten Ausschnitte gleichzeitig die Interferenzleistung reduziert, da die Rauschleistung als konstant angenommen werden kann.

Zur Bestimmung dieser Abschnitte wird im ersten Schritt festgelegt, welcher Bruchteil $1/Q$, $Q > 1$ der Messung zur Auswertung verwendet werden soll. Hier besteht selbstverständlich ein Tradeoff zwischen dem Grad der Interferenzunterdrückung und der Zahl der Schätzungen, die aus einer Messung gewonnen werden kann. Im Rahmen der Arbeit wurde $Q = 10$ verwendet. Der Algorithmus unterteilt die $T_{\text{meas}}B$ Samples der Messung in N_b Blöcke der Länge QN_cSF Blöcke, bevor in jedem Block derjenige Ausschnitt der Länge N_cSF ausgewählt wird, der die geringste mittlere Leistung aufweist. Die Unterteilung in Blöcke vor der Minimumssuche wird durchgeführt, um eine repräsentative Darstellung der Gesamtmessung zu erhalten und eine Häufung der ausgewählten Ausschnitte zu vermeiden. Das Ergebnis des Algorithmus ist in Abbildung 7.2 veranschaulicht.

Schritt 2: Schätzung der Kanalimpulsantwort

Die im ersten Abschnitt selektierten N_b Ausschnitte werden mit den gesendeten, antennenabhängigen Gold-Folgen c_j korreliert bzw. entspricht, um Schätzungen für die Kanalimpulsantwort zu erhalten. Das Rauschen wird dabei um Faktor SF unterdrückt, was in der gewählten Konfiguration 45 dB entspricht. Die lineare Faltung (die Korrelation geht dabei durch Zeitinversion und komplexe Konjugation einer der Folgen hervor) im Zeitbereich wird dabei durch eine deutlich aufwandsgünstigere schnelle

Faltung im Frequenzbereich ersetzt [PKJ11]. In jedem Ausschnitt der Länge $N_c \text{SF}$ Samples ergeben sich also N_c aufeinanderfolgende Schätzungen für die Kanalimpulsantwort.

Wenn die aufeinanderfolgenden Schätzungen weniger als die Kohärenzzeit voneinander entfernt sind, können Sie als näherungsweise identisch angenommen werden. In diesem Fall ist es möglich, die geschätzten Kanalimpulsantworten kohärent zu überlagern, was zu einem SNR-Gewinn führt, der direkt proportional zur Anzahl der überlagerten Schätzungen ist. Dazu wurde angenommen, dass das Rauschen bzw. die Interferenz weiß ist, was jedoch in guter Näherung erfüllt sein sollte. Für die Auswertung der Messung wurde N_c so gewählt, dass $N_c \text{SF}/B < T_C$ gilt, es stellt sich also neben dem Spreizgewinn ein zusätzlicher SNR-Gewinn von N_c (ca. 15 dB) ein.

Die schnelle Faltung verwendet üblicherweise das Overlap-Add- oder Overlap-Save-Verfahren, in dessen Zusammenhang die zu faltenden Signalausschnitte um Nullen ergänzt werden, sodass die zyklische Faltung äquivalent zu einer linearen Faltung wird. Da der Channel-Sounder die Sendefolge jedoch zyklisch sendet und davon ausgegangen werden kann, dass die N_c betrachteten, direkt aufeinanderfolgenden Wiederholungen innerhalb der Kohärenzzeit liegen, kann die gesamte Faltung des Kanals mit dem Sendesignal als zyklisch angesehen werden, wobei sich das Empfangssignal bis auf den Rauschterm nach SF Samples wiederholt. Dies ermöglicht eine erhebliche Aufwandsreduktion, da keine lineare Faltung emuliert werden muss. Mit dem in Abständen von $1/B$ abgetasteten Signal der i -ten Empfangsantenne

$$r_i[m] = \sum_{j=0}^{N_{\text{tx}}-1} \sqrt{P_{\text{tx}}}(h_{ij} * c_j)[m] + w_i[m] \quad (7.31)$$

ergibt sich mit der Notation $r_{i,n}[m] = r_i[m + n\text{SF}], m \in \{0, 1, \dots, \text{SF} - 1\}$ der Schätzer für die Kanalimpulsantworten wie folgt:

$$\hat{h}_{ij}[m] = \sqrt{\frac{\beta}{P_{\text{tx}}}} \cdot \frac{1}{\text{SF}} \cdot \text{IFFT}_{\text{SF}} \left\{ \sum_{n=0}^{N_c-1} \text{FFT}_{\text{SF}} \{r_{i,n}[m]\} \cdot \text{FFT}_{\text{SF}} \{c_j[m]\}^* \right\}. \quad (7.32)$$

Der Faktor β stellt dabei einen Kalibrierungsfaktor dar, der die abgetasteten Digitalwerte in Relation zu den tatsächlichen Leistungspegeln stellt.

Bemerkung: Aufgrund der Linearität der Fouriertransformation wurden die Rücktransformation und die Summation vertauscht, was $N_c - 1$ Rücktransformationen und damit fast die Hälfte des Gesamtrechenaufwands einspart. Die Transformaten von c_j sind immer gleich und können deshalb im Voraus berechnet und im Speicher abgelegt werden. Eine Interpolation der Schätzung ist sehr einfach durch Anhängen von Nullen (engl. *zero padding*) an das Produkt der Transformaten und eine entsprechend längere inverse FFT möglich.

Selbst wenn Sender und Empfänger mit hochgenauen Oszillatoren ausgestattet sind, ist ein residualer Frequenzoffset in der Praxis nicht zu verhindern, sodass das Empfangssignalmodell wie folgt erweitert werden muss:

$$r_i[m] = \sum_{j=0}^{N_{\text{tx}}-1} \sqrt{P_{\text{tx}}}(h_{ij} * c_j)[m] \cdot e^{j2\pi f_{\text{off}}/Bm + j\phi_{\text{off}}} + w_i[m] \quad (7.33)$$

Im Falle des verwendeten GPS Disciplined Oscillator (GPSDO) liegt dieser bei bis zu $\epsilon = 1$ ppb, sodass für die gesamte Verbindung mit einem Offset von $|f_{\text{off,max}}| < 2\epsilon f_c$ gerechnet werden muss, was bei der gewählten Mittenfrequenz ca. 5 Hz entspricht. Der in Gl. (7.32) gezeigte Schätzer geht jedoch davon aus, dass die Kanalimpulsantwort sich innerhalb der $N_c \text{SF}$ Samples nicht ändert. Eine laufende Phasendrehung im Bereich der kohärenten Addition führt im Zweifelsfall zu destruktiver Interferenz des gewünschten Signals. Um diesen Verlust an Signalqualität zu vermeiden, ist es wichtig, den akkumulierten Phasendrift über das Beobachtungsintervall hinweg abzuschätzen.

Akzeptiert man eine maximale Abweichung von

$$\phi_{\text{max}} = 2\pi f_{\text{off,max}} N_{c,\text{max}} \text{SF} \frac{1}{B} < \frac{\pi}{4} \quad (7.34)$$

ergibt sich für die maximale Anzahl der kohärenten Additionen $N_{c,\max}$ ohne zusätzliche Frequenzkorrektur

$$N_{c,\max} = \left\lfloor \frac{\phi_{\text{off,max}} B}{2\pi f_{\text{off,max}} \text{SF}} \right\rfloor, \quad (7.35)$$

was für die gewählten Werte auf $N_{c,\max} = 15$ führt. Da vorbereitende Auswertungen jedoch ergeben haben, dass die Kohärenzzeit auch $N_c = 32$ erlaubt, wurden Maßnahmen ergriffen, um $f_{\text{off,max}}$ weiter zu reduzieren. Es hat sich gezeigt, dass der Frequenzoffset eine zeitliche Abhängigkeit besitzt, die zwar für einzelne Messungen keine Rolle spielt, über die Dauer von mehreren Stunden aber deutlich sichtbar wird, sodass eine einmalige Synchronisation keine Option darstellt. Der gewählte Ansatz besteht aus einer Korrelatorbank, die analog zur Frequenzsynchronisation bei *SpaRSe* und dem LECIM PHY mit leicht frequenzverschobenen Versionen der Spreizsequenzen c_j arbeitet. Die $N_{\Delta h}$ Frequenzhypothesen f_k werden dabei äquidistant in der Bandbreite des berücksichtigten Frequenzoffsets $2f_{\text{off,max}}$ platziert, sodass der maximale verbleibende Frequenzoffset $\tilde{f}_{\text{off,max}} = f_{\text{off,max}}/K$ ist.

Die minimale Anzahl benötigter Frequenzhypothesen bestimmt sich unter Annahme eines bestimmten N_c mithilfe von Gl. (7.35) als

$$N_{\Delta h,\min} = \left\lceil \frac{2\pi f_{\text{off,max}} N_c \text{SF}}{\phi_{\text{off,max}} B} \right\rceil \quad (7.36)$$

und die Offset-Frequenzen f_k ergeben sich (im komplexen Basisband) zu

$$f_k = -2f_{\text{off,max}} \left(-1 + \frac{k + \frac{1}{2}}{N_{\Delta h}} \right), \quad k \in \{0, 1, \dots, N_{\Delta h} - 1\}. \quad (7.37)$$

Der mit zusätzlichen Frequenzhypothesen versehene Schätzer aus Gl.(7.32) lässt sich nun als

$$\begin{aligned} \hat{h}_{ij}^{(k)}[m] = & \sqrt{\frac{\beta}{P_{\text{tx}}}} \cdot \frac{1}{\text{SF}} \cdot \text{IFFT}_{\text{SF}} \left\{ \sum_{n=0}^{N_c-1} \text{FFT}_{\text{SF}} \{r_{i,n}[m]\} \right. \\ & \left. \cdot \text{FFT}_{\text{SF}} \left\{ c_j[m] \exp \left(j2\pi \frac{f_k}{B} (m + n\text{SF}) \right) \right\}^* \right\} \end{aligned} \quad (7.38)$$

schreiben. Die Entscheidung für die optimale Frequenzhypothese und damit die beste Kanalschätzung wird (motiviert durch die Cauchy-Schwarzsche Ungleichung) auf Basis des Betrags der Korrelationsergebnisse getroffen:

$$k_{\text{opt}} = \arg \max_k \left(\max_m \left| \hat{h}_{ij}^{(k)}[m] \right| \right) \quad (7.39)$$

Schritt 3: Bewertung der Schätzqualität

Aufgrund der Unberechenbarkeit und Unterschiedlichkeit der Umgebung in Bezug auf die Dämpfung wie auch störende Interferenzen müssen die Schätzungen in Hinblick auf ihre Nutzbarkeit beurteilt werden. Als Kriterium wird dazu das SINR verwendet, das gemäß

$$\text{SINR} = \frac{\max(|\hat{h}[m]|^2) - \text{Median}(|\hat{h}[m]|^2)}{\text{Median}(|\hat{h}[m]|^2)}, \quad (7.40)$$

$$|\hat{h}[m]|^2 = \frac{1}{N_{\text{tx}} N_{\text{rx}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{rx}}-1} \sum_{j=0}^{N_{\text{tx}}-1} |\hat{h}_{ij}[m]|^2 \quad (7.41)$$

geschätzt wird. Die Motivation dabei ist, dass die Leistung des Maximums von $|\hat{h}[m]|^2$ aus den Komponenten Signalleistung, Rauschleistung und Interferenzleistung besteht, die statistisch unabhängig voneinander sind und deshalb additiv wirken. Der Median wiederum ist eine gute Approximation der Summe aus Rausch- und Interferenzleistung, sofern die Dauer der Kanalimpulsantwort deutlich kleiner ist als die Länge der Schätzung, d.h. der Spreizfolge. Die Differenz aus Maximum und Median stellt deshalb die am Empfänger ankommende Signalleistung dar, sodass das SINR berechnet werden kann. Ein simpler Schwellwertvergleich kann an dieser Stelle verwendet werden, um die stark gestörten Messungen zu identifizieren und zu verwerfen. Für die im Rahmen dieser Arbeit erhobenen Messungen wurde ein Schwellwert von $\gamma = 10$ dB verwendet. Im Falle einer gestörten Messung kann der Absolutwert des Medians außerdem dazu verwendet werden, zu unterscheiden, ob es sich um eine Position mit sehr starkem Pfadverlust oder um einen Fall starker Umgebungsinterferenz handelt.

Die Anwendung der beschriebenen Methodik hat ergeben, dass von den 144 Messungen insgesamt 110 die Qualitätsanforderungen erfüllen und

dementsprechend die Menge χ bilden, die für die nachfolgenden Parameterschätzungen verwendet wird.

7.4 Schätzung der Kanalparameter

Die geschätzten Kanalimpulsantworten in χ bilden die Grundlage für die Bestimmung zentraler Kanalparameter, die im Folgenden dargestellt sind.

7.4.1 Kohärenzzeit

Die Kohärenzzeit T_C lässt sich wie in Gl. (7.13) gezeigt als Inverse des Doppler Spreads B_D abschätzen und bestimmt, wie viele aufeinanderfolgende Schätzungen der Kanalimpulsantwort integriert werden können, um das SNR (bzw. SINR) zu erhöhen. Die Problematik bei der Messung von B_D liegt darin, dass diese Integration für die Schätzung der Kohärenzzeit nicht (in gleichem Maße) möglich ist, da die zeitliche Auflösung der aufeinanderfolgenden Schätzungen benötigt wird, um Dopplereffekte sichtbar zu machen. Dadurch reduziert sich die Menge der für die Schätzung der Kohärenzzeit tauglichen Messungen erheblich. Betrachtet man jedoch die konkreten Messstandorte in Abbildung 7.1, so sieht man, dass insbesondere die Messstandorte in südlicher Richtung entlang einer Hauptverkehrsstraße ein gutes SNR aufweisen und gleichzeitig aufgrund der radialen Ausbreitung ein hohes „Dopplerpotenzial“ haben. Insbesondere die Positionen mit niedrigem SNR verlaufen oft quer zur Ausbreitungsrichtung bei einer Höchstgeschwindigkeit von meist 30 km/h, weswegen dort kein erheblicher Dopplereffekt von den nicht auswertbaren Messungen zu erwarten wäre.

Die Schätzung des Dopplerleistungsdichtespektrums für eine bestimmte, mit $\xi \in \chi$ indizierte Messung erfolgt durch Fouriertransformation von N_C aufeinanderfolgenden, mit n indizierten Kanalimpulsantworten $\hat{h}_{ij}[n, m]$ entlang der Zeitachse (was auf die Scattering Function als Zwischenergebnis führt) sowie nachfolgender Integration entlang der Verzögerungsachse,

wobei \mathcal{I} wieder diejenigen Indizes beschreibt, für die die Kanalimpulsantwort nichtverschwindende Anteile besitzt:

$$\hat{P}_B^{(\xi)}[k] = \sum_{m \in \mathcal{I}} \sum_{i=0}^{N_{rx}-1} \sum_{j=0}^{N_{tx}-1} \left| \text{FFT}_{N_c} \left\{ \hat{h}_{ij}^{(\xi)}[n, m] \right\} \right|^2 \quad (7.42)$$

Die im Gegensatz zu den restlichen Auswertungen abweichende Wahl von $N_c = 256$ ermöglicht eine Dopplerauflösung von $\Delta\nu = \frac{B}{N_c \text{SF}} = 2,38 \text{ Hz}$, was zu einer Relativgeschwindigkeitsauflösung von $\Delta v = \frac{\Delta\nu}{f_c} c \approx 1 \text{ km/h}$ führt. Die gesamte, eindeutig darstellbare Dopplerbandbreite liegt bei 610 Hz und damit ergibt sich eine maximale Relativgeschwindigkeit von mehr als 100 km/h, was im innerstädtischen Umfeld nicht zu erwarten ist.

Abbildung 7.3 zeigt die verschiedenen, auf ihr Maximum normierten Dopplerleistungsdichtespektren sowie deren Mittelwert. Berücksichtigt man die größten auftretenden Abweichungen, ergibt sich ein Doppler Spread von ungefähr $B_D = 20 \text{ Hz}$, was auf eine Kohärenzzeit von $T_C \approx 50 \text{ ms}$ führt. Dies motiviert die gewählte Anzahl $N_c = 32$ kohärenter Überlagerungen aufeinanderfolgender Kanalimpulsantwortschätzungen:

$$N_c \frac{SF}{B} = 52,4 \text{ ms} \approx T_C \quad (7.43)$$

Die leichte Überschreitung von T_C wird damit gerechtfertigt, dass kein einzelner Kanal den abgelesenen Doppler Spread erreicht und die Kohärenzzeit somit eigentlich größer ist.

Bemerkung: Durch die Architektur des Channel-Sounders mit seinen verschiedenen Frequenzhypothesen ist es grundsätzlich möglich, dass Kanalimpulsantworten in der Frequenz „korrigiert“, also zur Nullfrequenz hin verschoben wurden. Dies ist einerseits relativ unwahrscheinlich, andererseits jedoch sogar legitim, da praktische Empfänger in der Regel ebenfalls eine Frequenzkorrektur durchführen.

Die insgesamt sehr statischen Ausbreitungsbedingungen lassen sich damit erklären, dass an keinem einzigen Messpunkt eine Sichtverbindung bestand, sodass die elektromagnetischen Wellen in der Regel an Hausdächern gebeugt und Hauswänden reflektiert und gestreut wurden. Da Sensoren in typischen Smart-City-Anwendungen üblicherweise nicht mobil

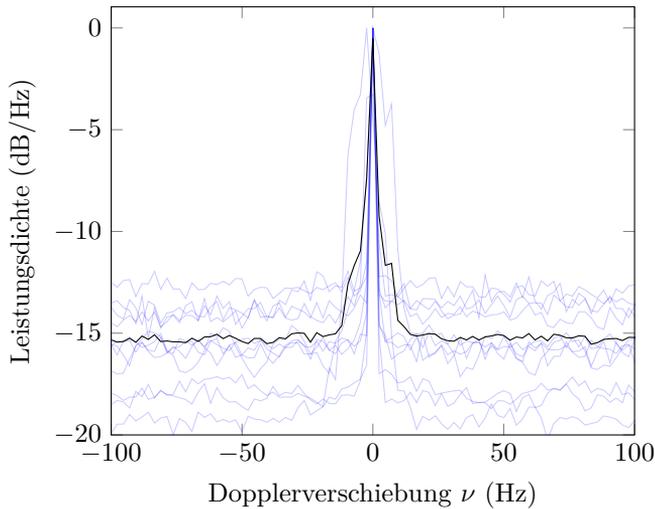


Abbildung 7.3: Schätzung des Dopplerleistungsdichtespektrums. Einzelne, normierte Schätzungen in Blau, Mittelwert in Schwarz.

sind, ist auch hier mit (sehr) langsam veränderlichem Fading zu rechnen, sodass Methoden zur Diversitätsgewinnung im Zeitbereich, z. B. durch wiederholtes Senden auf der gleichen Frequenz wenig erfolgversprechend erscheinen.

7.4.2 Kohärenzbandbreite

Für die Berechnung der Kohärenzbandbreite wird in einem ersten Schritt das PDP bestimmt. Zu diesem Zweck wird zuerst das mittlere Leistungsprofil pro Antennenkombination und Standort berechnet

$$\hat{P}_{ij}^{(\xi)}[m] = \frac{1}{N_b} \sum_{\ell=0}^{N_b-1} |\hat{h}_{ij}^{(\xi,\ell)}[m]|^2. \quad (7.44)$$

Da die Rauschleistungskomponente in $\hat{P}_{ij}^{(\xi)}[m]$ unabhängig vom Signalanteil ist, kann man davon ausgehen, dass diese sich additiv verhält.

Aus diesem Grund wird, ähnlich wie bei der SINR-Schätzung zuvor, der Rauschanteil über den Median geschätzt und subtrahiert:

$$\tilde{P}_{ij}^{(\xi)}[m] = \hat{P}_{ij}^{(\xi)}[m] - \text{Median}\{\hat{P}_{ij}^{(\xi)}[m]\} \quad (7.45)$$

Schließlich folgt eine Normierung und Mittelung über alle Antennen und 110 Messpositionen, sodass die finale Schätzung für das PDP wie folgt angegeben werden kann:

$$\hat{P}[m] = \frac{1}{|\mathcal{X}|N_{\text{rx}}N_{\text{tx}}} \sum_{\xi \in \mathcal{X}} \sum_{i=0}^{N_{\text{rx}}-1} \sum_{j=0}^{N_{\text{tx}}-1} \frac{\tilde{P}_{ij}^{(\xi)}[m]}{\max(\tilde{P}_{ij}^{(\xi)}[m])} \quad (7.46)$$

Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass die Kanalimpulsantworten und damit die $\tilde{P}_{ij}^{(\xi)}[m]$ verschiedener Messpunkte nicht zeitlich synchronisiert sind. Die für die Mittelung erforderliche Synchronisation wird durch eine Flankendetektion erzielt. Dabei wird ein Schwellwert verwendet, um den Beginn der Impulsantwort zu detektieren.

Die Kohärenzbandbreite lässt sich nun entweder direkt aus dem Doppler Spread des PDP, das in Abbildung 7.4 gezeigt ist, oder alternativ aus der Fouriertransformierten, der Time Correlation Function, ableiten:

$$R_H[k] = \text{FFT} \left\{ \hat{P}[m] \right\} \quad (7.47)$$

Der RMS Delay Spread ergibt sich für $\hat{P}[m]$ bei Betrachtung von Signalanteilen bis -20 dB zu $\sigma_{\text{ds}} = 0,5 \mu\text{s}$, was auf eine Kohärenzbandbreite von ungefähr $B_{C,\text{ds}} = 1/(5\sigma_{\text{ds}}) = 397$ kHz führt. Diese Methode neigt jedoch dazu, spät ankommende Pfade zu stark zu gewichten und dementsprechend die Kohärenzbandbreite zu unterschätzen [Mol05]. Dies zeigt sich auch bei der Betrachtung von $R_H[k]$ in Abbildung 7.5. Hier führt die 3-dB-Bandbreite auf eine Kohärenzbandbreite von ungefähr 700 kHz.

Bezieht man dieses Ergebnis nun auf den LECIM PHY bzw. *SpaRSe*, so erkennt man, dass bei einer Systembandbreite von ca. 1 MHz kein flaches Fading mehr zu erwarten ist, die Anzahl der Mehrwege sich voraussichtlich aber in engen Grenzen bewegen wird. Dies ist durchaus ein vorteilhaftes Resultat, da ein RAKE-Empfänger hier zu einer erhöhten Robustheit führen kann, ohne dass eine große Zahl an Verzögerungen

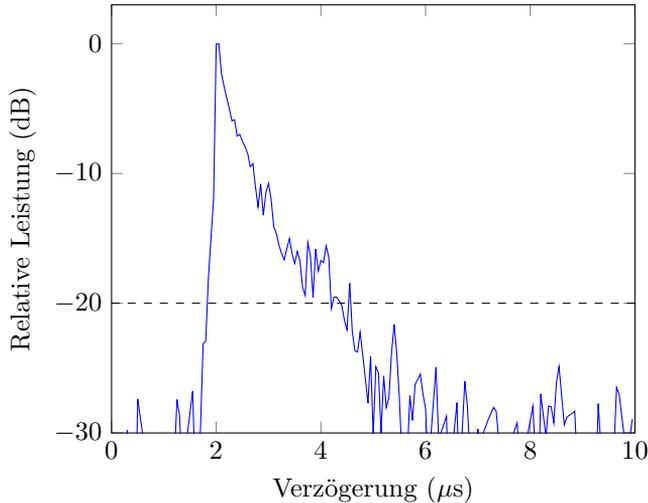


Abbildung 7.4: Power Delay Profile mit einem RMS Delay Spread von $\sigma_{\text{ds}} = 0,5 \mu\text{s}$.

berücksichtigt werden muss, um die vom Kanal verschmierte Energie wieder „einzusammeln“.

7.4.3 Pfadverlustkoeffizient und Abschattung

Um die Konformität der Messungen mit etablierten Kanalmodellen zu überprüfen, wird der mittlere Pfadverlustkoeffizient γ für das Modell in Gl. (7.5) bestimmt. Der Pfadverlust an den einzelnen Messpunkten wird dabei durch das Maximum von $\hat{P}_{ij}^{(\xi)}[m]$ dargestellt. Die Messungen, die eigentlich ein zu niedriges SNR für die Verarbeitung aufweisen, werden an dieser Stelle trotzdem berücksichtigt, da eine Beschränkung auf die Messungen mit potenziell niedrigerem Pfadverlust die Bedingungen nicht richtig wiedergibt. Die Pfadverlustwerte dieser Messungen können als eine untere Schranke für die Dämpfung an diesem Ort verstanden werden. Messungen mit sehr hohem Interferenzanteil werden weiterhin nicht mit einbezogen. Zur Anpassung des Modellparameters an die Daten wird ein Least-Squares-Verfahren verwendet. Darüber hinaus wurde auch die Stan-

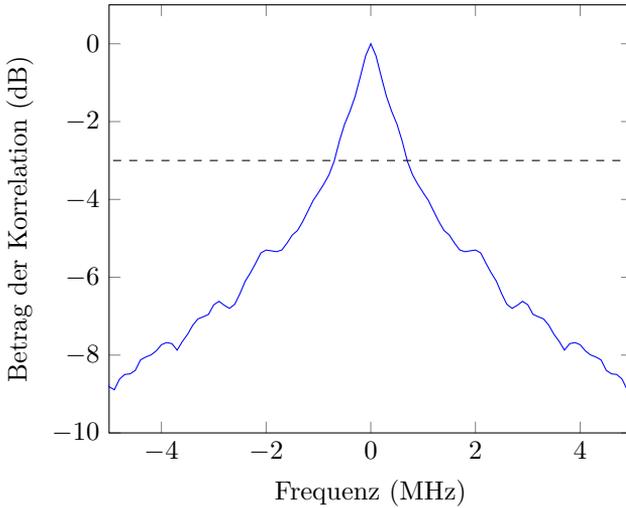


Abbildung 7.5: Frequency Correlation Function, deren 3-dB-Bandbreite die Kohärenzbandbreite angibt.

Standardabweichung σ_Ψ des Modellfehlers, welche das Log-Normal-Shadowing charakterisiert, bestimmt.

Es ergibt sich ein Pfadverlustkoeffizient von $\gamma = 3,56$ bei einer Referenzdistanz $d_0 = 10$ m. Die Standardabweichung des Log-Normal-Shadowing liegt bei $\sigma_\Psi = 8,13$ dB. Abbildung 7.6 stellt die entsprechend parametrisierte Pfadverlustkurve dar, wobei das hinterlegte Band die Standardabweichung mit einschließt. Zum Vergleich ist das bekannte Kanalmodell der ITU für das „Urban Macro“-Szenario ohne Sichtverbindung (Non-Line-Of-Sight (NLOS)) gezeigt, welches der recht komplizierten Vorschrift

$$\begin{aligned}
 \text{PL} = & -161,04 \text{ dB} + 7,1 \log_{10}(W) \text{ dB} - 7,5 \log_{10}(h) \text{ dB} \\
 & + \left(24,37 - 3,7 \left(\frac{h}{h_{\text{BS}}} \right)^2 \right) \log_{10}(h_{\text{BS}}) \text{ dB} \\
 & - (43,42 - 3,1 \log_{10}(h_{\text{BS}})) (\log_{10}(d) - 3) \text{ dB} \\
 & - 20 \log_{10}(f_c) \text{ dB} \\
 & + \left(3,2 (\log_{10}(11,75 h_{\text{UT}}))^2 - 4,97 \right) \text{ dB}. \tag{7.48}
 \end{aligned}$$

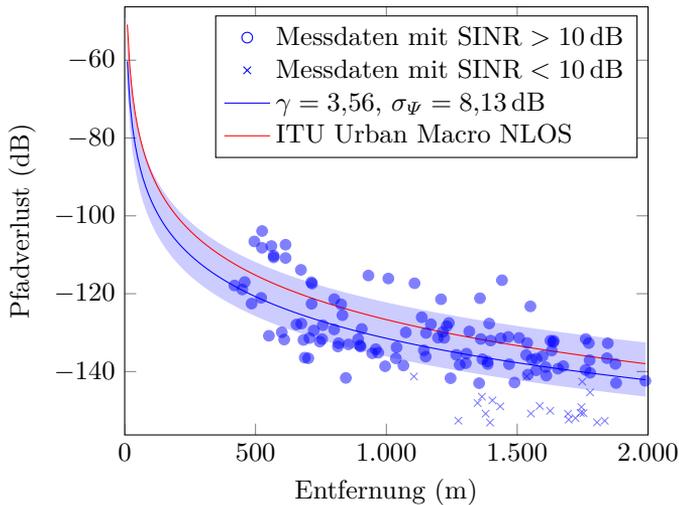


Abbildung 7.6: Pfadverlustkurve mit Log-Normal-Shadowing und Vergleich zum ITU-Modell „Urban Macro“ im NLOS-Fall.

folgt [ITU09]. Die durchschnittliche Straßenbreite wurde auf $W = 10$ m festgelegt, während die durchschnittliche Gebäudehöhe bei $h = 15$ m, die Höhe der Basisstation bei $h_{BS} = 60$ m und die Höhe des User-Terminals bei $h_{UT} = 2$ m liegt. Das Modell sieht eine Standardabweichung des Log-Normal-Shadowing von 6 dB vor. Die sich ergebende Kurve zeigt eine etwas schwächere mittlere Dämpfung bei niedrigerer Varianz des Pfadverlusts, weist jedoch insgesamt eine gute Übereinstimmung mit den erhobenen Daten auf und unterstützt damit die Messergebnisse.

Mit dem Pfadverlust lassen sich nun Aussagen über die voraussichtlich erwartbare Reichweite von Outdoor-to-Outdoor-Verbindungen im städtischen Umfeld machen. Das maximale Link Budget des LECIM PHY lässt sich über Gl. (7.28) berechnen und beträgt für $P_{tx} = 10$ dBm, $SF = 32768$, $SNR_{min} = NF = 5$ dB unter Vernachlässigung des Antennengewinns $PL_{max} = 159$ dB. In den USA, wo im Gegensatz zum europäischen Raum bis zu 30 dBm Sendeleistung zulässig sind, erhöht sich dieses dementsprechend auf $PL_{max} = 179$ dB.

Nimmt man an, dass eine „SNR-Sicherheitsreserve“ von $2\sigma_{\psi}$ eingehalten werden soll, liegt die maximale Reichweite bei etwa 2 km für den maximalen Spreizfaktor bei $P_{\text{tx}} = 10$ dBm, was einen durchaus praktikablen Wert darstellt. Verfahren wie LoRa, SigFox und NB-IoT werben zwar teilweise mit deutlich höheren Reichweiten von bis zu 5 km im städtischen Umfeld, diese werden in experimentellen Untersuchungen jedoch trotz der niedrigeren Mittenfrequenzen selten zuverlässig erreicht [Aug16; Sağ19; San18]. Ein Betrieb mit maximaler Leistung bei maximalem Spreizfaktor ist jedoch selbstverständlich nicht optimal und sollte, um den Energieverbrauch niedrig zu halten, möglichst vermieden werden. Entsprechende Leistungsregelungsmethoden, zum Beispiel durch Pegelmessung im Downlink oder explizite Signalisierung der Basisstation, ist hier essenziell für eine Optimierung der Batterielebensdauer. Eine Durchdringung in Häuser und Keller ist jedoch, abhängig von den Absorptionseigenschaften des Materials, bei dieser Reichweite voraussichtlich eher schwierig. Hier sind Regionen mit höherer zulässiger maximaler Sendeleistung wie die USA deutlich im Vorteil.

7.4.4 Antennenkorrelation und Vergleich mit SISO

Von zentraler Bedeutung für die erzielbaren Gewinne beim Einsatz von *SpaRSe* ist die Antennenkorrelation. Da der Diversitätsgewinn darauf fußt, dass die Pfade von verschiedenen Sendeantennen unterschiedliche und zumindest zu einem gewissen Grad unabhängige Kanalimpulsantworten erfahren, ist die Untersuchung dieser Kanaleigenschaft entscheidend. Um einen quantitativen Vergleich mit dem LECIM PHY durchführen zu können, werden im Folgenden die Korrelationskoeffizienten für die Nutzung des Kroneckermodells, wie in Abschnitt 6.3.5 beschrieben, geschätzt.

Dazu werden die mit t und r bezeichneten Korrelationskoeffizienten für die Sende- und Empfangsantennen berechnet. Da *SpaRSe* für den Uplink konzipiert ist, werden Empfangs- und Sendeantennen für diese Betrachtung vertauscht. Aufgrund der Kanalreziprozität ist dies jedoch zulässig. Es ergibt sich für die Korrelation der Sendeantennen

$$\hat{t}_i^{(\xi)}[m] = \frac{\sum_{\ell=0}^{N_b-1} \left(\hat{h}_{i_0}^{(\xi,\ell)}[m] - \hat{\mu}_{i_0}^{(\xi)}[m] \right) \left(\hat{h}_{i_1}^{(\xi,\ell)}[m] - \hat{\mu}_{i_1}^{(\xi)}[m] \right)^*}{\hat{\sigma}_{i_0}^{(\xi)}[m] \hat{\sigma}_{i_1}^{(\xi)}[m]} \quad (7.49)$$

mit

$$\hat{\mu}_{ij}^{(\xi)}[m] = \sum_{n=0}^{N_b-1} \hat{h}_{ij}^{(\xi,\ell)}[m] \quad (7.50)$$

und

$$\hat{\sigma}_{ij}^{(\xi)}[m] = \left(\sum_{n=0}^{N_b-1} \left| \hat{h}_{ij}^{(\xi,\ell)}[m] - \hat{\mu}_{ij}^{(\xi)}[m] \right|^2 \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (7.51)$$

Um dieses Ergebnis weiter zu kondensieren, wird eine mit dem PDP gewichtete Mittelung über die Verzögerung durchgeführt:

$$\hat{t}_i^{(\xi)} = \sum_{m \in \mathcal{I}} \left| \hat{t}_i^{(\xi)}[m] \right| \frac{\tilde{P}_{i0}^{(\xi)}[m] + \tilde{P}_{i1}^{(\xi)}[m]}{\sum_{m \in \mathcal{I}} \left(\tilde{P}_{i0}^{(\xi)}[m] + \tilde{P}_{i1}^{(\xi)}[m] \right)} \quad (7.52)$$

Hierbei stellt \mathcal{I} wieder den (zusammenhängenden) Bereich an Verzögerungen dar, für die $\tilde{P}_{ij}^{(\xi)}[m]$ Anteile aufweist, die höchstens 20 dB unter dem Maximum liegen. Die Berechnung von $\hat{r}_j^{(\xi)}$ erfolgt analog.

Abbildung 7.7 zeigt die Abhängigkeit der Korrelationskoeffizienten von der Entfernung. Die Korrelation der Sendeantennen ist unabhängig von der Entfernung deutlich geringer als die der Empfangsantennen, wobei für beide Seiten eine Tendenz zur Dekorrelation mit steigender Entfernung sichtbar wird.

Bei der Bewertung der Antennenkorrelation ist es wichtig, nur Messungen mit hohem SINR einzubeziehen, da das Rauschen verschiedener Antennen als unabhängig angenommen werden kann und damit eine obere Schranke für die Korrelationskoeffizienten erzeugt. Aus diesem Grund sind in Abbildung 7.8 die so berechneten Korrelationskoeffizienten über dem SINR aufgetragen. Es zeigt sich, dass die Korrelation der Empfangsantennen eine starke Abhängigkeit vom SINR aufweist, was darauf hindeutet, dass diese eigentlich SINR-unabhängig sehr stark korreliert sind, das Rauschen dies aber für Fälle niedrigen SINRs maskiert. Bei den Sendeantennen hingegen unterliegt der Betrag des Korrelationskoeffizienten auch für sehr hohe SINRs einer starken Streuung im Bereich zwischen 0,4 und 1.

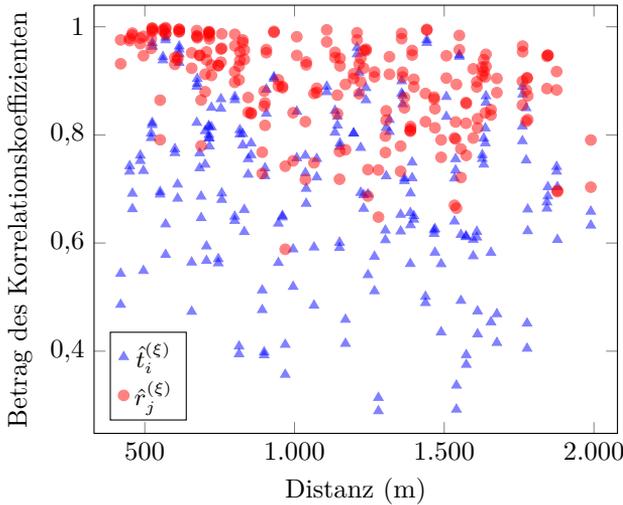


Abbildung 7.7: Korrelation der Sende- und Empfangsantennen über der Entfernung.

Um ein zu niedriges Korrelationsergebnis durch die Mittelung der $\hat{t}_i^{(\xi)}$ bzw. $\hat{r}_j^{(\xi)}$ über alle Messpunkte und Sende- bzw. Empfangsantennen zu vermeiden, werden für diesen letzten Schritt nur diejenigen Ergebnisse miteinbezogen, die ein SINR von mehr als 20 dB aufweisen. Die mittlere Korrelation der Empfangsantennen liegt bei $\hat{r} = 0,96$. Damit liegt, wenn man die verbleibende Dekorrelation durch Rauschen berücksichtigt, eine mehr oder weniger vollständige Korrelation der Antennen vor. Der Kanal ist also grundsätzlich nicht für Spatial Multiplexing geeignet, da die Kanalmatrix den Rang 1 hat [Mol05]. Für die Sendeantennen hingegen ergibt sich $\hat{t} = 0,79$. Dies ist ebenfalls ein recht hoher Wert, jedoch liegt hier offensichtlich keine vollständige Abhängigkeit vor und es ist ein Diversitätsgewinn erreichbar.

Eine anschauliche Erklärung für die Korrelationswerte ergibt sich bei Betrachtung der Sende- bzw. Empfangssituation. Im Bereich der Empfangsantennen auf dem Dach eines hohen Gebäudes sind üblicherweise keine oder nur wenige Objekte vorhanden, welche die aufgrund der relativ großen Entfernung zum Sender quasi parallel ankommenden Strahlen streuen könnten. Somit entstehen keine Wegunterschiede zwischen den

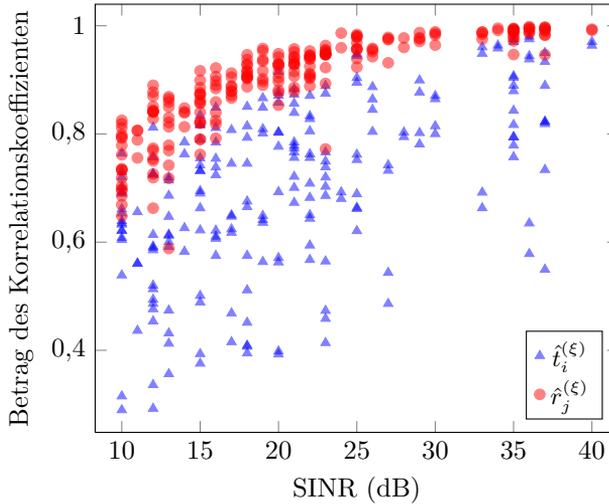


Abbildung 7.8: Korrelation der Sende- und Empfangsantennen über dem SINR.

unterschiedlichen Antennen und damit auch keine unterschiedlichen Kanalimpulsantworten. Der sendende Sensor hingegen ist üblicherweise nahe am Boden in der direkten Nähe von Häusern, Fahrzeugen und Personen angebracht. Aufgrund der Entfernung zwischen den Sendeantennen und damit zu den verschiedenen Objekten entstehen Wegunterschiede, die auch über lange Strecken erhalten bleiben und in einer reduzierten Korrelation resultieren. Die geringe Streuung der Ankunftsrichtung (engl. *directions of arrival*, kurz DoA) ermöglicht darüber hinaus bei Bedarf eine effektive Begrenzung der Störleistung durch sektorisierte Antennen an der Basisstation.

Zur Einordnung dieser Korrelationswerte wird in Abbildung 7.9 die Paketfehlerrate von *SpaRSe* mit $L = 2$ bei verschiedenen Werten für t und $N_{\text{rx}} = 1$ dem LECIM PHY gegenübergestellt. Vergleicht man nun das benötigte E_b/N_0 bei einer Paketfehlerrate von 1%, wird deutlich, dass selbst bei einer Korrelation von $t = 0.9$ ein Gewinn von 5 dB erreicht wird. Dies unterstreicht das Potenzial von *SpaRSe* für den praktischen Einsatz im Uplink von LPWANs.

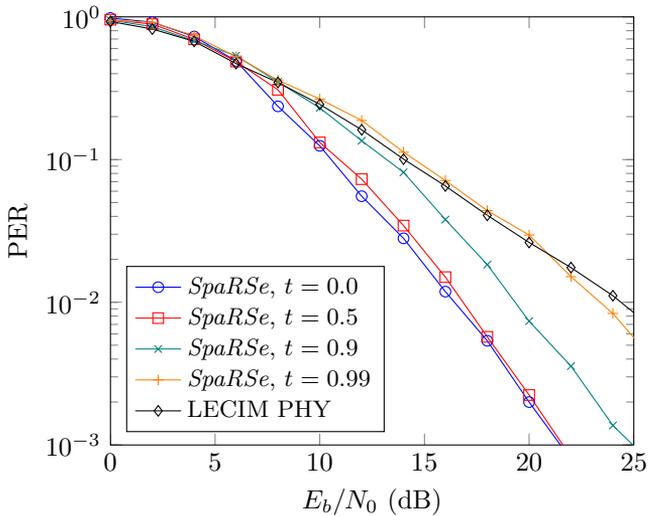


Abbildung 7.9: Paketfehlerrate von *SpaRSe* unter korreliertem Fading für verschiedene t .

7.5 Fazit

Dieses Kapitel hat durch die experimentelle Untersuchung des Langstrecken-MIMO-Kanals bei 2,4 GHz gezeigt, dass *SpaRSe* auch in realistischen Kanälen erhebliche Leistungsgewinne bzw. -ersparnisse ermöglicht. Der Pfadverlust ist trotz der relativ hohen Mittenfrequenzen niedrig genug, um auch bei niedrigen Sendeleistungen Reichweiten bis zu 2 km zu ermöglichen. Die DSSS-Architektur profitiert durch ihre Bandbreite von Frequenzdiversität, ohne eine übermäßig aufwändige Implementierung zu fordern, während gleichzeitig die einzig mögliche Form von Antennendiversität, nämlich am Sensor, effektiv ausgenutzt wird, um Gewinne in der Größenordnung von 5 dB und mehr zu erzielen.

Zusammenfassung und Ausblick

Die speziellen Anforderungen von Anwendungen aus Bereichen des Internet of Things wie z. B. der „Smart City“ haben in den letzten Jahren zu einem Paradigmenwechsel und dem Aufstieg von LPWANs geführt. Diese sind ein nach wie vor recht junges und von der Industrie stark getriebenes Forschungsgebiet. Die vorliegende Arbeit stellt eine gründliche Untersuchung des ISM-Bandes bei 2,4 GHz in Bezug auf sein Potenzial und seine Herausforderungen für die Nutzung in einem Smart-City-Szenario dar.

Nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen von Spreizsystemen nach dem DSSS-Prinzip in Kapitel 3 hat Kapitel 4 einen Einblick in den speziell für LPWAN-Anwendungen konzipierte IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY gegeben. Darüber hinaus wurde ein vollständiger und echtzeitfähiger Transceiver entworfen und als Prototyp auf einem Software Defined Radio implementiert. Die Verifikation der Funktionsfähigkeit erfolgte in realistischen Feldtests mit Übertragungen über mehrere Kilometer und lieferte erste Einblicke in erreichbare Reichweiten und den Einfluss von Interferenz auf die Zuverlässigkeit des Systems.

Die Interferenzsituation in diesem Frequenzband wurde in Kapitel 5 näher beleuchtet. Dazu wurde eine Messkampagne durchgeführt, auf Basis derer die Interferenz in verschiedenen Umgebungstypen, wie sie in einer Smart City vorkommen, charakterisiert wurde. Durch die zuvor vorgestellte, softwarebasierte Implementierung konnte der Einfluss dieser aufgezeichneten Störsignale auf den LECIM PHY und damit ein standardisiertes Funksystem für LPWANs realitätsnah untersucht werden. Es zeigte sich, dass die Interferenzsituation in manchen Situationen durchaus herausfordernd sein kann und Reichweitenabschätzungen basierend auf der im Standard

angegebenen Empfindlichkeit optimistisch sind, dies jedoch keineswegs ein Ausschlusskriterium für den Aufbau von LPWANs bei 2,4 GHz darstellt.

Den Kern dieser Arbeit stellt der Entwurf der Mehrantennenwellenform *SpaRSe* (*Spatial Modulation for Long Range Sensor Networks*) für den LPWAN-Uplink dar. *SpaRSe* ermöglicht eine höhere Robustheit gegenüber Fading durch die Nutzung von Antennendiversität, ohne einen wesentlich komplexeren (und damit teureren) Aufbau des Senders zu erfordern. Ausgehend von Full-Diversity Differential Spatial Modulation (FD-DSM) wurde diese zuvor in der Literatur nur konzeptionell vorgestellte Modulationsart um wichtige Komponenten wie eine optimierte Bit-zu-Symbol-Zuweisung und die Berechnung von Soft-Bits für die Kombination mit einem Kanaldecoder erweitert und eingehend analysiert. Die Ergebnisse für die Paketfehlerraten des Gesamtsystems verdeutlichen, dass *SpaRSe* gegenüber dem zuvor vorgestellten LECIM PHY erhebliche Gewinne im Bereich von bis zu 8 dB bei einer Paketfehlerrate von 1% erzielt.

Da diese Gewinne nur unter der Annahme von unkorreliertem Rayleigh-Fading möglich sind, wurde eine weitere Messkampagne zur Schätzung von typischen Langstrecken-MIMO-Kanälen in städtischer Umgebung durchgeführt, deren Ergebnisse in Kapitel 7 vorgestellt wurden. Die durchgeführte Schätzung von Pfadverlust und Log-Normal-Shadowing erlaubt eine Abschätzung der maximalen Reichweite, während Kohärenzzeit und -bandbreite Aufschluss über die erreichbare Diversität in den jeweiligen Domänen gibt. Bei der Berechnung der durchschnittlichen Antennenkorrelation hat sich herausgestellt, dass die Empfangsantennen an der Basisstation praktisch vollständig korreliert waren und somit keine Antennendiversität bieten konnten, während die für *SpaRSe* entscheidenden Sendeantennen zwar recht stark korreliert waren, die im Mittel erzielbaren Gewinne jedoch immer noch im Bereich von 5 dB lagen, was die Praktikabilität des Wellenformentwurfs unterstreicht und die höhere Freiraumdämpfung im Vergleich zu Sub-GHz-Frequenzen relativiert.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass diese Arbeit die Machbarkeit von LPWAN-Anwendungen und insbesondere das Potenzial von Mehrantennentechniken bei 2,4 GHz untersucht hat und diese durch Messungen und den Einsatz von ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Prototypimplementierungen auf Basis von realitätsnahen Ergebnissen bestätigt. Damit stellt das Frequenzband eine interessante Alternative

zu den für diese Anwendungen häufig verwendeten Sub-GHz-Frequenzen dar.

Ein interessanter Anknüpfungspunkt an diese Arbeit wäre die Bestimmung und Erprobung geeigneter Interferenzvermeidungsstrategien für den Uplink unter der Randbedingung minimalen Energieverbrauchs. Die Entwicklung eines batteriebetriebenen, integrierten Sensorprototyps, der Aufbau eines Testbeds mit vielen Sensoren und dessen Betrieb in Langzeittests wäre ein wichtiger Beitrag zur Erhebung einer belastbaren Datenbasis. Der unabhängige und quantitative Vergleich beispielsweise mit LoRa oder SigFox würde helfen, Klarheit für zukünftige Technologieentscheidungen zu schaffen, die derzeit aufgrund mangelnder Erfahrungen noch stark auf den Angaben der jeweiligen Hersteller beruhen.

Abkürzungsverzeichnis

3GPP	3rd Generation Partnership Program
ADC	Analog-to-Digital-Converter
AKF	Autokorrelationsfunktion
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BLAST	Bell Laboratories Layered Space-Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSS	Chirp Spread Spectrum
DAC	Digital-to-Analog Converter
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DLL	Delay-Locked Loop
DPDT	Double Pole Double Throw
DQPSK	Differential Quaternary Phase Shift Keying
DSM	Differential Spatial Modulation
DSSS	Direct-Sequence Spread Spectrum
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
ESM	Extended Spatial Modulation
FD-DSM	Full-Diversity Differential Spatial Modulation

FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FSK	Frequency Shift Keying
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPP	General Purpose Processor
GPS	Global Positioning System
GPSDO	GPS Disciplined Oscillator
GRC	GNU Radio Companion
GSM	Generalized Spatial Modulation
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IoT	Internet of Things
ISI	Intersymbolinterferenz
ISM	Industrial, Scientific and Medical
ITU	International Telecommunication Union
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
LDPC	Low Density Parity Check
LECIM	Low Energy Critical Infrastructure Monitoring
LLR	Log-Likelihood-Ratio
LNA	Low Noise Amplifier
LPWAN	Low Power Wide Area Network
LTE	Long-Term Evolution
LUT	Look-Up-Table
MAI	Multiple Access Interference
MA-SM	Multiple-Active Spatial Modulation
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output

ML	Maximum Likelihood
MLS	Maximum Length Sequence
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximal Ratio Combining
MSK	Minimum Shift Keying
NLOS	Non-Line-Of-Sight
NB-IoT	Narrowband IoT
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PAPR	Peak-to-Average-Power-Ratio
PDP	Power Delay Profile
PDR	Packet Delivery Ratio
PHY	Physical Layer
PPS	Pulse Per Second
PSDU	PHY Service Data Unit
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
QSM	Quadrature Spatial Modulation
RFID	Radio Frequency Identification
RMS	Root Mean Square
RPMA	Random Phase Multiple Access

RRC	Root Raised Cosine
SC	Selection Combining
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SDR	Software Defined Radio
SPD	Start-of-Frame Delimiter
SHR	Synchronization Header
SIMD	Single Instruction Multiple Data
SISO	Single-Input Single-Output
SM	Spatial Modulation
SINR	Signal-to-Interference-and-Noise-Ratio
SNR	Signal-to-Noise-Ratio
<i>SpaRSe</i>	<i>Spatial Modulation for Long Range Sensor Networks</i>
SR	Software Radio
SRD	Short Range Devices
SSK	Space Shift Keying
STBC	Space-Time Block Code
STSK	Space-Time Shift Keying
TCXO	Temperature Compensated Crystal Oscillator
TDMA	Time Division Multiple Access
UNB	Ultra-Narrow-Band
URLLC	Ultra-Reliable Low-Latency Communication
USRP	Universal Software Radio Peripheral
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
VOLK	Vector-Optimized Library of Kernels
WLAN	Wireless Local Area Network

Literaturverzeichnis

- [Ade17] ADELANTADO, F.; VILAJOSANA, X.; TUSET-PEIRO, P.; MARTINEZ, B.; MELIA-SEGUI, J.; WATTEYNE, T.: Understanding the Limits of LoRaWAN. In: *IEEE Communications Magazine*, 55.9, Sep. 2017, S. 34–40
- [Ala98] ALAMOUTI, S. M.: A simple transmit diversity technique for wireless communications. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16.8, Okt. 1998, S. 1451–1458
- [Ana] ANALOG DEVICES: *Datenblatt AD9361*. Zugriff März 2019. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20190202181030/https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9361.pdf>
- [Aug16] AUGUSTIN, A.; YI, J.; CLAUSEN, T.; TOWNSLEY, W. M.: A Study of LoRa: Long Range and Low Power Networks for the Internet of Things. In: *Sensors*, 16.9, 2016.
- [Bas17] BASAR, E.; WEN, M.; MESLEH, R.; DI RENZO, M.; XIAO, Y.; HAAS, H.: Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks. In: *IEEE Access*, 5 2017, S. 16693–16746
- [Bia15] BIAN, Y.; CHENG, X.; WEN, M.; YANG, L.; POOR, H. V.; JIAO, B.: Differential Spatial Modulation. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64.7, Juli 2015, S. 3262–3268
- [Bro08] BRONSTEIN; SEMENDJAJEW; MUSIOL; MÜHLIG: *Taschenbuch der Mathematik*. 7 Aufl. Verlag Harri Deutsch 2008
- [Bun18] BUNDESNETZAGENTUR: *Vfg 5/2018*. Mai 2018
- [Cha01] CHAU, Y. A.: Space modulation on wireless fading channels. In: *IEEE 54th Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37211)*. Bd. 3. Okt. 2001, 1668–1671 vol.3

- [Che15] CHENG, C.; SARI, H.; SEZGINER, S.; SU, Y. T.: Enhanced Spatial Modulation With Multiple Signal Constellations. In: *IEEE Transactions on Communications*, 63.6, Juni 2015, S. 2237–2248
- [Chu72] CHU, D.: Polyphase codes with good periodic correlation properties (Corresp.) In: *IEEE Transactions on Information Theory*, 18.4, Juli 1972, S. 531–532
- [Deu18] DEUTSCHE TELEKOM: *Fahrzeug- und Fracht-Tracking mit NarrowBand IoT*. Zugriff Oktober 2018. 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181005144313/https://iot.telekom.com/blog/fahrzeug-und-fracht-tracking-mit-narrowband-iot/>
- [Deu] DEUTSCHE TELEKOM: *Pressemitteilung zu NB-IoT*. Zugriff Oktober 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181023101751/https://www.telekom.com/en/media/media-information/archiv/e/telekom-leads-narrowband-iot-deployment-across-europe-512414>
- [Eur17] EUROPEAN COMMISSION: *Industry 4.0 in agriculture: Focus on IoT aspects*. Zugriff Oktober 2018. 2017. Online. URL: https://web.archive.org/web/20181005150356/https://ec.europa.eu/growth/tools-databases/dem/monitor/sites/default/files/DTM_Agriculture%20IoT%20v1.pdf
- [For13] FORSCHUNGSUNION: *Perspektivenpapier der Forschungsunion*. Zugriff Oktober 2018. 2013. Online. URL: https://web.archive.org/web/20160123024611/http://forschungsunion.de/pdf/forschungsunion_perspektivenpapier_2013.pdf
- [Gol67] GOLD, R.: Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (Corresp.) In: *IEEE Transactions on Information Theory*, 13.4, Okt. 1967, S. 619–621
- [Gol05] GOLDSMITH, A.: *Wireless Communications*. New York, NY, USA: Cambridge University Press 2005

- [HS12] HANNA, S. A.; SYDOR, J.: Distributed sensing of spectrum occupancy and interference in outdoor 2.4 GHz Wi-Fi networks. In: *2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. Dez. 2012, S. 1453–1459
- [HLY02] HANZO, L.; LIEW, T.; YEAP, B.: *Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels*. Wiley 2002.
- [Har12] HARRIS, F.; VENOSA, E.; CHEN, X.; DICK, C.: Band edge filters perform non data-aided carrier and timing synchronization of software defined radio QAM receivers. In: *The 15th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*. Sep. 2012, S. 271–275
- [HS00] HOCHWALD, B. M.; SWELDENS, W.: Differential unitary space-time modulation. In: *IEEE Transactions on Communications*, 48.12, Dez. 2000, S. 2041–2052
- [Hoe07] HOEHER, P.; ROBERTSON, P.; OFFER, E.; WOERZ, T.: The soft-output principle—reminiscences and new developments. In: *European Transactions on Telecommunications*, 18 Dez. 2007, S. 829–835
- [HBM15] HOLLAND, O.; BOGUCA, H.; MEDEISIS, A.: *On the GNU Radio Ecosystem*. In: *Opportunistic Spectrum Sharing and White Space Access: The Practical Reality*. Wiley 2015.
- [Hug00] HUGHES, B. L.: Differential space-time modulation. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, 46.7, Nov. 2000, S. 2567–2578
- [16] IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks. In: *IEEE Std 802.15.4-2015 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2011)* Apr. 2016, S. 1–709
- [Inga] INGENU: *Ingenu Produktportfolio*. Zugriff Februar 2019. Online. URL: https://web.archive.org/web/20181222_4205549/https://www.ingenu.com/solutions/d_evice-library/
- [Ingb] INGENU: *Ingenu Webseite*. Zugriff Oktober 2018. Online. URL: https://web.archive.org/web/20181011172849_/https://www.ingenu.com/

- [Ingc] INGENU: *Whitepaper: Unlicensed Spectrum Comparison*. Zugriff Oktober 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181011173126/https://www.ingenue.com/portfolio/unlicensed-spectrum-comparison/>
- [IS14a] ISHIBASHI, K.; SUGIURA, S.: Effects of Antenna Switching on Band-Limited Spatial Modulation. In: *IEEE Wireless Communications Letters*, 3.4, Aug. 2014, S. 345–348
- [IS14b] ISHIKAWA, N.; SUGIURA, S.: Unified Differential Spatial Modulation. In: *IEEE Wireless Communications Letters*, 3.4, Aug. 2014, S. 337–340
- [ITU09] ITU: *Report ITU-R M.2135-1*. Techn. Ber. Dez. 2009
- [JGS08] JEGANATHAN, J.; GHRAYEB, A.; SZCZECINSKI, L.: Spatial modulation: optimal detection and performance analysis. In: *IEEE Communications Letters*, 12.8, Aug. 2008, S. 545–547
- [Ji18] JI, H.; PARK, S.; YEO, J.; KIM, Y.; LEE, J.; SHIM, B.: Ultra-Reliable and Low-Latency Communications in 5G Downlink: Physical Layer Aspects. In: *IEEE Wireless Communications*, 25.3, Juni 2018, S. 124–130
- [Jon08] JONDRAL, F.: *Nachrichtensysteme: Grundlagen, Verfahren, Anwendungen ; mit 8 Tabellen*. Schlembach 2008.
- [JW02] JONDRAL, F.; WIESLER, A.: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse: Grundlagen für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Teubner Studienbücher. Vieweg+Teubner Verlag 2002.
- [Ker02] KERMOAL, J. P.; SCHUMACHER, L.; PEDERSEN, K. I.; MOGENSEN, P. E.; FREDERIKSEN, F.: A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20.6, Aug. 2002, S. 1211–1226
- [KBB18] KNOLL, M.; BREITEGGER, P.; BERGMANN, A.: Low-Power Wide-Area technologies as building block for smart sensors in air quality measurements. In: *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, 135.6, Okt. 2018, S. 416–422.

- [KL12] KOKKONIEMI, J.; LEHTOMÄKI, J.: Spectrum occupancy measurements and analysis methods on the 2.45 GHz ISM band. In: *2012 7th International ICST Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM)*. Juni 2012, S. 285–290
- [Lee90] LEE, W. C. Y.: *Mobile Cellular Telecommunications Systems*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, Inc. 1990
- [LoR18] LORA ALLIANCE: *Website der LoRa Alliance*. Zugriff Oktober 2018. 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/g/web/20181010132216/https://lora-alliance.org/>
- [MAC] MACOM: *Datenblatt MASWSS0130*. Zugriff März 2019. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20161020004337/http://cdn.macom.com/datasheets/maswss0130.pdf>
- [Mah18] MAHMOOD, A.; SISINNI, E. G.; GUNTUPALLI, L.; RONDON, R.; HASSAN, S. A.; GIDLUND, M.: Scalability Analysis of a LoRa Network under Imperfect Orthogonality. In: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 2018, S. 1–1
- [Mar15] MARTIN, P. A.: Differential Spatial Modulation for APSK in Time-Varying Fading Channels. In: *IEEE Communications Letters*, 19.7, Juli 2015, S. 1261–1264
- [Men97] MENGALI, U.: *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Applications of Communications Theory. Springer US 1997.
- [MIM14] MESLEH, R.; IKKI, s.; M. AGGOUNE, H.: Quadrature Spatial Modulation. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64 Jan. 2014, S. 1–1
- [Met] METERLING: *Meterling Webseite*. Zugriff Oktober 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181023083147/http://www.meterling.com/en/>
- [Mit92] MITOLA, J.: Software radios-survey, critical evaluation and future directions. In: *[Proceedings] NTC-92: National Telesystems Conference*. Mai 1992, S. 13/15–13/23
- [Mol05] MOLISCH, A.: *Wireless Communications*. Wiley-IEEE Press 2005

- [MC14] MUCCHI, L.; CARPINI, A.: Aggregate interference in ISM band: WBANs need cognitivity? In: *2014 9th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM)*. Juni 2014, S. 247–253
- [OM12] O'DONOUGHUE, N.; MOURA, J. M. F.: On the Product of Independent Complex Gaussians. In: *IEEE Transactions on Signal Processing*, 60.3, März 2012, S. 1050–1063
- [OM88] OERDER, M.; MEYR, H.: Digital filter and square timing recovery. In: *IEEE Transactions on Communications*, 36.5, Mai 1988, S. 605–612
- [Oes06] OESTGES, C.: Validity of the Kronecker Model for MIMO Correlated Channels. In: *2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference*. Bd. 6. Mai 2006, S. 2818–2822
- [OGS17] OLIVEIRA, R.; GUARDALBEN, L.; SARGENTO, S.: Long range communications in urban and rural environments. In: *2017 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*. Juli 2017, S. 810–817
- [Ora18] ORANGE: *Internationaler Test von LoRaWAN-Roaming*. Zugriff Oktober 2018. Feb. 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181011125846/https://www.orange-business.com/en/press/international-lorawan-roaming-trial-success>
- [Ora] ORANGE: *Orange continues LoRa deployment*. Zugriff Oktober 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181023081333/https://www.orange.com/en/Press-Room/press-releases/press-releases-2017/Orange-continues-the-deployment-of-its-LoRa-R-network-to-achieve-national-coverage-in-France>
- [Ozc03] OZCELIK, H.; HERDIN, M.; WEICHELBERGER, W.; WALLACE, J.; BONEK, E.: Deficiencies of 'Kronecker' MIMO radio channel model. In: *Electronics Letters*, 39.16, Aug. 2003, S. 1209–1210
- [PBZ95] PETERSON, R. L.; BORTH, D. E.; ZIEMER, R. E.: *An Introduction to Spread-Spectrum Communications*. 1st Aufl. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc. 1995

- [Pro01] PROAKIS, J.: *Digital Communications*. Electrical engineering series. McGraw-Hill 2001.
- [PKJ11] PUENTE LEÓN, F.; KIENCKE, U.; JÄKEL, H.: *Signale und Systeme*. 5. überarb. Aufl. Aufl. Oldenbourg, München 2011. 408 S.
- [Raj17] RAJASHEKAR, R.; ISHIKAWA, N.; SUGIURA, S.; HARI, K. V. S.; HANZO, L.: Full-Diversity Dispersion Matrices From Algebraic Field Extensions for Differential Spatial Modulation. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66.1, Jan. 2017, S. 385–394
- [Rat17] RATASUK, R.; MANGALVEDHE, N.; XIONG, Z.; ROBERT, M.; BHATOOLAUL, D.: Enhancements of narrowband IoT in 3GPP Rel-14 and Rel-15. In: *2017 IEEE Conference on Standards for Communications and Networking (CSCN)*. Sep. 2017, S. 60–65
- [RKS17] RAZA, U.; KULKARNI, P.; SOORIYABANDARA, M.: Low Power Wide Area Networks: An Overview. In: *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 19.2, Secondquarter 2017, S. 855–873
- [RU08] RICHARDSON, T.; URBANKE, R.: *Modern Coding Theory*. USA: Cambridge University Press 2008
- [Sağ19] SAĞIR, S.; KAYA, İ.; ŞIŞMAN, C.; BALTACI, Y.; ÜNAL, S.: Evaluation of Low-Power Long Distance Radio Communication in Urban Areas: LoRa and Impact of Spreading Factor. In: *2019 Seventh International Conference on Digital Information Processing and Communications (ICDIPC)*. Mai 2019, S. 68–71
- [San18] SANCHEZ-IBORRA, R.; SANCHEZ-GOMEZ, J.; BALLESTA-VIÑAS, J.; CANO, M.-D.; SKARMETA, A.: Performance Evaluation of LoRa Considering Scenario Conditions. In: *Sensors*, 18 März 2018, S. 772
- [Sem18a] SEMTECH: *Semtech SX1280 Produktseite*. Zugriff Oktober 2018. 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/201810111093839/https://www.semtech.com/products/wireless-rf/24-ghz-transceivers/SX1280>

- [Sem18b] SEMTECH: *What is LoRa?* Zugriff Oktober 2018. 2018. Online. URL: <http://web.archive.org/web/20181010132001/https://www.semtech.com/lora/what-is-lora>
- [Shi00] SHIU, D.-S.; FOSCHINI, G. J.; GANS, M. J.; KAHN, J. M.: Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. In: *IEEE Transactions on Communications*, 48.3, März 2000, S. 502–513
- [Sig] SIGFOX: *SigFox Webseite*. Zugriff Oktober 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181011135432/https://www.sigfox.com/en>
- [ST12] STUTZMAN, W.; THIELE, G.: *Antenna Theory and Design*. Antenna Theory and Design. Wiley 2012.
- [SCH10] SUGIURA, S.; CHEN, S.; HANZO, L.: Space-Time Shift Keying: A Unified MIMO Architecture. In: *2010 IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM 2010*. Dez. 2010, S. 1–5
- [SCH11] SUGIURA, S.; CHEN, S.; HANZO, L.: Generalized Space-Time Shift Keying Designed for Flexible Diversity-, Multiplexing- and Complexity-Tradeoffs. In: *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 10.4, Apr. 2011, S. 1144–1153
- [Tan02] TANENBAUM, A.: *Computer Networks*. 4th Aufl. Prentice Hall Professional Technical Reference 2002
- [TJ00] TAROKH, V.; JAFARKHANI, H.: A differential detection scheme for transmit diversity. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18.7, Juli 2000, S. 1169–1174
- [The] THE THINGS NETWORK: *The Things Network Webseite*. Zugriff Oktober 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181023081807/https://www.thethingsnetwork.org/>
- [Van17] VANGELISTA, L.: Frequency Shift Chirp Modulation: The LoRa Modulation. In: *IEEE Signal Processing Letters*, 24.12, Dez. 2017, S. 1818–1821
- [Vit95] VITERBI, A. J.: *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*. Redwood City, CA, USA: Addison Wesley Longman Publishing Co., Inc. 1995

- [Vod] VODAFONE: *Pressemitteilung zu NB-IoT*. Zugriff Oktober 2018. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20181023102354/https://www.vodafone.com/content/index/what/technology-blog/nbiot-commercial-launch-spain.html>
- [Wan17] WANG, Y. E.; LIN, X.; ADHIKARY, A.; GROVLEN, A.; SUI, Y.; BLANKENSHIP, Y.; BERGMAN, J.; RAZAGHI, H. S.: A Primer on 3GPP Narrowband Internet of Things. In: *IEEE Communications Magazine*, 55.3, März 2017, S. 117–123
- [Wes19] WEST, NATHAN: *VOLK Webseite*. Zugriff April 2019. 2019. Online. URL: <https://web.archive.org/web/20180810074948/http://libvolk.org/>
- [Xio15] XIONG, X.; ZHENG, K.; XU, R.; XIANG, W.; CHATZIMISIOS, P.: Low power wide area machine-to-machine networks: key techniques and prototype. In: *IEEE Communications Magazine*, 53.9, Sep. 2015, S. 64–71
- [Xu17] XU, R.; XIONG, X.; ZHENG, K.; WANG, X.: Design and prototyping of low-power wide area networks for critical infrastructure monitoring. In: *IET Communications*, 11.6, 2017, S. 823–830
- [You10] YOUNIS, A.; SERAFIMOVSKI, N.; MESLEH, R.; HAAS, H.: Generalised spatial modulation. In: *2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Nov. 2010, S. 1498–1502
- [ZYD15] ZHANG, W.; YIN, Q.; DENG, H.: Differential Full Diversity Spatial Modulation and Its Performance Analysis With Two Transmit Antennas. In: *IEEE Communications Letters*, 19.4, Apr. 2015, S. 677–680

Veröffentlichungen

- [Kau15] KAUSHIK, A.; WUNSCH, F.; SAGAINOV, A.; CUERVO, N.; DEMEL, J.; KOSLOWSKI, S.; JÄKEL, H.; JONDRAL, F.: Spectrum sharing for 5G wireless systems (Spectrum sharing challenge). In: *2015 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*. Sep. 2015, S. 1–2
- [Wun19a] WUNSCH, FELIX: *GitHub-Seite des CEL*. Zugriff April 2019. 2019. Online. URL: <https://github.com/kit-cel>
- [WJJ15] WUNSCH, F.; JÄKEL, H.; JONDRAL, F. K.: Performance Evaluation of IEEE 802.15.4 OQPSK and CSS PHY in the Presence of Interference. In: *2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall)*. Sep. 2015, S. 1–5
- [WJJ18a] WUNSCH, F.; JÄKEL, H.; JONDRAL, F. K.: A Low-Complexity Air Interface with Transmit Diversity for Low Power Wide Area Networks. In: *2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. Juni 2018, S. 1–5
- [Wun17a] WUNSCH, F.; KOSLOWSKI, S.; MÜLLER, S.; CUERVO, N.; JONDRAL, F. K.: A cognitive overlay system based on FBMC. In: *2017 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*. März 2017, S. 1–2
- [Wun17b] WUNSCH, F.; PAISANA, F.; RAJENDRAN, S.; SELIM, A.; ALVAREZ, P.; MÜLLER, S.; KOSLOWSKI, S.; VAN DEN BERGH, B.; POLLIN, S.: DySPAN Spectrum Challenge: Situational Awareness and Opportunistic Spectrum Access Benchmarked. In: *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 3.3, Sep. 2017, S. 550–562
- [Wun18] WUNSCH, F.; STRÖER, M.; MÜLLER, M.; JÄKEL, H.; JONDRAL, F. K.: LPWAN Applications in the 2.4 GHz Band: A Viable Choice? In: *2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*. Aug. 2018, S. 1–5

- [Wun19b] WUNSCH, F.; WEBER, D.; JÄKEL, H.; JONDRAL, F. K.: Experimental Evaluation of the Long-Range MIMO Outdoor Channel at 2.4 GHz. In: *2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Spring)*. Apr. 2019, S. 1–5
- [WJJ18b] WUNSCH, F.; JÄKEL, H.; JONDRAL, F.: Bringing Transmit Antenna Diversity to LPWANS: An Experimental Testbed Implementation. In: *Proceedings of the GNU Radio Conference*, 3.1, 2018.
- [Wun17c] WUNSCH, F.; MAIER, K.; JÄKEL, H.; JONDRAL, F.: Implementation and Performance Evaluation of IEEE 802.15.4 LECIM DSSS PHY at 2.4 GHz. In: *Proceedings of the GNU Radio Conference*, 2.1, 2017, S. 6.

Studentische Arbeiten

- Andreas Cnaus *Empfängermethoden für Spatial Modulation*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2016
- Florian Brauchle *Entwurf, Evaluation und Implementierung eines DRM-Empfängers auf SDR-Basis*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2016
- João Pereira *Design and Evaluation of Multiple Access Strategies for Spatial Modulation*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2016
- Jakob Ju *Empfängeralgorithmen für Space and Time Dispersive Modulation*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- Kristian Maier *SDR-basierter Empfängerentwurf und Messkampagne für IEEE 802.15.4k Sensornetzwerke*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- Nicolas Cuervo-Benavides *Evaluation of Machine Learning and Deep Neural Networks for Cognitive Radio Interweave Systems*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- Luca Moritz Schmid *Entwurf und Evaluation einer Transceiver-Applikation für DAB/DAB+*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- Liwen Wang *Synchronisation und Kanalschätzung für Spatial Modulation*, Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2017

- Victor Guipont *SDR-based Transceiver Design for the IEEE 802.15.4 LECIM FSK PHY Layer*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- Matthias Richard *Entwurf und Untersuchung einer Wellenform basierend auf Spatial Modulation OFDM*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- Manuel Roth *Development and Analysis of a Broadband Single-Carrier Spatial Modulation Transceiver*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- Max Ströer *Smart-City-Anwendungen bei 2.4 GHz: Messkampagne zur Evaluation der Systemperformance von Low Power Wide Area Networks unter Interferenz*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2018
- Douglas Weber *Design, Implementierung und Messkampagne im Smart-City-Kontext: Low-Power Long-Range MIMO Channel Sounding*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2018
- Stefano Blum *Non-Binary Low-Density Parity-Check Codes*, Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2019