



Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik



Lehrstuhl für Kommunikations- technik

technische universität
dortmund

Bachelorarbeit B 05-2015

Implementierung und Analyse eines PSSS-QAM-PHYs für den Einsatz in funkbasierter Industriekommunikation

von
Elias Peter

Abgabedatum: 02. Juli 2015

Prof. Dr.-Ing Rüdiger Kays • Lehrstuhl für Kommunikationstechnik • TU-Dortmund



Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Zielsetzung	1
1.3	Aufbau	2
2	Grundlagen	3
2.1	Frequenzspreizung	3
2.1.1	Direct Sequence Spread Spectrum	4
2.1.2	Parallel Sequence Spread Spectrum	5
2.2	Digitale Modulation	6
2.3	Impulsformung	7
2.3.1	Inter-Symbol-Interferenz	7
2.3.2	Matched-Filter	8
2.4	PSSS-ASK-PHY nach IEEE 802.15.4-2011	9
3	Konzeptionierung	12
3.1	Decodierung der mehrwertigen PSSS-Sequenz im Empfänger	12
3.2	Amplitudenverteilung der mehrwertigen PSSS-Sequenz	13
3.3	Modulation	14
3.3.1	Mapping bei Amplitude Shift Keying	14
3.3.2	Mapping der Quadrature Amplitude Modulation	17
3.4	Aufbau des Empfängers	18
3.5	Herleitung der Bitfehlerrate für die PSSS-Codierung	18
3.6	Simulationsszenarien	21
4	Implementierung	23
4.1	Aufbau der physikalischen Schicht	23
4.2	Aufbau der Simulationsumgebung	24
4.3	AWGN-Kanalmodell	25
4.4	Validierung	25
5	Auswertung	27
5.1	Vergleich zwischen Theorie und Simulation	28
5.2	Auswirkungen des Precodings und des Deprecodings	29
5.3	Auswirkungen der Impulsformung	30
5.4	Leistungsbewertung des PSSS-ASK-PHY	31
5.5	Leistungsbewertung des PSSS-QAM-PHY	32
5.6	Zusammenfassung und Abschlussbemerkung zur Auswertung	33
6	Fazit	34
6.1	Zusammenfassung	34
6.2	Ausblick	35

Symbolverzeichnis	36
Abkürzungsverzeichnis	38
Abbildungsverzeichnis	40
Tabellenverzeichnis	41
Literatur	42

1 Einleitung

1.1 Motivation

Mit der zunehmenden Verbreitung von drahtlosen Netzwerktechnologien im öffentlichen Raum, wie etwa dem Wireless Local Area Network (WLAN) oder Bluetooth, nimmt auch die Bedeutung von funkbasierter Übertragungstechnik in der Industrieautomatisierung stetig zu. Eine höhere Flexibilität und Mobilität sowie ein geringerer Wartungsaufwand und damit verbundene Kosteneinsparungen sind nur einige der Vorteile der drahtlosen Übertragung gegenüber kabelgebundenen Systemen. Jedoch bringt die Anwendung in der Industrie ein spezifisches Anforderungsprofil in Bezug auf Echtzeitfähigkeit sowie Zuverlässigkeit an das verwendete Übertragungssystem mit sich. So sind etwa etablierte kabelgebundene Feldbussysteme wie der Process Field Bus (PROFIBUS), das Controller Area Network (CAN) oder KNX speziell darauf ausgelegt, diese Anforderungen zu erfüllen [1, 2].

Bei einer drahtlosen Übertragung ist es jedoch aufgrund unterschiedlicher Kanalverhältnisse eine wesentlich größere Herausforderung, diesen Ansprüchen gerecht zu werden. Speziell in industriellen Umgebungen, wie etwa einer Fabrikhalle, kann es zu Reflexionen z.B. an metallischen Oberflächen oder zu Streuungs- und Abschattungseffekten kommen, die eine zeitkritische und stabile Übertragung erschweren [3]. Im Gegensatz zu Anwendungsgebieten im privaten Bereich, bei denen etwa eine hohe Datenrate gewünscht ist, sind in industriellen Umgebungen bisher eher geringere Datenraten nötig. Zusätzlich ist ein niedriger Energieverbrauch bei Akkubetrieb wünschenswert, da dies mit einem geringeren Wartungsaufwand einher geht. Deshalb ist es nötig, speziell für diese Verhältnisse ausgelegte drahtlose Übertragungstechniken zu entwickeln.

Einen möglichen Ansatz bietet hier der IEEE 802.15.4-2011 Standard [4]. Dieser Standard adressiert so genannte Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPAN), die auf geringe Datenraten bis höchstens 250kb/s, kurze Strecken sowie auf Energieeffizienz ausgelegt sind. Der Standard stellt dabei Spezifikationen für mehrere mögliche Physical Layers (PHY), sowie die zugehörige Media Access Control (MAC) Schicht bereit. Einer der möglichen PHYs ist der PSSS-ASK-PHY, der ein spezielles Spread Spectrum Verfahren namens Parallel Sequence Spread Spectrum (PSSS) verwendet.

1.2 Zielsetzung

Aufbauend auf einer vorangegangenen Bachelorarbeit [5], in der das Potential des PSSS-ASK-PHY untersucht wurde, wird im Rahmen dieser Arbeit die vorhandene PSSS-ASK-PHY Teilimplementie-

rung überarbeitet und erweitert. Der vorhandene Empfängerentwurf wird dabei um ein so genanntes Deprecoding-Verfahren ergänzt. Zudem wird die im Standard vorgesehene Impulsformung mit Root-Raised-Cosine-Filter (RRC) integriert. Durch die Implementierung einer QAM wird der standardkonforme PSSS-ASK-PHY zu einem PSSS-QAM-PHY modifiziert. Der Übertragungskanal wird mit Hilfe eines AWGN-Kanalmodells modelliert. Anhand der im Rahmen der Simulation berechneten Bitfehlerraten bei Variation des Störabstandes pro Bit E_b/N_0 wird die Leistungsfähigkeit des PHY und das Potential der PSSS-Codierung bewertet.

1.3 Aufbau

Die Arbeit gliedert sich in sechs Kapitel. Nach der Motivation und Zielsetzung der Arbeit in Kapitel 1 folgt im zweiten Kapitel das nötige Grundlagenwissen zum Verständnis des PSSS-ASK-PHY bzw. des PSSS-QAM-PHY. So werden die Spreizverfahren Parallel Sequence Spread Spectrum (PSSS), sowie das eng verwandte Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) erläutert und eine Übersicht über die verwendeten Modulationen gegeben. Außerdem wird die Impulsformung mit Matched Filter in ihren Grundzügen behandelt, sowie der standardkonforme PSSS-ASK-PHY erläutert.

In Kapitel 3 erfolgt die Konzeptionierung der Arbeit. Grundlegend ist hier die Amplitudenverteilung der PSSS-Sequenzen und die Auswirkungen des im Standard spezifizierten Precodings auf diese. Davon ausgehend wird ein Mapping-Verfahren für die möglichen Modulationen ASK sowie QAM entworfen. Zudem wird der verwendete PSSS-Decoder und der Aufbau des Empfängers erläutert. Über die Korrelationseigenschaften von M-Sequenzen wird die theoretische Bitfehlerrate der PSSS-Codierung hergeleitet. Abschließend wird eine Übersicht über die Simulationsszenarien gegeben.

Im vierten Kapitel wird die Implementierung des PHY innerhalb der Simulationsumgebung erläutert. Dabei wird der Aufbau der Simulation und deren Validierung beschrieben.

Das fünfte Kapitel befasst sich mit der Auswertung der in Kapitel 3 entworfenen Simulationsszenarien. Mögliche Auswirkungen des Precodings im Sender, des Deprecodings im Empfänger, sowie der Impulsformung werden untersucht. Zudem werden die Modulationen bei verschiedener Stufenanzahl M miteinander verglichen.

Zum Abschluss werden die Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf mögliche Nachfolgearbeiten gegeben.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die notwendigen Grundlagen zum Verständnis dieser Arbeit behandelt. Dazu wird die Frequenzspreizung mit Hilfe von Spreizcodes anhand des Spreizverfahrens DSSS, sowie anhand des damit eng verwandten PSSS erläutert. Außerdem werden die in der Simulation verwendeten Modulationsverfahren ASK sowie QAM und die Impulsformung mit Matched-Filter behandelt. Darauf aufbauend wird ein Überblick über den PSSS-ASK-PHY nach IEEE 802.15.4-2011 gegeben.

2.1 Frequenzspreizung

Mit Frequenzspreizung oder Spread Spectrum werden Verfahren bezeichnet, bei denen die Bandbreite eines Signals vergrößert wird. Diese Spreizung erfolgt nach einer Funktion, die dem Empfänger bekannt und von der Nachricht unabhängig ist. Dadurch wird die Leistung über ein größeres Frequenzband verteilt und die spektrale Leistungsdichte des Signals reduziert sich. Durch eine entsprechend weite Spreizung kann die spektrale Leistungsdichte geringer als die des Kanalrauschens werden. Bei Beobachtung des Kanals lässt sich dann nicht mehr anhand der spektralen Leistungsdichte feststellen, ob eine Übertragung erfolgt, besonders dann, wenn mit geringer Leistung übertragen wird. Einige weitere Vorteile von Spread Spectrum, neben der verdeckten Übertragung, sind etwa die Robustheit gegenüber Interferenzen sowie Mehrwegeausbreitung und die Verbesserung der spektralen Effizienz [6].

Bei der Frequenzspreizung mit Hilfe von Spreizcodes werden pseudozufällige Codesequenzen, sogenannte Pseudo-Noise Sequenzen (PN), verwendet. Diese haben eine höhere Frequenz als das zu spreizende Signal und werden mit linear rückgekoppelten Schieberegistern (LFSR) erzeugt. Bei PN-Sequenzen handelt es sich um Folgen von Pseudozufallszahlen, d.h. sie erscheinen für einen Betrachter, der den Code nicht kennt, als zufällig, folgen aber einer Systematik, da sie sich periodisch wiederholen. Diese Zufallszahlen werden in diesem Zusammenhang auch als Chips bezeichnet. Zur Entspreizung muss die Pseudozufallsfolge im Empfänger also mit der des Senders synchronisiert sein [7]. Es ist daher nicht verwunderlich, dass Spread Spectrum Verfahren erstmals zu militärischen Zwecken verwendet wurden, bevor sie ihren Weg in den zivilen Alltag fanden [8].

Ein Maß für die Weite der Spreizung stellt der Spreizfaktor G dar. Er bezeichnet das Verhältnis zwischen der Symboldauer T_S des zu spreizenden Signals und der Chipdauer T_C des Spreizcodes [9]. Alternativ lässt er sich auch über das Verhältnis zwischen Chiprate R_C und Symbolrate R_S beschreiben:

$$G = \frac{T_S}{T_C} = \frac{R_C}{R_S} > 1. \quad (2.1)$$

2.1.1 Direct Sequence Spread Spectrum

Beim Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) erfolgt die Frequenzspreizung durch Multiplikation der Nutzdaten $d(i)$ mit einem Spreizcode $c(i)$, wie es in Abbildung 2.1 von oben nach unten zu sehen ist.

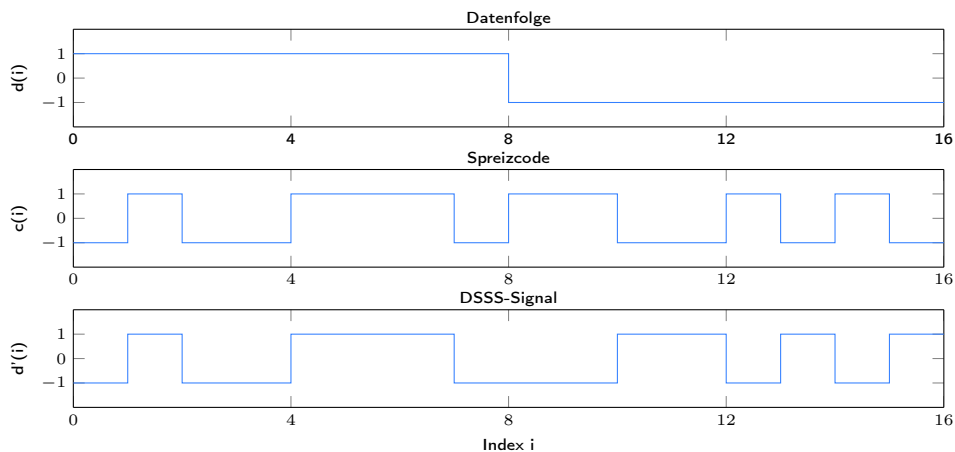


Abbildung 2.1: Erzeugung eines DSSS-Signals nach [9]

Die Entspreizung am Empfänger erfolgt durch Multiplikation des gespreizten Signals $d'(i)$ mit dem selben Spreizcode $c(i)$ und entspricht Abbildung 2.1 von unten nach oben betrachtet. Störsignale werden dabei am Empfänger gespreizt und ihre spektrale Leistungsdichte somit verringert. Zusätzlich wird das Störsignal durch einen auf das Informationssignal angepasstes Bandpassfilter unterdrückt. Nach Filterung ist somit nur noch ein Bruchteil der Störleistung vorhanden. Durch die Spreizung am Empfänger ergibt sich eine Verbesserung des Signalrauschabstandes (SNR) um den Spreizfaktor, der auch als Spreizgewinn oder im Englischen als Spreading Gain bzw. als Process(ing) Gain bezeichnet wird [10]. Dies gilt jedoch nicht für ein Störsignal mit unendlicher Bandbreite und somit unendlicher Störleistung, wie z.B. AWGN. Hier bleibt die spektrale Leistungsdichte des Rauschens bei Spreizung am Empfänger unverändert. Somit ergibt sich in diesem Fall kein Spreizgewinn [7].

Oft wird DSSS zur Umsetzung eines CDMA-Systems eingesetzt. Dabei wird jedem Teilnehmer ein einzigartiger Spreizcode zugewiesen. Diese sind im Optimalfall genau orthogonal zueinander, jedoch werden in der Praxis nahezu orthogonale Codes verwendet, um eine höhere Teilnehmeranzahl auf Kosten der Störfestigkeit zu ermöglichen [11].

DSSS findet sich heutzutage in verschiedensten Anwendungsgebieten wieder. So wird das Verfahren etwa beim Global Positioning System (GPS) oder beim Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) im Mobilfunk eingesetzt. Außerdem findet es in Satellitenkommunikationssystemen wie Globalstar, sowie bei WLAN nach IEEE Standard 802.11b-1999 Verwendung [12].

2.1.2 Parallel Sequence Spread Spectrum

Ein weiteres Verfahren zur Frequenzspreizung mit Hilfe von Spreizcodes ist PSSS bzw. Orthogonal Code Division Multiplexing (OCDM). Es wurde in [13] vorgestellt und später in abgewandelter Form in den IEEE 802.15.4-2011 Standard [4] übernommen. Bei dieser Methode werden ebenfalls PN-Sequenzen verwendet. Im Unterschied zu DSSS wird hier die Orthogonalität der PN-Sequenzen zusätzlich genutzt, um eine Übertragung mit mehreren parallelen Sequenzen umzusetzen. Diese werden überlagert und als mehrwertige PSSS-Sequenz, nach Modulation auf den Träger, übertragen. Dabei können maximale Amplitudenwerte entsprechend der Anzahl der überlagerten Sequenzen auftreten.

Die zur Spreizung der bipolaren Nutzdaten verwendeten Sequenzen werden durch zyklische Verschiebung einer unipolaren Basissequenz erzeugt. Dabei verwendet jeder Teilnehmer eines Netzwerks eine unterschiedliche PN-Sequenz als Basissequenz. Somit können mehrere Teilnehmer gleichzeitig im gleichen Frequenzband übertragen [14]. PSSS lässt sich also wie DSSS zur Realisierung eines CDMA-Systems nutzen.

Bei der PSSS-Codierung wird jedes Nutzdatenbit d_i einer Datenfolge der Länge L mit einer jeweils unterschiedlich verschobenen PN-Sequenz multipliziert. Hierbei entspricht der Index des Datenbits der Anzahl der Verschiebungen. Demnach wird das Bit d_0 mit der Basissequenz gewichtet, das Bit d_1 mit der einmal verschobenen Sequenz, das Bit d_2 mit der zweimal verschobenen Sequenz usw. Die Größe der Verschiebung ist hierbei variabel. Je größer die Verschiebung ist, desto größer ist auch die Widerstandsfähigkeit gegenüber Mehrwegeausbreitung aufgrund des größeren Abstands zwischen den codierten Bits [15]. Im Anschluss werden die so gewichteten PN-Sequenzen aufaddiert. In Abbildung 2.2 ist das Verfahren zur Erzeugung der PSSS-Sequenz schematisch dargestellt.

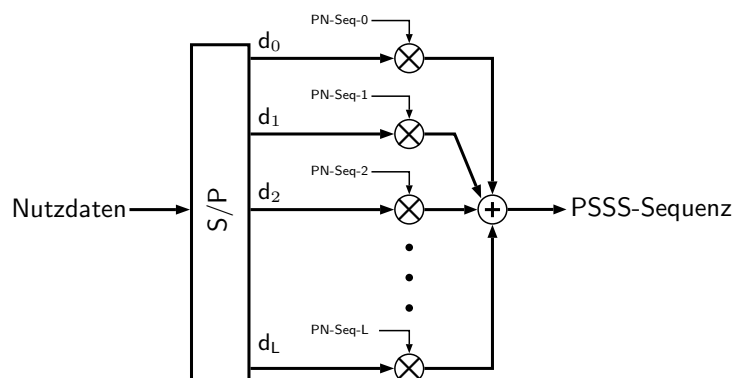


Abbildung 2.2: Erzeugung der mehrwertigen PSSS-Sequenz

Beim Verfahren nach [13] wird vor der Übertragung des Signals ein Guard Intervall angehängt, welches etwa bei OFDM-Systemen zur Verhinderung von ISI durch Mehrwegeausbreitung eingesetzt wird [16].

Das PSSS-Verfahren nutzt die Eigenschaften von Maximum Length Sequences (MLS) bzw. M-Sequenzen bei zyklischer Korrelation. Die zyklische Korrelation der M-Sequenz mit sich selbst erzeugt einen Delta-Impuls. Entsprechend ergibt die zyklische Korrelation mit einer verschobenen Sequenz einen um den

gleichen Abstand verschobenen Dirac-Impuls. Die zyklische Korrelation c zweier Sequenzen a und b mit Länge L_M ist dabei wie folgt definiert [13]:

$$c(k) = \sum_{i=1}^{L_M} a(i)b((i+k) \bmod L_M). \quad (2.2)$$

Da die Korrelation eine lineare Operation ist, bleibt diese Eigenschaft auch nach Überlagerung der einzelnen gewichteten PN-Sequenzen zur mehrwertigen PSSS-Sequenz erhalten. Dies lässt sich bei der Decodierung im Empfänger nutzen. Hier wird das verrauschte PSSS-Signal mit der Basissequenz zyklisch kreuzkorreliert. Die so gewonnenen parallelen Datenbits werden anschließend zu einem Datenstrom zusammengeführt. Im Entscheider erfolgt danach die Schwellenwertermittlung zur Rekonstruktion der gesendeten Nutzdaten.

2.2 Digitale Modulation

Digitale Modulation bezeichnet die Beeinflussung eines Trägersignals mit Hilfe eines zeit- und wertediskreten Signals. Beim sogenannten Mapping werden binäre Daten in $\log_2(M)$ große Gruppen unterteilt und Symbolen der Anzahl M zugeordnet. Diese Symbole haben diskrete Amplituden und Phasen. Amplitude und Phase können dabei als Konstellationspunkte in einem Konstellationsdiagramm dargestellt werden. Das nach dem Mapping entstandene Signal wird im Anschluss auf ein sinusförmiges Trägersignal aufmoduliert.

Durch eine höhere Stufenanzahl M ergeben sich höhere Datenraten, da mit einem Symbol mehr Bits übertragen werden. Allerdings verschlechtert sich der Rauschabstand bei einer Erhöhung der Stufenanzahl M und konstanter Signalleistung, da die Konstellationspunkte und somit die Entscheidungsschwellen näher beieinander liegen.

Digitale Modulationen sind im Vergleich zu analogen Modulationen besonders robust, da es ausreicht, die Symbole im Empfänger wiederzuerkennen, um ein rauschfreies Signal rekonstruieren zu können [17]. Einzig beim Überschreiten einer Entscheidungsschwelle kommt es zu einem Symbolfehler und somit zu einer fehlerhaften Dekodierung des Signals. Unterscheiden sich benachbarte Symbole um nur ein Bit, so handelt es sich um ein so genanntes Gray-Mapping.

Bei der ASK bzw. Amplitudenumtastung wird nur die Amplitude des Trägersignals beeinflusst. Die Stufen M entsprechen hier den möglichen diskreten Amplituden. Da nur die Amplitude des Signals beeinflusst wird, befinden sich die Konstellationspunkte nur auf dem Inphase-Kanal, wie in Abbildung 2.3 am Beispiel einer 4-ASK mit Gray-Mapping zu sehen ist.

Die QAM kombiniert die Amplitudenumtastung mit der Phasenumtastung. Es wird also sowohl die Amplitude als auch die Phase des Trägersignals verändert. Die Symbole sind somit komplex und werden sowohl über den Inphase-Kanal als auch über den Quadratur-Kanal übertragen. Dabei ist das Trägersignal des Q-Kanals um 90° gegenüber dem Trägersignal des I-Kanals verschoben. Das Konstellationsdiagramm ist

in Abbildung 2.3 am Beispiel einer 16-QAM mit Gray-Mapping zu sehen. Durch die parallele Übertragung über I- und Q-Kanal ergibt sich eine Verdopplung der Datenrate.

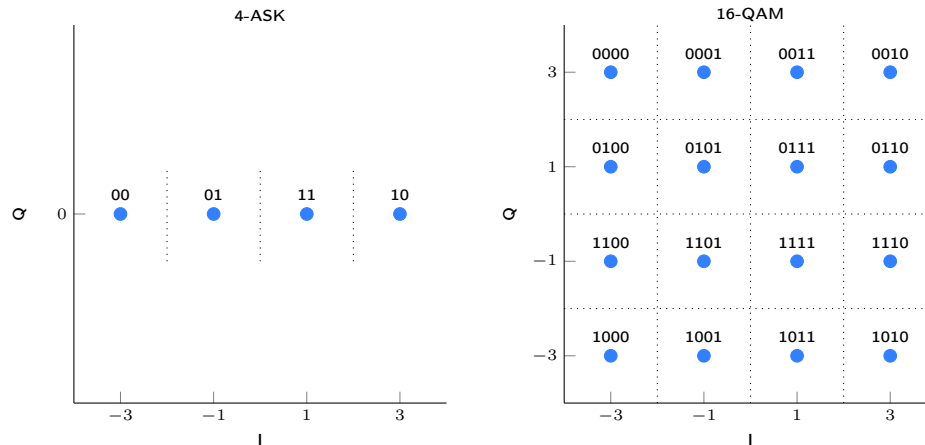


Abbildung 2.3: Konstellationsdiagramme für 4-ASK und 16-QAM mit Gray-Mapping

2.3 Impulsformung

Da auf einem realen Übertragungskanal nur eine begrenzte Bandbreite zur Verfügung steht und es unmöglich ist, eine unendlich steile Flanke zu erzeugen, wie sie für ein Rechteckimpuls nötig wäre, muss die Übertragung der Datensymbole an die Bandbreite angepasst werden. Deshalb werden auf Send- und Empfangsseite Filter zur Impulsformung eingesetzt. Das Sendefilter dient dabei der Begrenzung des Signals auf die verfügbare Kanalbandbreite, während das Empfangsfilter zur Minimierung des durch den Übertragungskanal hinzu gekommenen Kanalrauschens eingesetzt wird [8].

2.3.1 Inter-Symbol-Interferenz

Inter-Symbol-Interferenz (ISI) bezeichnet das Übersprechen zwischen Datensymbolen desselben Übertragungskanals. Sie entsteht, wenn sich, etwa in Folge der Impulsformung, aber auch durch Mehrwegeausbreitung und andere Effekte, die in dieser Arbeit jedoch vernachlässigt werden, die Impulse mehrerer aufeinander folgender Symbole überlagern. Dabei kann es zu falsch demodulierten Symbolen am Empfänger kommen, da das Signal an den Abtaststellen nT von mehreren Symbolen abhängig ist.

Um eine ISI-freie Übertragung zu gewährleisten, muss die Gesamtimpulsantwort $h(t)$ von Sendefilter, Kanal und Empfangsfilter die erste Nyquistbedingung erfüllen [8]:

$$h(nT) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} . \quad (2.3)$$

Für ihre Fouriertransformierte $H(f)$ gilt:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} H\left(f + \frac{m}{T}\right) = T. \quad (2.4)$$

Die Impulsantwort des gesamten Übertragungssystems muss also in gleichmäßigen Abständen nT zu Null werden. Dadurch können die Symbole an den Zeitpunkten nT korrekt abgetastet werden. Sende- und Empfangsfilter sollten also so entworfen werden, dass bei gleichzeitiger Beachtung der Bandbreitenbeschränkung des Übertragungskanals Inter-Symbol-Interferenz (ISI) minimiert und der SNR am Empfänger maximiert wird.

2.3.2 Matched-Filter

Um den Signal to Noise Ratio (SNR) am Abtaster des Empfängers zu maximieren, werden so genannte Matched-Filter eingesetzt. Für die Impulsantworten von Sendefilter $h_s(t)$ und Empfangsfilter $h_e(t)$ gilt dabei:

$$h_s(t) = h_e(-t). \quad (2.5)$$

Die Impulsantwort des Empfangsfilters entspricht demnach der an der Ordinate gespiegelten Impulsantwort des Sendefilters. Somit wird das verrauschte Sendesignal im Empfänger mit dem für die Impulsformung verwendeten Sendefilter gekreuzkorreliert. Dadurch wird die Ähnlichkeit der bekannten Impulsform mit dem verrauschten Sendesignal bestimmt und das Signal kann sicherer rekonstruiert werden [7].

Eine besondere Form der Impulsformung stellt die Impulsformung unter Verwendung eines Raised-Cosine-Filters (RC) dar. Das RC-Filter erfüllt die erste Nyquistbedingung aus Formel 2.3 und ist somit ISI-frei. Es besitzt folgende Übertragungsfunktion [8]:

$$H(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T}{r}\left(|f| - \frac{1-r}{2T}\right)\right) \right], & \frac{1-r}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (2.6)$$

Das Raised-Cosine-Filter wird in der Regel als Matched-Filter realisiert. Dies geschieht in Form von je einem Root-Raised-Cosine-Filter (RRC) im Sender und im Empfänger. Die Übertragungsfunktion des RRC-Filters entspricht dabei der Wurzel der Übertragungsfunktion des RC-Filters. Durch Faltung der Impulsantworten von Sende- und Empfangsfilter ergibt sich also insgesamt wieder das RC-Filter. Die Gesamtimpulsantwort von Sende- und Empfangsfilter führt demnach zu ISI-Freiheit.

Durch die Impulsformung mit RRC-Filter im Sender kommt es jedoch zu ISI auf dem Übertragungskanal. Damit einher geht allerdings auch eine Verringerung der benötigten Bandbreite bei der Übertragung. Die ISI wird also bewusst herbeigeführt. Im Empfänger wird anschließend die ISI-Freiheit des Signals durch RRC-Filterung wiederhergestellt.

2.4 PSSS-ASK-PHY nach IEEE 802.15.4-2011

Der PSSS-ASK-PHY nach IEEE 802.15.4-2011 wird bei 868 MHz, im Frequenzbereich für Short Range Devices (SRD), sowie im Industrial, Scientific and Medical (ISM) Band bei 915 MHz verwendet [18]. In dieser Arbeit wird jedoch nur die Variante für 868 MHz näher betrachtet. Hier wird eine Bandbreite von 868 MHz bis 868,6 MHz zur Übertragung verwendet. Dabei ist eine Datenrate von 250 kb/s bzw. 400 kChips/s vorgesehen.

Preamble	SFD	Frame Length	Reserved	PSDU
SHR		PHR		PHY Payload

Abbildung 2.4: Aufbau der PHY Protocol Data Unit nach IEEE 802.15.4-2011 [4]

Die Übertragung erfolgt in Datenpaketen, den PHY Protocol Data Units (PPDU), deren Aufbau in Abbildung 2.4 dargestellt ist. Zuerst wird der Synchronisation Header (SHR) gesendet. Dieser ist drei PSSS-Symbole lang und besteht aus einer Präambel und dem Start-of-Frame Delimiter (SFD). Für die Präambel wird die Sequenz 0 der PSSS-Code-Tabelle, also die M-Sequenz mit zyklischer Erweiterung, zweimal wiederholt. Sie dient der Synchronisation am Empfänger. Der SFD besteht aus der invertierten Sequenz 0, unterbricht somit die Präambel und zeigt den Beginn des PHY Header (PHR) an. Der PHR besteht aus dem 7 Bit langen Frame Length Feld, in welchem die Länge der PHY Service Data Unit (PSDU) angegeben ist, sowie einem Reserved Bit. Der Zweck des Reserved Bit wird im Standard nicht erläutert. Die PSDU enthält die eigentlichen Nutzdaten.

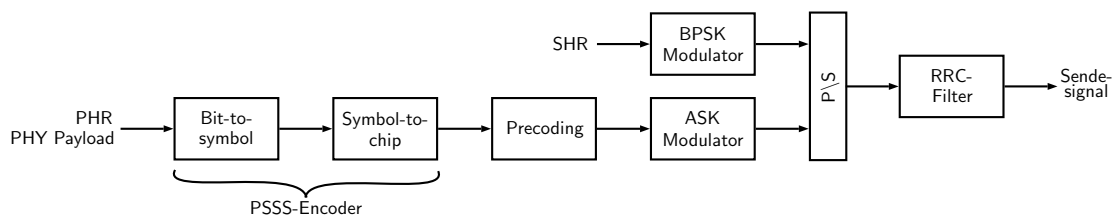


Abbildung 2.5: Ablauf der Codierung und der Modulation der PPDU nach IEEE 802.15.4-2011 [4]

SHR und PHR sowie PHY Payload unterscheiden sich in der Verwendung der PSSS-Codierung sowie der Modulation, wie in Abbildung 2.5 zu sehen. Der SHR wird mittels BPSK moduliert und mit einem RRC-Filter mit Roll-Off-Faktor von $r = 0.2$ gefiltert. Es erfolgt hierbei keine PSSS-Codierung. Der PHR und die PHY Payload hingegen werden PSSS codiert.

Die PSSS-Codierung folgt folgendem Schema: Beim sogenannten Bit-to-symbol Mapping werden jeweils 20 Datenbits zu einem Symbol zusammengefasst und beim darauf folgenden Symbol-to-chip Mapping mit der im Standard vorgegebenen 20x64 PSSS-Code-Tabelle, analog zum Verfahren in Abbildung 2.2, gewichtet und aufaddiert.

Die PSSS-Code-Tabelle setzt sich wie folgt zusammen: Die Basissequenz ist eine bipolare M-Sequenz der Länge 31. Diese 31 Chips lange Sequenz wird als eine Sequenz von Half-Chips betrachtet. Dabei wird jeder Chip in zwei Half-Chips mit dem Wert des jeweiligen Chips aufgeteilt, sodass eine 62 Half-Chips lange Sequenz entsteht. Diese wird nun so oft um drei Half-Chips zyklisch verschoben, bis sich eine Tabelle von insgesamt 20 dieser Sequenzen ergibt. Jede dieser Sequenzen wird im Anschluss mit ihren ersten beiden Half-Chips zyklisch erweitert.

Jede so erzeugte PSSS-Sequenz $p(m)$ durchläuft nun zwei Precoding Schritte, die im folgenden als Precoding 1 und Precoding 2 bezeichnet werden. Im ersten Schritt wird die Sequenz so verschoben, dass die maximale Amplitude Max und die minimale Amplitude Min symmetrisch um den Nullpegel liegen:

$$p'(m) = p(m) - \frac{(Max + Min)}{2}. \quad (2.7)$$

Im darauf folgenden zweiten Schritt wird die Amplitude der Sequenz mit der maximalen Amplitude nach Precoding 1 Max' auf den Wert 1 normiert:

$$p''(m) = \frac{p'(m)}{Max'}. \quad (2.8)$$

Durch die beiden Precodingschritte wird der vorhandene Dynamikumfang besser ausgenutzt. Allerdings wird dem Signal beim ersten Schritt auch ein zusätzlicher Gleichanteil hinzugefügt. Dies wirkt sich negativ auf die Decodierung sowie die Effizienz der Abstrahlung der Antenne aus. Jedoch ist eine Leistungsbetrachtung nicht Teil dieser Arbeit. Der Gleichanteil kann aber bei der Decodierung im Empfänger berücksichtigt werden, worauf später näher eingegangen wird. In Abbildung 2.6 sind die einzelnen Precodingschritte und ihre Auswirkungen auf eine PSSS-Sequenz zu sehen.

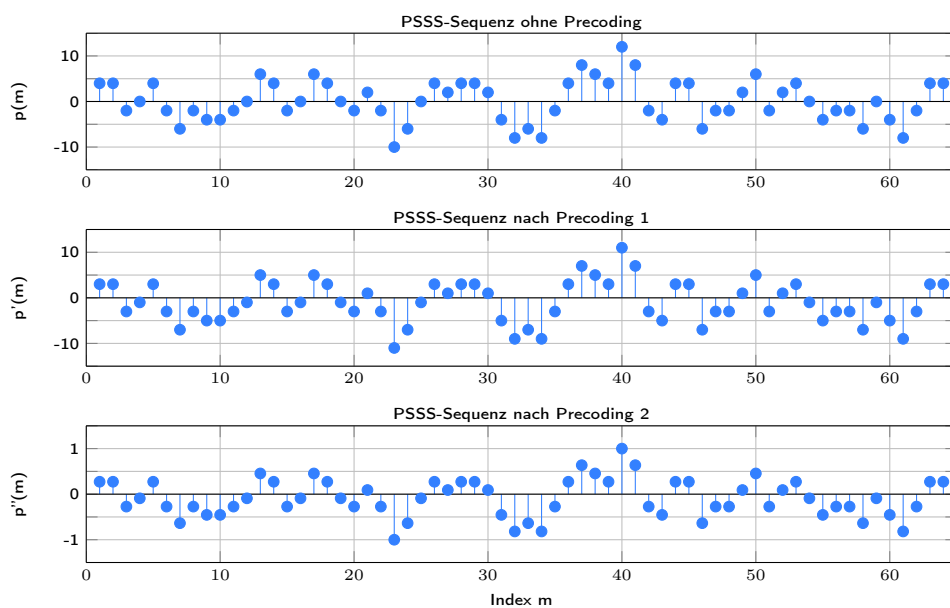


Abbildung 2.6: Precoding einer PSSS-Sequenz

Es ist bei genauer Betrachtung erkennbar, dass sich die gesamte Sequenz im gezeigten Fall in Folge des ersten Precodingschritts Precoding 1 entlang der Amplitudenachse nach unten verschiebt. Durch den zweiten Schritt Precoding 2 werden die Amplituden mit der maximalen Auslenkung normiert. Somit bewegen sich die Amplituden zwischen -1 und $+1$ und der vorhandene Dynamikumfang kann besser genutzt werden.

Im Anschluss an das Precoding wird das Signal dem ASK-Modulator überführt und auf den Träger bei 868,3 MHz moduliert. Auf das Mapping der ASK wird im Standard nicht eingegangen. Die Impulsformung im Sender erfolgt durch einen RRC-Filter, dessen Impulsantwort im Standard vorgegeben ist.

3 Konzeptionierung

In diesem Kapitel werden Vorüberlegungen zur Umsetzung der PHY-Simulation getroffen. Da der PSSS-ASK-PHY im IEEE 802.15.4-2011 Standard [4] auf der Empfängerseite nicht beschrieben wird, muss ein geeignetes Verfahren zur Decodierung des PSSS-Signals gewählt werden. Außerdem wird die Amplitudenverteilung der mehrwertigen PSSS-Sequenz und die Auswirkungen der im Standard vorgesehenen Precodingschritte auf diese untersucht. Darauf basierend wird ein geeignetes Mapping-Verfahren für den PSSS-ASK-PHY sowie den PSSS-QAM-PHY entwickelt. Zudem wird der Aufbau des für die Simulation entworfenen Empfängers erläutert.

3.1 Decodierung der mehrwertigen PSSS-Sequenz im Empfänger

Im IEEE 802.15.4-2011 Standard ist kein Decodierungsverfahren für den PSSS-ASK-PHY spezifiziert. Daher wurden in einer vorangegangenen Bachelorarbeit [5] verschiedene mögliche Decodieralgorithmen untersucht und hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit beurteilt. Darauf aufbauend wird in dieser Arbeit das als am zuverlässigsten bewertete Verfahren verwendet.

Bei diesem Verfahren wird bei der Decodierung die zyklische Erweiterung des demodulierten, mehrwertigen PSSS-Signals im Empfänger verworfen. Danach wird das Signal mit der nullten Sequenz ohne zyklische Erweiterung, d.h. von Half-Chip 0 bis einschließlich 61, der PSSS Code Tabelle für 868 MHz [4] zyklisch kreuzkorreliert. Die zur zyklischen Korrelation verwendete Sequenz entspricht also der M-Sequenz. Die so entstandenen, gewichteten Delta-Impulse werden anschließend durch eine Hard-Decision-Schwellenwertermittlung in bipolare Datenbits umgewandelt. Falls dabei einer der Dirac-Impulse ein Impulsgewicht von 0 besitzt, die Amplitude also genau dem Wert der Entscheidungsschwelle entspricht, so wird zur +1 aufgerundet. Der Ablauf des Decodierverfahrens im Empfänger ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

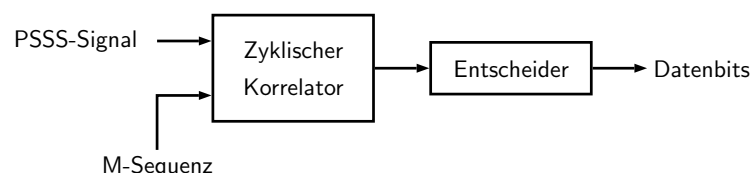


Abbildung 3.1: Ablauf der PSSS-Decodierung

3.2 Amplitudenverteilung der mehrwertigen PSSS-Sequenz

In [13] wird die Amplitudenverteilung von nicht standardkonformen PSSS-Sequenzen untersucht. Dabei zeigt sich, dass sich bei Betrachtung der Amplituden aller PSSS-Sequenzen gemäß des zentralen Grenzwertsatzes [19] eine gaußförmige Amplitudenverteilung ergibt. Somit treten hohe Amplitudenwerte weniger häufig auf als niedrigere.

Durch Berechnung der PSSS-Sequenzen für alle 2^{20} möglichen Bitkombinationen eines 20 Bit Datensymbols lässt sich die diskrete Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den PSSS-ASK-PHY nach Standard bestimmen. Die Amplitudenverteilung der standardkonformen PSSS-Sequenzen ist im uncodierten Zustand ebenfalls normalverteilt. Dabei ergeben sich gerade Amplitudenwerte zwischen -20 und 20, da für 868 MHz die PSSS-Code-Tabelle mit 20 Datenbits gewichtet und aufaddiert wird.

Durch das Precoding, das auf jede einzelne PSSS-Sequenz angewandt wird, verändert sich jedoch die Amplitudenverteilung, wie Abbildung 3.2 zeigt. Nach Precoding 1, bei dem eine Symmetrie der Amplitudenextrema um Null erzeugt wird, treten nun 33 sowohl gerade als auch ungerade Amplitudenwerte zwischen -16 und 16 auf. In Folge von Precoding 2 verändert sich die Verteilung deutlich. Da die Amplituden jeder einzelnen PSSS-Sequenz auf eins normiert werden, treten durch das Precoding nur Werte zwischen -1 und +1 auf. Statt der 21 Amplitudenstufen ohne Precoding treten nun 81 verschiedene Werte auf. Dies liegt darin begründet, dass die PSSS-Sequenzen vor der Codierung unterschiedliche maximale Amplitudenstufen besitzen und daher mit unterschiedlichen Faktoren normiert werden. Eine Normalverteilung liegt nicht mehr vor. Außerdem sind die möglichen Amplituden nun nicht mehr in gleichmäßigen Abständen verteilt. Extrema mit hohen Wahrscheinlichkeiten bilden sich bei Amplitudenwerten mit nur einer Nachkommastelle, bei Null und, speziell durch die Normierung bedingt, bei -1 und +1. Zusätzlich existieren viele mögliche Amplitudenstufen mit sehr geringen Wahrscheinlichkeiten in der Nähe dieser Extremwerte, wie in Abbildung 3.2 unten erkennbar ist.

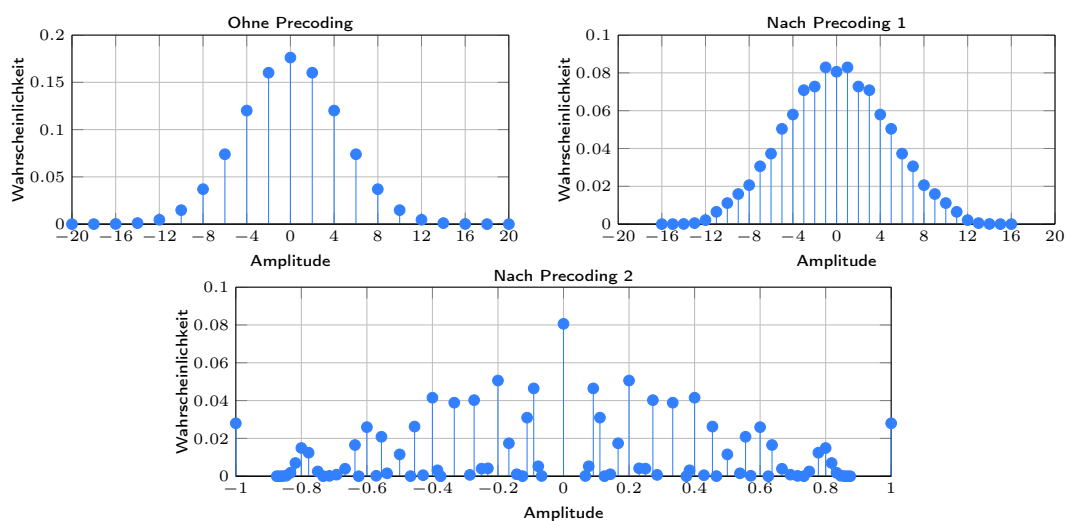


Abbildung 3.2: Amplitudenverteilungen für alle PSSS-Sequenzen bei 868 MHz

3.3 Modulation

3.3.1 Mapping bei Amplitude Shift Keying

Auf Basis der Amplitudenverteilung der PSSS-Sequenzen ist die Verwendung einer analogen linearen Amplitudenmodulation vermutlich sinnvoller, als eine Implementierung in Form einer digitalen Modulation. Aufgrund der vorgeschriebenen Spezifizierung im Standard und da heutzutage in erster Linie Transceiver hergestellt werden, die digital modulieren, ist eine Untersuchung einer Implementierung mit digitaler Modulation dennoch sinnvoll.

Im IEEE 802.15.4-2011 Standard wird für die ASK des PSSS-ASK-PHY lediglich beschrieben, dass die einzelnen Half-Chips der PSSS-Sequenz mit einer ASK auf den Träger moduliert werden und anschließend eine RRC-Impulsformung erfahren. Das Mapping der Modulation wird dabei nicht näher spezifiziert. Durch die hohe Anzahl möglicher Amplitudenstufen für die zu übertragene PSSS-Sequenz stellt sich jedoch die Frage nach der optimalen Anzahl an Stufen M der Modulation sowie einer geeigneten Zuordnungsvorschrift der mehrwertigen Half-Chips zu den Sendesymbolen.

Die zu modulierenden Half-Chips liegen nicht in unipolarer Form vor, sondern sind multivalent. Daher lässt sich hier kein klassisches Bit-Mapping verwenden, bei dem die Bits zu Gruppen der Größe $\log_2(M)$ zusammengefasst und dann diskreten Amplituden bzw. Phasen zugeordnet werden. Stattdessen werden die Amplitudenwerte der einzelnen Half-Chips nach Precoding direkt zu vorher fest definierten diskreten Amplitudenstufen gerundet. Diese diskreten Amplitudenstufen der Anzahl M sind zwischen -1 und $+1$ in gleichmäßigen Abständen verteilt. Dadurch wird die Anzahl der möglichen Amplitudenstufen der PSSS-Sequenz reduziert, jedoch entstehen so Rundungsfehler die zu einer Erhöhung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit führen. Die Anzahl der Stufen M hat also Einfluss auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit, da mit steigender Stufenanzahl M die Rundungsfehler geringer werden. Die Datenrate wird durch M nicht beeinflusst.

Um die Auswirkungen des Mappings auf die Decodierbarkeit der PSSS-Sequenzen zu untersuchen, wird die Übertragung mit M -ASK Modulation über einen rauschfreien, idealen Kanal für $M = 2, 4, 8, 16$ mit idealer Impulsformung durchgeführt. Die Übertragung erfolgt für alle 2^{20} möglichen PSSS-Sequenzen und ihre Leistungsfähigkeit wird anhand der Bitfehlerraten bewertet. Die Konstellationsdiagramme der betrachteten Varianten sind in Abbildung 3.3 zu sehen.

Die Zuordnung zu den Sendesymbolen erfolgt durch Runden der Amplituden der PSSS-Sequenz zum Sendesymbol mit dem geringsten euklidischen Abstand. Befindet sich eine Amplitude auf einer Entscheidungsschwelle, so wird grundsätzlich aufgerundet. Im Anschluss werden die Datenbits im Empfänger mit Hilfe des in Abschnitt 3.1 beschriebenen PSSS-Decoders zurückgewonnen und fehlerhaft decodierten Bits gezählt.

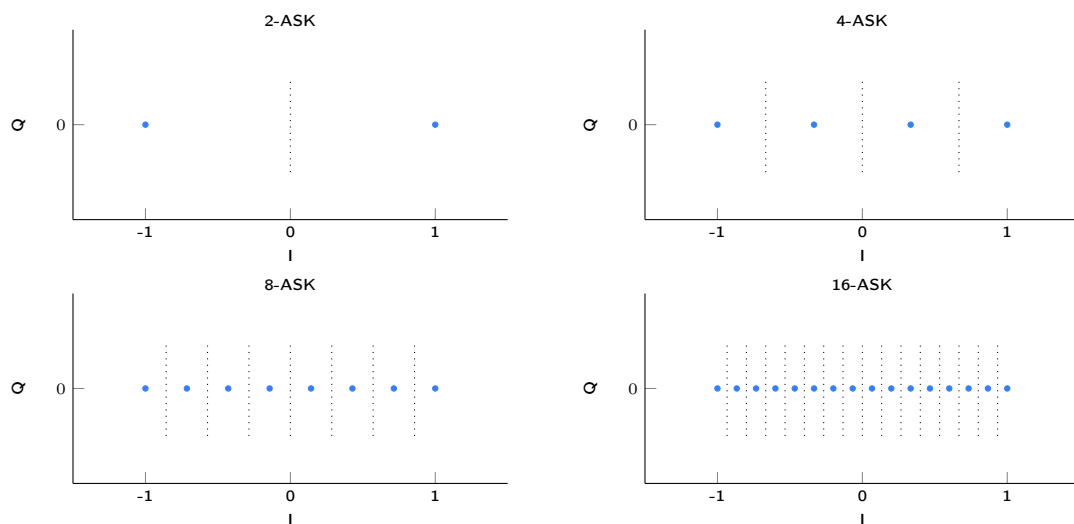
In Tabelle 3.1 sind die Bitfehlerraten bei Variation von M aufgelistet. Dabei berechnen sich die Bitfehlerraten BER wie folgt:

$$\text{BER} = \frac{\text{Anzahl Bitfehler}}{20 \cdot 2^{20}}. \quad (3.1)$$

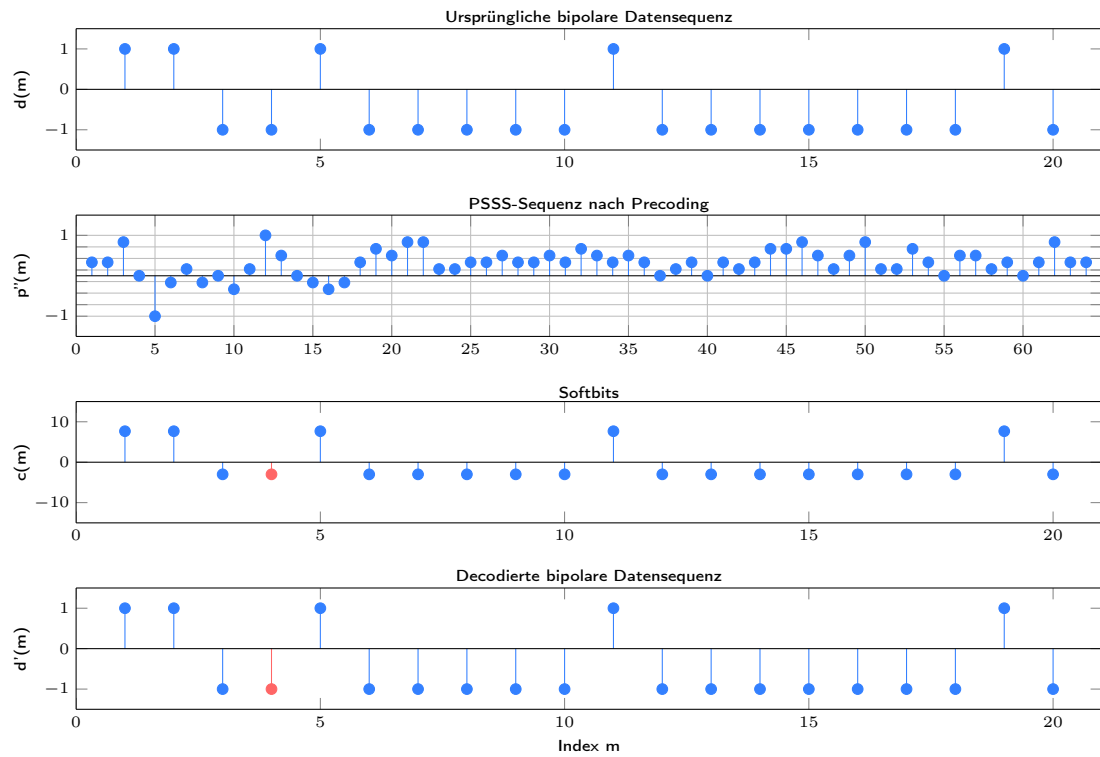
M	Bitfehler	BER
2	411963	0.0196
4	18417	$8.7819 \cdot 10^{-4}$
8	1	$4.7684 \cdot 10^{-8}$
16	0	0

Tabelle 3.1: Bitfehlerraten für M-ASK ohne Rauschen und mit idealer Impulsformung

Es ist ersichtlich, dass mit einer höheren Anzahl von Amplitudenstufen eine geringere Bitfehlerrate einher geht. Die Robustheit des Verfahrens gegenüber Bitfehlern ist also proportional zur Stufenanzahl M . Dies ist darauf zurückzuführen, dass Rundungsfehler bei entsprechend höherer Anzahl an Stufen geringer werden. Für zwei und vier Amplitudenstufen ergeben sich bereits sehr hohe Bitfehlerraten. Im Gegensatz dazu hat das Verfahren für $M = 8$ sowie $M = 16$ geringe Fehlerraten. Für $M \rightarrow \infty$ entspricht die ASK einer linearen Amplitudenmodulation, da für großes M der Rundungsfehler gegen Null geht.

Abbildung 3.3: Signalraum der M-ASK für $M = 2, 4, 8, 16$

Der Bitfehler bei Modulation mit $M = 8$ entsteht durch den Rundungsfehler bei der Decodierung. In Abbildung 3.4 ist der Vergleich der Decodierung der betroffenen Sequenz mit und ohne Mapping bei $M = 8$ zu sehen. Es ist erkennbar, dass die Amplituden des PSSS-Signals nach Precoding $p''(m)$ in Abbildung 3.4a zu den, als graue Linien dargestellten, Amplitudenstufen gerundet werden. Das Ergebnis nach Runden ist als Signal $s(m)$ in Abbildung 3.4b zu sehen. Durch den entstandenen Rundungsfehler kommt es zu einer fehlerhaften Decodierung. Das betroffene Bit ist dabei in rot dargestellt. Wegen der hohen Auftrittswahrscheinlichkeit von fehlerhaft decodierten Bits bei den geringen Stufenanzahlen $M = 2$ und $M = 4$ auf Grund des größeren Rundungsfehlers wird die M-ASK Modulation im weiteren Verlauf der Arbeit nur für Stufenanzahlen von $M = 8$, $M = 16$ sowie zusätzlich $M = 32$ betrachtet.



(a) Ohne Mapping

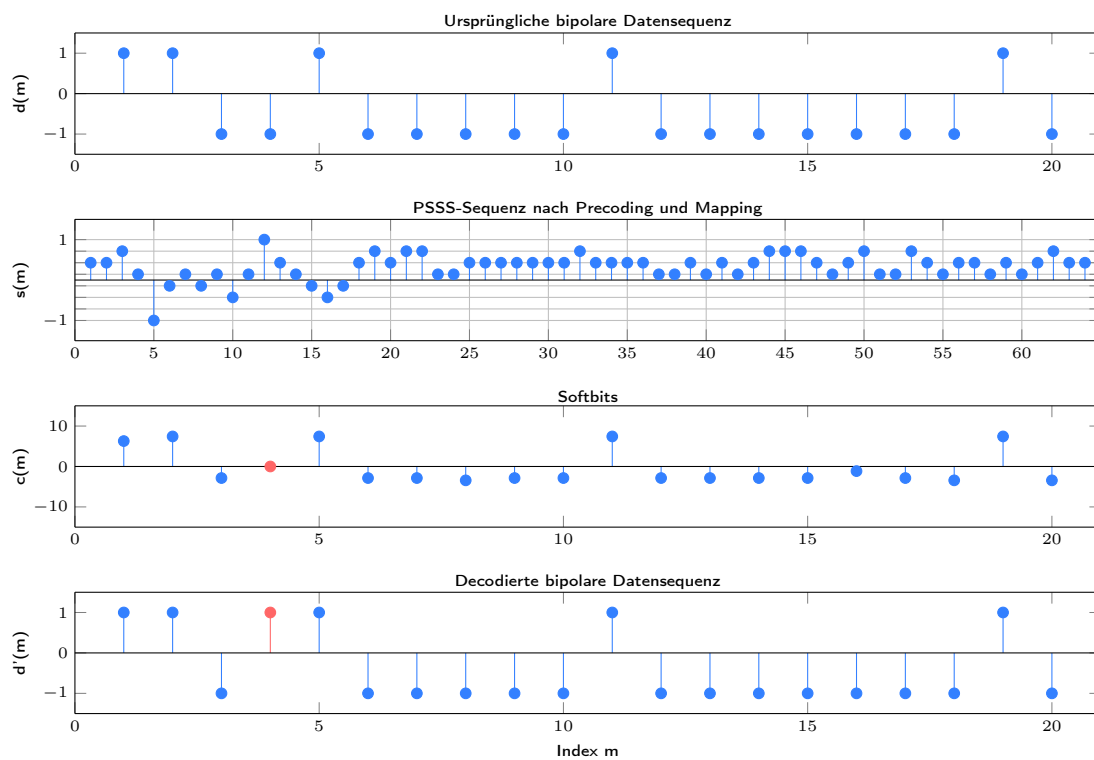
(b) Mit Mapping für $M = 8$

Abbildung 3.4: Vergleich der Decodierung mit und ohne Mapping

3.3.2 Mapping der Quadrature Amplitude Modulation

Sofern die Stufenanzahl M eine Quadratzahl ist, lässt sich die M-QAM auch als Zusammensetzung zweier \sqrt{M} -ASKs betrachten. Für die M-QAM Übertragung ergeben sich deshalb dieselben Bitfehlerraten, wie für die entsprechende \sqrt{M} -ASK, wie auch Tabelle 3.2 zeigt.

M	Bitfehler	BER
4	411963	0.0196
16	18417	$8.7819 \cdot 10^{-4}$
64	1	$4.7684 \cdot 10^{-8}$
256	0	0

Tabelle 3.2: Bitfehlerraten für M-QAM ohne Rauschen und mit idealer Impulsformung

Die Vorüberlegungen zum Mapping der M-ASK lassen sich daher auf die M-QAM übertragen. Entsprechend ergeben sich für die M-QAM Stufenanzahlen von $M = 64, 256, 1024$. Die entsprechenden Konstellationsdiagramme für $M = 64$ sowie $M = 256$ sind in Abbildung 3.5 zu sehen. Die Amplitudenstufen der PSSS-Sequenz werden auch hier zur nächsten Stufe des Mappings gerundet. Die Modulation auf I- und Q-Kanal erfolgt in Half-Chips. Bei der nicht standardkonformen PSSS nach [13] werden über den I- und Q-Kanal zwei verschiedene PSSS-Sequenzen parallel übertragen. Somit ergibt sich eine Verdopplung der Datenrate bei der Übertragung mit M-QAM. Für Sender und Empfänger entsteht jedoch ein erhöhter Rechenaufwand, da im Vergleich zur M-ASK nun zwei PSSS-Sequenzen parallel codiert bzw. decodiert werden müssen. Ein alternativer Ansatz besteht darin, die Half-Chips einer einzigen PSSS-Sequenz abwechselnd auf den I- und den Q-Kanal zu modulieren. Half-Chips mit geradem Index werden dabei über den I-Kanal, mit ungeradem Index über den Q-Kanal übertragen. Aufgrund des geringeren Implementierungsaufwandes ist daher dieser Ansatz zu bevorzugen.

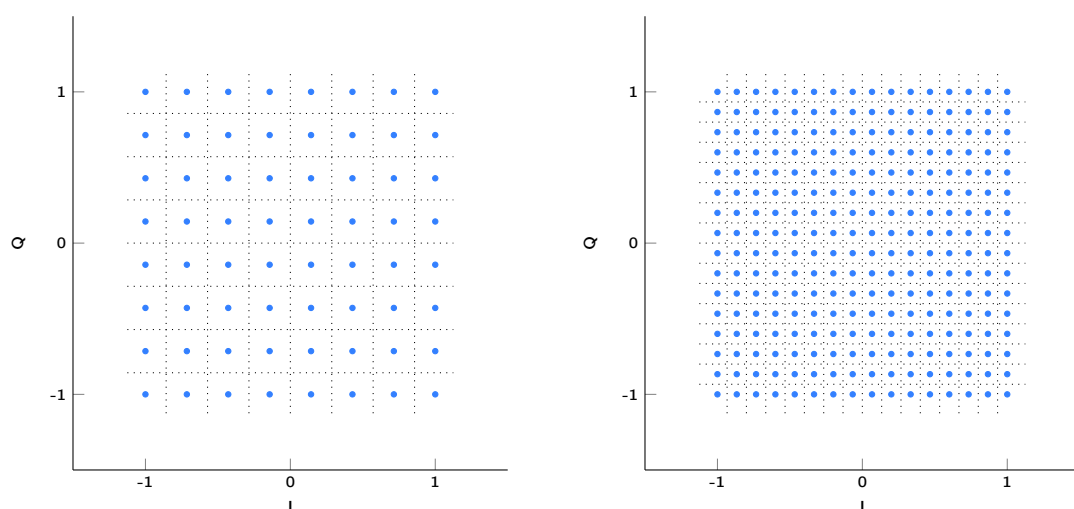


Abbildung 3.5: Signalraum der M-QAM für $M = 64, 256$

3.4 Aufbau des Empfängers

Nach IEEE 802.15.4-2011 wird für den PSSS-ASK-PHY ein RRC-Filter zur Impulsformung auf Sendeseite eingesetzt. Da dieser Filtertyp üblicherweise als Matched-Filter Verwendung findet, wird als Empfangsfilter ebenfalls ein RRC-Filter eingesetzt.

Die Demodulation erfolgt analog zu den in Abschnitt 3.3.1 und Abschnitt 3.3.2 beschriebenen Modulationsverfahren. Das empfangene Signal wird erneut zu den Amplituden der Modulationssymbole hin gerundet. Dadurch wird im Optimalfall das Rauschen aus dem Signal entfernt und das ursprüngliche Signal fehlerfrei rekonstruiert.

Das Precoding im Sender lässt sich auf Empfangsseite nur teilweise rückgängig machen. Da sich die senderseitige Maximumsnormierung des Signals im Empfänger nicht mehr nachvollziehen lässt, kann der zweite Precodingschritt nicht rückgängig gemacht werden. Im ersten Schritt des Precodings wird dem Signal durch die Verschiebung entlang der Amplitudenachse jedoch ein zusätzlicher Gleichanteil hinzugefügt. Der Gleichanteil des übertragenen Signals lässt sich im Empfänger durch aufsummieren der Amplitudenwerte berechnen und kann somit aus dem Signal entfernt werden. Im folgenden wird dieser Schritt als Deprecoding bezeichnet. Durch diesen zusätzlichen Schritt lässt sich die Zuverlässigkeit der Decodierung verbessern und somit die Bitfehlerwahrscheinlichkeit reduzieren. So kann etwa der in Abbildung 3.4b gezeigte Bitfehler durch das Deprecoding vermieden werden.

Im Anschluss erfolgt die Decodierung der PSSS-Sequenz mit Hilfe des in Abschnitt 3.1 beschriebenen PSSS-Decoders. Der gesamte Aufbau des Empfängers ist in Abbildung 3.6 gezeigt.

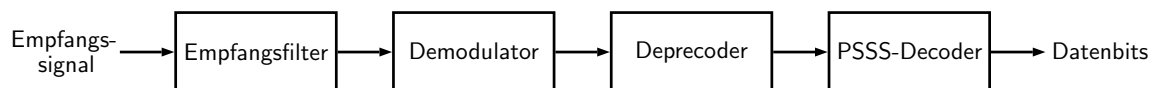


Abbildung 3.6: Aufbau des Empfängers

3.5 Herleitung der Bitfehlerrate für die PSSS-Codierung

Da es sich bei den im Standard verwendeten Sequenzen um M-Sequenzen der Länge $L_M = 31$ handelt, ist es möglich, die theoretische BER-Kurve für die PSSS-Codierung unter Vernachlässigung der zyklischen Erweiterung und des Precodings herzuleiten. Ausgangspunkt ist hierbei folgende Autokorrelationseigenschaft der M-Sequenzen [20]. Für die nicht normierte Autokorrelationsfunktion (AKF) einer M-Sequenz gilt bei rechteckförmiger Impulsformung mit $\tau = k \cdot T_c$:

$$\varphi(\tau) = \begin{cases} L_M, & \text{wenn } \tau \bmod L_M = 0 \\ -1, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.2)$$

Da rechteckförmige Chips der Dauer T_C angenommen werden, ist die AKF zwischen $\tau = k \cdot T_C$ und $\tau = (k + 1) \cdot T_C$ linear interpoliert.

Mit Hilfe dieser M-Sequenz werden beim PSSS-Verfahren nun Symbole der Länge L_S codiert. Für 868 MHz gilt $L_S = 20$. Es ergibt sich eine lineare Überlagerung von L_S dieser, jeweils um drei Half-Chips verschobenen, M-Sequenzen. Diese werden entsprechend mit den L_S bipolaren Datenbits eines PSSS-Symbols gewichtet. Folglich überlagern sich auch die einzelnen Korrelationen bei der zyklischen Korrelation im PSSS-Decoder.

Angenommen, es wird ein Datenbit mit Wertigkeit +1 mit der unverschobenen Basissequenz übertragen. Dann sind im schlechtesten Fall für 868 MHz alle übrigen 19 Sequenzen ebenfalls mit +1 gewichtet. Durch die lineare Überlagerung der Korrelationsfunktionen ergibt sich in diesem Fall somit eine Amplitude von $31 - 19 = 12$. Für den Fall von nur 18 mit +1 gewichteten Sequenzen und einer mit -1 gewichteten Sequenz ergibt sich entsprechend eine Amplitude von $31 - 18 + 1 = 14$ usw. bis hin zum bestmöglichen Fall mit einer Amplitude von $31 + 19 = 50$ bei 0 mit +1 gewichteten und 19 mit -1 gewichteten Sequenzen. Es ist also ersichtlich, dass die Bitfehlerwahrscheinlichkeit eines Bits bei Verwendung der PSSS-Codierung von den Werten der anderen Datenbits im selben Symbol abhängig ist. Durch die PSSS-Codierung entsteht somit eine Abweichung von der BER-Kurve der bipolaren BPSK.

Für die übrigen $L_S - 1 = 19$ Bits auf den Sequenzen ergeben sich $2^{L_S-1} = 2^{19}$ mögliche verschiedene Kombinationen. Dabei ist von Interesse, wie viele der Bits den Wert +1 bzw. -1 besitzen. Die Anzahl n der störenden Bits, im oberen Beispiel mit Wertigkeit +1, ist binomial verteilt und kann natürliche Zahlen \mathbb{N}_0 zwischen 0 und $L_S - 1$ annehmen. Die zugehörige diskrete Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion kann durch die Wahrscheinlichkeit $P(n)$ für das Auftreten von n Konkurrenten berechnet werden. Sie entspricht einer Normalverteilung und ist in Abbildung 3.7 abgebildet. Dabei berechnet sich $P(n)$ wie folgt:

$$P(n) = \frac{1}{2^{L_S-1}} \cdot \binom{L_S-1}{n}. \quad (3.3)$$

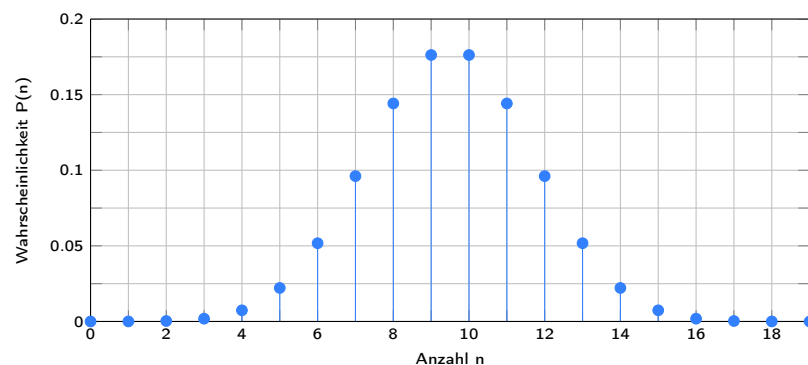


Abbildung 3.7: Visualisierung der Wahrscheinlichkeiten der störenden Bits mit Wert +1

Wenn n die Anzahl der Bits mit Wertigkeit +1 beschreibt, dann ist $L_S - 1 - n$ die Anzahl der Bits mit Wert -1. Die Amplitude $A_{\text{corr}}(\tau = 0, n)$ der Korrelation muss über die binomial verteilten n Konkur-

renten berechnet werden und ist für den ungestörten hypothetischen Fall von $n = 9,5$ auf den Wert 1 normiert. Im besten Fall für $n = 0$ beträgt sie $\frac{50}{31}$ während sie im schlechtesten Fall für $n = 19$ einen Wert von $\frac{12}{31}$ hat. Sie berechnet sich nach folgender Gleichung:

$$A_{\text{corr}}(\tau = 0, n) = \frac{L_M + L_S - 1 - 2n}{L_M}. \quad (3.4)$$

Der Wert der Amplitudenänderung wird quadriert, da die Amplitudenänderung quadratisch in E_b/N_0 eingeht. Der Korrekturfaktor $\gamma(n)$ für E_b/N_0 ergibt sich also wie folgt:

$$\gamma(n) = (A_{\text{corr}}(n))^2. \quad (3.5)$$

Nun muss noch ein weiterer Korrekturschritt erfolgen. Durch die unterschiedliche Anzahl von $+1$ und -1 im Symbol ergibt sich immer eine individuelle Amplitude. E_b/N_0 ist aber im Mittel über alle Bitkombinationen definiert. Deshalb muss der Korrekturfaktor $\gamma(n)$ über die Mittelung von $\gamma(n)$ gewichtet mit der Auftrittswahrscheinlichkeit $P(n)$ über alle n , also mit dem ersten Moment, normiert werden. Dadurch ergibt sich der normierte Korrekturfaktor $\gamma'(n)$:

$$\gamma'(n) = \frac{\gamma(n)}{P(n) \cdot \gamma(n)^n}. \quad (3.6)$$

In Abbildung 3.8 ist der normierte Korrekturfaktor $\gamma'(n)$ in Abhängigkeit von der Anzahl n der Konkurrenten aufgetragen.

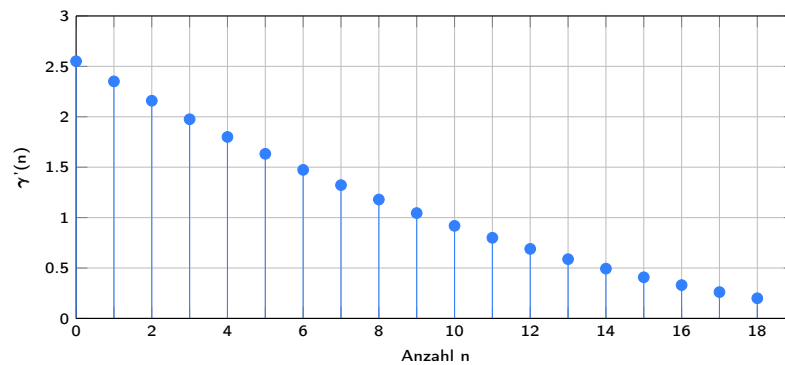


Abbildung 3.8: Änderung des Störabstandes

Bei der PSSS-Codierung werden bipolare Datenbits codiert. Deshalb kann die PSSS-Codierung auch als eine bipolare BPSK mit PSSS-Impulsformung betrachtet werden. Über die Formel der Bitfehlerrate der bipolaren BPSK lässt sich daher nun die Fehlerverteilungsfunktion $\text{BER}(n)$ bei gegebenem E_b/N_0 herleiten:

$$\text{BER}(n) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma'(n) \cdot \frac{E_b}{N_0}}. \quad (3.7)$$

Wird nun die Fehlerverteilungsfunktion $\text{BER}(n)$ mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der störenden Sequenzen gewichtet und dann aufsummiert, so ergibt sich die Bitfehlerrate BER_{PSSS} der

PSSS-Codierung bei gegebenem E_b/N_0 :

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{PSSS}} &= \sum_{n=0}^{L_S-1} \underbrace{\frac{1}{2^{L_S-1}} \cdot \binom{L_S-1}{n}}_{P(n)} \cdot \underbrace{\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma(n)' \cdot \frac{E_b}{N_0}}}_{\text{BER}(n)} \\ &= \frac{1}{2^{L_S}} \cdot \sum_{n=0}^{L_S-1} \binom{L_S-1}{n} \cdot \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma(n)' \cdot \frac{E_b}{N_0}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

mit

$$\gamma'(n) = \frac{2^{L_S-1} \cdot (L_M + L_S - 1 - 2n)^2}{\sum_{k=0}^{L_S-1} \binom{L_S-1}{k} \cdot (L_M + L_S - 1 - 2k)^2} . \quad (3.9)$$

Somit ergibt sich für die PSSS-Codierung die in Abbildung 3.9 gezeigte Kurve für die Bitfehlerrate bei Variation von E_b/N_0 . Zum Vergleich und zur besseren Einordnung ist außerdem die Bitfehlerkurve der bipolaren BPSK abgebildet. Die PSSS-Codierung führt demnach zu einer Erhöhung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit.

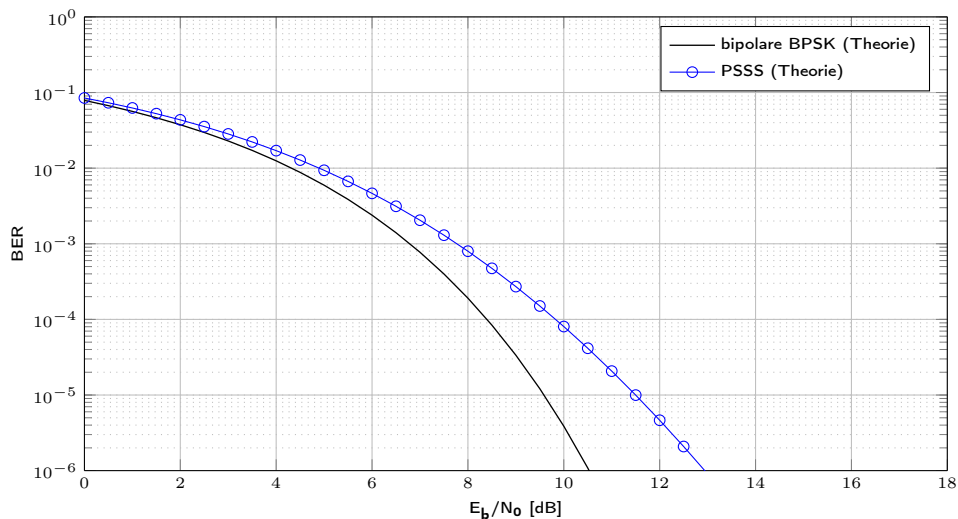


Abbildung 3.9: Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für die PSSS-Codierung

3.6 Simulationsszenarien

Bei Übertragung über einen AWGN-Kanal werden die Bitfehlerkurven für den PSSS-ASK-PHY, sowie den PSSS-QAM-PHY, durch Variation des Signalrauschabstandes pro Bit E_b/N_0 berechnet.

Zuerst erfolgt die Simulation des standardkonformen PSSS-ASK-PHY ohne das entworfene Mapping-Verfahren, d.h. die Amplitude des PSSS-Signals wird nach Precoding ohne Runden der Amplitudenstufen übertragen. Dies entspricht einer linearen Amplitudenmodulation. Außerdem wird auf das Precoding

ding verzichtet und mit idealer Impulsformung übertragen. Mit Hilfe der theoretischen Herleitung aus Abschnitt 3.5 lässt sich somit die Simulation validieren.

Als nächstes werden die Auswirkungen des Precodings sowie des in Abschnitt 3.4 entworfenen Deprecoding auf die Bitfehlerraten untersucht. Dabei wird zwischen der PSSS-Codierung ohne Precoding, mit Precoding sowie mit Precoding und Deprecoding verglichen.

In einer weiteren Simulation werden mögliche Auswirkungen der RRC-Impulsformung untersucht. Dabei wird zwischen idealer Impulsformung sowie Impulsformung mit RRC-Filter verglichen.

Auf Basis der vorangegangenen Untersuchungen der Amplitudenverteilungen, des Mappings und des entworfenen Empfängers ergeben sich weitere verschiedene mögliche Simulationsszenarien. So wird die Auswirkung der Stufenanzahl auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit untersucht. Dabei werden für den PSSS-ASK-PHY Stufenanzahlen von $M = 8, 16, 32$ verwendet. Für den PSSS-QAM-PHY ergeben sich demnach Stufenanzahlen von $M = 64, 256, 1024$. Für die Simulation des PSSS-ASK-PHY und des PSSS-QAM-PHY werden Precoding, RRC-Impulsformung und Deprecoding verwendet.

4 Implementierung

Dieses Kapitel beschreibt die Implementierung der in Kapitel 3 entwickelten Konzepte innerhalb der ausgewählten Entwicklungsumgebung. Zuerst wird auf den Aufbau der physikalischen Schicht eingegangen. Im Anschluss folgt die Umsetzung des AWGN-Kanalmodells, sowie der Aufbau der Simulationsumgebung. Abschließend wird erläutert, wie die einzelnen Bestandteile der Simulation validiert wurden.

4.1 Aufbau der physikalischen Schicht

Der PSSS-ASK-PHY bzw. PSSS-QAM-PHY wird nach dem in Abbildung 4.1 gezeigten Blockschaltbild implementiert. Dabei wird der in Kapitel 2 erläuterte PSSS-ASK-PHY nach IEEE 802.15.4-2011 als Grundlage gewählt und dieser um die im Standard nicht spezifizierten Elemente, wie den in Kapitel 3 konzipierten Empfänger, erweitert. Außerdem lässt sich die verwendete Modulation variieren und somit der PSSS-ASK-PHY zu einem PSSS-QAM-PHY modifizieren.

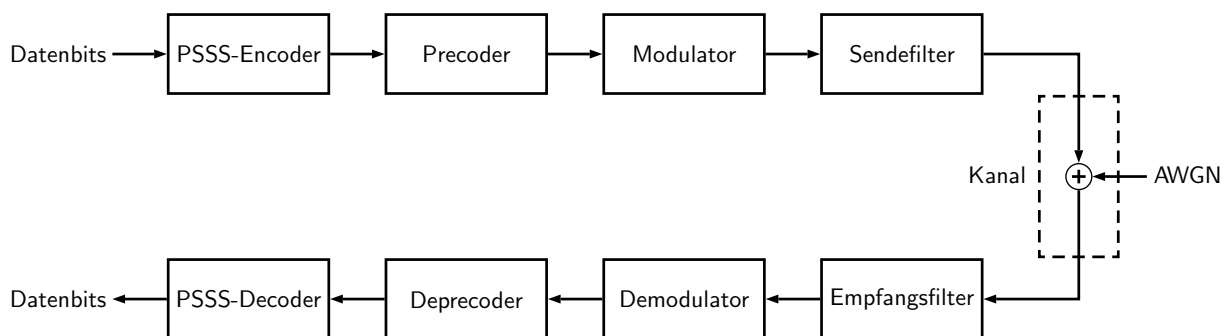


Abbildung 4.1: Die simulierte physikalische Schicht

Die Übertragung wird für zwei Teilnehmer implementiert, erfolgt also nur zwischen einem Sender und einem Empfänger. Mögliche andere Teilnehmer werden demnach nicht berücksichtigt. Synchronisierungsvorgänge mit Hilfe des SHR werden vernachlässigt, da das verwendete Kanalmodell keine möglichen zeitlichen Verzögerungen bei der Übertragung berücksichtigt. Außerdem wird bei der Implementierung des PHY die in Abschnitt 2.4 erläuterte PPDU-Struktur vernachlässigt, da sie keine Auswirkungen auf die Bitfehlerraten hat und nur zu einem zusätzlichen Rechenaufwand führen würde. Es werden daher pro Iteration 1000 gleichverteilte Zufallsbits übertragen, die entsprechend des PSSS-Algorithmus in 20 Bit Blöcken zu PSSS-Symbolen codiert werden.

4.2 Aufbau der Simulationsumgebung

Die Implementierung der PHY-Simulation erfolgte als komplexe Basisbandsimulation innerhalb der Entwicklungsumgebung der Software MATLAB in der Version R2014a von der Firma The Mathworks. Mit Hilfe der Simulation werden durch Variation des Störabstandes die Bitfehlerkurven für die in Kapitel 3 beschriebenen Simulationsszenarien berechnet. Die Simulationsumgebung setzt sich aus verschiedenen Elementen, der Festlegung der Parameter, der Simulationsschleife, der eigentlichen PHY-Simulation und der Ausgabe bzw. dem Speichern der Daten zusammen. Sie ist modular aufgebaut, d.h. die eigentliche PHY-Simulation besteht aus mehreren Modulen, von denen einige optional sind, sich also zuschalten oder überbrücken lassen. Die PHY-Module entsprechen dabei den in Abbildung 4.1 gezeigten Elementen des Blockschaltbildes. Der Aufbau der Simulation ist in Abbildung 4.2 schematisch dargestellt.

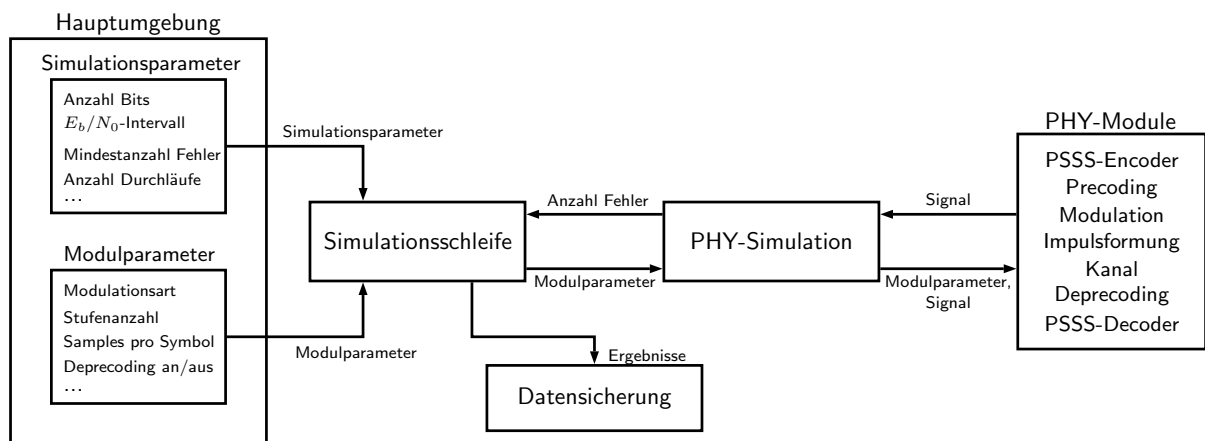


Abbildung 4.2: Schematischer Aufbau der Simulationsumgebung

Innerhalb der Hauptumgebung lassen sich die Simulationsparameter sowie die PHY-Modulparameter durch den Benutzer festlegen. Die Simulationsparameter bestimmen dabei die Rahmenbedingungen der Simulationsschleife. So lässt sich etwa das zu simulierende E_b/N_0 -Intervall, die Anzahl der maximalen und minimalen Schleifendurchläufe sowie die Mindestanzahl an Fehlern festlegen, um Rechenzeit zu sparen. Wird die maximale Anzahl an Schleifendurchläufen erreicht, ohne einen Bitfehler zu erhalten, so beendet sich die Simulation automatisch. Außerdem lässt sich eine minimale Bitfehlerrate als Abbruchbedingung festlegen.

Mit Hilfe der Modulparameter lassen sich einzelne PHY-Module an- bzw. ausschalten und Variablen wie die Stufenanzahl M der Modulation oder der Roll-Off-Faktor r der Impulsformung definieren. So ist es etwa möglich, zwischen den verschiedenen Modulationen zu wählen oder etwa eine ideale Impulsformung, statt der im Standard vorgesehene RRC-Impulsformung, zu verwenden. Außerdem lassen sich die einzelnen Precodingschritte im Sender und das Deprecoding im Empfänger an- bzw. ausschalten. Die Modulparameter werden der eigentlichen PHY-Simulation und dann zusammen mit dem erzeugten Signal den PHY-Modulen übergeben. Diese verarbeiten dann das Signal entsprechend ihrer Funktion und geben es an die PHY-Simulation zurück.

Die Simulationsschleife besteht aus einer inneren und einer äußeren Schleife. Die äußere Schleife durchläuft das E_b/N_0 -Intervall mit der vorgegebenen Schrittweite. Innerhalb jeder Iteration der inneren Simulationsschleife wird die PHY-Simulation aufgerufen und die Bitfehler nach der Decodierung am Empfänger gezählt. Wird nun nach ausreichend vielen Iterationen die minimale Fehleranzahl erreicht, so wird die innere Schleife verlassen, die Bitfehlerrate berechnet und mit dem nächsten E_b/N_0 -Wert fortgesetzt, bis hin zur oberen Grenze des zu simulierenden Intervalls oder bis eine der Abbruchbedingungen erfüllt ist. Im Anschluss werden die Ergebnisse der Simulation gespeichert.

4.3 AWGN-Kanalmodell

Um die Auswirkungen von additivem gaußschen weißen Rauschen auf das PSSS-Signal zu untersuchen, wird ein einfaches AWGN-Kanalmodell gewählt. Der SNR berechnet sich bei vorgegebenem E_b/N_0 wie folgt:

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = \frac{E_b}{N_o} \Big|_{\text{dB}} - 10 \log_{10}(k) - 10 \log_{10}(S). \quad (4.1)$$

Dabei wird E_b/N_0 als Simulationsparameter vorgegeben und k bezeichnet den Faktor der Überabtastung bzw. Anzahl der Samples pro Half-Chip, bedingt durch die Impulsformung. Der Korrekturfaktor S ergibt sich durch die PSSS-Codierung, da 20 Datenbits in 64 Half-Chips codiert sind. Alternativ lässt er sich auch über die in [4] gegebene Half-Chiprate und die Datenrate berechnen. Für die ASK gilt:

$$S_{ASK} = \frac{64 \text{ Half-Chips}}{20 \text{ Bits}} = \frac{800 \frac{\text{kHalf-Chips}}{\text{s}}}{250 \frac{\text{kBit}}{\text{s}}} = 3,2. \quad (4.2)$$

Bei der QAM werden in der selben Zeit doppelt so viele Bits übertragen. Es ergibt sich somit eine Verdopplung der Datenrate. Der Korrekturfaktor S_{QAM} berechnet sich also wie folgt:

$$S_{QAM} = \frac{800 \frac{\text{kHalf-Chips}}{\text{s}}}{500 \frac{\text{kBit}}{\text{s}}} = 1,6. \quad (4.3)$$

4.4 Validierung

Die einzelnen PHY-Module wurden zuerst isoliert implementiert und auf Funktion überprüft. Mit Hilfe eines Beispiels aus [13] wurde die korrekte Berechnung der zyklischen Korrelation sichergestellt. Dabei wurde der beschriebene Algorithmus zur zyklischen Korrelation nachgebildet und anhand des Beispiels getestet.

Der korrekte Ablauf der PSSS-Codierung mitsamt des Precodings wurde anhand eines weiteren Beispiels aus dem IEEE 802.15.4-2011 Standard überprüft. Dabei stimmten die berechneten Ergebnisse mit den im Standard vorgegebenen überein.

Die Mapping-Verfahren für die ASK und die QAM wurden für zufällige Datenfolgen getestet und mit Hilfe der Entwicklungsumgebung auf Funktionalität überprüft.

Das RRC-Filter wurde mit der im Standard vorgegebenen Impulsantwort implementiert. Diese wurde mit der in MATLAB bereits vorhandenen Implementierung eines RRC-Filters verglichen. Zusätzlich wurde die Impulsformung für eine Übertragung ohne PSSS-Codierung getestet und anhand der Augendiagramme mit bekannten Ergebnissen aus der Literatur verglichen.

Um die AWGN-Kanalimplementierung zu verifizieren, wurde eine Simulation ohne PSSS-Codierung mit einer bipolaren BPSK und idealer Impulsformung durchgeführt. Dabei stimmten die simulierten Bitfehlerraten mit den bekannten theoretischen Werten überein. In Abbildung 4.3 sind die zugehörigen Bitfehlerkurven abgebildet.

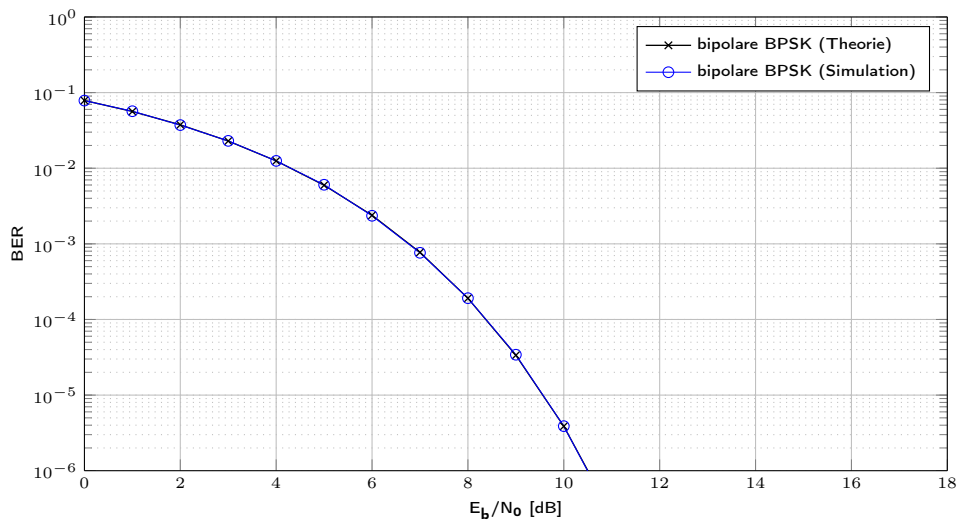


Abbildung 4.3: Theoretische und simulierte Bitfehlerraten der bipolaren BPSK im Vergleich

5 Auswertung

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der in Abschnitt 3.6 konzipierten Simulationsszenarien ausgewertet. Als Bewertungskriterium dient hier die berechnete Bitfehlerrate bei Übertragung über einen AWGN-Kanal unter Variation von E_b/N_0 . Dabei werden die Bitfehler nach der Decodierung des Signals gezählt und die Bitfehlerraten durch Division mit der Gesamtanzahl der übertragenen Bits berechnet. Die Simulation wird zuerst mit PSSS-Codierung ohne Precoding bei idealer Impulsformung durchgeführt und das Ergebnis mit der in Abschnitt 3.5 hergeleiteten theoretischen Bitfehlerkurve der PSSS-Codierung verglichen. Im Anschluss erfolgt eine Untersuchung der Auswirkungen des Precodings sowie des in Abschnitt 3.4 entworfenen Deprecodingverfahrens auf die Bitfehlerraten. Zudem werden die Bitfehlerkurven bei idealer Impulsformung und bei Impulsformung mit RRC-Filter verglichen. Für die anschließende Simulation des PSSS-ASK-PHY sowie des PSSS-QAM-PHY werden alle PHY-Module verwendet. Dabei wird die Stufenanzahl M variiert. Für den PSSS-ASK-PHY wird mit Stufenanzahlen von $M = 8, 16, 32$ simuliert. Der PSSS-QAM-PHY wird mit Stufenanzahlen von $M = 64, 256, 1024$ simuliert. Sämtliche Simulationen werden für einen AWGN-Kanal durchgeführt.

Eine Übersicht über die verschiedenen Simulationsszenarien ist in Tabelle 5.1 zu sehen. Jedes der aufgelisteten Szenarien wird im Folgenden in einem eigenen Unterkapitel behandelt. Dabei steht ein Haken „✓“ für die Verwendung eines Elements, während ein Kreuz „✗“ entsprechend bedeutet, dass ein Element nicht verwendet wird. Ein Tabelleneintrag mit sowohl Haken als auch mit Kreuz „✓ / ✗“ bedeutet, dass beide Möglichkeiten miteinander verglichen werden. Beispielsweise erfolgt im Szenario „Impulsformung“ ein Vergleich zwischen der RRC-Impulsformung und einer idealen Impulsformung.

Szenario	Precoding	Mapping	RRC-Impulsformung	Deprecoding
Theorie und Simulation	✗	✗	✗	✗
Precoding und Deprecoding	✓ / ✗	✗	✗	✓ / ✗
Impulsformung	✓	✗	✓ / ✗	✓
PSSS-ASK-PHY ($M = 8, 16, 32$)	✓	✓	✓	✓
PSSS-QAM-PHY ($M = 64, 256, 1024$)	✓	✓	✓	✓

Tabelle 5.1: Die verschiedenen Simulationsszenarien im Überblick

5.1 Vergleich zwischen Theorie und Simulation

Zu Validierungszwecken wird die Simulation zuerst ohne die im Standard vorgesehenen Precodingschritte und ohne Deprecoding durchgeführt, da diese beiden Elemente in der theoretischen Herleitung nicht berücksichtigt werden. Außerdem wird sowohl bei der theoretischen als auch bei der simulierten Variante, auf Impulsformung mit RRC-Filter verzichtet und stattdessen eine ideale Impulsformung verwendet. Ebenso wird das konzipierte Mapping-Verfahren nicht verwendet.

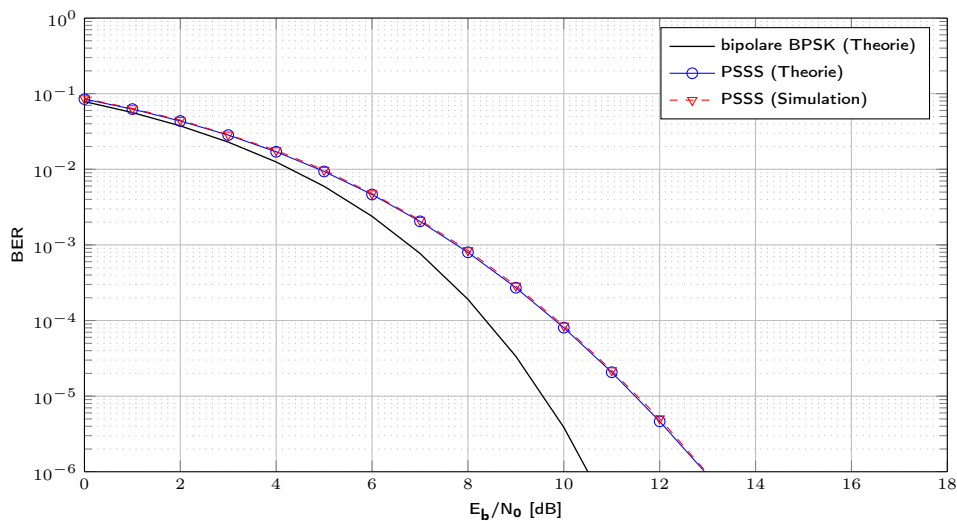


Abbildung 5.1: Theoretische und simulierte Bitfehlerraten mit PSSS im Vergleich

Abbildung 5.1 zeigt die in Abschnitt 3.5 hergeleitete Bitfehlerkurve für die PSSS-Codierung im Vergleich zur simulierten Kurve. Zusätzlich ist die Kurve einer bipolaren BPSK, als bekanntes Beispiel, zur besseren Einordnung abgebildet.

Es ist deutlich erkennbar, dass die beiden Kurven, die theoretische und die simulierte Kurve für PSSS, identisch verlaufen. Damit ist die Simulation in Bezug auf die PSSS-Codierung sowie PSSS-Decodierung und den Übertragungskanal validiert. Im Vergleich zur BPSK zeigt sich, dass bei Verwendung der PSSS-Codierung eine höhere Bitfehlerrate zu erwarten ist. Die Kurve der PSSS-Codierung verläuft wesentlich weniger steil als die der BPSK, sodass sich erst bei einem hohen Rauschabstand niedrige Bitfehlerraten einstellen. So ergibt sich bei einer Bitfehlerrate von 10^{-6} etwa eine Differenz von 2,4 dB zwischen der BPSK und der Kurve für die PSSS-Codierung.

Da ein AWGN-Kanal verwendet wird, kommen mögliche Vorteile der PSSS-Codierung nicht zur Geltung. Wie bereits in Abschnitt 2.1.1 erläutert, ergibt sich bei einer Störung durch AWGN kein Spreizgewinn, da aufgrund der unendlichen Störleistung des AWGN die spektrale Leistungsdichte bei Spreizung auf Empfangsseite unverändert bleibt und sich somit nicht, wie etwa bei schmalbandigen Störern, reduziert [7].

5.2 Auswirkungen des Precodings und des Deprecodings

Um die Auswirkungen des Precodings und mögliche Verbesserungen durch das Deprecoding zu untersuchen wird die Simulation einmal mit Precoding und einmal mit Precoding sowie Deprecoding durchgeführt. Dabei wird eine ideale Impulsformung, aber nicht das entworfene Mapping, verwendet. In Abbildung 5.2 sind die Ergebnisse der beiden Simulationen abgebildet. Zum Vergleich sind zusätzlich die bipolare BPSK sowie die Kurve für die hergeleitete theoretischen Bitfehlerraten der PSSS-Codierung zu sehen.

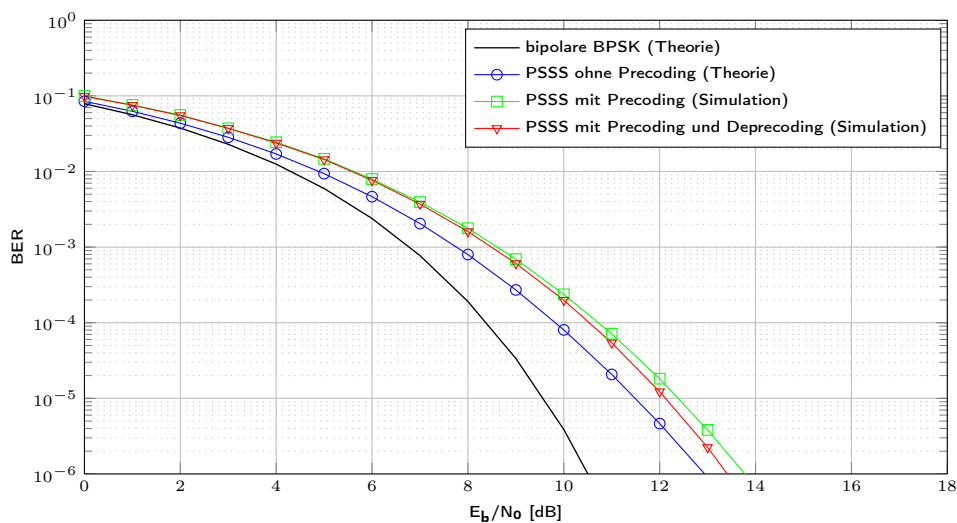


Abbildung 5.2: Bitfehlerraten für Precoding und Deprecoding

Es ist erkennbar, dass sich durch das Precoding eine Erhöhung der Bitfehlerraten ergibt. So ist die Kurve für die PSSS-Codierung mit Precoding um ca. 1 dB konstant schlechter als die theoretische Kurve ohne Precoding. Das Precoding wirkt sich somit nicht auf die Steigung der Kurve aus, sondern führt zu einer Verschiebung entlang der Ordinate nach oben.

Beim Vergleich zwischen der Kurve mit Precoding und der Kurve mit sowohl Precoding als auch Deprecoding zeigt sich, dass der Verlauf bis ca. 8 dB nahezu identisch ist. Da es sich beim AWGN um einen mittelwertfreien Zufallsprozess handelt, sollte sich das Rauschen nicht negativ auf die Berechnung des Gleichanteils des Empfangssignals während des Deprecodings auswirken. Dennoch sind erst ab 8 dB Verbesserungen in der Bitfehlerrate durch das Deprecoding erkennbar. Dies ist vermutlich darauf zurückzuführen, dass bei schlechten Kanalbedingungen so viele Bits fehlerhaft decodiert werden, dass die Auswirkungen des Deprecoding insignifikant werden. Im Umkehrschluss heißt das, dass die konstante Verschlechterung der Bitfehlerraten nicht auf den hinzugeführten Gleichanteil durch das Precoding 1, sondern auf die Maximumsnormierung des Precoding 2 zurückzuführen ist.

Bei größeren Rauschabständen beginnen die Kurven zu divergieren, wobei die Kurve mit Deprecoding ein steileres Gefälle aufweist, d.h. bei gleichem E_b/N_0 -Intervall erfährt sie eine größere Verringerung der Bit-

fehlerwahrscheinlichkeit. Durch das Deprecoding ergibt sich im Vergleich zur Variante ohne Deprecoding eine Verbesserung von ca. 0,5 dB bei günstigen Kanalbedingungen.

5.3 Auswirkungen der Impulsformung

Um die Auswirkung der Impulsformung zu untersuchen, werden die Bitfehlerkurven bei idealer Impulsformung sowie bei Verwendung von RRC-Filtern miteinander verglichen. Für beide Kurven wird mit Precoding und Deprecoding simuliert. Es wird kein Mapping verwendet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.3 zu sehen.

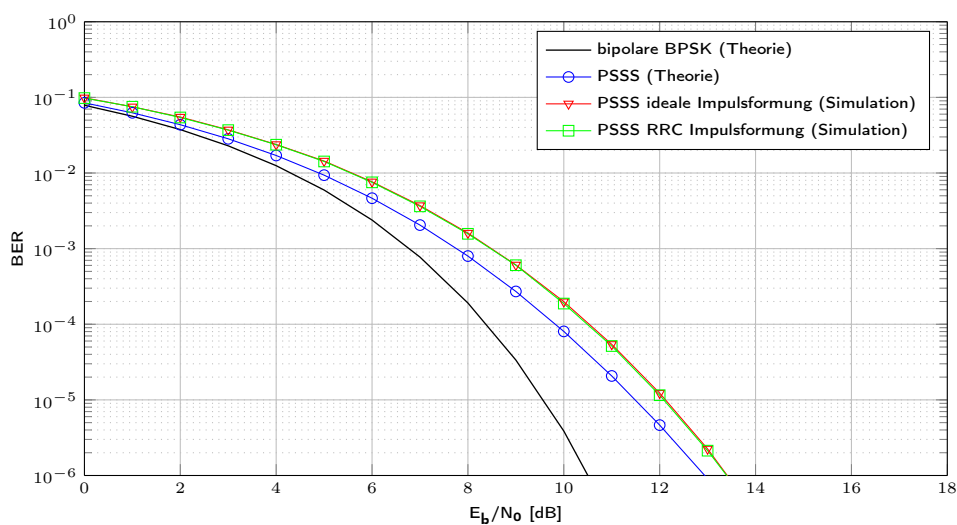


Abbildung 5.3: Bitfehlerkurven bei Variation der Impulsformung

Es ist erkennbar, dass die Kurven für ideale und reale Impulsformung identisch verlaufen. Da dieses Ergebnis für einen AWGN-Kanal bei Verwendung von Matched-Filtern zu erwarten ist, ist die Implementierung der RRC-Impulsformung somit validiert.

Mögliche negative Auswirkungen auf die Bitfehlerkurven aufgrund der Impulsformung werden sich erst bei anderen Kanalmodellen, die etwa Mehrwegeausbreitung berücksichtigen, oder bei der Simulation eines CDMA-Verfahrens bemerkbar machen. Da die jetzige Implementierung nur die Übertragung zwischen zwei Teilnehmern in Form eines TDMA-Verfahrens abbildet, treten keine Effekte wie Echos oder Übersprechen auf. Dennoch werden alle weiteren Simulationsszenarien mit RRC-Impulsformung durchgeführt, um mögliche Fehler durch Wechselwirkungen mit anderen PHY-Modulen innerhalb der Implementierung ausschließen zu können.

5.4 Leistungsbewertung des PSSS-ASK-PHY

Nun werden die Bitfehlerraten für das entworfene Mapping-Verfahren untersucht. Dabei wird die Simulation mit sämtlichen PHY-Modulen und mit verschiedenen Stufenanzahlen $M = 8, 16, 32$ durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.4 zu sehen. Zum Vergleich dient die blaue Kurve, deren Simulation mit sämtlichen PHY-Modulen außer des Mappings ausgeführt wird. Sie entspricht somit einer linearen Amplitudenmodulation.

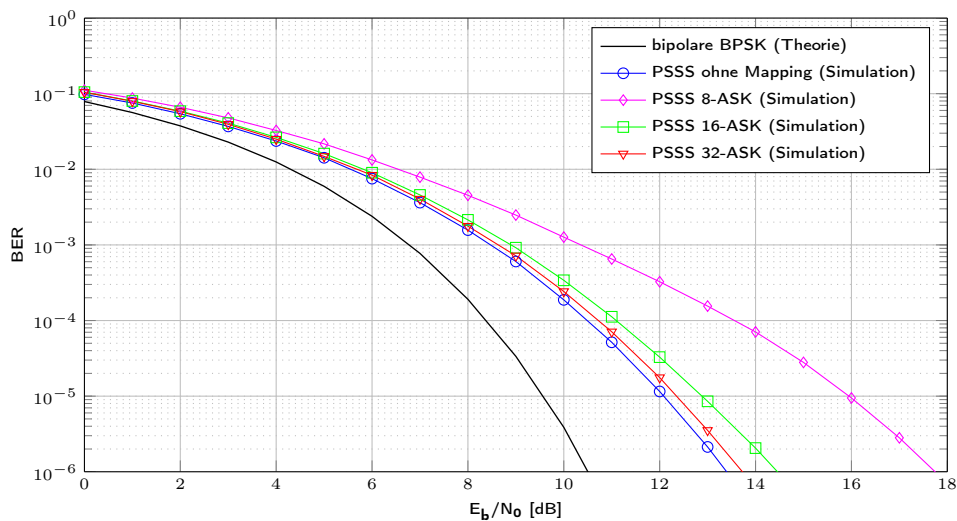


Abbildung 5.4: Bitfehlerraten des PSSS-ASK-PHY bei unterschiedlicher Stufenzahl M

Wie erwartet, führt eine höhere Stufenanzahl M zu einer niedrigeren Bitfehlerrate, da bei größerem M mehr Amplitudenstufen zur Verfügung stehen. Es ist zu erkennen, dass die Bitfehlerkurve entsprechend flacher verläuft, je kleiner M gewählt wird. Die Steigung der Kurve ist also abhängig von der gewählten Stufenanzahl M . Für den Fall $M \rightarrow \infty$ nähert sich Kurve des PSSS-ASK-PHY der Kurve ohne Mapping an, da mit höherer Stufenanzahl der durch das Mapping bedingte Rundungsfehler geringer wird.

Für kleine Rauschabstände bis zu ca. 8 dB ergeben sich nur geringe Unterschiede bezüglich der Bitfehlerrate für unterschiedliches M im Vergleich zur linearen Amplitudenmodulation. Für größere Rauschabstände divergieren die Kurven, d.h. je geringer die Bitfehlerrate ist, desto größer ist die Differenz des Rauschabstandes zwischen den verschiedenen Kurven.

Da die 8-ASK bereits bei den Untersuchungen in Abschnitt 3.3.1, mit einem idealen Kanal ohne Rauschen, Anfälligkeiten bei der Decodierung zeigt, ergeben sich trotz der Korrektur durch das Deprecoding sehr hohe Fehlerraten. Es ergibt sich bei einer Bitfehlerrate von 10^{-6} ein Abstand von ca. 4,5 dB zur linearen Amplitudenmodulation.

Bei einer Erhöhung der Stufenanzahl auf $M = 16$ ist bereits eine starke Verbesserung zu erkennen. Mit der 16-ASK lässt sich im Vergleich zur linearen Amplitudenmodulation eine Differenz von weniger als 1 dB bei einer Bitfehlerrate von 10^{-6} erreichen.

Eine weitere Erhöhung der Stufenanzahl M verringert den Abstand noch weiter. So ergibt sich mit der 32-ASK nur noch eine Differenz von 0,3 dB im Vergleich der 32-ASK mit der linearen Amplitudenmodulation. Durch eine zusätzliche Erhöhung der Stufenanzahl lassen sich nur noch geringe Verbesserungen erreichen.

5.5 Leistungsbewertung des PSSS-QAM-PHY

Für die Simulation des PSSS-QAM-PHY werden, bis auf den Unterschied in der verwendeten Modulation, die selben Parameter wie für den PSSS-ASK-PHY verwendet. Die Simulation wird für Stufenanzahlen von $M = 64, 256, 1024$ durchgeführt. Die zugehörigen Bitfehlerkurven sind in Abbildung 5.5 zu sehen.

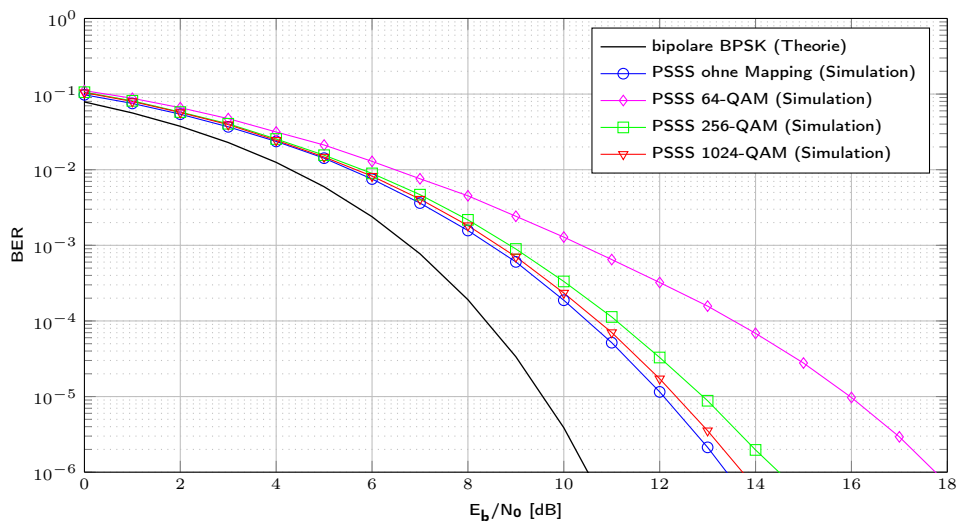


Abbildung 5.5: Bitfehlerkurven des PSSS-QAM-PHY bei unterschiedlicher Stufenzahl M

Da die M -QAM je einer \sqrt{M} -ASK auf I- und Q-Kanal entspricht, müssen sich bei Betrachtung von E_b/N_0 für die M -QAM mit $M = 64, 256, 1024$ die selben Bitfehlerkurven wie für die M -ASK mit $M = 8, 16, 32$ bei Übertragung über einen AWGN-Kanal ergeben. Dies ist hier auch der Fall, wie der Vergleich zwischen Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 zeigt. Die Implementierung der QAM ist somit validiert. Es ist erkennbar, dass ab einer Stufenanzahl von $M = 1024$ auch hier ein geringfügiger Abstand von ca. 0,3 dB zwischen der Bitfehlerkurve der 1024-QAM und der Kurve ohne Mapping erreicht werden kann. Die Auswertung aus dem vorherigen Abschnitt lässt sich also auf den Fall des PSSS-QAM-PHY übertragen. Zusätzlich ergibt sich im Vergleich zum PSSS-ASK-PHY eine Verdopplung der Datenrate, da parallel über den I- und den Q-Kanal übertragen wird.

5.6 Zusammenfassung und Abschlussbemerkung zur Auswertung

Die Ergebnisse der Simulationen zeigen, dass die Bitfehlerraten der Implementierung der PSSS-Codierung mit denen der theoretischen Herleitung der PSSS-Codierung nach Abschnitt 3.5 übereinstimmen. Die Implementierung der PSSS-Codierung ist somit validiert. Dabei ergibt sich eine Verschlechterung der Bitfehlerraten im Vergleich zur bipolaren BPSK. Bei einer Bitfehlerrate von 10^{-6} besteht ein Abstand von 2,4 dB zwischen der BPSK und der Kurve für die PSSS-Codierung.

Bei der Simulation mit Matched-Filter Impulsformung ergeben sich identische Bitfehlerraten, wie bei einer Simulation mit idealer Impulsformung. Somit ist die Implementierung der Impulsformung validiert.

Durch das standardkonforme Precoding erhöhen sich die Bitfehlerraten zusätzlich um 1 dB. Es werden also höhere Bitfehlerraten in Kauf genommen, um eine bessere Ausnutzung des Dynamikbereichs zu erreichen. Durch das in Abschnitt 3.4 konzipierte Deprecoding-Verfahren lassen sich die Bitfehlerraten um bis zu 0,5 dB bei günstigen Kanalbedingungen verringern und somit die Nachteile des Precodings zumindest teilweise ausgleichen.

Für den PSSS-ASK-PHY sowie den PSSS-QAM-PHY ergeben sich identische Bitfehlerkurven. Für den Fall $M \rightarrow \infty$ nähern sich die Kurven des PSSS-ASK-PHY bzw. des PSSS-QAM-PHY der Kurve ohne Mapping an, da der Rundungsfehler geringer wird. Ab einer Stufenanzahl von $M = 32$ für die ASK sowie $M = 1024$ für die QAM beträgt die Differenz dabei lediglich 0,3 dB. Für eine mögliche Hardware-Implementierung der PSSS-ASK-PHY bzw. PSSS-QAM-PHY sind die erwähnten Stufenanzahlen daher als untere Schranke anzusetzen. Eine weitere Erhöhung der Stufenanzahl führt nur noch zu einer geringfügigen Verbesserung.

6 Fazit

6.1 Zusammenfassung

In Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde eine Simulationsumgebung für den PSSS-ASK-PHY nach IEEE 802.15.4-2011 bei 868 MHz bzw. für deren Modifikation, den PSSS-QAM-PHY, geschaffen.

Es wurde gezeigt, dass mit dem Einsatz der PSSS-Codierung eine Erhöhung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei Übertragung über einen AWGN-Kanal im Vergleich zur bipolaren BPSK einhergeht. Die Simulation der PSSS-Codierung wurde dabei mit Hilfe der theoretischen Bitfehlerraten der PSSS-Codierung validiert, welche in dieser Arbeit hergeleitet wurden. Eine Untersuchung mit einem AWGN-Kanalmodell sagt jedoch nichts über die Robustheit des Verfahrens gegenüber schmalbandigen Störern oder Mehrwegeausbreitung aus. Diese wird jedoch in [13] als ein möglicher Vorteil von PSSS erwähnt. Das Potential des PSSS-Verfahrens lässt sich also noch nicht abschätzen, da hierzu weitere Untersuchungen mit Kanalmodellen speziell für Industrieumgebungen nötig sind, für die das Verfahren ausgelegt ist.

Eine zusätzliche Verschlechterung der Bitfehlerraten entsteht durch den Einsatz des im IEEE 802.15.4-2011 Standard vorgesehenen Precodings. Zwar wird infolgedessen der Dynamikbereich des Senders besser ausgenutzt, allerdings wird dem PSSS-Signal ein zusätzlicher Gleichanteil hinzugefügt, der zu einer weniger zuverlässigen Decodierung führt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Empfängerkonzept vorgestellt, welches es ermöglicht, die Nachteile des Precodings durch ein Deprecoding teilweise auszugleichen.

Wie erwartet führt die RRC-Impulsformung im Vergleich zur idealen Impulsformung zu keiner Veränderung der Bitfehlerraten bei Übertragung über einen AWGN-Kanal. Eventuelle Auswirkungen der Impulsformung werden sich erst bei weiteren Simulationen mit anderen Kanalmodellen, welche Mehrwegeausbreitung berücksichtigen, und anderen Netzwerktopologien, etwa bei der Realisierung eines CDMA-Systems mit mehreren Teilnehmern, zeigen.

Im IEEE 802.15.4-2011 Standard ist die Realisierung der ASK-Modulation sowie des Empfängers nicht näher spezifiziert. Daher wurde in dieser Arbeit ein Konzept für das Mapping und den Empfänger für den PSSS-ASK-PHY bzw. den PSSS-QAM-PHY entwickelt. In Folge der hohen Anzahl an möglichen Amplituden nach PSSS-Codierung sowie Precoding wurde ein Mapping-Verfahren entworfen, bei dem die Amplituden der PSSS-Sequenz zu diskreten Amplitudenstufen gerundet werden und somit die Anzahl der Stufen reduziert werden kann. Die Datenrate wird dabei nicht von der Anzahl der Stufen M beeinflusst. Einzig durch die Modifizierung des PSSS-ASK-PHY zum PSSS-QAM-PHY ergibt sich eine Verdopplung der Datenrate.

Die Simulation des PSSS-ASK-PHY sowie des PSSS-QAM-PHY hat gezeigt, dass, wie erwartet, die Bitfehlerraten einer M-QAM den Bitfehlerraten der \sqrt{M} -ASK entsprechen. Damit ist die Implementierung der M-QAM validiert. Mit steigender Stufenanzahl M ergibt sich eine Verbesserung der Bitfehlerraten, da die durch das Mapping entstandenen Rundungsfehler geringer werden. Die Bitfehlerkurven nähern sich mit steigendem M der Bitfehlerkurve ohne Mapping an, welche einer analogen linearen Amplitudenmodulation entspricht. Ab einer Stufenanzahl $M = 32$ für die ASK bzw. einer Stufenanzahl von $M = 1024$ für die QAM besteht nur ein geringer Unterschied zwischen der entsprechenden Kurve mit Mapping und der Kurve ohne Mapping. Eine weitere Erhöhung der Stufenanzahl M führt dann nur noch zu einer geringfügigen Verbesserung der Bitfehlerraten.

6.2 Ausblick

Das Potential des PSSS-Ansatzes lässt sich mit einer AWGN-Kanalsimulation allein nicht abschätzen. Daher sind weitere Untersuchungen mit anderen speziell für Industrieumgebungen ausgelegten Kanalmodellen wie sie beispielsweise in [21] gegeben sind, nötig, um die Störfestigkeit des PSSS-Verfahrens, etwa bei Mehrwegeausbreitung aufzuzeigen. Für eine fehlerarme Decodierung im Empfänger ist dabei eine korrekte Synchronisation notwendig. Dazu kann die vorhandene Implementierung um das Synchronisierungsverfahren mit Hilfe des in der PPDU vorgesehenen SHR erweitert werden. Bei Verwendung von komplexeren Kanalmodellen werden außerdem die möglichen Auswirkungen der Impulsformung auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit deutlich, die bei einem AWGN-Kanalmodell nicht auftreten. Eine weitere Verbesserung der Decodierung ließe sich möglicherweise durch die Implementierung einer Soft-Decision Schwellwertermittlung realisieren.

Das in dieser Arbeit konzipierte Mapping-Verfahren sieht diskrete Amplitudenstufen mit gleichen Abständen zwischen -1 und $+1$ vor. Für eine mögliche Optimierung des Mappings könnten die Abstände zwischen den Amplituden, entsprechend der Amplitudenverteilung nach Precoding unter Einbeziehung der Wahrscheinlichkeiten, variiert werden. Ein weiterer möglicher Ansatz ist die Implementierung einer M-PSK oder anderer Modulationen.

Die bisherige Implementierung simuliert eine Übertragung zwischen zwei Teilnehmern. Daher ist eine Erweiterung der jetzigen Matlab-Implementierung zu einem CDMA-System mit mehreren Teilnehmern ein möglicher Ansatz. Um die Leistungsfähigkeit des PSSS-Verfahrens bezüglich mehrerer Teilnehmer zu untersuchen, ist außerdem eine zusätzliche Implementierung als Netzwerksimulation mit Hilfe eines Simulations-Frameworks, wie etwa OMNeT++, sinnvoll. Da die PSSS-Code-Tabelle nach Standard jedoch nur eine einzige M-Sequenz bereitstellt, müssen weitere M-Sequenzen und somit PSSS-Code-Tabellen für jeden weiteren Teilnehmer hergeleitet werden, um eine Übertragung mit mehreren Teilnehmern zu ermöglichen.

Symbolverzeichnis

A_{corr}	Amplitude der Korrelation
BER	Bit Error Rate
BER_{PSSS}	Bit Error Rate mit PSSS-Codierung
$c(i)$	Spreizcode
$c(k)$	Zyklische Korrelation
$c(m)$	Softbits
$d(i)$	Nutzdatenbits
$d(m)$	Ursprüngliche bipolare Datensequenz
$d'(m)$	Decodierte bipolare Datensequenz
E_b	Signalenergie pro Bit
$\left. \frac{E_b}{N_o} \right _{dB}$	Verhältnis der Signalenergie pro Bit zur technischen Rauschleistungsdichte in dB
erfc	error function complement (komplementäre Fehlerfunktion)
G	Spreizfaktor
$h(t)$	Impulsantwort
$h_s(t)$	Impulsantwort des Sendefilters
$h_e(t)$	Impulsantwort des Empfangsfilters
$H(f)$	Übertragungsfunktion
k	Samples pro Half-Chip, Faktor der Überabtastung
L	Länge der Datenfolge in Bits
L_M	Länge der M-Sequenz in Chips
L_S	Länge des PSSS-Symbols in Bits
M	Anzahl der Stufen der Modulation
Max	Maximale Amplitude der PSSS-Sequenz

Max'	Maximale Amplitude der PSSS-Sequenz nach Precoding 1
Min	Minimale Amplitude der PSSS-Sequenz
N_0	Technische Rauschleistungsdichte
n	Anzahl der störenden Sequenzen
$P(n)$	Wahrscheinlichkeit
$p(m)$	PSSS-Sequenz ohne Precoding
$p'(m)$	PSSS-Sequenz nach Precoding 1
$p''(m)$	PSSS-Sequenz nach Precoding 2
R_C	Chiprate
R_S	Symbolrate
r	Roll-Off-Faktor
S_{ASK}	Korrekturfaktor für den SNR bei ASK
S_{QAM}	Korrekturfaktor für den SNR bei QAM
$SNR _{dB}$	Signal to Noise Ratio in dB
$s(m)$	PSSS-Sequenz nach Precoding und Mapping
T_S	Symboldauer
T_C	Chipdauer
$\gamma(n)$	Korrekturfaktor für E_b/N_0
$\gamma'(n)$	normierter Korrekturfaktor für E_b/N_0
$\varphi(\tau)$	Autokorrelationsfunktion

Abkürzungsverzeichnis

AKF	Autokorrelationsfunktion
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CAN	Controller Area Network
CDMA	Code Division Multiple Access
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
GPS	Global Positioning System
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
I-Kanal	Kanal der Inphase-Komponente
ISI	Inter-Symbol-Interferenz
ISM	Industrial, Scientific and Medical
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LR-WPAN	Low-Rate Wireless Personal Area Network
MAC	Media Access Control
MLS	Maximum Length Sequence
OCDM	Orthogonal Code Division Multiplexing
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PHR	PHY Header
PHY	Physical Layer
PN	Pseudo-Noise
PPDU	PHY Protocol Data Unit

PROFIBUS	Process Field Bus
PSDU	PHY Service Data Unit
PSSS	Parallel Sequence Spread Spectrum
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
Q-Kanal	Kanal der Quadratur-Komponente
RC	Raised-Cosine
RRC	Root-Raised-Cosine
SFD	Start-of-Frame Delimiter
SHR	Synchronization Header
SNR	Signal to Noise Ratio
SRD	Short Range Devices
TDMA	Time Division Multiple Access
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WDF	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
WLAN	Wireless Local Area Network

Abbildungsverzeichnis

2.1	Erzeugung eines DSSS-Signals	4
2.2	Erzeugung der mehrwertigen PSSS-Sequenz	5
2.3	Konstellationsdiagramme für 4-ASK und 16-QAM mit Gray-Mapping	7
2.4	Aufbau der PHY Protocol Data Unit	9
2.5	Ablauf der Codierung und der Modulation der PPDU	9
2.6	Precoding einer PSSS-Sequenz	10
3.1	Ablauf der PSSS-Decodierung	12
3.2	Amplitudenverteilungen für alle PSSS-Sequenzen bei 868 MHz	13
3.3	Signalraum der M-ASK für $M = 2, 4, 8, 16$	15
3.4	Vergleich der Decodierung mit und ohne Mapping	16
3.5	Signalraum der M-QAM für $M = 64, 256$	17
3.6	Aufbau des Empfängers	18
3.7	Visualisierung der Wahrscheinlichkeiten der störenden Bits mit Wert +1	19
3.8	Änderung des Störabstandes	20
3.9	Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für die PSSS-Codierung	21
4.1	Die simulierte physikalische Schicht	23
4.2	Schematischer Aufbau der Simulationsumgebung	24
4.3	Theoretische und simulierte Bitfehlerraten der bipolaren BPSK im Vergleich	26
5.1	Theoretische und simulierte Bitfehlerraten mit PSSS im Vergleich	28
5.2	Bitfehlerraten für Precoding und Deprecoding	29
5.3	Bitfehlerraten bei Variation der Impulsformung	30
5.4	Bitfehlerraten des PSSS-ASK-PHY bei unterschiedlicher Stufenzahl M	31
5.5	Bitfehlerraten des PSSS-QAM-PHY bei unterschiedlicher Stufenzahl M	32

Tabellenverzeichnis

3.1	Bitfehlerraten für M-ASK ohne Rauschen und mit idealer Impulsformung	15
3.2	Bitfehlerraten für M-QAM ohne Rauschen und mit idealer Impulsformung	17
5.1	Die verschiedenen Simulationsszenarien im Überblick	27

Literatur

- [1] K. Al Agha, M.-H. Bertin, T. Dang, A. Guitton, P. Minet, T. Val, und J.-B. Viollet, „Which Wireless Technology for Industrial Wireless Sensor Networks? The Development of OCARI Technology,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 56, Nr. 10, S. 4266–4278, Okt 2009.
- [2] A. Willig, K. Matheus, und A. Wolisz, „Wireless Technology in Industrial Networks,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 93, Nr. 6, S. 1130–1151, Juni 2005.
- [3] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, und A. Molisch, „Statistical analysis of the UWB channel in an industrial environment,” in *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, Vol. 1, Sept 2004, S. 81–85 Vol. 1.
- [4] „IEEE Standard for Local and metropolitan area networks–Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs),” *IEEE Std 802.15.4-2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2006)*, S. 160,172,1–314, Sept 2011.
- [5] O. Feldmeier, „Implementierung und Analyse des PSSS-ASK-PHYs entsprechend IEEE 802.15.4-2011,” Bachelorarbeit, TU Dortmund, 2014.
- [6] G. R. Cooper und C. D. McGillen, *Modern communications and spread spectrum*. McGraw-Hill, Inc., 1986, S. 268ff.
- [7] P. D.-I. D. Rudolph, *Skripte zu „Digitale Funksysteme“*, 2006. [Online]. Available: <http://www.diru-beze.de/funksysteme/skripte/>
- [8] J. G. Proakis und M. Salehi, *Grundlagen der Kommunikationstechnik*. Pearson Studium, 2004, S. 790f, 519ff, 537, 540.
- [9] D. Torrieri, *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*. Springer, 2015, S. 79ff.
- [10] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*, Second Edition Aufl. John Wiley & Sons, 1984, S. 9f.
- [11] R. Pickholtz, L. Milstein, und D. Schilling, „Spread spectrum for mobile communications,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol. 40, Nr. 2, S. 313–322, Mai 1991.
- [12] G. Wetzker, „Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-Spectrum Signalen,” in *Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (T.H.)*, Vol. Band 3. Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral, 1998, S. 13ff. [Online]. Available: http://www.cel.kit.edu/download/Wetzker_PhD.pdf

- [13] H. Schwetlick und A. Wolf, „PSSS - Parallel Sequence Spread Spectrum a physical layer for RF communication,” in *Consumer Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, Sept 2004, S. 262–265.
- [14] P. D.-I. K.-D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*. Vieweg+Teubner, 2008, S. 639.
- [15] H. Schwetlick, „PSSS - Parallel Sequence Spread Spectrum A Potential Physical Layer for OBAN?” in *OBAN Workshop 6 at the 14th IST Dresden*. FHTW-Berlin.
- [16] C.-C. J. Kuo, S.-H. Tsai, L. Tadjpour, und Y.-H. Chang, „Precoding Techniques for Digital Communication Systems,” S. 5, 2008.
- [17] M. Werner, *Nachrichtentechnik*, 7. Aufl. Vieweg+Teubner, 2010, S. 130ff.
- [18] Bundesnetzagentur, „Frequenzplan,” Stand: Mai 2015.
- [19] D. J. Bewersdorff, *STATISTIK - wie und warum sie funktioniert*. Vieweg+Teubner, 2011, S. 114–140.
- [20] A. M. J. Goiser, *Handbuch der Spread-Spectrum Technik*. Springer, 1998, S. 290.
- [21] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C. chin Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, und K. Siwiak, „IEEE 802.15.4a channel model - final report,” in *Converging: Technology, work and learning. Australian Government Printing Service*. Online]. Available, 2004.