

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN

FAKULTÄT ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK

Institut für Nachrichtentechnik

Studienarbeit

Thema: Untersuchungen zur Intersymbolinterferenz (ISI)
Unterdrückung für Multi-Band Impulse Radio
Systeme

vorgelegt von: Ralf Zenker
geboren am: 14.02.1983 in: Halle/Saale

Betreuer: Dipl.-Ing. Rainer Moorfeld
verantwortlicher Hochschullehrer: Prof. Dr.-Ing. Adolf Finger
Tag der Einreichung: 10. Januar 2008

Selbstständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich, Ralf Zenker, dass die von mir am heutigen Tage dem Prüfungsausschuss der Fakultät Elektrotechnik eingereichte Studienarbeit zum Thema:

Untersuchungen zur Intersymbolinterferenz (ISI) Unterdrückung für Multi-Band Impulse Radio Systeme

vollkommen selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie Zitate kenntlich gemacht habe.

Dresden, den 10. Januar 2008

Ralf Zenker

Danksagung

Mein besonderer Dank gilt meinem Betreuer
Dipl.-Ing. Rainer Moorfeld. Seine kontinuierliche
Betreuung und Unterstützung haben sehr zur Entstehung
dieser Arbeit beigetragen.

Weiterhin möchte ich mich bei Ronny Hahnel sowie
Dr. Dirk Plettmeier vom Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik
für die rechentechnische Unterstützung bedanken.

Außerdem möchte ich Andreas von Borany sowie Gunnar Lachmann
für die Hilfestellung in LaTeX sowie
deutscher Rechtschreibung bedanken.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	2
Tabellenverzeichnis	4
1 Einleitung	9
2 Grundlagen	11
2.1 Sender	12
2.2 Kanal	14
2.3 Empfänger	16
2.4 Algorithmus zur Schätzung der Signal- und Rauschenergie . . .	23
3 Intersymbolinterferenz und deren Unterdrückung	25
3.1 Der Algorithmus	26
3.2 Die Intersymbolinterferenzschätzung	28
3.3 Die Unterdrückung der Intersymbolinterferenz	31
4 Simulationsergebnisse	33
4.1 Simulation für Kanalmodell 1	36
4.2 Simulation für Kanalmodell 2	43
4.3 Simulation für Kanalmodell 3	47
4.4 Simulation für Kanalmodell 4	50
5 Zusammenfassung und Ausblick	53
A Anhang	54
Literaturverzeichnis	60

Abbildungsverzeichnis

2.1	Systemmodell	12
2.2	Blockschaltbild des Senders	12
2.3	Sendeimpuls $p_{BP}(t)$	13
2.4	Blockschltbild des Kanals	14
2.5	Blockschltbild des Empfängers	17
2.6	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für p_0 und p_1	19
2.7	Beispiel eines empfangenen Signales	22
3.1	Blockschaltbild des Empfängers mit ISI Unterdrückung	26
3.2	Interferenzschätzung ohne ISI	29
3.3	Interferenzschätzung mit sehr starker ISI	30
3.4	Entscheidungsgrenzen mit und ohne ISI Unterdrückung	32
4.1	BER bei CM1 mit $T_i = 22ns$, $T_R = 30ns, 50ns$	35
4.2	bestmögliche T_i für CM1	36
4.3	BER bei CM1, $T_R = 24ns$, exakte Grenzberechnung	37
4.4	BER bei CM1, $T_R = 24ns$, Grenzberechnung nach Paquelet	38
4.5	BER bei CM1, $T_R = 24ns$, Grenzberechnung nach Moorfeld	38
4.6	BER bei CM1, $T_R = 27ns$, exakte Grenzberechnung	40
4.7	BER bei CM1, $T_R = 27ns$, Grenzberechnung nach Paquelet	40
4.8	BER bei CM1, $T_R = 27ns$, Grenzberechnung nach Moorfeld	41
4.9	BER bei CM1, exakte Methode, Methode nach Moorfeld, $T_R = 30ns$, $T_i = 22ns$	42
4.10	bestmögliche T_i für CM2	43
4.11	BER bei CM2, $T_R = 34ns$, exakte Grenzberechnung	44
4.12	BER bei CM2, $T_R = 34ns$, Grenzberechnung nach Paquelet	44
4.13	BER bei CM2, $T_R = 34ns$, Grenzberechnung nach Moorfeld	45

4.14	BER bei CM2, exakte Methode, Methode nach Moorfeld, $T_R = 40ns$, $T_i = 28ns$	46
4.15	bestmögliche T_i für CM3	47
4.16	BER bei CM3, $T_R = 90ns$, exakte Grenzberechnung	48
4.17	BER bei CM3, $T_R = 90ns$, Grenzberechnung nach Paquelet	49
4.18	BER bei CM3, $T_R = 90ns$, Grenzberechnung nach Moorfeld	49
4.19	bestmögliche T_i für CM4	50
4.20	BER bei CM4, $T_R = 100ns$, exakte Grenzberechnung	51
4.21	BER bei CM4, $T_R = 100ns$, Grenzberechnung nach Paquelet	51
4.22	BER bei CM4, $T_R = 100ns$, Grenzberechnung nach Moorfeld	52
A.1	BER bei CM1, Methode nach Paquelet, $T_R = 30ns$, $T_i = 22ns$	55
A.2	BER bei CM2, Methode nach Paquelet, $T_R = 40ns$, $T_i = 28ns$	56
A.3	ISI Statistik bei Kanalmodell 1 und $T_R = 24ns$	57
A.4	ISI Statistik bei Kanalmodell 1 und $T_R = 30ns$	58
A.5	ISI Statistik bei Kanalmodell 1 und $T_R = 50ns$	59

Tabellenverzeichnis

2.1	Parameter der Kanalmodelle	17
4.1	Mittelwerte der Bitenergie E_b für verschiedene T_R bei CM1 . . .	41
4.2	Mittelwerte der Bitenergie E_b für verschiedene T_R bei CM2 . . .	45
4.3	Mittelwerte der Bitenergie E_b für verschiedene T_R bei CM3 . . .	48
4.4	Mittelwerte der Bitenergie E_b für verschiedene T_R bei CM4 . . .	52

Abkürzungen, Formelzeichen und mathematische Schreibweisen

Systemmodell

A	Amplitude der OOK Modulation
\mathbf{c}	Codebitvektor
c_i	i-tes Element des Codebitvektors \mathbf{c}
$\hat{\mathbf{c}}$	empfangener Codebitvektor
\hat{c}_i	i-tes Element des empfangenen Codebitvektors $\hat{\mathbf{c}}$
$p_{BP}(t)$	Sendeimpuls
$r(t)$	Empfangssignal
$r_{BP}(t)$	bandpassgefiltertes Empfangssignal
R_c	Coderate
$s(t)$	Sendesignal
T_r	Pulswiederholzeit
\mathbf{u}	Informationsbitvektor
$\hat{\mathbf{u}}$	empfangener Informationsbitvektor

Mathematische Beschreibung des Verhaltens

B	Bandbreite des Subbandes
E_b	Signalenergie

$\overline{E_b}$	geschätzte Signalenergie
E_{ges}	Gesamtenergie; $E_{ges} = E_b + N_0$
E_{ISI}	geschätzte Intersymbolinterferenzenergie
I_n	n-te Besselfunktion erster Art
K_l	Anzahl der Pfade im l-ten Symbol
M	Freiheitsgrad der χ^2 Verteilung; $M = BT_i$
m_0	Anzahl der $c_i = 0$ Symbole zur Anfangsschätzung der Rauschenergie N_0
m_1	Anzahl der $c_i = 1$ Symbole zur Anfangsschätzung der Symbolenergie E_b
N	Anzahl der Symbole pro Paket
N_0	Rauschenergie
$\overline{N_0}$	geschätzte Rauschenergie
$n(t)$	additives Weißes Gaußsches Rauschen
$n_{BP}(t)$	additives Weißes Gaußsches Rauschen
N_0	Rauschenergie
p_0	Wahrscheinlichkeitsdichte für $\hat{c}_i = 0$
p_1	Wahrscheinlichkeitsdichte für $\hat{c}_i = 1$
T_i	Integrationszeit
T_l	Verzögerung des l-ten Symbols
X	Dämpfung verursacht durch lognormalverteilte Abschattung
X_0	Sendevektor zur Schätzung der Rauschenergie bestehend aus m_0 Nullen
X_1	Sendevektor zur Schätzung der Signalenergie bestehend aus m_1 Einsen
$\alpha_{k,l}$	Dämpfung des k-ten Pfades im l-ten Symbol
$\beta_{k,l}$	zufällige Amplitudenschwankung eines Pfades in einem Symbol
Γ	Euler Funktion

γ	Gammafunktion
Γ_{path}	Dämpfungsfaktor des Pfades
Γ_{sym}	Dämpfungsfaktor des Symbols
Λ_i	Gesamtanzahl der auflösbaren Pfade, die im Integrationsintervall den Empfänger erreichen und zum i-ten Symbol gehören
$\Lambda_{past[j]}$	Gesamtanzahl der auflösbaren Pfade, die im Integrationsintervall den Empfänger erreichen und zum vorherigen Symbol j gehören
λ_{path}	Pfadankunftsrate des Poissonprozesses
λ_{sym}	Symbolankunftsrate des Poissonprozesses
$\mathcal{N}(\mu, \sigma)$	Normalverteilung mit dem Mittelwert μ und der Varianz σ
μ_l	Mittelwert der Pfaddämpfung des l-ten Symbolen
$\mu_{k,l}$	Mittelwert der Pfaddämpfung des k-ten Pfades des l-ten Symbolen
ρ_{opt}	bestmögliche Entscheidungsgrenze der harten Festlegung auf die logischen Symbole „0“ und „1“
$\sigma_{E_b}^2$	Varianz der Schätzung der Signalenergie
$\sigma_{N_0}^2$	Varianz der Schätzung der Rauschenergie
σ_{path}^2	Varianz der lognormalverteilten Amplitudenschwankung eines Pfades eines Symbolen
σ_{sym}^2	Varianz der lognormalverteilten Amplitudenschwankung eines Symbolen
σ_X^2	Varianz der durch Abschattung verursachten Dämpfung
$\tau_{k,l}$	Verzögerung des k-ten Pfades für das l-te Symbol
ξ_l	zufällige Amplitudenschwankung eines Symbolen

Abkürzungen

BER	engl.: Bit Error Rate = Bitfehlerrate; Wahrscheinlichkeit eines Bitfehlers
DS	direct sequense

DSL	Digital Subscriber Line; Verfahren zur schnellen Datenübertragung über einfache Kupferleitungen
IEEE	engl. Institute of Electrical and Electronics Engineers; weltweiter Berufsverband von Ingenieuren auf dem Gebiet der Elektrotechnik
ISI	Intersymbolinterferenz
OFDM	engl.: Orthogonal Frequency Division Multiplex
OOK	On Off Keying; binäre Modulation, welche die Elemente $\{0, 1\}$ enthält
pdf	Wahrscheinlichkeitsdichte
SNR	engl.: Signal to Noise Ratio = Das Verhältnis von Signal- und Rauschenergie
UWB	engl.: Ultra Wideband

1 Einleitung

Die Gesellschaft befindet sich im Wandel hin zur Informationsgesellschaft. Die Kommunikationstechnik hat dadurch enorm an Bedeutung gewonnen. Heute ist es selbstverständlich, mit dem Handy nicht nur zu telefonieren, sondern auch Musik zu hören, Fotos und Videos aufzunehmen sowie im Internet zu surfen.

Die drahtgebundene Datenübertragung begann mit dem Modem mit einer Datenrate von wenigen *kbit/s*. Durch die gestiegenen Anforderungen wurde die Technologie immer weiter verbessert, sodass heute mit DSL theoretisch Datenraten von bis zu *50Mbit/s* möglich sind. Immer wichtiger wurde aber die Mobilität der Nutzer, sodass ebenfalls große Nachfrage nach mobiler Datenkommunikation besteht. Hier gibt es besondere Herausforderungen, da vom Nutzer Datenraten gefordert werden wie in der drahtgebundenen Kommunikation.

Ein noch relativ neuer, aber immer wichtiger werdender Markt stellt das Gebiet der „Wireless Personal Area Networks“ dar. Die Grundidee besteht darin, Kabel zu ersetzen. Beispiele hierfür sind WLAN oder auch Bluetooth. Ein Traum blieb bisher allerdings die Idee, hochauflösende Videos „wireless“ zum Beamer oder Bildschirm zu übertragen. Hier ist eine Datenrate von *1Gbit/s* oder höher erforderlich. Ultra Wideband ist eine Technologie, die in der Lage wäre, Informationen mit sehr hohen Datenraten in dieser Größenordnung über sehr kurze Entfernungen von maximal *10m* zu übertragen. Schon vorhandene Nutzer sollen dabei nicht gestört werden.

Damit dies erreicht werden kann, müssen einige Herausforderungen bewältigt werden. Eine dieser Herausforderungen ist das Problem der Mehrwegeausbrei-

tung. Mehrwegeausbreitung heißt, dass das Sendesignal unterschiedliche Ausbreitungswege nimmt und deshalb auch zu unterschiedlichen Zeitpunkten mit unterschiedlichen Dämpfungen am Empfänger ankommt. Somit können sich die einzelnen Symbole am Empfänger überlagern und es kann zu Fehldetektionen kommen. Dieses Problem wird Intersymbolinterferenz (ISI) genannt. Die Unterdrückung der Intersymbolinterferenz und deren Leistungsfähigkeit soll für Multi-Band Impulsradio im Rahmen dieser Arbeit untersucht werden.

Dazu werden in in Kapitel 2 die Grundlagen für eine Ultra Wideband Übertragung dargestellt. In Kapitel 3 wird die Intersymbolinterferenz beschrieben und es werden zwei Methoden zur Unterdrückung vorgeschlagen. Im 4. Kapitel werden die Simulationsergebnisse vorgestellt und bewertet. Abschließend werden im 5. Kapitel die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und einen Ausblick auf weiterführende Untersuchungen gegeben.

2 Grundlagen

Rein Formal wird von Ultra Wideband gesprochen, wenn ein Übertragungssystem eine Bandbreite von mindestens 500MHz oder eine relative Bandbreite, das Verhältnis von Signalbandbreite und Mittenfrequenz, größer als 0,2 hat. Die verwendete Technik besitzt zwei entscheidende Vorteile:

1. Durch die hohe Bandbreite ist eine hohe zeitliche Auflösung der Signale gewährleistet. Somit besitzt das System schon eine hohe natürliche Störfestigkeit, da viele ankommende Pfade zeitlich aufgelöst werden können.
2. Durch die geringe Leistungsdichte ähneln die Signale dem Rauschen. Somit können Ultra Wideband Systeme neben anderen Anwendungen senden, ohne diese zu stören.

Es gibt mehrere Verfahren für UWB, exemplarisch werden hier drei genannt. Das erste ist MB-OFDM. Hier wird, wie der Name schon sagt, OFDM verwendet. Außerdem gibt es DS-UWB. Es ist ein Monobandimpulsradiosystem. Ein einzelner Impuls besitzt eine sehr hohe Bandbreite. In dieser Studienarbeit die dritte Möglichkeit von UWB untersucht. Multibandimpulsradio teilt das verfügbare Frequenzband in mehrere Subbänder auf. Durch die Aufteilung in Subbänder sind geringere zeitliche Auflösungen des Signals als beim Monobandsystem möglich. Allerdings können mehrere Bänder parallel senden und empfangen. Prinzipiell hat diese Variante ähnliche Eigenschaften wie das Monobandimpulssystem.

Das grundlegende Systemmodell eines Übertragungssystems ist in Abb. 2.1 dargestellt. Es besteht aus Sender, Kanal und Empfänger. In diesem Hauptabschnitt werden diese drei Bestandteile näher beschrieben. Außerdem wird

ein Algorithmus vorgestellt, der die Signal- und Rauschenergie schätzt. Damit Bandstörungen keinen Einfluss auf die Simulation haben, ist immer nur das erste Frequenzband aktiv. Im Systemmodell wird deshalb die Aufteilung der Sendesymbole auf mehrere Bänder nicht einbezogen. Ein Systemmodell für ein vollständiges Multibandimpulsradiosystem ist in [MMF06] zu finden.

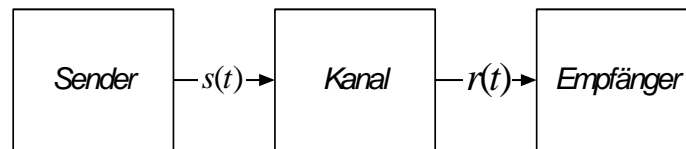


Abbildung 2.1: Systemmodell

2.1 Sender

Ein Blockschaltbild des Senders ist in Abb. 2.2 dargestellt. Ausgangspunkt

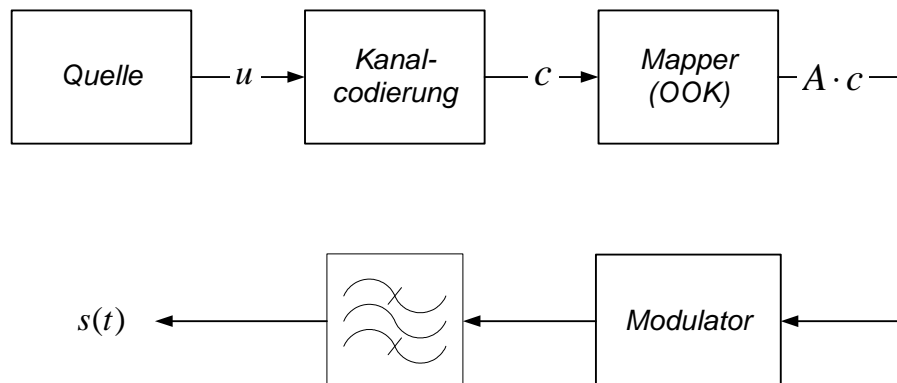


Abbildung 2.2: Blockschaltbild des Senders

des Senders ist eine binäre Datenquelle, die kontinuierlich Informationen liefert. Die Quelle stellt einen Vektor \mathbf{u} zur Verfügung, welcher Informationsbitvektor genannt wird. Die Elemente des Informationsbitvektors sind Elemente des Feldes $\mathbb{F}_2 = \{0, 1\}$. Sie sind statistisch unabhängig und gleichverteilt.

Um Übertragungsfehler erkennen oder korrigieren zu können, wird dem Informationsbitvektor \mathbf{u} Redundanz zugefügt. Dieser Vorgang heißt Kanalcodierung. Der durch die Kanalcodierung entstehende Vektor \mathbf{c} wird Codebitvektor genannt. Das i -te Element des Codebitvektors wird mit c_i bezeichnet. Das Verhältnis der Anzahl von Code- und Informationsbits wird als Coderate R_c bezeichnet. In der vorliegenden Arbeit wird nur uncodierte Übertragung untersucht. Informationsbitvektor \mathbf{u} und Codebitvektor \mathbf{c} sind also identisch. Die Coderate ergibt sich somit zu $R_c = 1$.

Der Codebitvektor \mathbf{c} wird jetzt dem Mapper zugeführt. In dieser Komponente werden die Bits den zu sendenden Konstellationssymbolen zugeordnet. Je besser die Übertragungseigenschaften des Kanals und die Leistungsfähigkeit der verwendeten Kanalcodierung, desto mehr Bits können auf einem Symbol dargestellt werden. Für die durchgeführten Untersuchungen wird OOK Modulation verwendet. OOK heißt „On-Off Keying“. Die Elemente des Codebitvektors \mathbf{c} werden mit einer Amplitude A multipliziert. Es entsteht der Symbolvektor $A \cdot \mathbf{c}$.

Im Modulator werden die Elemente des Symbolvektors auf einen Impuls aufgeprägt. Es wird ein Impuls erzeugt, der zeitlich extrem schmal und damit sehr breitbandig ist. Anschließend wird er bandpassgefiltert. Es wird ein elliptisches Filter zweiter Ordnung eingesetzt. Die Filterung ist in [Ger07] beschrieben. Der Sendeimpuls $p_{BP}(t)$ ist also die Impulsantwort des Filters. Er ist in Abb. 2.3 dargestellt. Anschließend wird der kontinuierliche Datenstrom paketiert. Hier

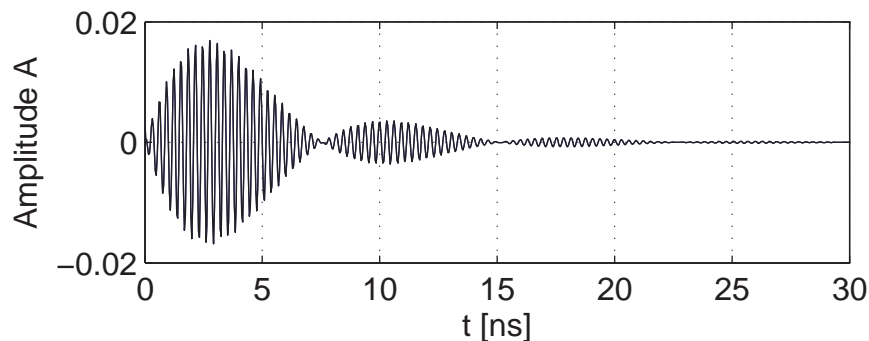


Abbildung 2.3: Sendeimpuls $p_{BP}(t)$

enthält ein Paket N Symbole. Am Ausgang des Modulators entsteht das Sendesignal.

$$s(t) = \sum_{i=0}^N c_i p_{BP}(t - iT_r) \quad (2.1)$$

T_r repräsentiert die Pulswiederholzeit, d.h. aller wieviel ns ein neuer Impuls gesendet wird.

2.2 Kanal

Wie in Abb. 2.4 zu sehen ist, tritt der Effekt der Mehrwegeausbreitung auf. Das ist die Ursache für ISI. Außerdem wird gaußsches weißes Rauschen aufaddiert. Bei der Datenübertragung mittels Funk treten viele physikalische Effekte auf,

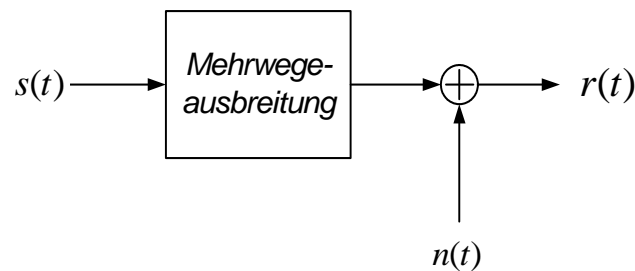


Abbildung 2.4: Blockschltbild des Kanals

die unmöglich deterministisch erfasst werden können. Deshalb werden die Effekte in stochastischen Prozessen zusammengefasst, um leichter beschreibbar zu sein. Damit eine Simulation möglichst praxisnahe Ergebnisse liefert, ist die Darstellung des Kanals enorm wichtig. Um die Vergleichbarkeit unterschiedlicher Simulationsergebnisse zu gewährleisten, wurden von der Arbeitsgruppe IEEE 802.15.3a mehrere Kanalmodelle entwickelt.

Durch die hohe Bandbreite ist die zeitliche Auflösung sehr hoch. Dementsprechend wird eine hohe Anzahl von Pfaden aufgelöst. Das ist der Grund, weswegen nicht mehr von einer Rayleigh-Verteilung ausgegangen werden kann. Signaleinbrüche wegen destruktiver Interferenz liegen nur selten vor, somit findet Auslöschung im Vergleich zu Schmalbandsystemen nur sehr selten statt.

Hieraus wird ersichtlich, dass Kanalmodelle von Schmalbandssystemen nicht verwendet werden können. Die vorgeschlagenen Kanalmodelle beruhen auf dem Mehrwegemodell. Die in diesem Abschnitt aufgeführten mathematischen Beschreibungen beziehen sich auf [Eis04] und [FPM03].

Mathematisch kann die Impulsantwort durch

$$h_i(t) = X \sum_{l=0}^N \sum_{k=0}^{K_l} \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.2)$$

beschrieben werden.

X stellt dabei die Dämpfung dar, welche durch log normalverteilte Abschattung verursacht wird. K die Anzahl der Pfade in einem Symbol, T_l die Verzögerung des l -ten Symbols und $\alpha_{k,l}$ die Dämpfung des k -ten Pfades im l -ten Symbol. Mit $\tau_{k,l}$ wird die Verzögerung des k -ten Pfades für das l -te Symbol bezeichnet. Der Ankunftsprozess der Pfade sowie der Symbole ist ein Poissonprozess. Die Symbolankunftsrate beträgt λ_{sym} , die Pfadankunftsrate beträgt λ_{path} . Die Pfaddämpfung setzt sich aus drei Werten zusammen:

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (2.3)$$

Dabei ist $p_{k,l}$ das Vorzeichen der Amplitude. Beide Möglichkeiten des Vorzeichens sind gleich wahrscheinlich. Die zufällige Amplitudenschwankung eines Symbols wird mit ξ_l bezeichnet und die zufällige Amplitudenschwankung eines Pfades in einem Symbols mit $\beta_{k,l}$. Beide Amplitudenschwankungen sind stochastisch unabhängig und lognormalverteilt.

$$20 \lg(\xi_l) \sim \mathcal{N}(\mu_l, \sigma_{sym}^2) \quad (2.4)$$

$$20 \lg(\beta_{k,l}) \sim \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_{path}^2) \quad (2.5)$$

$\mathcal{N}(\mu, \sigma)$ ist dabei eine Normalverteilung mit dem Mittelwert μ und der Varianz σ . Da beide Verteilungen stochastisch unabhängig sind, ist das Produkt aus ξ_l und $\beta_{k,l}$ auch lognormalverteilt. Der Erwartungswert der Leistung eines

Symbols ist

$$E [|\xi_l \beta_{k,l}|^2] = \exp\left(-\frac{T_l}{\Gamma_{sym}}\right) \exp\left(-\frac{\tau_{k,l}}{\Gamma_{path}}\right) \quad (2.6)$$

Γ_{sym} bzw. Γ_{path} sind die Dämpfungsfaktoren des Symbolen bzw. des Pfades. Der Mittelwert der Pfaddämpfung ergibt sich zu

$$\mu_l + \mu_{k,l} = \frac{-10\frac{T_l}{\Gamma_{sym}} - 10\frac{\tau_{k,l}}{\Gamma_{path}}}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_{sym}^2 + \sigma_{path}^2) \ln(10)}{20} \quad (2.7)$$

Die Varianz der Energie soll nur noch von der Dämpfung X abhängen. Deshalb werden alle Pfaddämpfungen $\alpha_{k,l}$ berechnet und die Summe der Quadrate auf Eins normiert. X ist ebenfalls lognormalverteilt.

$$20 \lg(X) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_X^2) \quad (2.8)$$

Das Kanalmodell ist also nur noch von den Parametern λ_{sym} , λ_{path} , Γ_{sym} , Γ_{path} , σ_{sym} , σ_{path} und σ_X abhängig. Es wurden 4 verschiedene Kanalmodelle entwickelt: CM1, CM2, CM3 und CM4. CM1 beschreibt eine direkte Sichtverbindung mit einem Abstand zwischen Sender und Empfänger von weniger als 4m. CM2 beschreibt den gleichen Abstand, jedoch ohne eine Sichtverbindung. Der Kanal CM3 stellt einen Abstand von 4m bis 10m dar ohne Sichtverbindung. Der letzte Kanal beschreibt einen sehr schlechten Kanal mit großer Streuung. Dies resultiert in einem hohen Delay Spread. In Tabelle 2.1 sind für die verschiedenen Kanäle die einzelnen Parameter und die wichtigsten abhängigen Größen aufgelistet. LOS ist die Abkürzung für „Line of Sight“. Es gibt eine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger. Bei „Non Line of Sight“ NLOS gibt es keine Sichtverbindung.

2.3 Empfänger

Im Empfänger werden die gesendeten und durch den Kanal verfälschten Symbole empfangen, demoduliert und evtl. korrigiert. Ein Blockschaltbild des Empfängers ist in Abb. 2.5 zu sehen. Das Empfangssignal $r(t)$ wird zuerst Bandpassfiltert. Eine genaue Beschreibung der Filterung ist in [Ger07] dargestellt.

Kanalmodell	CM1	CM2	CM3	CM4
Entfernung	0-4m	0-4m	4-10m	4-10m
Ausbreitung	LOS	NLOS	NLOS	Extremes NLOS
λ_{sym} in $\frac{1}{ns}$	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
λ_{path} in $\frac{1}{ns}$	2,5	0,5	2,1	2,1
Γ_{sym} in ns	7,1	5,5	14	24
Γ_{path} in ns	4,3	6,7	7,9	12
σ_{sym} in dB	3,3941	3,3941	3,3941	3,3941
σ_{path} in dB	3,3941	3,3941	3,3941	3,3941
σ_X in dB	3	3	3	3
mittleres Delay Spread in ns	5	8	15	25
mittlere Anzahl der Pfade $> -10dB$	12,5	15,3	24,9	41,2
Standardabweichung der Kanalenergie in dB	2,9	3,1	3,1	2,7

Tabelle 2.1: Parameter und wichtige abhängige Größen der Kanalmodelle nach [Eis04]

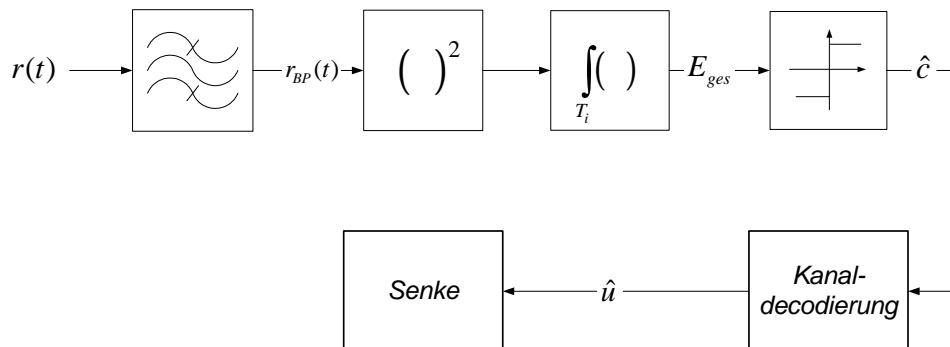


Abbildung 2.5: Blockschaltbild des Empfängers

Das bandpassgefilterte Empfangssignal $r_{BP}(t)$ wird quadriert und anschließend die quadrierten Signale über ein bestimmtes Zeitintervall, die Integrationszeit T_i , integriert. Dieses Prinzip wird Energiedetektion genannt. Am Ausgang des Integrators wird die Gesamtenergie E_{ges} zur Verfügung gestellt. Sie setzt sich aus Signalenergie E_b und Rauschenergie N_0 zusammen.

$$E_{ges} = E_b + N_0 \quad (2.9)$$

Die Empfangsenergie kann mathematisch beschrieben werden mit:

$$E_{ges} = \int_{T_i} \left[\sum_{l=1}^{\Lambda_i} \alpha_l c_i s(t - \tau_{l,i}) + \sum_{j=0}^{i-1} \sum_{k=1}^{\Lambda_{past[j]}} \alpha_k c_j s(t - \tau_{k,j}) + n_{BP}(t) \right]^2 dt \quad (2.10)$$

Innerhalb des Integrationsintervalls erreichen Pfade den Empfänger, die zum aktuellen sowie zum vorherigen Symbol gehören. Der erste Term repräsentiert den Anteil des aktuellen Symbolen. Λ_i ist die Gesamtanzahl der ankommenden Pfade, die zum aktuellen, dem i -ten Symbol gehören. Somit stellt der erste Term den Nutzanteil dar. Der zweite Term ist der Einfluss von ISI. $\Lambda_{past[j]}$ ist die Gesamtanzahl der Pfade, die zum vorherigen Symbol j gehören. $n_{BP}(t)$ ist bandpassgefiltertes additives gaußsches weißes Rauschen.

Aufgrund der komplizierten deterministischen Beschreibung der Empfangsenergie nach Gleichung 2.10 wird in [PA04] ein statistisches Modell vorgestellt. Allerdings wird beim statistischen Modell davon ausgegangen, dass der Anteil der Intersymbolinterferenz gegen Null geht. Durch die Quadrierung und Bandpassfilterung wird aus der Gaußverteilung von $r(t)$ eine χ^2 Verteilung. Für die Empfangsenergie gibt es 2 Hypothesen, $\hat{c}_i = 0$ und $\hat{c}_i = 1$. Die Dichtefunktionen der χ^2 Verteilungen für die beiden Hypothesen lauten nach [PA04]:

$$p_0 = \frac{1}{N_0 \Gamma(M)} \left(\frac{E_{ges}}{N_0} \right)^{M-1} \exp \left(-\frac{E_{ges}}{N_0} \right) \quad (2.11)$$

$$p_1 = \frac{1}{N_0} \left(\frac{E_{ges}}{E_b} \right)^{\frac{M-1}{2}} \exp \left(-\frac{E_{ges} + E_b}{N_0} \right) I_{M-1} \left(2 \sqrt{\frac{E_{ges} E_b}{N_0}} \right) \quad (2.12)$$

Eine Beschreibung der Schätzung von E_b und N_0 ist in Kapitel 2.4 zu finden. M ist der Freiheitsgrad der χ^2 Verteilung. Dieser wird errechnet durch das Produkt von Bandbreite und Integrationszeit.

$$M = B T_i \quad (2.13)$$

Γ ist die Euler Funktion und I_n die n-te Besselfunktion erster Art.

Abb. 2.6 zeigt den Verlauf der pdf der Hypothesen. Die Aufgabe besteht darin,

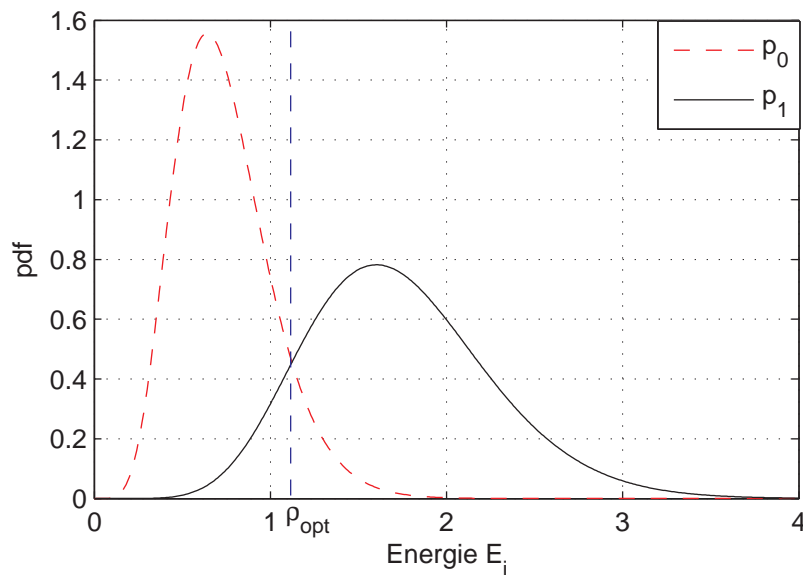


Abbildung 2.6: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der Hypothesen 0 und 1 mit Entscheidungsgrenze und den Parametern $M = 7.4$, $E_b = 1$ und $N_0 = 0.1$

die bestmögliche Entscheidungsgrenze ρ_{opt} zu bestimmen. Da beide Hypothesen gleich wahrscheinlich sind, ergibt sich die Grenze durch Gleichsetzen der Dichtefunktionen.

$$p_0 = p_1 \quad (2.14)$$

Eine exakte Berechnung von ρ_{opt} ist nicht möglich, da eine geschlossene Lösung nicht existiert. In der Simulation werden drei Möglichkeiten der Entscheidungsfindung benutzt.

Die erste Methode berechnet die beiden Dichten p_0 und p_1 . Je nachdem, welche

Wahrscheinlichkeitsdichte größer ist, wird hart entschieden.

$$\hat{c}_i = \begin{cases} 0 & \text{für } p_0 > p_1 \\ 1 & \text{für } p_0 \leq p_1 \end{cases} \quad (2.15)$$

Diese Methode wird in der Arbeit als exakte Methode bezeichnet. In Hardware ist das nicht möglich. Deshalb wurden zwei vereinfachende Berechnungen entwickelt. Eine ist in [PAU04] vorgestellt. Im Folgenden wird sie Methode nach Paquelet genannt. Es wird die ermittelte Gesamtenergie E_{ges} mit einem Grenzwert ρ_{opt} verglichen und hart entschieden.

$$\hat{c}_i = \begin{cases} 0 & \text{für } E_{ges} < \rho_{opt} \\ 1 & \text{für } E_{ges} \geq \rho_{opt} \end{cases} \quad (2.16)$$

Der bestmögliche Grenzwert kann dabei berechnet werden mit

$$\rho_{opt} \approx \frac{1}{4} \frac{E_b}{N_0} + M + \sqrt{M-1} \Phi \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \quad (2.17)$$

wobei

$$\Phi = 2,1 \cdot 10^{-6} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^3 - 0,00046 \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^2 + 0,045 \left(\frac{E_b}{N_0} \right) + 0,032 \quad (2.18)$$

Dabei ist allerdings zu beachten, dass Gleichung 2.17 mit dem in Gleichung 2.18 beschriebenen Φ nur bis zu einem E_b/N_0 von 20dB gilt.

Um auch Soft Werte berechnen zu können, wurde in [MD07] eine alternative Methode vorgestellt. Sie wird mit Methode nach Moorfeld bezeichnet. Ein Soft-Wert enthält zwei Informationen, die binäre Hypothese und die Wahrscheinlichkeit dieser Entscheidung. Das Vorzeichen zeigt die Hypothese, der Betrag des Wertes gibt die Wahrscheinlichkeit wieder. Je größer der Betrag

des Soft Wertes, desto wahrscheinlicher ist die Hypothese.

$$\begin{aligned}
 LLR(E_{ges}) &= \ln\left(\frac{p_1}{p_0}\right) \\
 &\approx \frac{1-2M}{4} \ln\left(\frac{E_{ges}E_b}{N_0^2}\right) + 2\sqrt{\frac{E_{ges}E_b}{N_0^2}} - \frac{E_b}{N_0} + \ln(\gamma(M)) - \frac{1}{2} \ln 4\pi
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

γ ist hierbei die Gammafunktion

$$\gamma(x) = \int_0^{\infty} \exp(-t) t^{x-1} dt \tag{2.20}$$

Da in der vorliegenden Arbeit nur mit Hard Werten gearbeitet wird, ist nur das Vorzeichen des Ergebnisses von Gleichung 2.19 entscheidend.

$$\hat{c}_i = \begin{cases} 0 & \text{für } LLR(E_{ges}) < 0 \\ 1 & \text{für } LLR(E_{ges}) \geq 0 \end{cases} \tag{2.21}$$

Bei einem negativen Vorzeichen wird auf $\hat{c}_i = 0$ entschieden, sonst auf 1.

Jetzt befinden sich die Elemente des empfangen Codebitvektors $\hat{\mathbf{c}}$ wieder in der binären Ebene mit den Elementen $\{0, 1\}$. Alle in der Arbeit getroffenen Aussagen beziehen sich nur auf eine harte Entscheidung der empfangenen Bits. Im Kanaldecoder wird die eingefügte Redundanz wieder entfernt und dadurch Fehler erkannt oder korrigiert. Es entsteht der Empfangsinformationsbitvektor $\hat{\mathbf{u}}$, welcher idealerweise mit dem Informationsbitvektor \mathbf{u} übereinstimmt. Da in der Simulation keine Kanalcodierung vorgenommen wird, muss auch keine Decodierung stattfinden.

Anhand von Abb. 2.7 kann die Entscheidungsfindung nochmals nachempfunden werden. Es liegt ein E_b/N_0 von $15dB$ vor. Außerdem wurde Kanalmodell 1 verwendet, d.h. es gibt eine Sichtverbindung von Sender und Empfänger. Wie zu erkennen ist, beträgt die Pulswiederholzeit $50ns$ und die Integrationszeit $22ns$. Das Signal, welches mit Kanal beschrieben ist, erreicht den Empfänger. Es wird zuerst gefiltert. Im gefilterte Signal $r_{BP}(t)$ können die Hypothesen

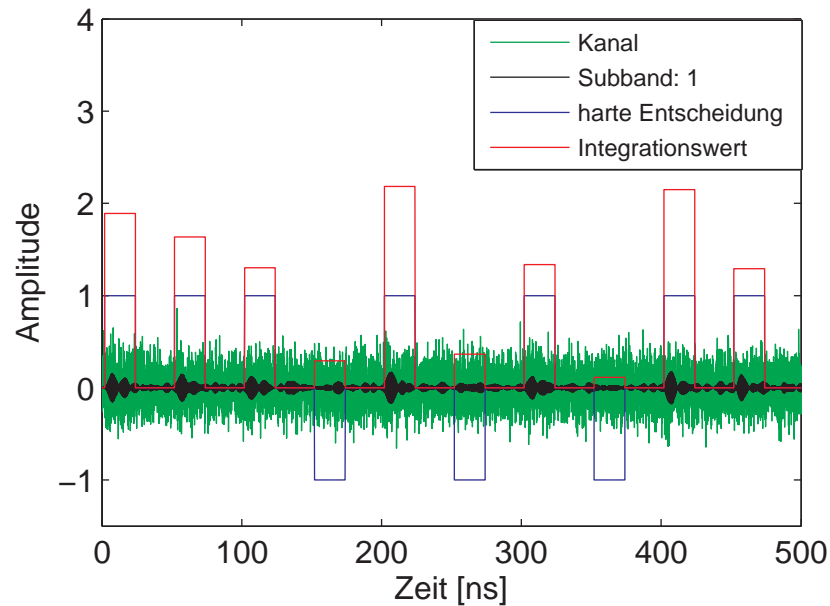


Abbildung 2.7: Beispiel eines empfangenen Signales

schon erkannt werden. Das gefilterte Signal wird quadriert. Jetzt erfolgt die Integration, d.h die Leistungen der empfangenen Pulse wird aufsummiert. Das Ergebnis der Integration ist mit dem roten Balken dargestellt. Wenn der Integrationswert unterhalb der Entscheidungsgrenze liegt, wird auf „0“ entschieden. Andernfalls wird auf „1“ entschieden. Dies ist mit dem grünen Balken dargestellt. Wegen der besseren Sichtbarkeit ist die „0“ hier als „-1“ dargestellt ist.

Das Prinzip der Energiedetektion ermöglicht den Aufbau sehr einfacher Empfänger. Es ist jedoch ersichtlich, dass ISI die Leistungsfähigkeit des Empfängers beeinträchtigt. Deshalb werden in dieser Arbeit Methoden vorgestellt und untersucht, ISI in einem nicht kohärenten Empfänger mit Energiedetektion zu erkennen und zu eliminieren.

2.4 Algorithmus zur Schätzung der Signal- und Rauschenergie

Um die Grenze zur harten Entscheidung der Symbole gut zu bestimmen, ist eine möglichst genaue Schätzung der Energien notwendig. Die Schätzung ist beschrieben in [PA04]. Mithilfe einer Präambel können erste Schätzungen vorgenommen werden. Zuerst wird der Vektor X_0 mit m_0 Nullen gesendet.

$$X_0 = (x_{0,1}, \dots, x_{0,m_0})$$

Im Empfänger wird ein gewichteter Mittelwert der Rauschenergie berechnet.

$$\overline{N_0} = \underbrace{\frac{1}{M}}_{\text{Gewichtung}} \underbrace{\frac{1}{m_0} \sum_{i=1}^{m_0} x_{0,i}}_{\text{arithm. Mittelwert}} \quad (2.22)$$

Die Varianz dieses Maximum Likelihood Schätzers beträgt:

$$\sigma_{N_0}^2 = \frac{\overline{N_0}^2}{m_0 M} \quad (2.23)$$

Wenn die Rauschenergie N_0 geschätzt wurde, kann aus der Gesamtenergie die Signalenergie E_b einer logischen Eins geschätzt werden. Dazu wird der Vektor X_1 mit m_1 Einsen gesendet.

$$X_1 = (x_{1,1}, \dots, x_{1,m_1})$$

In der Simulation ist $m_0 = m_1 = 100$. Mithilfe der Momentenmethode kann E_b geschätzt werden:

$$\overline{E_b} = \frac{1}{m_1} \underbrace{\sum_{i=1}^{m_1} x_{1,i}}_{\overline{E_{ges}}} - M \overline{N_0} \quad (2.24)$$

Die Varianz beträgt

$$\sigma_{E_b}^2 = \frac{M \overline{N_0}^2 + 2 \overline{E_b} \overline{N_0}}{m_1} + M^2 \sigma_{N_0}^2 \quad (2.25)$$

Nachdem Rausch- und Signalenergie geschätzt wurden, beginnt die Übertragung der Nutzdaten. Mit jedem demodulierten Bit wird die Schätzung von N und E nachgeregelt. Die Rauschenergie wird rekursiv angepasst zu:

$$\overline{N}_{0m_0+1} = \frac{m_0}{m_0 + 1} \overline{N}_{0m_0} + \frac{x_{m_0+1}}{(m_0 + 1) M} \quad (2.26)$$

Der Faktor $\frac{m_0}{m_0+1}$ sorgt dafür, dass der Einfluss des bisherigen Mittelwerts immer gleichbleibt. Die Varianz ist

$$\sigma_{\overline{N}_0}^2 = \frac{\overline{N}_0^2}{m_0 M} \quad (2.27)$$

Mit steigender Anzahl m_0 verringert sich die Varianz. Analog der Anfangssignalenergieschätzung verläuft die rekursive Schätzung.

$$\overline{E}_{bm_1+1} = \frac{m_1}{m_1 + 1} \overline{E}_{bm_1} + \frac{x_{m_1+1} - M \overline{N}_0}{m_1 + 1} \quad (2.28)$$

Wie bei der Rauschschätzung sorgt der Faktor $\frac{m_1}{m_1+1}$ für einen gleichbleibenden Einfluss des Mittelwertes. Die Varianz beträgt

$$\sigma_{\overline{E}_b}^2 = \frac{M \overline{N}_0^2 + 2 \overline{E}_b \overline{N}_0}{2(m_1 + 1) - 1} \quad (2.29)$$

3 Intersymbolinterferenz und deren Unterdrückung

Bei der Übertragung tritt der Effekt der Mehrwegeausbreitung auf. Mehrwegeausbreitung bedeutet, dass das abgestrahlte Signal sich auf unterschiedlichen Wegen ausbreitet. Dadurch kommen am Empfänger auch mehrere Signale nach unterschiedlicher Laufzeit und mit unterschiedlich gedämpfter Amplitude an. Wenn ein Pfad, der zum vorherigen Symbol gehört, erst im aktuellen Integrationsintervall den Empfänger erreicht, wird von Intersymbolinterferenz ISI gesprochen. Wie im Kapitel 2.3 beschrieben ist, wird bei der statistischen Beschreibung von einem Signal ohne ISI ausgegangen. Um diese theoretische Annahme in der Praxis zu erreichen, sind zwei Wege möglich. Die Pulswiederholzeit kann so gewählt werden, dass der nächste Sendeimpuls erst gesendet wird, wenn alle Pfade den Empfänger erreicht haben. Eine bessere Möglichkeit ist es, die Intersymbolinterferenz zu schätzen und so am Empfänger zu eliminieren.

Ein kohärenter Empfänger, z.B. der RAKE Receiver, ist in der Lage, Mehrwegeausbreitung wirkungsvoll zu unterdrücken. In der Simulation wird jedoch das Prinzip der Energiedetektion (und damit ein nicht kohärenter Empfänger) verwendet, da sich die Komplexität des Empfängers stark vereinfacht. Der Empfänger muss nur prüfen, wieviel Energie in einem Intervall den Empfänger erreicht. Das bedeutet aber, dass ISI die Leistungsfähigkeit des Empfängers beeinträchtigt. Deshalb werden in diesem Kapitel Methoden vorgestellt, ISI in einem nicht kohärenten Empfänger mit Energiedetektion zu erkennen und zu eliminieren.

3.1 Der Algorithmus

Bevor die Empfangene Energie mit der Entscheidungsschwelle verglichen wird, muss die vorhandene Energie vorheriger Symbole geschätzt und abgezogen werden. Für derartige Aufgaben werden „Decision Feedback Equalizer“ DFE verwendet. Ein DFE berücksichtigt vergangene Entscheidungen um die aktuelle Entscheidung zu treffen. Auf wieviele Folgesymbole sich der Einfluss erstreckt, wird als Einflusslänge bezeichnet. Das Blockschaltbild des Empfängers mit DFE ist in Abb. 3.1 aufgeführt. Auf die Kanaldecodierung und die Senke wird in Abb. 3.1 verzichtet, da diese Komponenten sich nicht verändern im Vergleich zum ursprünglichen Empfänger in Abb. 2.5.

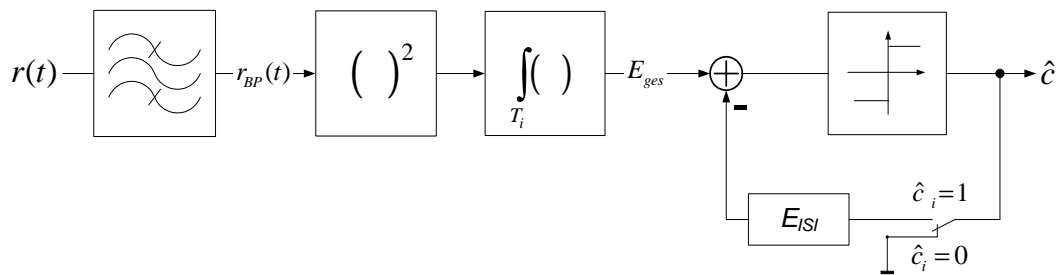


Abbildung 3.1: Blockschaltbild des Empfängers mit ISI Unterdrückung

Das prinzipielle Vorgehen des Algorithmus ist dabei wie folgt:

1. Das aktuelle Symbol wird geschätzt.
2. Der Einfluss des geschätzten aktuellen Symbols auf die folgenden Symbole wird geschätzt. In Abb. 3.1 ist er mit E_{ISI} bezeichnet.
3. Der Einfluss auf die folgenden Symbole wird bei der Schätzung der Folgesymbole abgezogen.

Am Anfang der Übertragung wird eine Präambel gesendet. Das erste Sendesymbol ist dabei eine logische „1“, es folgt eine Anzahl von „0“ Impulsen. Da dieses Verfahren mehrmals wiederholt wird, kann eine statistische Aussage über den Einfluss eines „1“ Symbols auf die Folgesymbole getroffen werden. Die Anzahl der Folgesymbole, die von ISI betroffen sind und in eine ISI Reduktion einbezogen werden, wird Einflusslänge genannt.

Ein großes Problem bei rückgekoppelten Systemen stellt die Fehlerfortpflanzung dar. Falls ein Symbol falsch geschätzt wurde, hat das Einfluss auf die folgenden Schätzungen. Somit kann eine falsche Schätzung eine große Anzahl falsch geschätzter Folgesymbole auslösen. Dieses große Problem tritt bei dem in dieser Arbeit betrachteten System nur bedingt auf.

Es sind zwei Detektionsfehler möglich:

1. Es wird eine „0“ detektiert, obwohl eine „1“ gesendet wird.
2. Es wird eine „1“ detektiert, obwohl eine „0“ gesendet wird.

Im ersten Fall wird zwar das aktuelle Symbol falsch geschätzt, jedoch hat dies keinen Einfluss auf die Folgeschätzungen. Da eine „0“ detektiert wurde, wird in den folgenden Symbolen innerhalb der Einflusslänge keine Energie abgezogen. Die ISI Reduktion ist sozusagen für dieses Symbol einfach nicht aktiv. Die Folgeschätzungen werden zwar nicht verbessert, jedoch auch nicht verschlechtert gegenüber der Übertragung ohne ISI-Reduktion.

Die zweite Möglichkeit hat Einfluss auf die folgenden Symbole. Da eine „1“ detektiert wurde, wird in den folgenden Symbolen innerhalb der Einflusslänge die vorher geschätzte ISI Energie abgezogen. Wenn die folgenden gesendeten Symbole innerhalb der Einflusslänge „0“ Symbole sind, hat die Fehldetektion keinen Einfluss. Wenn die „0“ Symbole richtig detektiert werden, liegt ihre Energie E_{ges} unterhalb der Entscheidungsgrenze ρ_{opt} . Wenn jetzt noch zusätzlich Energie abgezogen wird, ändert dies nichts am Ergebnis.

Im Gegensatz dazu liegt beim zweiten Fall ein negativer Einfluss vor, wenn innerhalb der Einflusslänge eine „1“ gesendet wurde. Eine „1“ wird detektiert, wenn der Energiewert größer als ρ_{opt} ist. Da jetzt aber durch die Fehldetektion Energie abgezogen wird, kann es passieren, dass der E_{ges} kleiner als ρ_{opt} wird. Somit hätte eine falsche Entscheidung eine weitere falsche Entscheidung zur Folge.

3.2 Die Intersymbolinterferenzschätzung

Um die Intersymbolinterferenz überhaupt erkennen zu können, muss eine separate Kanalschätzung vorgenommen werden. Die Kanalschätzung erfolgt nach der ersten Bestimmung der Signal- und Rauschenergie. Es wird eine logische „1“ und nachher eine Anzahl von Nullen gesendet. Da die Rauschenergie schon bekannt ist, kann diese von den empfangenen Gesamtenergiewerten abgezogen werden. Sollte kein ISI in der Übertragung vorliegen, darf nur das erste Symbol einen nennenswerten Signalenergieanteil E_b aufweisen. In den anderen Symbolen sollte E_b gegen Null gehen. Für die gezeigten ISI Schätzungen in Abb. 3.2 und 3.3 sind 50.000 Pakete empfangen wurden. Ein Paket besteht aus 8 Symbolen, einer „1“ und sieben Nullen. Die Simulationen haben jedoch gezeigt, dass 50 Pakete einen guten Kompromiss zwischen statistischer Sicherheit und minimalem Overhead darstellen. Die Abweichung des Mittelwertes der Kanalschätzung mit 50 Paketen weicht dabei von einer Kanalschätzung mit 50.000 Paketen um vier Prozent ab. Mean bezeichnet den Mittelwert der Signalenergie. Die geschätzte Rauschenergie ist somit schon abgezogen. Es wurde für beide Schätzungen Kanalmodell 1 benutzt.

Ein Histogramm für eine Schätzung ohne ISI ist in Abb. 3.2 zu sehen. Hier wurde Kanalmodell 1 benutzt, die Integrationszeit beträgt $22ns$ und die Wiederholzeit $100ns$. Es ist zu sehen, dass im Vergleich zum ersten Tap die Taps 2 bis 8 nur noch einen sehr geringen Anteil an Signalenergie aufweist und somit ISI frei sind. Hier ist die Dichte nur in den niedrigen Energiebereichen hoch, was auf Rauschen oder Abweichungen in der ISI Schätzung hindeutet. Im Gegensatz dazu ist in Abb. 3.3 ein Szenario mit großem ISI Anteil zu sehen. Hier beträgt die Integrationszeit $13ns$, die Wiederholzeit $14ns$. Es wurde ebenfalls Kanalmodell 1 benutzt. Im zweiten Tap noch ein sehr deutlicher Anteil Signalenergie messbar. In der Praxis würde dieses Szenario jedoch nicht zu brauchbaren Ergebnissen führen. Es dient nur der Veranschaulichung.

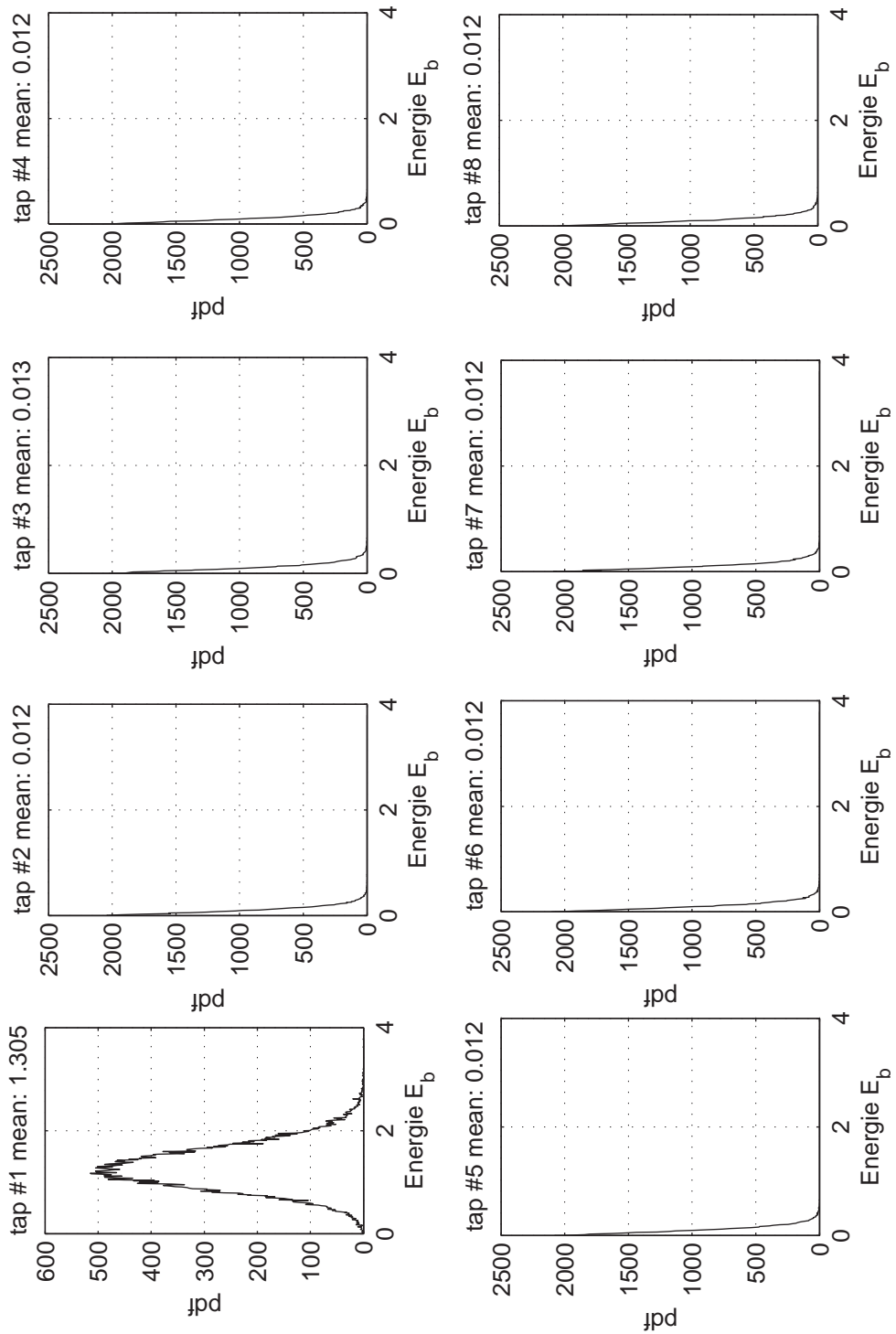


Abbildung 3.2: ISI Statistik einer Interferenzschätzung ohne ISI bei CM1 mit $T_R = 100ns$ und $T_i = 22ns$

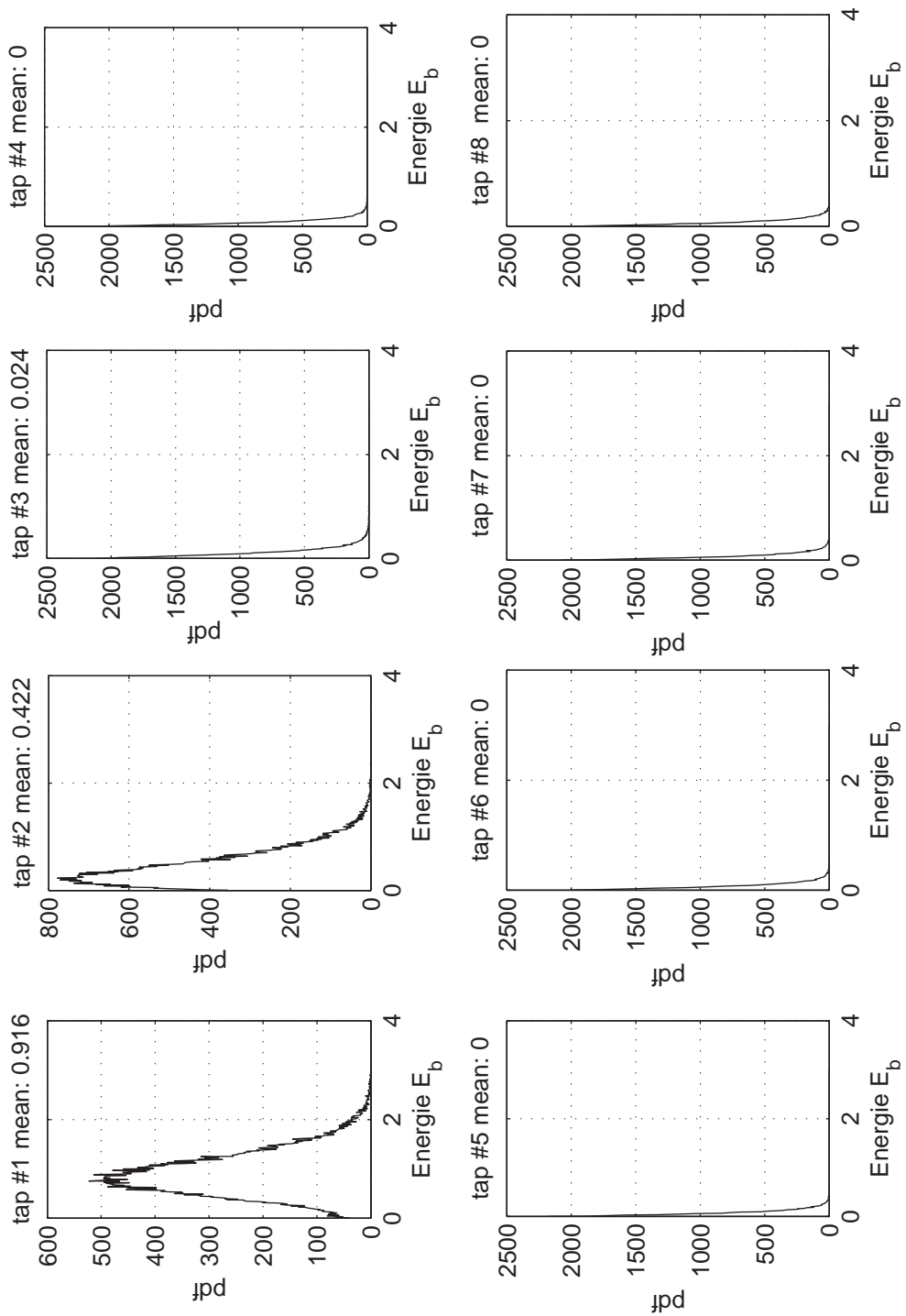


Abbildung 3.3: ISI Statistik einer Interferenzschätzung mit starker ISI bei CM1 mit $T_R = 14ns$ und $T_i = 13ns$

3.3 Die Unterdrückung der Intersymbolinterferenz

Durch die Intersymbolinterferenzschätzung ist dem Empfänger bekannt, wie groß der Anteil des Einflusses des vorherigen Symbolen auf das aktuelle Symbol ist. In diesem Abschnitt werden zwei Methoden zur Unterdrückung vorgestellt.

Die erste Methode vergleicht die Energie der „0“ Symbole mit einem Grenzwert. Liegt die Energie eines Symbols über dem Grenzwert, wird eine ISI Unterdrückung, wie in Kapitel 3.1 beschrieben, durchgeführt. In dieser Arbeit wurde mit einem Grenzwert von 2 Prozent der Energie des ersten Taps gearbeitet. In Abb. 3.3 ist die Signalenergie des zweiten und dritten Taps größer als 2 Prozent. Vom vierten bis zum achten Tap ist diese Bedingung nicht erfüllt. Somit würden die ersten beiden Symbole in die ISI Reduktion einbezogen. Die Einflusslänge ist also zwei. Das heißt, wenn eine „1“ entschieden wird, wird im nächsten Symbol von der empfangenen Energie der Mittelwert des zweiten Taps abgezogen. Im übernächsten Symbol wird der Mittelwert der Energie des dritten Symbols abgezogen. Der Vorteil des Verfahrens ist, dass auch ISI, welches sich über mehrere Symbole erstreckt, unterdrückt werden kann. Ein Nachteil ist die erhöhte Komplexität. Außerdem werden kleine Interferenzen unterhalb der Grenze ignoriert. Im Folgenden wird diese Methode als Schwellwertmethode bezeichnet.

Die zweite Möglichkeit ist die Methode mit fixer Regression. Hier wird die empfangene Signalenergie des zweiten Symbolen aus der Schätzung immer abgezogen, wenn beim vorherigen Symbol eine „1“ entschieden wurde. Die Einflusslänge ist nicht variabel, sie ist immer eins. Der Algorithmus ist sehr trivial, die Fehlerfortpflanzung ist immer auf ein Symbol begrenzt. Als weiterer Vorteil werden auch kleine Überlagerungen unterdrückt. Der Nachteil ist, dass Einflüsse über mehrere Symbole nicht beachtet werden.

In Abb. 3.4 ist die Wirkung der ISI Reduktion zu sehen. Für ein Paket sind die Häufigkeiten aller empfangenen Energiewerte aufgetragen. Zusätzlich ist

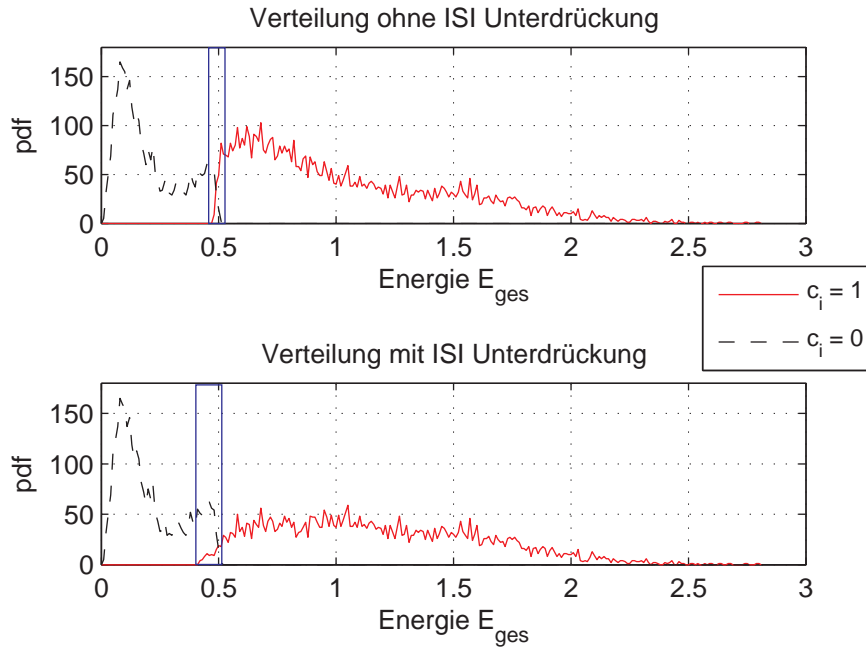


Abbildung 3.4: Entscheidungsgrenzen innerhalb eines Pakets mit und ohne ISI Unterdrückung

zu erkennen, ob auf $\hat{c}_i = 0$ oder $\hat{c}_i = 1$ entschieden wurde. Durch die in Kapitel 2.4 beschriebene rekursive Schätzung der Signal- und Rauschenergie ist die Entscheidungsgrenze selbst innerhalb eines Pakets variabel. Der Bereich der Entscheidungsgrenze ist durch ein Rechteck hervorgehoben. Durch die ISI Reduktion wird der Bereich, indem sich die Entscheidungsgrenze verschiebt, nochmal vergrößert. Zur Entstehung dieser Grafik wurden Einstellungen vorgenommen, in denen sehr viel ISI vorliegt (Kanalmode1 1, Wiederholzeit $14ns$, Integrationszeit $13ns$). Dies soll die Wirkung des Algorithmus deutlich hervorheben, in der Praxis würden diese Einstellungen aber sehr hohe Bitfehlerraten zur Folge haben. Je größer die Intersymbolinterferenz, desto größer auch der Bereich der Entscheidungsgrenze. In realistischeren Szenarien wäre der Entscheidungsbereich kleiner.

4 Simulationsergebnisse

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Simulationen dargestellt und bewertet. Der Algorithmus zur ISI Unterdrückung soll folgende Zielsetzungen haben:

1. Die maximal mögliche Datenrate soll gesteigert werden.
2. Wenn dies nicht möglich ist, so soll zumindest die für eine $BER \leq 10^{-3}$ nötige Signalenergie bei einer Übertragung mit ISI Unterdrückung geringer sein als bei einer Übertragung ohne Unterdrückung.

Wenn beides nicht erfüllt ist, hat eine ISI Unterdrückung auch keinen positiven Effekt und es kann somit darauf verzichtet werden. Dabei stehen folgende Parameter zur Verfügung,

- die Pulslänge,
- die Impulsform,
- das Kanalmodell CM1 bis CM4,
- die Integrationszeit T_i ,
- die Impulswiederholzeit T_R ,
- die Sendenergie,
- die ISI Unterdrückung sowie
- die Methode der Grenzberechnung.

Die Pulslänge und die Impulsform sind festgelegt. Die Pulslänge beträgt 15ns. Die Impulsform ist in Abschnitt 2.1 beschrieben. Die Leistungsfähigkeit der ISI Unterdrückung wird für jedes Kanalmodell, jede Methode der Grenzwertberechnung und für ein sinnvolles Intervall von E_b/N_0 untersucht. Dabei wird zuerst die bestmögliche Integrationszeit bestimmt. Die in Kapitel 2.3 vorgestellte statistische Beschreibung geht von der Annahme aus, dass die Inter-symbolinterferenz sehr gering und damit vernachlässigbar ist. Um die Integrationszeit T_i zu bestimmen, wird deshalb T_R so gewählt, dass ISI sehr gering ist. Jetzt werden für verschiedene Integrationszeiten die Fehlerwahrscheinlichkeiten bestimmt. Das Verhältnis von Bitenergie zu Rauschenergie E_b/N_0 beträgt 15dB. Es wird ein Intervall bestimmt, in welchem die Fehlerwahrscheinlichkeit nahe dem Minimum liegt. Ein T_i wird ausgewählt. Dieses wird als bestmöglicher Integrationszeitpunkt bezeichnet. Der absolute Wert der BER ist dabei egal, wichtig ist nur die bestmögliche Integrationszeit. Wenn E_b/N_0 größer wird, wird auch die BER kleiner. Mit dieser T_i werden alle Simulationen des entsprechenden Kanalmodells durchgeführt.

Hauptparameter der Untersuchungen ist die Impulswiederholzeit T_R . Es wird die geringste Wiederholzeit gesucht, bei der eine Fehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-3} erreicht wird. Wenn eine ISI Unterdrückung die Datenrate steigern soll, muss T_R , bei dem eine Fehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-3} erreicht werden kann, mit einer Unterdrückung geringer sein als bei einer Simulation ohne Unterdrückung. Wenn keine Steigerung der Datenrate möglich ist, sollte die Fehlerwahrscheinlichkeiten für eine Übertragung mit ISI Unterdrückung bei gleichem E_b/N_0 zumindest geringer sein als die Werte ohne Unterdrückung.

Dabei wird folgendermaßen Vorgegangen: Zuerst wird die bestmögliche Integrationszeit bestimmt. Anschließend wird für eine Simulation ohne ISI Unterdrückung die geringstmögliche Wiederholzeit gesucht. Anschließend wird die minimale T_R für eine Übertragung mit ISI Unterdrückung gesucht und der Unterschied verglichen. Sollte kein Unterschied bestehen, wird der benötigte Energiebedarf verglichen. Dies wird für jedes Kanalmodell, jede Art der Bestimmung der Entscheidungsgrenze beide Methoden der ISI Unterdrückung durchgeführt.

Die in diesem Kapitel berechneten Datenraten sind maximal erreichbare Obergrenzen für ein Band. Sie werden bestimmt mit $1/T_R$. Das bedeutet, der Overhead zur Schätzung der Rausch- und Signalenergie, eine eventuelle ISI Schätzung sowie die eingefügte Redundanz durch die Kanalcodierung (und damit $R_c < 1$) werden vernachlässigt. Um die Gesamtdatenrate zu erhalten, muss die Datenrate für ein Band mit der Anzahl der aktiven Frequenzbänder multipliziert werden. Insgesamt stehen 24 Frequenzbänder zur Verfügung.

Für die Erstellung der ISI Statistiken wurden jeweils 50.000 Pakete gesendet. Jedes Paket besteht aus 8 Symbolen, einer logischen „1“ und sieben Nullen. In der Simulation besteht jedes Paket aus 100 Symbolen.

Eine grundlegende Erkenntnis ist in Abb. 4.1 zu sehen. Wenn die Wiederholzeit

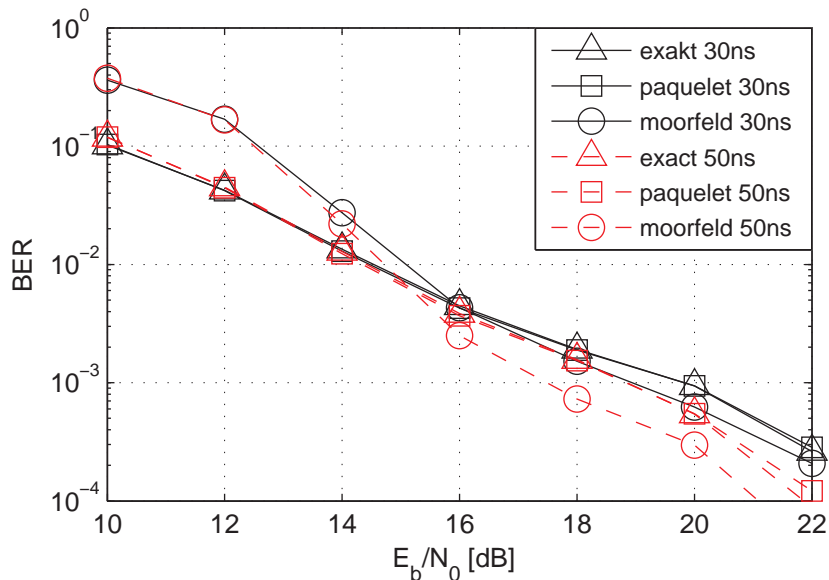


Abbildung 4.1: BER über E_b/N_0 bei CM1. Die Integrationszeit beträgt $22ns$ und Wiederholzeit $30ns$ und $50ns$. ISI wird nicht unterdrückt.

steigt, sinkt die Fehlerwahrscheinlichkeit. Da jetzt weniger Pfade den Empfänger erreichen, die zum vorherigen Symbol gehören, enthält das Signal weniger ISI.

In den Ergebnissen für Kanalmodell 1 wird das Verhalten ausführlich dargelegt. In den anderen Kanalmodellen ist die Beschreibung weniger ausführlich, da prinzipielle Erkenntnisse ähnlich sind.

4.1 Simulation für Kanalmodell 1

Wie bereits dargestellt, wird zuerst die Integrationszeit für Kanalmodell 1 gesucht. Dabei ist $E_b/N_0 = 15dB$. Da in der statistischen Beschreibung (siehe Kapitel 2.3) von ISI freier Übertragung ausgegangen wird, ist $T_R = 50ns$. Hier ist der ISI Anteil sehr gering, wie in Tabelle 4.1 und im Anhang in Abb. A.5 zu entnehmen ist. Außerdem wird die exakte Methode der Grenzberechnung benutzt. Abb. 4.2 zeigt die Fehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit der Integra-

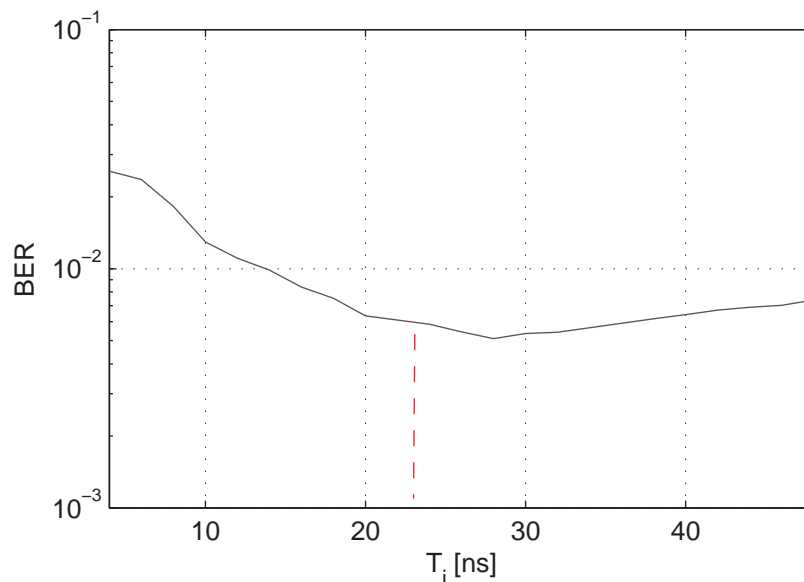


Abbildung 4.2: BER über Integrationszeit bei CM1 mit $T_R = 50ns$,
 $E_b/N_0 = 15dB$

tionszeit. Danach sollte die Integrationszeit größer als $20ns$ sein. Gewählt wurde eine Integrationszeit von $22ns$. Deshalb werden alle Simulationen bei Kanalmodell 1 mit einer Integrationszeit von $22ns$ durchgeführt.

In Abb. 4.2 kann auch der zu erwartende Verlauf der Fehlerwahrscheinlichkeit erkannt werden. Bei einer geringen Integrationszeit von wenigen ns ist die Bitfehlerrate sehr groß. Bis zu einem Minimum sinkt die Bitfehlerrate monoton, da ein immer größerer Anteil der Symbolenergie mit in die Entscheidung einbezogen wird. Wenn die Integrationszeit größer wird als dieses Minimum, steigt die Bitfehlerrate wieder an oder bleibt bei hohem SNR zumindest gleich, da jetzt größtenteils Rauschenergie aufintegriert wird. Dieses Verhalten ist in allen Kanalmodellen zu beobachten.

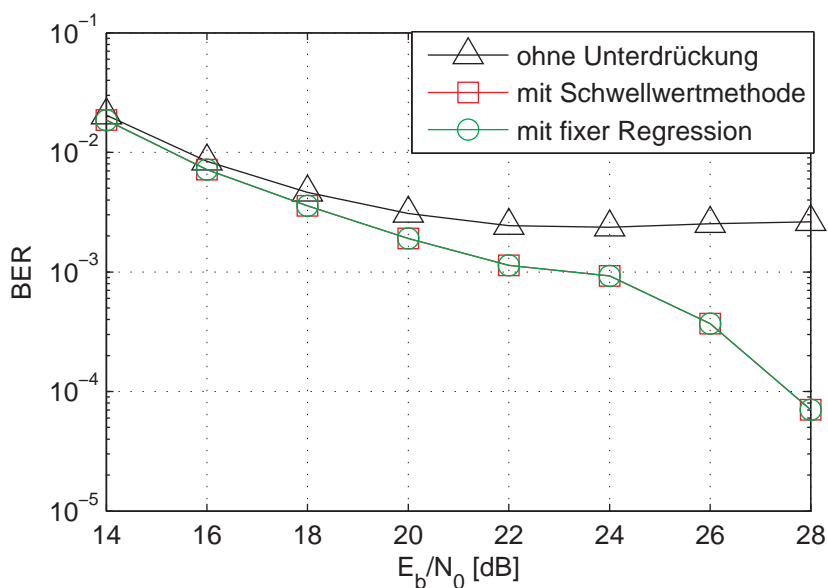


Abbildung 4.3: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 1 bei einer Wiederholzeit von $24ns$ und exakter Grenzberechnung

In Kanalmodell 1 ist durch eine ISI Reduktion eine Steigerung der Datenrate möglich. Wie in den Abbildungen 4.3 bis 4.5 zu sehen ist, kann durch eine ISI Reduktion eine Fehlerwahrscheinlichkeit von mindestens 10^{-3} bei einer Pulswiederholzeit von $24ns$ erreicht werden. Somit ist eine maximale Datenrate von $1/24ns = 41,2Mbit/s$ möglich. Ohne die Unterdrückung ist eine Sättigung der bei $BER = 2 \cdot 10^{-3}$ zu erkennen. Dies ist einen grundsätzlichen Effekt. Obwohl der SNR steigt, wird die Fehlerwahrscheinlichkeit nicht mehr geringer. Die Ursache hierfür ist ISI. Sobald ein Signal ISI enthält, tritt diese Sättigung

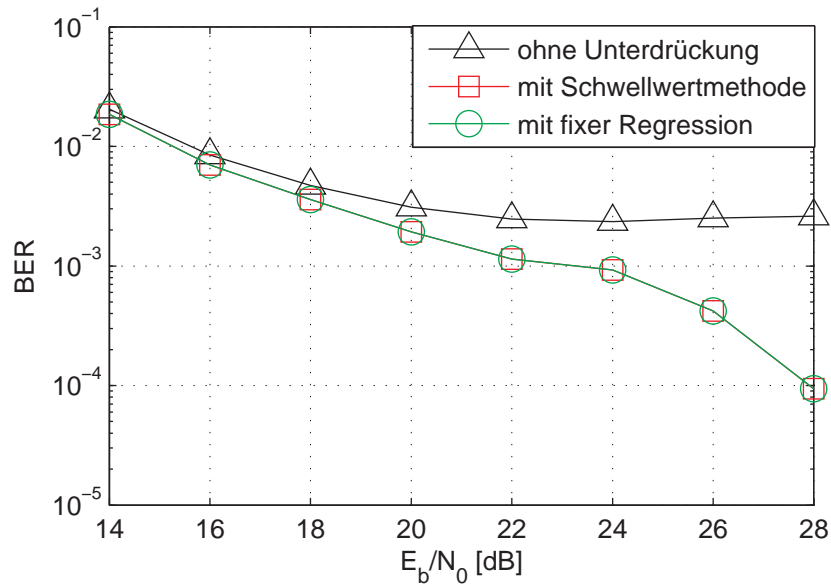


Abbildung 4.4: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 1 bei einer Wiederholzeit von $24ns$ und Grenzberechnung nach Paquelet

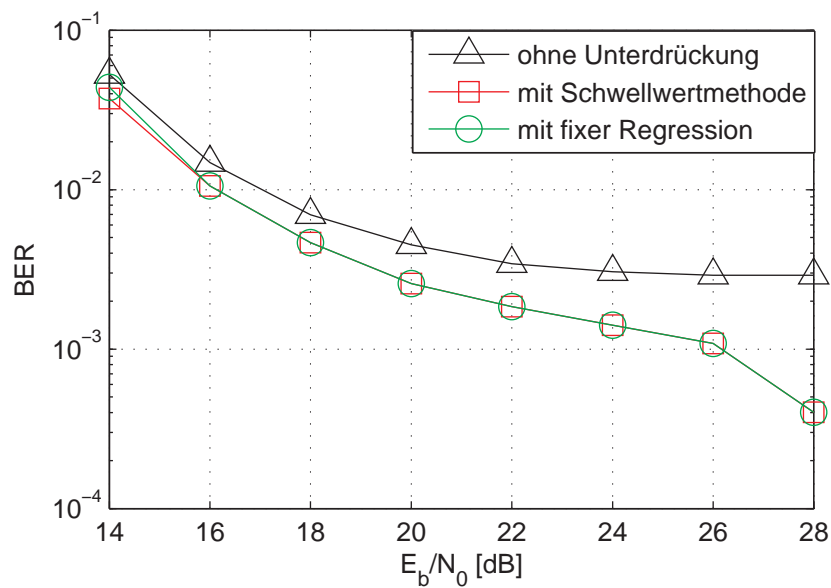


Abbildung 4.5: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 1 bei einer Wiederholzeit von $24ns$ und Grenzberechnung nach Moorfeld

immer auf. Je größer die Wiederholzeit, desto höher ist auch die BER, bei der Sättigung eintritt.

Ziel des in Kapitel 3 vorgestellten Algorithmus ist es, die Intersymbolinterferenz zu schätzen und bei der Entscheidung der Symbole nicht zu berücksichtigen. In Kapitel 3.3 wurden zwei Methoden vorgestellt, die Schwellwertmethode und die Methode mit fixer Regression. Den Abbildungen 4.3 bis 4.5 ist ebenfalls zu entnehmen, dass die Methode mit fixer Regression die gleichen Resultate liefert wie die Schwellwertmethode. Dies ist ebenfalls in allen Kanalmodellen zu beobachten. Die Schwellwertmethode sollte bessere Ergebnisse liefern, wenn die Intersymbolinterferenz sich über mehrere Symbole erstreckt. Da die Sättigung der BER aber bei einer sehr hohen Fehlerwahrscheinlichkeit liegen würde, hat dieser Anwendungsfall keine Relevanz. Somit ist es ausreichend, zwei Symbole zur Interferenzschätzung zu senden, eine „1“ und anschließend eine „0“.

Eine Fehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-3} kann ohne ISI Unterdrückung bei $T_R \geq 27ns$ erreicht werden. Die Obergrenze der Datenrate beträgt somit $37,0Mbit/s$. Dies ist in den Abbildungen 4.6 bis 4.8 zu sehen. Durch eine ISI Reduktion kann aber Sendenergie eingespart werden. Die Funktion der BER mit ISI Reduktion liegt immer unterhalb der Funktion ohne ISI Reduktion.

Ab einer Wiederholzeit von $30ns$ ist kein Unterscheid in der Fehlerwahrscheinlichkeit mit und ohne ISI Reduktion mehr zu erkennen. Die Fehlerwahrscheinlichkeit ist in Abb. 4.9 dargestellt. Da die Grenzberechnung nach Paquelet fast identische Ergebnisse liefert wie die exakte Methode, ist wegen der besseren Übersichtlichkeit weggelassen und statt dessen im Anhang in Abb. A.1 zu sehen.

In Tabelle 4.1 sind die ISI Statistiken aufgeführt. Histogramme sind im Anhang in den Abbildungen A.3 bis A.5 zu sehen. Zum Erstellen der Statistik wurden 50.000 Pakete gesendet.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass in Kanalmodell 1 durch die ISI Reduktion eine Steigerung der Datenrate möglich ist. Statt mit $T_R = 27ns$ kann mit $T_R = 24ns$ gesendet werden. Wenn die Wiederholzeit von $27ns$ bis

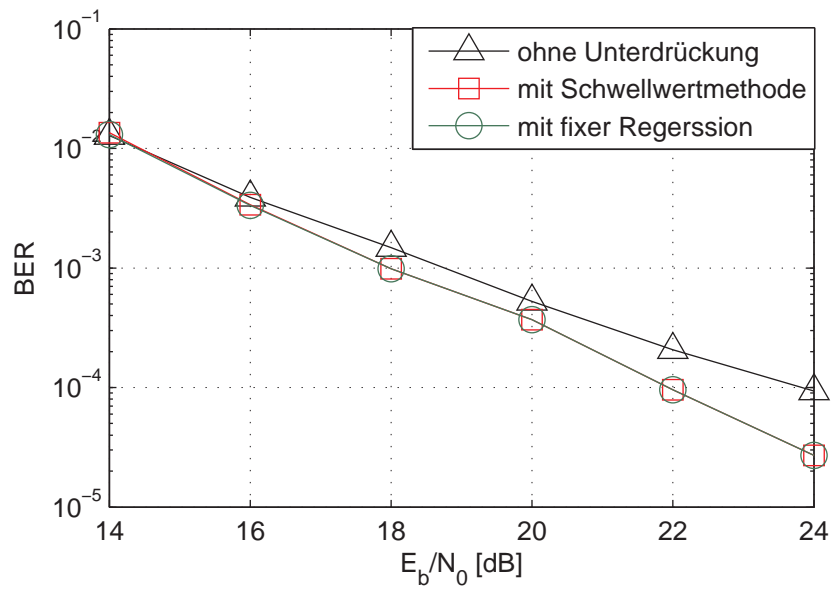


Abbildung 4.6: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 1 bei einer Wiederholzeit von $27ns$ und exakter Grenzberechnung

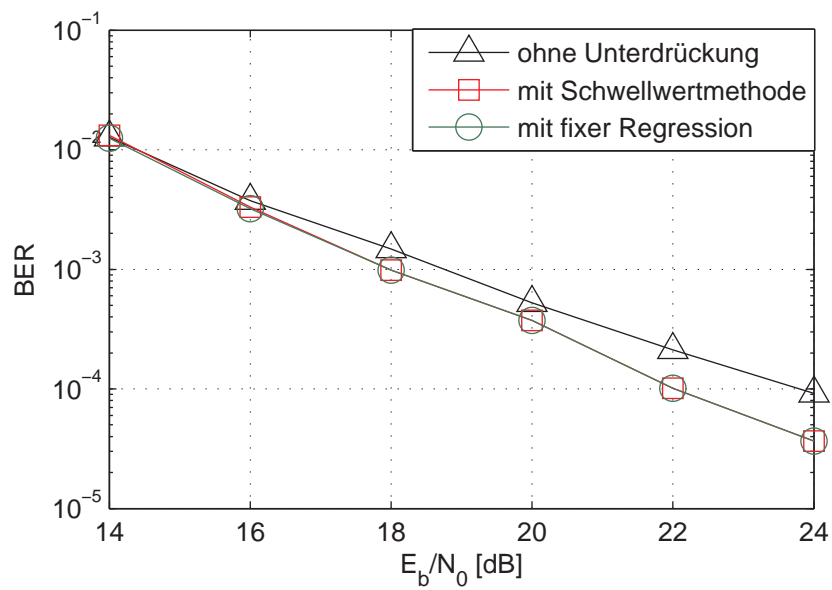


Abbildung 4.7: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 1 bei einer Wiederholzeit von $27ns$ und Grenzberechnung nach Paquelet

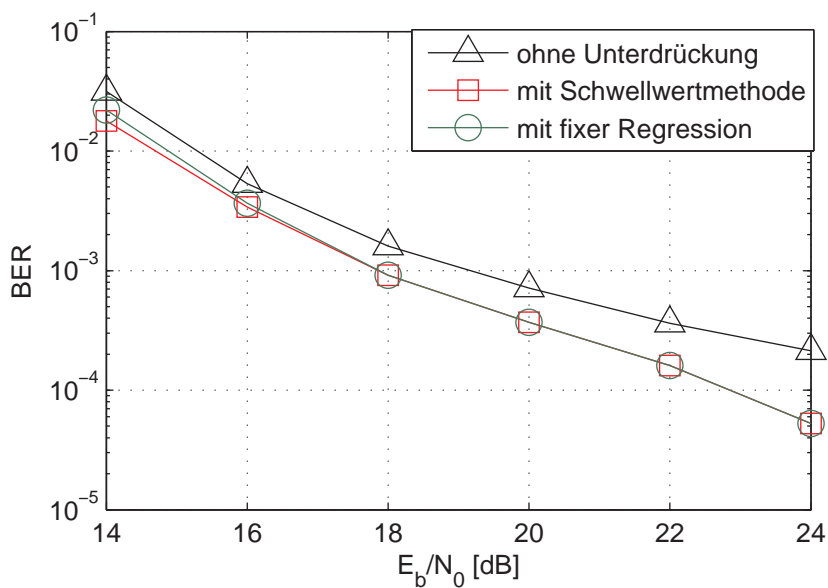


Abbildung 4.8: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 1 bei einer Wiederholzeit von 27ns und Grenzberechnung nach Moorfeld

Impulswiederholzeit T_R in ns	\bar{E}_b für Tap 1	\bar{E}_b für Tap 2	\bar{E}_b für Tap 3	\bar{E}_b für Tap 4
24ns	1,3	0,078	0,006	0,003
30ns	1,32	0,03	0,01	0,01
50ns	1,302	0,005	0,004	0,003

Tabelle 4.1: Mittelwerte der Bitenergie E_b für verschiedene T_R bei CM1

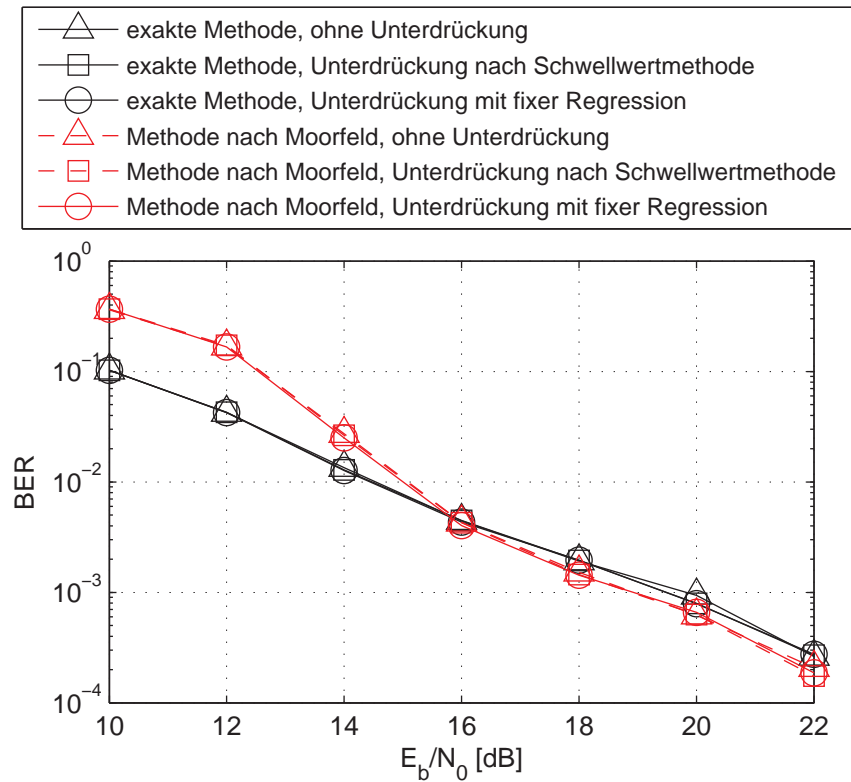


Abbildung 4.9: Vergleich der BER mit und ohne ISI Unterdrückung bei Kanalmodell 1, $T_R = 30ns$, $T_i = 22ns$, exakter Grenzberechnung und Grenzberechnung nach Moorfeld

$29ns$ liegt, kann eine Einsparung der Sendeenergie erreicht werden. Ab $T_R = 30ns$ gibt es keinen Unterschied mehr zwischen den Fehlerwahrscheinlichkeiten. Hier kann auf eine ISI Reduktion verzichtet werden.

4.2 Simulation für Kanalmodell 2

Analog zum Kanalmodell 1 wird als erstes der Arbeitspunkt bestimmt. Eine Funktion der Bitfehlerrate ist in Abb. 4.10 zu sehen. Im Folgenden wird die Integrationszeit für Untersuchungen mit Kanalmodell 2 $28ns$ betragen.

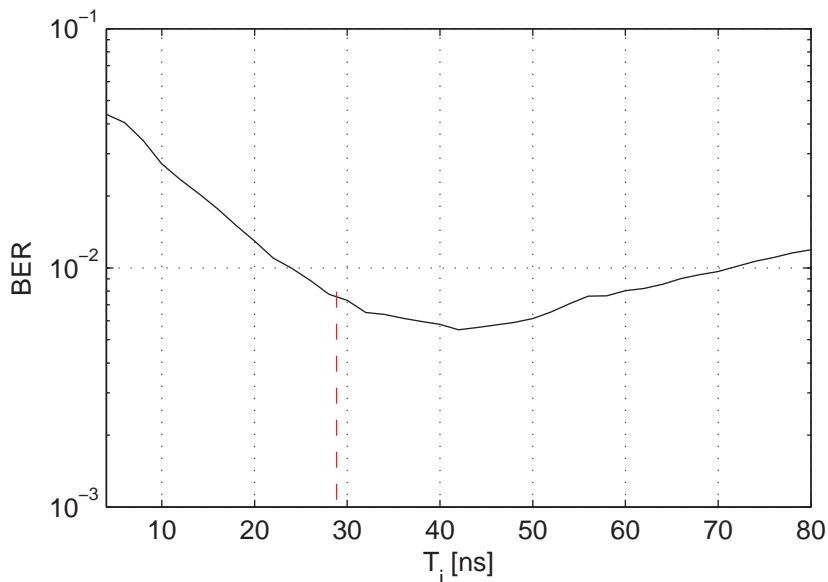


Abbildung 4.10: BER über Integrationszeit bei CM2 mit einer Pulswiederholzeit von $100ns$

Eine Steigerung der Datenrate ist bei Kanalmodell 2 nicht möglich. Wenn T_R kleiner als $34ns$ ist, ist die Sättigung der BER größer als 10^{-3} . Ab einer Wiederholzeit von $34ns$ und damit einer maximalen Datenrate von $29,4Mbit/s$ ist eine Datenübertragung möglich. Durch die ISI Reduktion kann aber Sendeenergie eingespart werden.

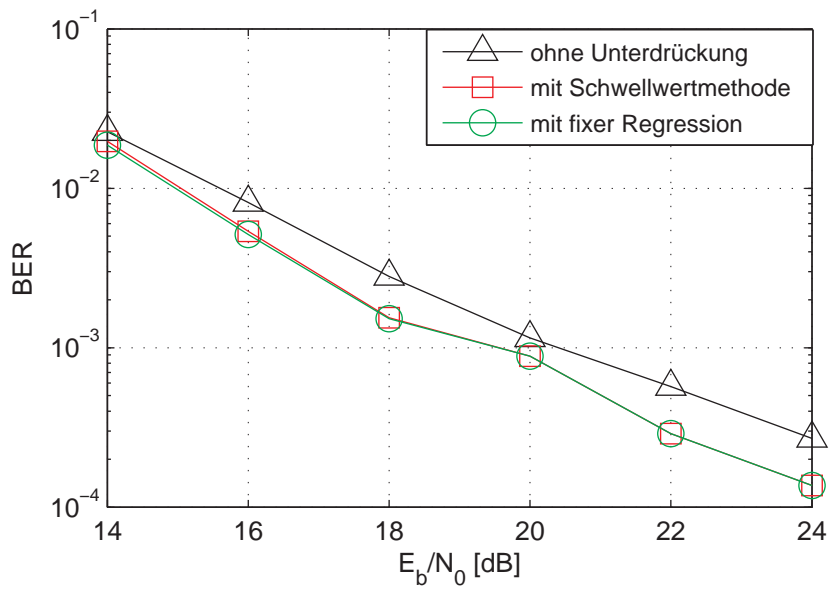


Abbildung 4.11: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 2 bei einer Wiederholzeit von $34ns$ exakter Grenzberechnung

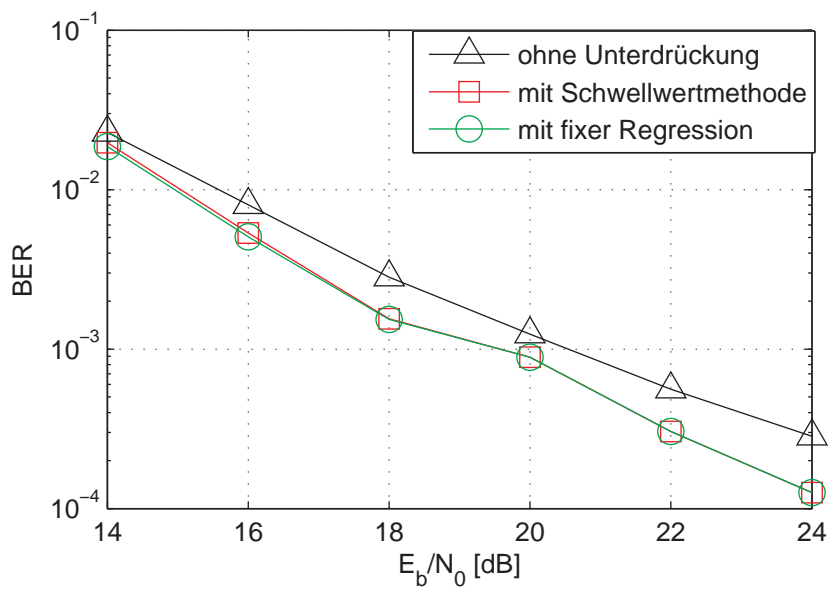


Abbildung 4.12: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 2 bei einer Wiederholzeit von $34ns$ Grenzberechnung nach Paquelet

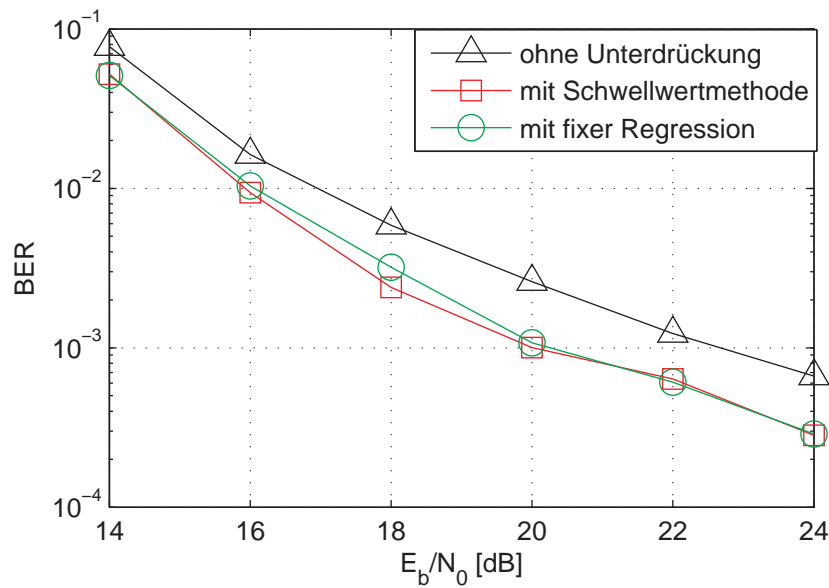


Abbildung 4.13: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 2 bei einer Wiederholzeit von $34ns$ Grenzberechnung nach Moorfeld

Impulswiederholzeit T_R in ns	\bar{E}_b für Tap 1	\bar{E}_b für Tap 2	\bar{E}_b für Tap 3	\bar{E}_b für Tap 4
34ns	1,303	0,067	0	0
40ns	1,281	0,038	0,011	0,011
100ns	1,267	0	0	0

Tabelle 4.2: Mittelwerte der Bitenergie E_b für verschiedene T_R bei CM2

In Abb. 4.14 ist die Fehlerwahrscheinlichkeit über E_b/N_0 dargestellt für eine Pulswiederholzeit von $40ns$. Ab diesem Wert kann keine Energie mehr eingespart werden. Es gibt keinen Unterschied mehr in den Fehlerwahrscheinlichkeiten mit und ohne Unterdrückung. Die BER für die Methode nach Paquelet ist im Anhang in Abb. A.2 aufgeführt.

In Tab. 4.2 sind die ISI Statistiken für Kanalmodell 2 und die Wiederholzeiten von $34ns$, $40ns$ und $100ns$ aufgeführt. Durch die ISI Unterdrückung ist eine Einsparung der Sendeenergie möglich in Kanalmodell 2.

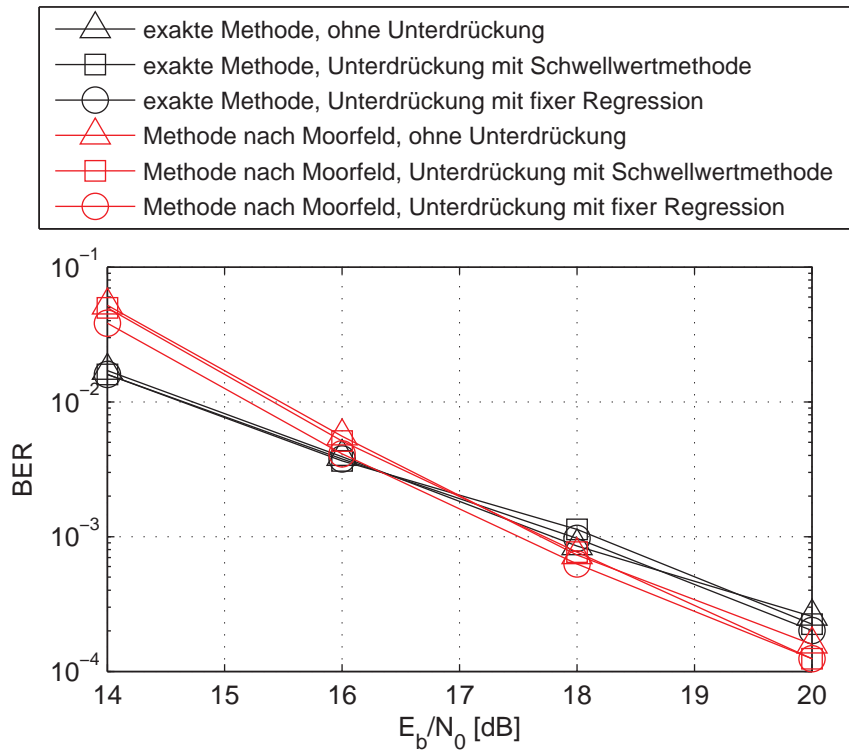


Abbildung 4.14: Vergleich der BER mit und ohne ISI Unterdrückung bei Kanalmodell 2, $T_R = 40ns$, $T_i = 28ns$, exakter Grenzberechnung und Grenzberechnung nach Moorfeld

4.3 Simulation für Kanalmodell 3

In Abb. 4.15 kann die BER über der Integrationszeit bei nahezu vollständig ISI freier Übertragung nachvollzogen werden. Die Integrationszeit für alle Simulationen für CM3 wie $28ns$ betragen. In Kanalmodell 3 hat sich gezeigt, dass

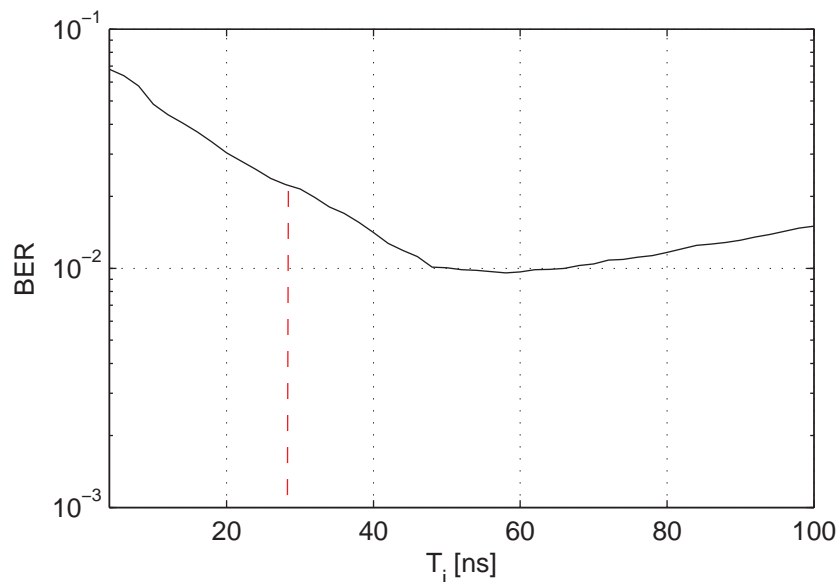


Abbildung 4.15: BER über Integrationszeit bei CM3 mit einer Pulswiederholzeit von $150ns$

eine ISI Reduktion weder höhere Datenraten noch eine Verringerung der Sendeenergie ermöglicht. Die Fehlerwahrscheinlichkeiten sind in den Abbildungen 4.16 bis 4.18 dargestellt. Es sollte in jedem Fall, mit ISI Unterdrückung oder ohne, mindestens mit einer Pulswiederholzeit von $90ns$ gesendet werden. Die Unterschiede in der Fehlerwahrscheinlichkeit sind sehr gering. Somit kann auf eine ISI Reduktion verzichtet werden.

Die ISI Statistik ist in Tabelle 4.3 zu sehen.

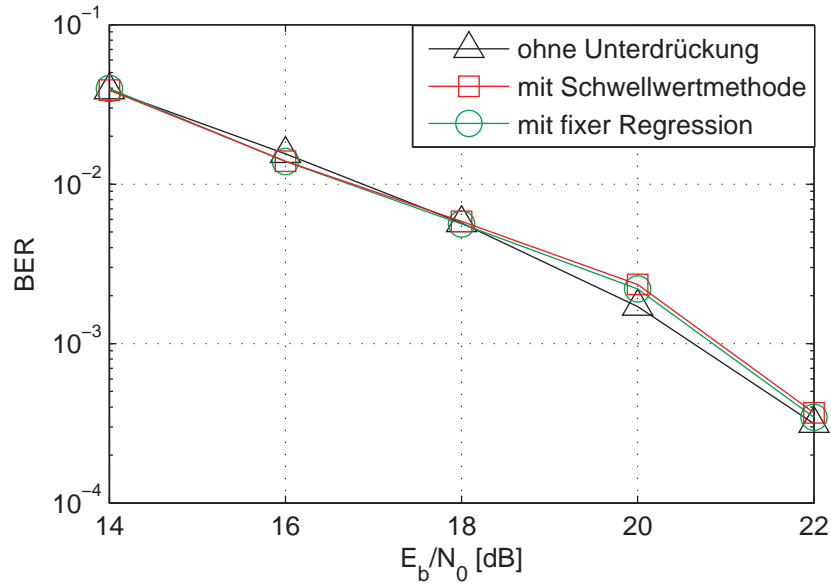


Abbildung 4.16: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 3 bei einer Wiederholzeit von 90ns und exakter Grenzberechnung

Impulswiederholzeit T_R in ns	E_b für Tap 1	E_b für Tap 2	E_b für Tap 3	E_b für Tap 4
90ns	1,067	0,013	0,008	0,008
150ns	1,058	0	0	0

Tabelle 4.3: Mittelwerte der Bitenergie E_b für verschiedene T_R bei CM3

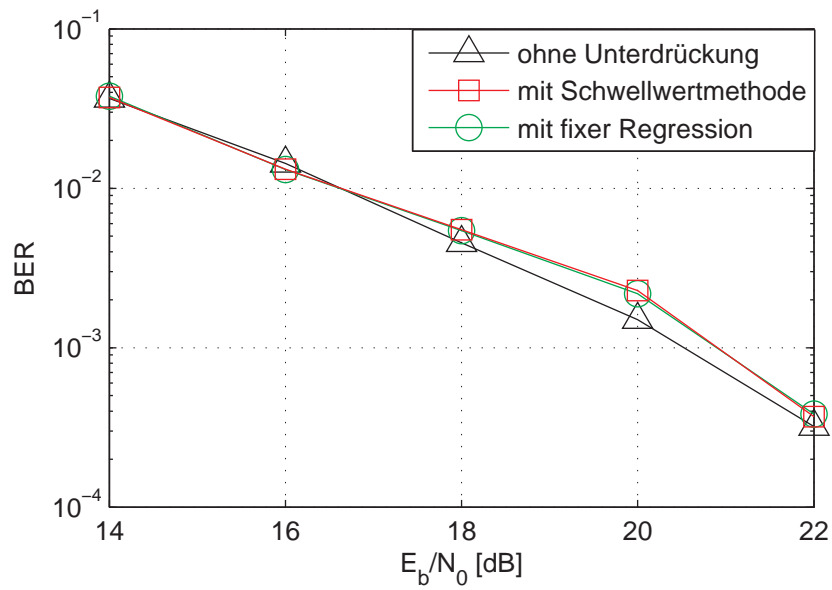


Abbildung 4.17: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 3 bei einer Wiederholzeit von $90ns$ und Grenzberechnung nach Paquelet

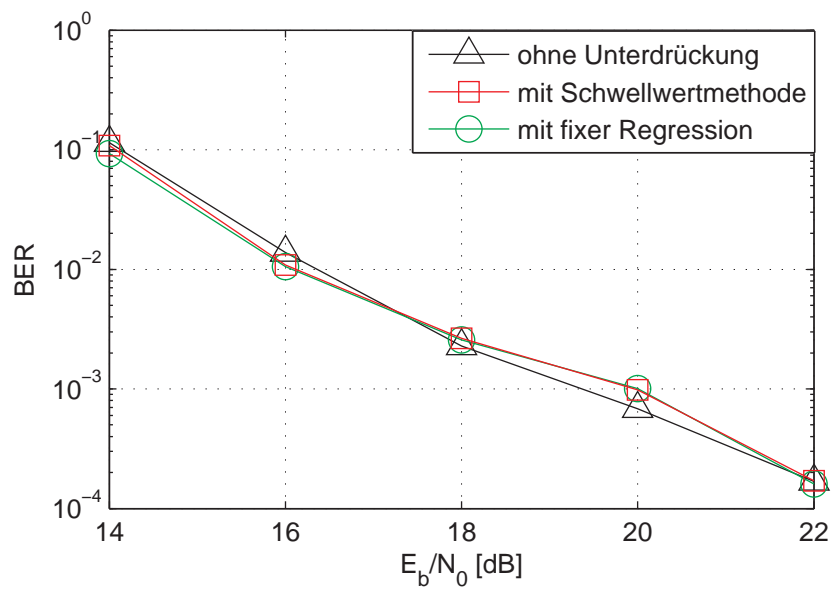


Abbildung 4.18: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 3 bei einer Wiederholzeit von $90ns$ und Grenzberechnung nach Moorfeld

4.4 Simulation für Kanalmodell 4

Abb. 4.15 zeigt, dass die bestmögliche Integrationszeit bei 84ns liegt.

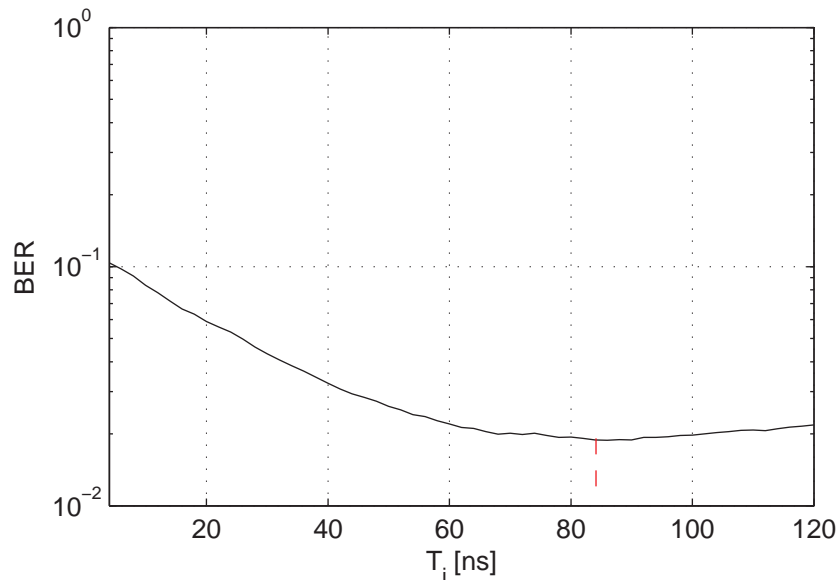


Abbildung 4.19: BER über Integrationszeit bei CM4 mit einer Pulswiederholzeit von 200ns

Die Simulationen mit Kanalmodell 4 haben gezeigt, dass mindestens mit einer Wiederholzeit von 100ns gesendet werden sollte. Wenn die Wiederholzeit kleiner ist, ist die schon beschriebene Sättigung der Bitfehlerratenkurve bei größerer BER als der angestrebten 10^{-3} mit ISI Reduktion zu beobachten. Wie den Abbildungen 4.20 bis 4.22 zu entnehmen ist, wird bei 100ns auch ohne ISI Reduktion die nötige BER erreicht. Die Fehlerwahrscheinlichkeiten sind fast identisch, sodass auf eine ISI Reduktion verzichtet werden kann. Die ISI Statistik ist in Tabelle 4.4 dargestellt.

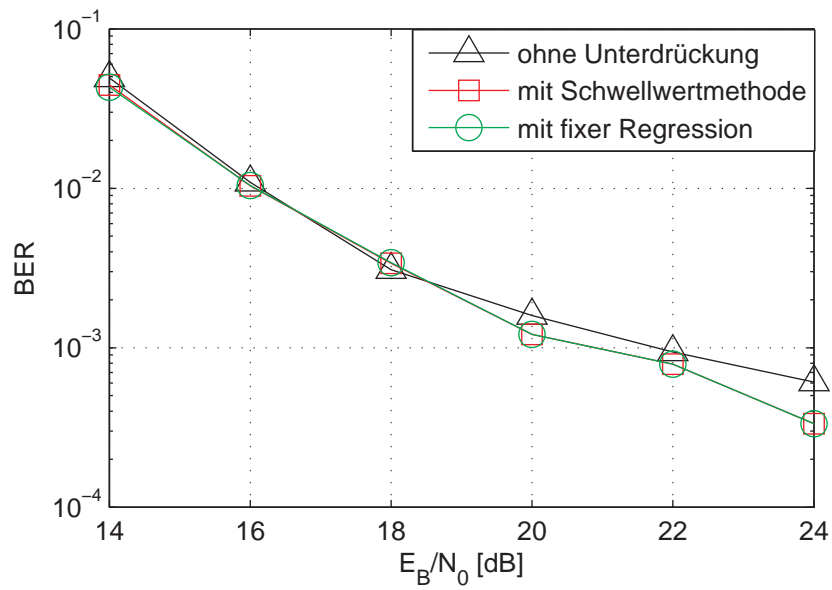


Abbildung 4.20: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 4 bei einer Wiederholzeit von $100ns$ und exakter Grenzberechnung

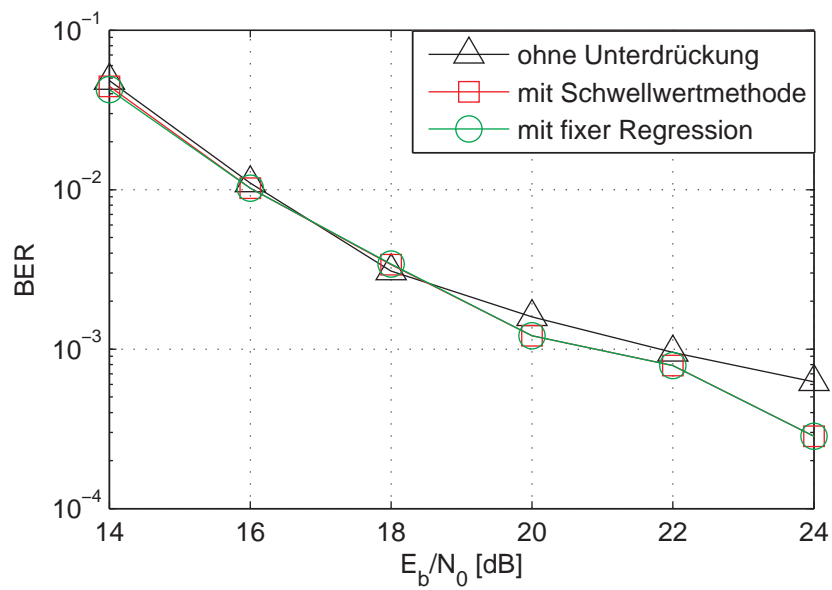


Abbildung 4.21: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 4 bei einer Wiederholzeit von $100ns$ und Grenzberechnung nach Paquelet

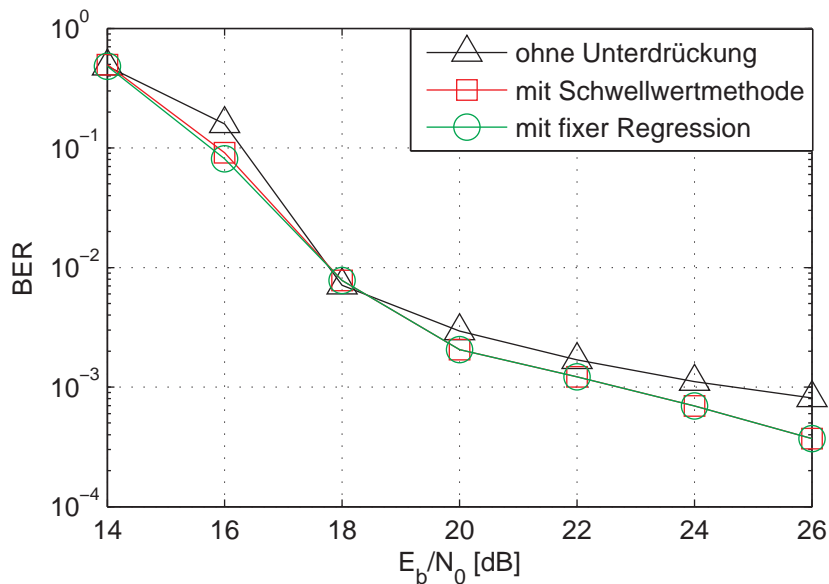


Abbildung 4.22: Vergleich der Ergebnisse mit und ohne ISI Unterdrückung für Kanalmodell 4 bei einer Wiederholzeit von 100ns und Grenzberechnung nach Moorfeld

Impulswiederholzeit T_R in ns	\bar{E}_b für Tap 1	\bar{E}_b für Tap 2	\bar{E}_b für Tap 3	\bar{E}_b für Tap 4
100ns	1,34	0,055	0	0
200ns	1,322	0,018	0,019	0,019

Tabelle 4.4: Mittelwerte der Bitenergie E_b für verschiedene T_R bei CM4

5 Zusammenfassung und Ausblick

Ultra Wideband ist eine Technologie, die über geringe Entfernungen Datenübertragung mit hoher Datenrate verspricht. Ein nicht-kohärenter Empfänger besitzt zudem einen einfachen Aufbau. In dieser Arbeit wurde gezeigt, dass eine Reduktion der Intersymbolinterferenz die Bitfehlerrate senken kann.

Durch eine ISI Unterdrückung kann in Kanalmodell 1 eine höhere maximale Datenrate erreicht werden. In einem relativ großen Bereich ist eine Verringerung der Sendeenergie möglich. In Kanalmodell 2 kann ebenfalls die Sendeenergie verringert werden. Eine Steigerung der maximalen Datenrate zur Informationsübertragung ist jedoch nicht möglich. Dagegen hat der vorgestellte Algorithmus in den beiden Kanälen, die keine Sichtverbindung aufweisen und bei denen der Abstand zwischen Sender und Empfänger größer als vier Meter ist, keine Verbesserung erreicht. Hier kann auf eine ISI Reduktion verzichtet werden.

Es wurde dargelegt, dass die Methode mit fixer Regression gleiche Ergebnisse liefert im Vergleich zur Schwellwertmethode. Dieser Fakt ist zugleich für die Implementierung des Systems in Hardware interessant. Es müssen keine komplexen Berechnungen erfolgen und der Speicherbedarf ist immer gleich.

In zukünftigen Arbeiten kann überlegt werden, wie die vorgestellten Algorithmen auch auf Soft Werte anwendbar sind. Außerdem könnten die Erkenntnisse aus der Simulation mit den Erkenntnissen aus einer Hardwarerealisierung überprüft werden.

A Anhang

Die Chi-Quadrat Verteilung

Wenn X_1, X_2, \dots, X_N stochastisch unabhängige, standardnormalverteilte Zufallsgrößen sind, dann genügt die Addition Y der Zufallsgrößen einer χ^2 Verteilung mit N Freiheitsgraden.

$$Y = X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_N^2 = \sum_{i=1}^N X_i^2 \quad (\text{A.1})$$

Die Dichtefunktion beträgt

$$f(y) = \begin{cases} 0 & \text{für } y < 0 \\ \frac{0,5^{\frac{N}{2}}}{\gamma(\frac{N}{2})} x^{\frac{N}{2}-1} \exp(-\frac{y}{2}) & \text{für } y \geq 0 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

wobei γ die Gammafunktion dargestellt. Die charakteristische Funktion lautet

$$\phi_N(t) = (1 - 2jt)^{-\frac{N}{2}} \quad (\text{A.3})$$

t ist eine reelle Variable und j die imaginäre Einheit. Der Erwartungswert ergibt sich zu

$$E[Y] = N \quad (\text{A.4})$$

und die Varianz beträgt

$$\text{var}[Y] = 2N \quad (\text{A.5})$$

Abbildungen

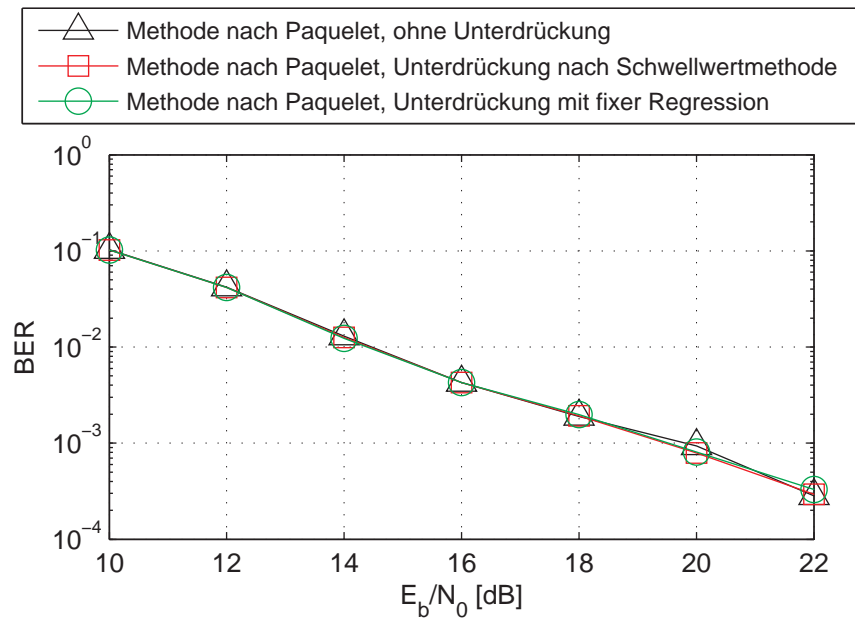


Abbildung A.1: Vergleich der BER mit und ohne ISI Unterdrückung bei Kanalmodell 1, $T_R = 30\text{ns}$, $T_i = 22\text{ns}$ und Grenzberechnung nach Paquelet

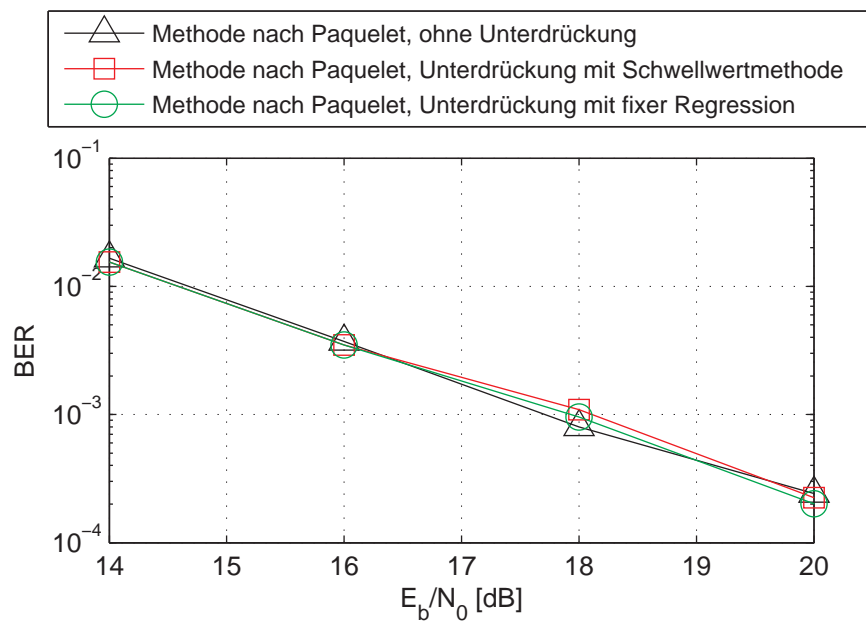


Abbildung A.2: Vergleich der BER mit und ohne ISI Unterdrückung bei Kanalmodell 2, $T_R = 40ns$, $T_i = 28ns$ und Grenzberechnung nach Paquelet

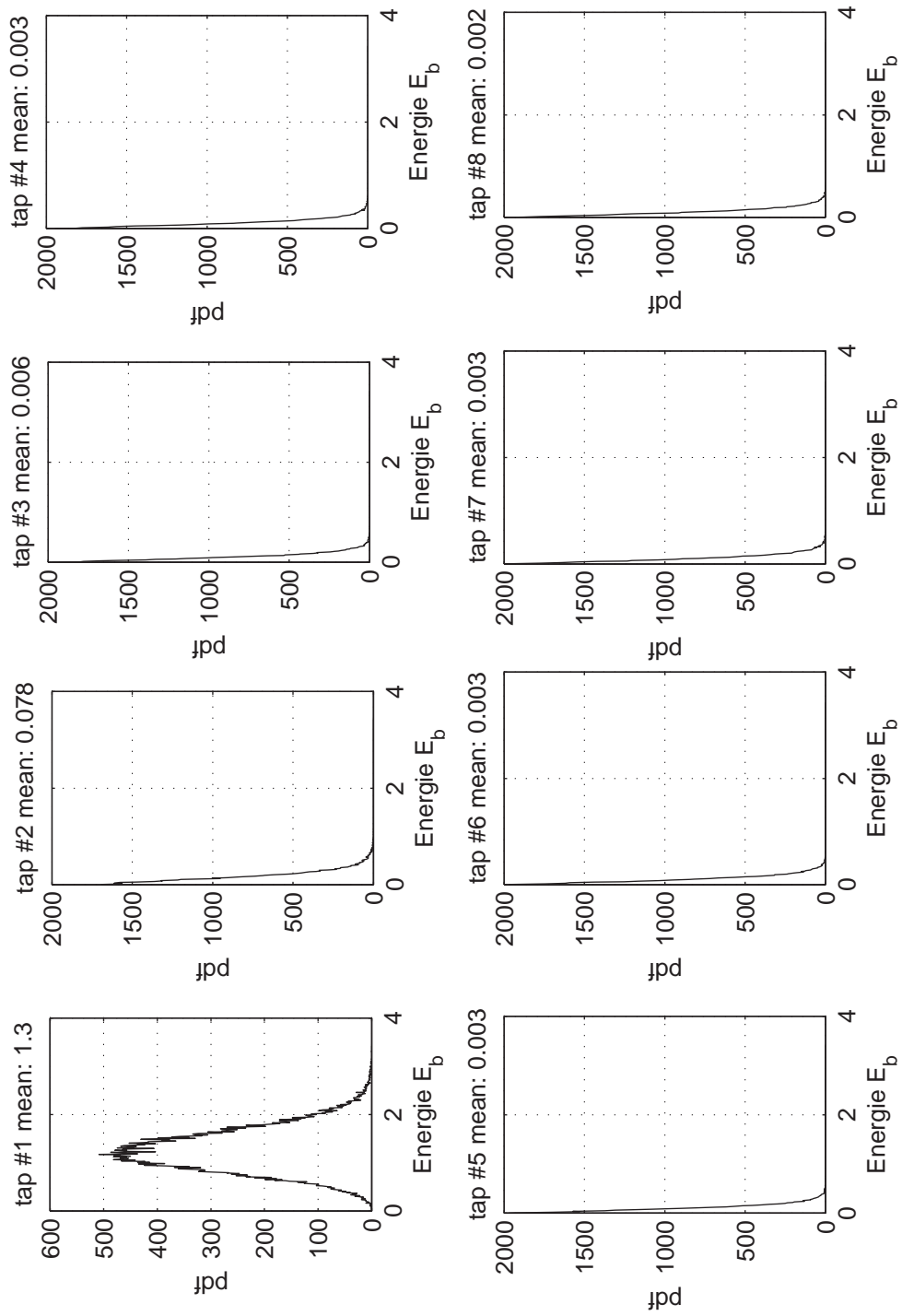


Abbildung A.3: ISI Statistik bei Kanalmodell 1 und $T_R = 24ns$

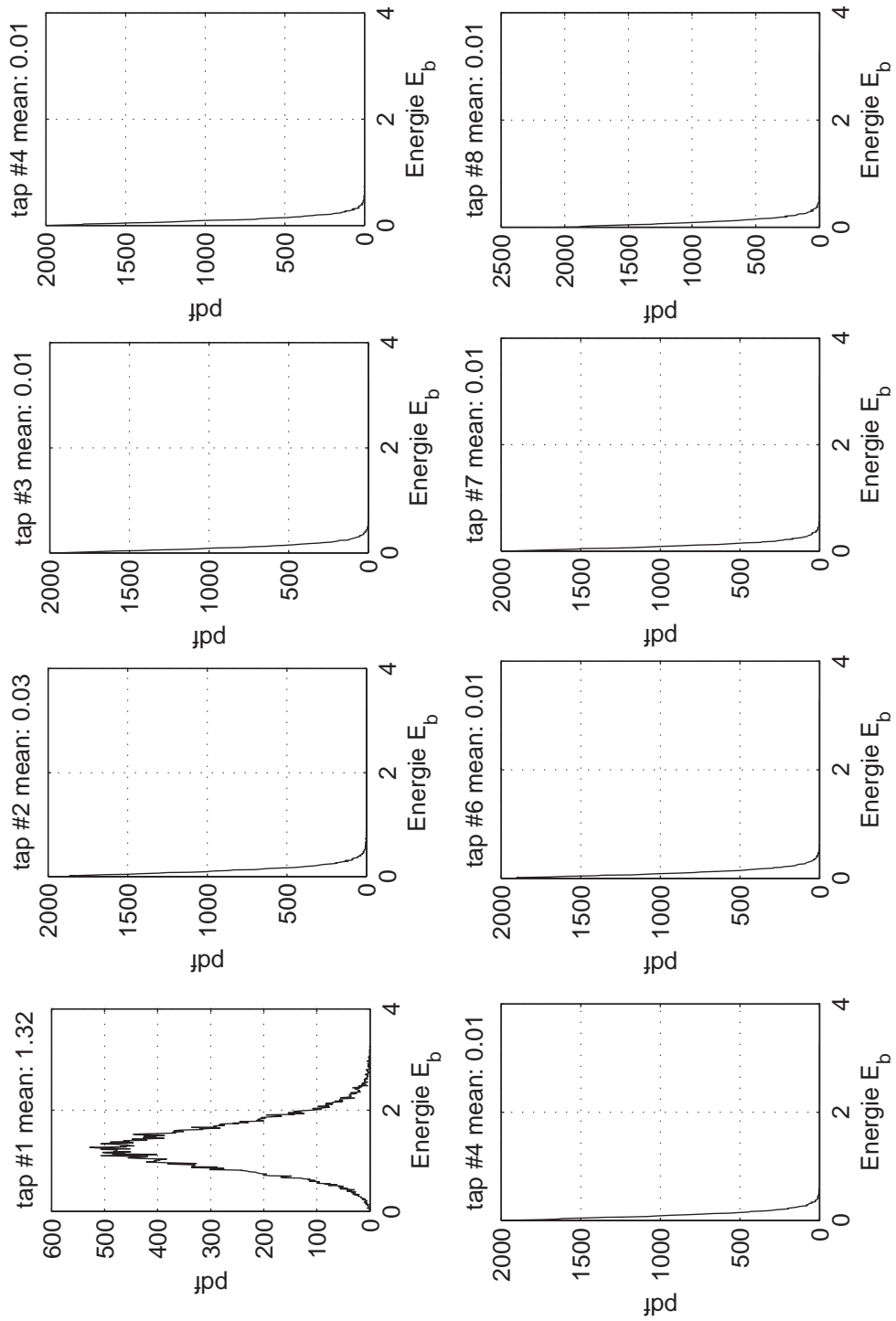


Abbildung A.4: ISI Statistik bei Kanalmodell 1 und $T_R = 30ns$

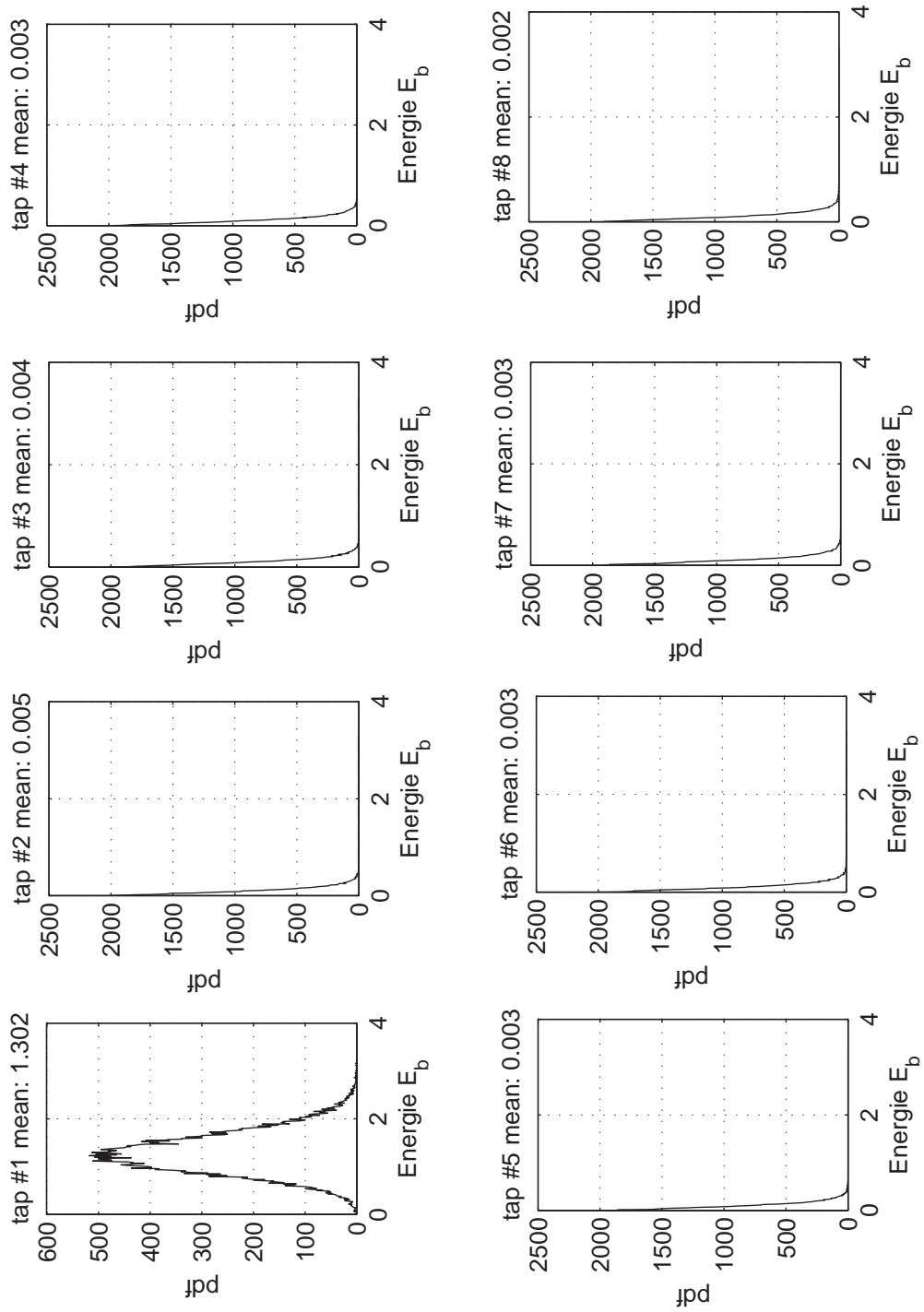


Abbildung A.5: ISI Statistik bei Kanalmodell 1 und $T_R = 50ns$

Literaturverzeichnis

- [ACB06] ARSLAN, H., Z. N. CHEN und M.-G. DI BENEDETTO: *Ultra Wideband Wireless Communication*. Wiley Interscience, 2006.
- [BCF93] BERTONI, H. L., L. CARIN und L. B. FELSEN: *Ultra-Wideband Short Pulse Electromagnetics*. Plenum Press, 1993.
- [BSM05] BRONSTEIN, I. N., A. SEMENDJAJEW und G. MUSIOL: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 6 Auflage, 2005.
- [CF95] CARIN, L. und L. B. FELSEN: *Ultra-Wideband Short Pulse Electromagnetics 2*. Plenum Press, 1995.
- [Eis04] EISENACHER, M.: *Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB)*. Doktorarbeit, Universität Karlsruhe, 2004.
- [Fin06] FINGER, A.: *Studienhilfe zur Lehrveranstaltung Codierungstechnik*, 2006.
- [FPM03] FORSTER, J. R., M. PENDERGRASS und A. F. MOLISCH: *A Channel Model for Ultrawideband Indoor Communication*. Technischer Bericht, Mitsubishi Electric Research Laboratories, 2003.
- [Ger07] GERO, B. C.: *Generation and analysis of impulse for the multi-band impulse radio architecture*. Diplomarbeit, Technische Universität Dresden, 2007.
- [HZ06] HARBAUM, T. und D. ZIVADINOVIC: *Weitsprung*. ct, 7:188–191, 2006.
- [HZKR06] HIERTZ, G. R., Y. ZANG, K. KIMYACIOGLU und H. J. REUMERMANN: *Verschränkter Schlüsselfunk*. ct, 20:210–215, 2006.

- [Kam04] KAMMEYER, K. D.: *Nachrichtenübertragung*. Teubner, 3 Auflage, 2004.
- [KK01] KAMMEYER, K. D. und V. KÜHN: *Matlab in der Nachrichtentechnik*. J. Schlembach Fachverlag, 2001.
- [MD07] MOORFELD, R. und H.-U. DEHNER: *MIRA - Physical Layer optimization of the multiband impulse radio UWB architecture*. Technischer Bericht, TU Dresden and Universität Karlsruhe, 2007.
- [MMF06] M., MITTELBACH, R. MOORFELD und A. FINGER: *Performance of a Multiband Impulse Radio UWB Architecture*. In: *3rd IEEE Mobility Conference*, 2006.
- [Nek05] NEKOOGAR, F.: *Ultra Wideband Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall, 2005.
- [PA04] PAQUELET, S. und L.-M. AUBERT: *An Energy Adaptive Demodulation for High Data Rates with Impulse Radio*. In: *Radio and Wireless Conference*, Seiten 323 – 326, 2004.
- [PAU04] PAQUELET, S., L.-M. AUBERT und B. UGUEN: *An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates*. In: *Ultra Wideband Systems*, Seiten 1–5, 2004.
- [PFBM07] PAQUELET, S., G. FROC, A. BISIAUX und S. MALLÉGOL: *Ultra Wideband: Issues and perspective for an unlicensed radio*. Technischer Bericht, Mitsubishi Electric ITE-TCL, 2007.
- [SA05] SAHIN, M. E. und H. ARSLAN: *Inter-symbol Interference in High Data Rate UWB Communications Using Energy Detector Receivers*. In: *Ultra-Wideband*, Seiten 176–179, 2005.
- [Sch06] SCHWIEGER, K.: *Betrachtungen zur Energieeffizienz in Funknetzwerken mit geringer Datenrate*. Jörg Voigt Verlag, 2006.
- [Web92] WEBER, H.: *Einführung in die Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik für Ingenieure*. Teubner, 3 Auflage, 1992.

- [WS03] WIN, M. Z. und R. A. SCHOLTZ: *Impulse Radio: How It Works*.
IEEE Communications Letters, 2(2):36–38, 2003.