

# Mehrträgerverfahren mit dynamisch-adaptiver Modulation zur unterbrechungsfreien Datenübertragung in Störfällen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Inf. Stefan Edinger

aus

Mannheim

Tag der mündlichen Prüfung: 10. Juni 2008  
Hauptreferent: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral  
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. Norbert J. Fliege

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik  
Universität Karlsruhe (TH), 2008

Druck: Baier Digitaldruck GmbH  
Mönchhofstraße 3, 69120 Heidelberg, Tel 06221/45770

ISSN: 1433-3821

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

---

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

- Band 1 Marcel Kohl  
**Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertragungsstrecken im 20/30 GHz Bereich**
- Band 2 Christoph Delfs  
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische Verfahren sowie vergleichende Untersuchungen zur Klassifikation von Klaviertönen**
- Band 3 Gunnar Wetzker  
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence Spread-Spectrum Signalen**
- Band 4 Anne Wiesler  
**Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme**
- Band 5 Karl Lütjen  
**Systeme und Verfahren für strukturelle Musteranalysen mit Produktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer  
**Multicode-Detektion im UMTS**
- Band 7 Gunther M. A. Sessler  
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität**
- Band 8 Henrik Schober  
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten**
- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier  
**Modulares Software Defined Radio**
- Band 10 Mustafa Mengüç Öner  
**Air Interface Identification for Software Radio Systems**

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

---

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

- Band 11 Fatih Çapar  
**Dynamische Spektrumverwaltung und elektronische  
Echtzeitvermarktung von Funkspektren in Hotspot-  
netzen**
- Band 12 Ihan Martoyo  
**Frequency Domain Equalization in CDMA Detection**
- Band 13 Timo Weiß  
**OFDM-basiertes Spectrum Pooling**
- Band 14 Wojciech Kuropatwiński-Kaiser  
**Messung von MIMO-Kapazitäten mit einem auf  
GSM-Komponenten basierenden Demonstrator**
- Band 15 Piotr Rykaczewski  
**Kompensierung hochfrequenzbedingter I/Q-Fehler in  
Software Defined Radio**
- Band 16 Michael Eisenacher  
**Kompensierung der stochastischen Eigenschaften von  
Ultra-Wideband-Signalen**
- Band 17 Clemens Klöck  
**Auction-based Medium Access Control**
- Band 18 Martin Henkel  
**Architektur eines DRM-Empfängers und Basisband-  
algorithmen für Frequenzakquisition und Kanalschät-  
zung**
- Band 19 Stefan Edinger  
**Mehrträgerverfahren mit dynamisch-adaptiver Mo-  
dulation zur unterbrechungsfreien Datenübertragung  
in Störfällen**

# Vorwort des Herausgebers

Mehrträgerübertragungsverfahren zur Datenübertragung erfreuen sich zunehmender Akzeptanz für praktische Anwendungen. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), eine drahtlose Variante der Mehrträgerübertragungstechnik wird z.B. für digitales Fernsehen (DVB-T), in drahtlosen lokalen Netzwerken (IEEE 802.11a) oder für WiMax verwendet. Für drahtgebundene Anwendungen wird die Mehrträgerübertragungstechnik als Discrete Multi Tone (DMT) bezeichnet und z.B. für DSL (Digital Subscriber Line) Anwendungen genutzt. Durch die inhärent langen Symbolauern in der Mehrträgertechnik werden die aufwandsarme Unterdrückung von Symbol- und Trägernebensprechen sowie eine einfache Kanalentzerrung möglich. Darüber hinaus eröffnet die Anwendung der Mehrträgertechnik eine Adaption an den aktuellen Übertragungskanal und damit die effiziente Nutzung der verfügbaren Übertragungsressource.

Die vorliegende Dissertation behandelt drahtgebundene Übertragungssysteme, das Übertragungsmedium ist eine Twisted Pair Transmission Line. Deren Übertragungseigenschaften ändern sich über der Zeit nur selten und geringfügig. Dennoch können plötzlich auftretende Störungen die Übertragungsqualität massiv beeinträchtigen, insbesondere wenn es bei einer sehr massiven Störung zum Abbruch der Verbindung kommt und ein vergleichsweise kostspieliger, lange dauernder Neuaufbau notwendig wird. In der vorliegenden Arbeit werden Ansätze beschrieben, mit denen ein Verbindungsabbruch möglichst vermieden wird. Beim Auftreten einer Störung wird zunächst versucht, die Kommunikation zwischen Sender und Empfänger über die Protokolldaten aufrecht zu erhalten, anschließend den Kanal zu vermessen und die Strecke entsprechend (durch verändertes Bit und Power Loading auf die einzelnen Subträger) zu adaptieren.

Die Dissertation *Mehrträgerverfahren mit dynamisch-adaptiver Modulation zur unterbrechungsfreien Datenübertragung in Störfällen* liefert folgende Beiträge zum Fortschritt von Wissenschaft und Technik:

- Die Entwicklung von Methoden, die die Übertragungsqualität der Protokolldaten in Mehrträgerverfahren bei einer Störung schrittweise verbessern können
- Die Weiterentwicklung bekannter ARQ-Verfahren zum inkrementellen ARQ zur Steuerung der Übertragung von Protokolldaten
- Die Angabe von Strategien zur Positionierung besonders relevanter Information innerhalb von DMT-Symbolen

- Die Optimierung des Gesamtsystems, unter anderem durch Schätzmethoden für die Rauschleistung auf einzelnen Subträgern und Anwendung der automatischen Modulationsklassifikation
- Die Angabe eines Verfahrens zur kondensierten Darstellung von Bit Loading und Power Loading Look Up Tables und damit zum zeitökonomischen Austausch der Bit und Power Loading Information
- Beiträge zum Aufbau hochverfügbarer Netzwerke, die sich dynamisch an veränderte Übertragungsbedingungen anpassen

Die Arbeit von Herrn Edinger wurde am Lehrstuhl für Elektrotechnik der Universität Mannheim von Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. Norbert Fliege betreut.

Karlsruhe, im Juni 2008

Friedrich Jondral

# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrotechnik der Universität Mannheim. Diese Arbeit wurde durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) im Rahmen des Schwerpunktprogramms TakeOFDM [16] gefördert.

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen bedanken, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben.

Mein Dank gilt zunächst Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. Norbert Fliege für die wissenschaftliche Begleitung meiner Arbeit und für die Übernahme des zweiten Gutachtens.

Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral danke ich ganz herzlich für das rege Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Erstgutachtens.

Für das Korrekturlesen meiner Arbeit sowie für viele hilfreiche Diskussionen und Anregungen bedanke ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Markus Gaida und Herrn Dipl.-Ing. Ilias Trachanas. Herr Dr. rer. nat. Carsten Bauer und Herr Dr. rer. nat. Johannes Schwarz waren mir insbesondere bei der Einarbeitung in das Thema eine große Hilfe. Auch den übrigen Mitarbeitern des Lehrstuhls danke ich für die gute Zusammenarbeit und die hervorragende Arbeitsatmosphäre.

Besonderer Dank gebührt meinen Eltern, die mir stets mit moralischer Unterstützung zur Seite standen.

Mannheim, im April 2008

# Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit ist im Rahmen eines Forschungsprojekts der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) im Schwerpunktprogramm TakeOFDM entstanden. Ziel der Arbeit ist die Untersuchung und Entwicklung von Methoden, um drahtgebundene Übertragungssysteme gegen Störungen robust zu machen, die üblicherweise zu einem Abbruch der Verbindung führen. Die untersuchten Kanäle sind zeitlich äußerst langsam veränderlich, was eine sehr genaue Anpassung der Übertragungsparameter an die jeweiligen Übertragungsbedingungen ermöglicht. Als Übertragungsverfahren kommt OFDM bzw. DMT zum Einsatz, ein Mehrträgerverfahren, das für die Lösung der Aufgabenstellung geradezu prädestiniert ist.

Kernpunkt der Arbeit bildet die Entwicklung von Methoden zur dynamischen oder Runtime Adaption, d.h. zur Anpassung der Übertragungsparameter an veränderte Kanaleigenschaften während der Laufzeit des Systems. Zentral ist hierbei die Beobachtung, dass verlässlicher Empfang der Protokolldaten für die Aufrechterhaltung der Verbindung absolut notwendig ist, während eine kurzfristige Störung von Nutzdaten akzeptiert werden kann. Durch Optimierung der einzelnen Schritte während der dynamischen Adaption kann auch die geforderte Übertragungsqualität der Nutzdaten schneller wieder hergestellt werden, als dies durch Verbindungsabbruch und Neuaufbau der Verbindung möglich wäre.

Eine neuartige Erweiterung der herkömmlichen ARQ-Funktionalität, das sogenannte inkrementelle ARQ, gewährleistet, dass eine Anpassung der Übertragungsparameter und Aufrechterhaltung der Verbindung auch unter extrem ungünstigen Bedingungen möglich ist.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Das Mehrträgerverfahren OFDM bzw. DMT</b>	<b>5</b>
2.1	Schematischer Aufbau eines DMT-Systems . . . . .	6
2.2	Kanaleinfluss . . . . .	8
2.2.1	Systematischer Kanaleinfluss . . . . .	8
2.2.2	Stochastischer Kanaleinfluss . . . . .	10
2.3	Signal-zu-Rausch Verhältnis . . . . .	12
2.4	Modulationsarten und Konstellationsformen . . . . .	12
2.4.1	Gray Mapping . . . . .	15
2.4.2	Gray Mapping Algorithmus . . . . .	16
2.5	Bit und Power Loading . . . . .	18
2.5.1	Bestimmung der Symbolfehlerrate . . . . .	18
2.5.2	Bestimmung der Bitfehlerrate . . . . .	20
2.5.3	SNR und gewünschte Bitfehlerrate . . . . .	23
2.5.4	Waterfilling und Hughes Hartogs Algorithmus . . . . .	24
2.5.5	Bit und Power Loading mit Channel Gap . . . . .	27
2.5.6	Alternative Ansätze für Bit und Power Loading . . . . .	28
2.5.7	Bit und Loading mit Unequal Error Protection . . . . .	28
2.6	ARQ und BEC . . . . .	29
2.6.1	Stop-and-Wait ARQ . . . . .	29
2.6.2	Go-Back-N ARQ . . . . .	30
2.6.3	Selective-Repeat ARQ . . . . .	31
2.6.4	Weitere Aspekte des ARQ . . . . .	31

2.7	Kanalcodierung und FEC . . . . .	32
2.7.1	Block- und Faltungscodierung . . . . .	32
2.7.2	Vergleich von Codierung mit adaptiver Modulation . . . . .	32
2.7.3	Bedeutung von Codierung im weiteren Verlauf der Arbeit . . . . .	34
<b>3</b>	<b>Nachbildung realer Übertragungskanäle</b>	<b>35</b>
3.1	Wichtige Systemparameter . . . . .	35
3.2	Modellierung von Störungen . . . . .	36
3.2.1	Impulse Noise . . . . .	36
3.2.2	Narrow Bandwidth Interference . . . . .	37
3.3	Modellierung des Übertragungskanals . . . . .	37
3.3.1	Basisblock der Leitungssimulation . . . . .	38
3.4	ABCD-Modell . . . . .	39
3.4.1	Matrizen für spezielle Teilbausteine . . . . .	41
3.4.2	Symmetrie von Übertragungsleitungen . . . . .	42
3.4.3	Charakteristische Impedanz . . . . .	43
3.4.4	Zusätzliche Filter . . . . .	43
3.5	Simulationsergebnisse . . . . .	44
3.5.1	Charakterisierung von Übertragungsleitungen . . . . .	44
3.5.2	Validierung der Modelle . . . . .	45
3.5.3	Impulsantwort . . . . .	46
3.5.4	Leitungsabschluss mit charakteristischer Impedanz . . . . .	46
3.5.5	Einfluss von Stichleitungen . . . . .	47
3.6	Testkanal mit Bit und Power Loading . . . . .	49
<b>4</b>	<b>Unequal Error Protection für Protokolldaten und Nutzdaten</b>	<b>53</b>
4.1	Schichtenmodell der Datenübertragung . . . . .	53
4.2	Protokolldaten, ESC und Nutzdaten . . . . .	55
4.3	Positionierung von Protokolldaten . . . . .	56
4.4	Einfluss der Konstellationsgröße . . . . .	56
4.4.1	Anfängliches Loading für SER . . . . .	58
4.4.2	Pseudohierarchische Modulation . . . . .	58

---

4.4.3	Anzahl der Protokolldatenbits je DMT Symbol . . . . .	59
4.5	Loading Algorithmen für zwei Datenklassen . . . . .	61
4.5.1	Berechnung der optimalen Lösung . . . . .	62
4.5.2	Heuristik zur Berechnung der Lösung . . . . .	63
4.5.3	Alternative Bit und Leistungsverteilungen . . . . .	64
4.5.4	Evaluierung der Varianten . . . . .	65
4.6	Adaption bei Kenntnis der Störung . . . . .	65
4.6.1	Lokale Schutzmaßnahmen . . . . .	68
4.6.2	Globale Schutzmaßnahmen . . . . .	70
4.7	Verwendung von UEP oder EEP . . . . .	71
4.8	Informationsaustausch während der Adaption . . . . .	73
4.9	Fundamentales Problem der dynamischen Adaption . . . . .	74
<b>5</b>	<b>Dynamische Adaption</b> . . . . .	<b>75</b>
5.1	Ablauf der dynamischen Adaption . . . . .	76
5.1.1	Typologie von Störungen . . . . .	76
5.1.2	Struktur der Protokolldaten . . . . .	77
5.1.3	ARQ für dynamische Adaption . . . . .	79
5.2	Inkrementelles ARQ . . . . .	80
5.3	Inkrementelles ARQ ohne Synchronisierung . . . . .	83
5.3.1	Funktionalität bei einer gestörten Übertragungsrichtung . . . . .	84
5.3.2	Blinde Sicherung der Protokolldaten . . . . .	85
5.4	Inkrementelles ARQ mit Synchronisierung . . . . .	86
5.4.1	Modellbildung . . . . .	87
5.4.2	Entscheidung aufgrund des Absolutwerts für jeden Subträger . . . . .	88
5.4.3	Entscheidung aufgrund der Subträger-Energie . . . . .	92
5.4.4	Entscheidung aufgrund der mittleren Symbol-Energie . . . . .	95
5.4.5	Synchronisierte Sicherungssequenz . . . . .	99
5.5	Vergleich beider Adaptionmethoden . . . . .	99
5.6	Neue Adaptionmöglichkeiten durch Nutzung des AZS . . . . .	100
5.7	Umverteilung der Sendeleistungen für gleiche BER . . . . .	102
5.8	Berücksichtigung von Kanalinformation . . . . .	105

<b>6</b>	<b>Implementierung der dynamischen Adaption</b>	<b>106</b>
6.1	Verlässliche Schätzung der Rauschleistung . . . . .	106
6.1.1	Decision Directed Estimation . . . . .	107
6.1.2	Unterschätzung der Rauschleistung durch DDE . . . . .	107
6.1.3	Verbesserte Genauigkeit der DDE Schätzung . . . . .	110
6.1.4	Empirische Ergebnisse . . . . .	111
6.1.5	Theoretische Herleitung . . . . .	112
6.1.6	Effizientere Berechnung von $R$ . . . . .	113
6.1.7	Reduktion des Berechnungsaufwands . . . . .	115
6.1.8	Simulationsergebnisse . . . . .	116
6.2	Kompakte Darstellung von BAT und PAT . . . . .	118
6.2.1	Kompakte Repräsentation der BAT . . . . .	120
6.2.2	Zusammenhang zwischen Übertragungsleistung und Rauschleistung . . . . .	121
6.2.3	Konventionelles Quantisierungsschema . . . . .	122
6.2.4	Lookup Table Schema . . . . .	123
6.2.5	Verbessertes Lookup Table Schema . . . . .	125
6.2.6	Weitere Reduktion der PAT-Übertragungszeit . . . . .	126
6.2.7	Erweiterung und Vergleich mit Companding . . . . .	127
6.2.8	Einfluss unterschiedlicher Konstellationsgrößen . . . . .	128
6.3	AMC in Mehrträgersystemen . . . . .	129
6.3.1	Einführung und Stand der Technik . . . . .	130
6.3.2	Modellbildung . . . . .	131
6.3.3	Signalraum-Konzepte . . . . .	133
6.3.4	Higher Order Statistics Methoden . . . . .	134
6.3.5	Optimale Klassifikation mit dem ML Kriterium . . . . .	137
6.3.6	ML-basierte Partitionierung der Signalebene . . . . .	137
6.3.7	Zweistufige Methoden . . . . .	140
6.3.8	Zusammenfassung . . . . .	140
<b>7</b>	<b>Systementwurf, Simulation und Bewertung</b>	<b>142</b>
7.1	ARQ und Fehlererkennung . . . . .	142

---

7.2	Paketfehlerrate und Effizienz des ARQ . . . . .	147
7.3	Anwendungsbeispiel und Störungs-Szenario . . . . .	149
7.4	ARQ ohne Synchronisierung . . . . .	150
7.5	ARQ mit Synchronisierung . . . . .	151
7.6	ARQ mit Synchronisierung und Kanalinformation . . . . .	153
7.7	Austausch der angepassten Übertragungsparameter . . . . .	156
7.7.1	Einfluss der Darstellungsart . . . . .	156
7.7.2	Einfluss der zur Übertragung genutzten Konfiguration . . . . .	158
7.8	Gesamtdauer der dynamischen Adaption . . . . .	160
7.9	Diskussion . . . . .	164
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>166</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>175</b>

# Abkürzungsverzeichnis

ACK .....	ACKnowledge (ARQ-Quittung)
AMC .....	Automatic Modulation Classification
ARQ .....	Automatic Repeat reQuest
ATM .....	Asynchronous Transfer Mode
ATU .....	ADSL Transceiver Unit
AWGN .....	Additive White Gaussian Noise
AZS .....	All-Zero Symbol
BAT .....	Bit Allocation Table
BEC .....	Backward Error Correction
BER .....	Bit Error Rate
CRC .....	Cyclic Redundancy Check
DDE .....	Decision Directed Estimation
DF .....	Decision Feedback
DFT .....	Discrete Fourier Transform
DMT .....	Discrete Multi-Tone
DSL .....	Digital Subscriber Line
EEP .....	Equal Error Protection
ESC .....	Embedded Service Channel
FEC .....	Forward Error Correction
FFT .....	Fast Fourier Transform
ICI .....	Inter Carrier Interference
IDFT .....	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT .....	Inverse Fast Fourier Transform
ISI .....	Inter Symbol Interference
NACK .....	Negative ACKnowledge (ARQ-Quittung)
NBI .....	Narrow Bandwidth Inference
OFDM .....	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAT .....	Power Allocation Table
PDF .....	Probability Density Function
QAM .....	Quadratur-Amplituden Modulation
QoS .....	Quality of Service
SAW .....	Stop-And-Wait
SER .....	Symbol Error Rate
SNR .....	Signal to Noise Ratio
UEP .....	Unequal Error Protection

# Kapitel 1

## Einleitung

Die Mehrträger-Datenübertragungsverfahren OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) und DMT (Discrete Multi-Tone), die drahtgebundene Anwendung von OFDM, haben in den letzten Jahren eine große Anzahl von Anwendungsbereichen der Datenübertragung erobert. Digitales Fernsehen, drahtloser Internetzugang, ADSL, Mobilfunkdienste, in all diese Anwendungsbereichen wird OFDM bzw. DMT verwendet. OFDM ist prädestiniert für die Datenübertragung mit hohen Datenraten über frequenzselektive und zeitvariante Übertragungskanäle. Eine lange Symboldauer sowie die Verwendung orthogonaler Basisfilter zur Übertragung der Daten ermöglichen eine Unterdrückung von Effekten wie Symbol- und Trägernebensprechen (engl. Inter-Symbol Interference, ISI, und Inter-Carrier Interference, ICI), sowie eine einfache Entzerrung des Kanaleinflusses. Außerdem ermöglicht die Verwendung von Mehrträgerverfahren eine Adaption an den jeweiligen Übertragungskanal und so eine möglichst effiziente Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Ressourcen.

In der vorliegenden Arbeit werden drahtgebundene Übertragungssysteme betrachtet. Das verwendete Übertragungsmedium (Twisted-Pair Transmission Line) unterscheidet sich durch seine spezifischen Eigenschaften grundlegend von anderen gängigen Übertragungsmedien wie den bei Powerline-Communications verwendeten Hoch- bzw. Mittelspannungsleitungen [34] sowie dem freien Raum, der bei drahtloser Kommunikation das Übertragungsmedium darstellt.

Twisted-Pair Leitungen besitzen vergleichsweise einfach zu handhabende Eigenschaften. Ihre Übertragungsfunktion ändert sich im Zeitverlauf nur äußerst geringfügig. Aufgrund dieser Tatsache lassen sich eventuell auftretende Änderungen durch Mittelung von Empfangsdaten über längere Zeiträume leicht erkennen und kompensieren.

Hochspannungsnetze sind prinzipiell bezüglich ihrer Übertragungseigenschaften eng mit Twisted-Pair Leitungen verwandt. Allerdings kommt es aufgrund von dynamischen Lastschwankungen und gelegentlichen Umschaltungen von Teilnetzen mitunter zu plötzlichen Veränderungen der gesamten Netztopologie zwischen zwei miteinander verbundenen Stationen. Solche Topologieänderungen führen dazu, dass sich die Übertragungsfunktion von einem Moment auf den anderen schlagartig ändert. An Systeme für Powerline-Communications müssen daher höhere Anforderungen bezüglich ihrer Fähigkeit, solche Änderungen zu erkennen und schnell kompensieren zu können, gestellt werden. Insbe-

sondere muss die Kanalverzerrung dynamisch an geänderte Kanalparameter angepasst werden können.

Ein weiterer Unterschied zwischen Twisted-Pair Übertragungen und Powerline Übertragungen besteht darin, dass Twisted-Pair Leitungen in der Regel exklusiv einer einzigen Verbindung zur Verfügung stehen, d.h. eine Punkt-zu-Punkt Verbindung zwischen genau zwei Kommunikationseinrichtungen besteht. Ein Powerline Kanal ist hingegen eher als Bus-Topologie zu interpretieren, bei der sich mehrere Kommunikationseinheiten das Übertragungsmedium teilen [3].

Drahtlose Kanäle lassen sich meist lediglich durch statistische Eigenschaften charakterisieren. In Sekundenbruchteilen können zwei Verbindungsteilnehmer mit völlig unterschiedlichen Übertragungsfunktionen konfrontiert sein. Zusätzlich führen schon geringe Änderungen der räumlichen Position der Teilnehmer zu nahezu unvorhersehbaren Änderungen der Übertragungsfunktion. Sendesignale werden an Gegenständen in der Umgebung wie Hauswänden, Bäumen und Passanten reflektiert und können die Empfangsstation auf vielen unterschiedlichen Wegen erreichen. Diese Wege haben unterschiedliche Laufzeiten und durch Reflektion auch unterschiedliche Phasen. Ihre Kombination im Empfänger führt zu sogenanntem Fading, der Auslöschung bestimmter Frequenzbereiche. Eine Anpassung an die spezifischen Kanaleigenschaften ist aufgrund der starken zeitlichen Varianz von drahtlosen Kanälen kaum möglich. Um verlässliche Kommunikation zu ermöglichen, werden leistungsfähige Kanalcodierungsmethoden verwendet, die die Auslöschung von Daten in bestimmten Frequenzbereichen kompensieren können. Zusätzlich müssen häufig sogenannte Pilotöne oder Trainingssequenzen gesendet werden, die zumindest für kurze Zeit eine Erfassung der aktuellen Kanalparameter erlauben. Durch die Verwendung von Codierung und Trainingssequenzen wird die effektive Datenrate jedoch deutlich reduziert.

Twisted-Pair Leitungen ermöglichen dagegen eine äußerst exakte Erfassung der aktuellen Übertragungseigenschaften, die für lange Zeit gültig bleibt. Dadurch können Übertragungsraten erreicht und Modulationsformen verwendet werden, die für andere Übertragungsmedien nicht anwendbar sind. Da eine solch gute Anpassung an den Übertragungskanal möglich ist, wurden in den letzten Jahren Methoden entwickelt, auch das letzte Quäntchen an zusätzlicher Übertragungskapazität des Kanals nutzbar zu machen. Beispielsweise ist bei DSL (Digital Subscriber Line) Technologien das theoretisch mögliche Maximum nahezu erreicht.

Ursprünglich wurden die unterschiedlichen DSL Standards entwickelt, um multimediale Dienstleistungen wie Video-on-Demand ermöglichen zu können [11]. Joseph Leichter von Bellcore erkannte, dass bei vielen Anwendungen weitaus mehr Daten bezogen als zurückgesendet werden müssen. Für den Downstream (Daten vom Provider zum Nutzer) wurden daher höhere Datenraten bereitgestellt als für den Upstream (Anfragen vom Nutzer zum Provider), man spricht aus diesem Grund von asymmetrischem DSL (ADSL).

ADSL, in Deutschland vor allem vertreten durch T-DSL der Deutschen Telekom AG, ist für den Massenmarkt konzipiert. Die zu überbrückenden Übertragungstrecken von der Vermittlungsstelle bis zum Endnutzeranschluss betragen in der Regel lediglich einige hundert Meter bis maximal etwa vier Kilometer und sind daher leicht zu handhaben. Die Größe des Absatzmarktes ermöglichte eine ständige Reduktion der Kosten für die Über-

---

tragungseinrichtungen (DSL-Modems), sodass die großen Anbieter sie heute quasi gratis mit Vertragsabschluss vertreiben.

Am Lehrstuhl für Elektrotechnik der Universität Mannheim wurde in den letzten Jahren ein alternativer Weg beschritten. Die hier entwickelten Übertragungseinrichtungen sind vorwiegend für den industriellen Einsatz in der Fernwirktechnik konzipiert. Oft steht in Industrieanlagen Infrastruktur zur Verfügung, die mittels OFDM-Technik zur breitbandigen Übertragung von Daten genutzt werden kann. Eine kostspielige Verlegung von Glasfaserleitungen oder die Installation von drahtloser Übertragungstechnik kann somit vermieden werden. Allerdings müssen Daten häufig über größere Strecken von einigen Kilometern Länge mit hoher Verlässlichkeit übertragen werden. Zusätzlich sind industrielle Umgebungen durch eine höhere Dichte von Störern gekennzeichnet. Elektromagnetische Abstrahlungen von Maschinen, Stromleitungen oder anderen Übertragungseinrichtungen können durch Einkopplung in die Twisted-Pair Leitungen die Übertragungsqualität massiv beeinträchtigen.

Dennoch wird eine hohe Robustheit sowie eine geringe Latenzzeit gefordert. Die vorliegende Arbeit baut auf bereits bestehenden Forschungsergebnissen auf. Insbesondere die Arbeiten von Carsten Bauer [6] und Johannes Schwarz [65] werden durch die vorliegenden Ergebnisse weiterentwickelt. Adaptionmöglichkeiten, die in ihren Arbeiten aufgezeigt wurden, können durch die hier vorgelegten Resultate auch unter extrem schlechten Bedingungen verwendet werden.

Die vorliegende Arbeit ist wie folgt gegliedert.

Im nächsten Kapitel 2 werden zunächst die theoretischen Grundlagen der Mehrträgerverfahren OFDM und DMT dargestellt. Die Simulationsmodelle des verwendeten Übertragungssystems, des Übertragungskanals, sowie der auftretenden Störungen werden eingeführt.

Kapitel 3 zeigt Möglichkeiten auf, die betrachteten Übertragungskanäle realistisch nachzubilden. Es werden standardisierte Kanalmodelle erklärt und die Grundlagen aus Kapitel 2 anhand eines Beispiels verdeutlicht.

Kapitel 4 erläutert verschiedene Mechanismen, die für einen erhöhten Schutz der Protokolldaten verwendet werden können. Zunächst wird angenommen, dass die vorliegende Störung bekannt ist, die Anpassung an die Störung wird dann als statische Adaption bezeichnet.

In der Realität sind die tatsächlichen Kanalparameter bei Auftreten einer Störung zunächst nicht bekannt. Die einzelnen Adaptionsmaßnahmen müssen somit dynamisch und autonom ergriffen werden. Kapitel 5 erklärt die einzelnen Arbeitsschritte, die nötig sind, um eine erfolgreiche dynamische Adaption an die veränderten Kanalparameter zu erreichen.

Zentrale Bedeutung hat hierfür das sogenannte inkrementelle ARQ, eine neuartige Erweiterung herkömmlicher ARQ-Verfahren, das in Abschnitt 5.2 beschrieben wird.

Das folgende Kapitel 6 stellt einige Werkzeuge zur Verfügung, die das Gesamtsystem optimieren, um eine zügige Durchführung der dynamischen Adaption zu ermöglichen.

Beispielsweise muss im weiteren Verlauf der dynamischen Adaption die Rauschleistung auf allen Subträgern geschätzt werden. Herkömmliche Verfahren, die auf Entschei-

dungsrückführung beruhen, weisen einige Schwachstellen auf. Abschnitt 6.1 beschreibt eine Möglichkeit, diese Schwachstellen zu überwinden.

Abschnitt 6.2 zeigt, wie der Informationsaustausch während der dynamischen Adaption möglichst zeiteffizient erfolgen kann. Zusätzlich können die hier aufgezeigten Verfahren den benötigten Speicherplatz für wichtige Übertragungsparameter reduzieren.

Schließlich ermöglichen die Ergebnisse in Abschnitt 6.3 eine differenzierte Analyse des Adaptionserfolgs.

Kapitel 7 zeigt anhand einiger ausgewählter Beispiele, wie sich die einzelnen Schritte der Adaption analysieren lassen, welchen Einfluss die unterschiedlichen Adaptionismethoden auf die Dauer der Adaption haben und welche Parameter im Rahmen des Systementwurfs von Bedeutung sind.

Abschließend werden die Ergebnisse im letzten Kapitel zusammengefasst und bewertet.

Die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit wurden in Beiträgen auf dreizehn internationalen Konferenzen präsentiert. Die entsprechenden Beiträge werden in den jeweiligen Kapiteln erwähnt.

## Kapitel 2

# Das Mehrträgerverfahren OFDM bzw. DMT

OFDM und DMT sind Synonyme für das gleiche Übertragungsverfahren. Für drahtlose Kommunikationssysteme hat sich die Bezeichnung OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) eingebürgert. Für drahtgebundene Kommunikationssysteme verwendet man die Bezeichnung DMT (Discrete Multi-Tone).

Die grundlegende Idee besteht darin, die gesamte frequenzselektive Bandbreite, die für die Datenübertragung genutzt wird, in viele kleinere Frequenzbänder, sogenannte Subträger, zu unterteilen. Die Dämpfung dieser einzelnen Frequenzbänder kann jeweils näherungsweise als konstant betrachtet werden, was eine leichte Entzerrung mithilfe eines sogenannten Frequenzbereichsentzerrers ermöglicht.

OFDM bzw. DMT können also als eine Art Frequenzmultiplex angesehen werden. Die ersten Mehrträgersysteme verwendeten Filterbänke, um die einzelnen Frequenzbänder voneinander zu trennen. Um Interferenz zwischen benachbarten Subträgern zu vermeiden, mussten sogenannte Guard-Bänder vorgesehen werden. Diese reduzierten die effektiv verwendbare Bandbreite erheblich. Es zeigte sich, dass auf diese Guard-Bänder verzichtet werden kann, wenn die Informationen der einzelnen Subträger auf zueinander orthogonale Basisfunktionen moduliert werden. Die Diskrete Fourier Transformation (DFT) und ihre inverse Transformation, die Inverse Diskrete Fourier Transformation (IDFT) stellen eine elegante Möglichkeit dar, die Daten zu modulieren (mit Hilfe der IDFT) und zu demodulieren (mit Hilfe der DFT). Das eigentliche DMT-Symbol im Zeitbereich besteht aus einer Überlagerung vieler modulierter und gewichteter orthogonaler Basisfunktionen. In der Praxis werden IDFT und DFT mit einer Länge  $M$  verwendet, die eine Potenz von zwei ist, sodass  $M = 2^a$  wobei  $a$  eine natürliche Zahl mit üblicherweise  $a > 5$  bezeichnet. Dies ermöglicht eine sehr effiziente Berechnung, man spricht daher von der Fast Fourier Transform (FFT bzw. IFFT).

Im Frequenzbereich besteht das DMT-Symbol aus einer Reihe von komplexwertigen Symbolen  $c_n$ ,  $1 \leq n \leq M$ , deren Eigenschaften durch die genutzte Konstellationsform bestimmt sind. Je nach Konstellationsform lässt sich eine unterschiedliche Anzahl an Bits pro Subträger verwenden. Für die Übertragung von  $b$  Bits sind  $2^b$  Signalpunkte nötig. Jeder Signalpunkt beschreibt dann eindeutig eine bestimmte Sequenz von  $b$  Bits.

## 2.1 Schematischer Aufbau eines DMT-Systems

Im Folgenden wird anhand der Abbildung 2.1 der grundlegende Aufbau eines DMT-Systems beschrieben und der Weg der Daten vom Sender zum Empfänger nachvollzogen. Den einzelnen funktionalen Blöcken wird später jeweils ein gesonderter Abschnitt gewidmet, der ihre Arbeitsweise ausführlicher beschreibt.

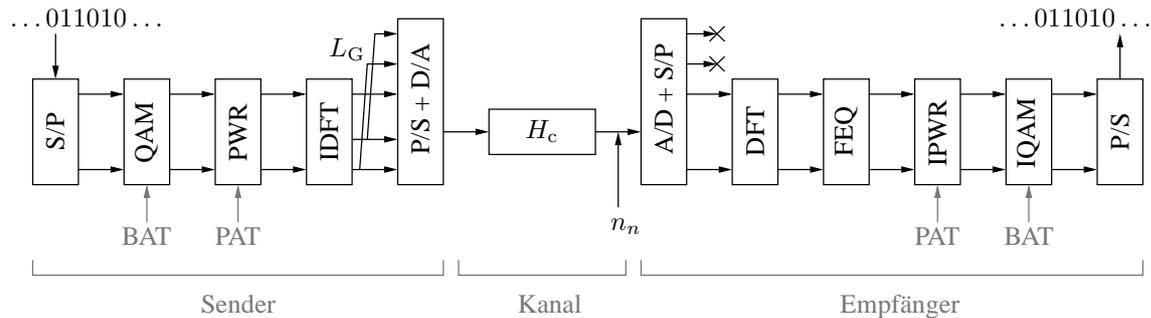


Abbildung 2.1: Schema eines DMT-Systems

Die im Sender seriell eintreffenden binären Sendedaten werden zunächst im Seriell/Parallel Wandler zu Blöcken einer festen Länge zusammengefasst. Die Länge eines Blocks  $b_{\text{tot}}$  hängt von der Anzahl der Bits ab, die über den Kanal übertragen werden können. Bevor die eigentliche Übertragung beginnt, wird der Kanal während der sogenannten Initialisierungsphase ausgemessen (vgl. Abschnitt 2.2) und die freien Systemparameter werden so bestimmt, dass die Datenrate maximiert wird, ohne dass die gewünschte Fehlerrate der Daten überschritten wird. Man spricht hierbei vom sogenannten Bit und Power Loading. Die zugrunde liegenden Algorithmen werden in Abschnitt 2.5 beschrieben.

Nach Ablauf des Loadings sind insbesondere die Bit Allocation Table (BAT) und die Power Allocation Table (PAT) festgelegt. Die BAT gibt an, wie viele Bits  $b_n$  auf jedem Subträger  $n$  übertragen werden sollen. Sie bestimmt also die Konstellationsgröße für jeden Subträger. Die PAT gibt an, mit welcher Sendeleistung  $p_n$  die Signale jedes einzelnen Subträgers  $n$  übertragen werden sollen.

Die Blocklänge  $b_{\text{tot}}$  lässt sich mit den Einträgen der BAT berechnen als

$$b_{\text{tot}} = \sum_{n=1}^{M/2} b_n. \quad (2.1)$$

Die Summierung wird hierbei nur über die ersten  $M/2$  Werte durchgeführt. Bei drahtloser Kommunikation wird das Sendesignal auf eine Trägerfrequenz (z.B. 900 MHz oder 1.8 GHz in GSM-Mobilfunknetzen) aufmoduliert. Das Zeitsignal kann daher komplexe Werte annehmen. Für die drahtgebundene Übertragung ist jedoch eine Basisbandübertragung ohne Aufmodulation auf eine Trägerfrequenz sinnvoller, da für niedrige Frequenzbereiche die Übertragungsqualität in der Regel am besten ist (vgl. Kapitel 3). Dies bedeutet jedoch, dass das verwendete Zeitsignal reellwertig sein muss.

Das Zeitsignal wird bei DMT durch die IFFT generiert. Das Ergebnis der IFFT ist dann reellwertig, wenn die Eingangssignale der IFFT komplex konjugiert vorliegen [28]. Daher kann also nur die Hälfte der Eingangswerte der IFFT frei gewählt werden.

Die Datenblöcke der Länge  $b_{\text{tot}}$  werden nun entsprechend den Einträgen der BAT partitioniert und jeweils aufeinanderfolgende Bitsequenzen der Länge  $b_n$  werden dem sogenannten Quadratur-Amplituden Modulator zugeführt. Dieser führt die Bitfolgen für jeden Subträger in eine komplexe Zahl  $c_n$  über. Quadratur-Amplituden Modulation (QAM) wird in Abschnitt 2.4 näher behandelt.

Das DMT-Symbol, bestehend aus  $M$  komplexen Signalwerten, liegt nun im Frequenzbereich vor. Zunächst sind alle Werte  $c_n$  auf eine mittlere Sendeleistung von eins normiert (vgl. Abschnitt 2.4.2).

Der folgende Block multipliziert die einzelnen Werte  $c_n$  mit einer reellwertigen Zahl, entsprechend der Einträge der PAT (vgl. Abschnitt 2.5.3) und passt damit die Sendeleistung der einzelnen Subträger an die Kanaleigenschaften an.

Die Transformation der Sendedaten in den Zeitbereich erfolgt wie bereits beschrieben im IFFT-Block. Der Vektor der ersten  $M/2$  komplexwertigen Subträgerinformationen wird um ihre komplex konjugierten Werte erweitert und das Resultat der IFFT ist ein Block von reellwertigen Abtastwerten der Länge  $M$ .

Die Übertragung dieser reellwertigen Information erfolgt wieder seriell. Der Übertragungskanal verzerrt das Sendesignal aufgrund von verschiedenen Phänomenen, die in Abschnitt 2.2 betrachtet werden. Durch den Wechsel der Übertragung eines DMT-Symbols auf das nächste entstehen beispielsweise Phasensprünge, die einen Einfluss auf die Empfangsdaten haben. Um dies kompensieren zu können, muss der Sendevektor mit Redundanz versehen werden. Man spricht hier von einem Guard Intervall (GI) oder Cyclic Prefix. Die letzten  $L_G$  Werte des Sendevektors im Zeitbereich werden kopiert und an den Anfang des Sendevektors eingefügt. Das Einschwingverhalten des Kanals kann dadurch quasi ausgeblendet werden und es wird jeweils nur der stationäre Kanalzustand beobachtet [4].

Zusätzlich ist die Datenübertragung durch Störungen beeinträchtigt. Die Störung  $n_n$  kann allgegenwärtiges Weißes Gaußsches Rauschen sein, insbesondere in Industriegebieten treten jedoch auch häufig schmalbandige und breitbandige Störungen auf, die als gefiltertes oder gefärbtes Rauschen nur Teilbereiche der gesamten verwendeten Bandbreite betreffen.

Im Empfänger werden die seriellen Eingangsdaten wieder zu Blöcken der Länge  $M + L_G$  zusammengefasst. Die ersten  $L_G$  Werte, das Guard Intervall, werden entfernt. Die restlichen  $M$  Werte werden der FFT zugeführt.

Die Information liegt danach wieder im Frequenzbereich vor. Ein sogenannter One-Tap Frequency Domain Equalizer (FEQ) kann die Verzerrungen durch den Kanal durch Multiplikation jedes Empfangswertes  $r_n$  auf Subträger  $n$  mit einem komplexwertigen Faktor kompensieren (Siehe Abschnitt 2.2.1).

Die Gewichtung mit den Leistungsfaktoren der PAT wird im folgenden Block rückgängig gemacht. Am Eingang des Entscheiders sind wiederum sämtliche Sendeleistungen auf

allen Subträgern auf 1 normiert. Eine mögliche durchschnittliche Leistung der Empfangswerte  $P_r > 1$  ist durch den Einfluss der Rauschleistung zu erklären (vgl. Gleichung (2.19)).

Die inverse QAM (IQAM) Operation ermittelt aus den empfangenen Signalpunkten die vermutlich gesendeten Konstellationspunkte. Hierbei wird die Wahrscheinlichkeit einer Fehlentscheidung minimiert, indem ein Maximum Likelihood Empfänger verwendet wird [61]. Näheres hierzu findet sich in den Abschnitten 2.4 und 2.4.1.

Am Ausgang des IQAM-Blocks liegen schließlich wieder binäre Empfangsdaten vor. Die Blöcke der Länge  $b_{\text{tot}}$  werden seriell an die Empfangsseite ausgegeben und von höheren Protokollschichten entgegengenommen.

## 2.2 Kanaleinfluss

In diesem Abschnitt sollen die Transformationen, die der Kanal auf den Sendedaten ausführt, näher betrachtet werden. Es werden sowohl systematische Änderungen behandelt, die durch die Übertragungsfunktion des Kanals hervorgerufen werden, als auch stochastische Änderungen der Sendesignale, die auf Störeinflüsse zurückzuführen sind.

Wie sich der Übertragungskanal realistisch modellieren lässt, wird in Kapitel 3 erläutert.

### 2.2.1 Systematischer Kanaleinfluss

Im Zeitbereich entspricht die Übertragung eines zeitbegrenzten zeitdiskreten Signals  $s[n]$  über einen Kanal mit der auf  $L_h$  Werte zeitbegrenzten und zeitdiskreten Kanalimpulsantwort  $h[n]$  der diskreten Faltung von Signal und Impulsantwort. Das Empfangssignal  $r[n]$  lässt sich daher schreiben als

$$r[n] = s[n] * h[n] = \sum_{k=0}^{L_h-1} h[k] \cdot s[n-k]. \quad (2.2)$$

Aufgrund von Einschwingvorgängen des Kanals ist die Empfangsfolge  $r[n]$  länger als die ursprüngliche Sendefolge  $s[n]$ . Ihre Länge  $L_r$  beträgt mit der Länge  $L_s$  des Sendesignals  $L_r = L_s + L_h$ .

Erfüllt die Länge des Cyclic Prefix die Ungleichung

$$L_G \geq L_h - 1 \quad (2.3)$$

und wird das Sendesignal vor der Übertragung um das Guard Intervall ergänzt, so entspricht im beibehaltenen Abschnitt des Empfangssignals nach Entfernung des Guard Intervalls die lineare Faltung einer zyklischen Faltung und es gilt

$$r[n] = s[n] * h[n] = s[n] \circledast h[n]. \quad (2.4)$$

Damit lässt sich im Frequenzbereich die Übertragung der Signalfolge schreiben als

$$R[k] = S[k] \cdot H[k], \quad (2.5)$$

mit  $R[k] \bullet \circ r[n]$ ,  $S[k] \bullet \circ s[n]$  und  $H[k] \bullet \circ h[n]$ , wobei der Operator  $\bullet \circ$  die FFT der Länge  $M$  bezeichnet.

Ist Ungleichung (2.3) nicht erfüllt, so ist die Verwendung der DFT zur Transformation in den Frequenzbereich nicht gerechtfertigt. Signalkomponenten von vorausgehenden und nachfolgenden DMT-Symbolen verfälschen das Signal des aktuellen DMT-Symbols. Man spricht dann von Symbolübersprechen (engl. Inter Symbol Interference, ISI). Außerdem ist die Orthogonalität der Subträger nicht länger gewährleistet, so dass auch Signalkomponenten von benachbarten Subträgern im Frequenzbereich einander stören. Man spricht hier von Trägerübersprechen (engl. Inter Carrier Interference, ICI).

Im Folgenden wird grundsätzlich die Annahme getroffen, dass die Länge des Cyclic Prefix Ungleichung (2.3) erfüllt. In diesem Fall tritt weder ICI noch ISI auf und der systematische Kanaleinfluss kann vollständig kompensiert werden.

Die komplexwertigen Kanalkoeffizienten  $H_n$  für jeden Subträger  $n$ , wobei  $n = 0 \dots M-1$ , charakterisieren dann vollständig die Übertragungseigenschaften des Kanals.

Es gilt

$$H_n = \sum_{k=0}^{M-1} h[k] \cdot W_N^{nk} \text{ mit } W_N^{nk} = \exp\left(-j \cdot \frac{2\pi}{N} n k\right) \quad (2.6)$$

Von Bedeutung für die weiteren Betrachtungen ist vor allem die Dämpfung (engl. Attenuation) des Kanals. Sie gibt an, wie stark ein Signal bei der Übertragung durch den Kanal abgeschwächt wird. Wie in Abschnitt 3.3 noch gezeigt wird, ist diese Dämpfung für unterschiedliche Subträger unterschiedlich groß. Man spricht deshalb auch von frequenzselektiven Kanälen.

Als Maß für die Dämpfung wird im Folgenden der Dämpfungsparameter  $g_n$  verwendet und es gilt

$$g_n = |H_n|^2. \quad (2.7)$$

Der Kanal dämpft nicht nur die Sendeleistung der gesendeten Daten, sondern es kommt auch zu einer Drehung der Empfangssignale in der komplexen Ebene. Man spricht hier von einem systematischen Phasenfehler.

Sowohl die Dämpfung als auch die Phasendrehung der Signale soll im Empfänger kompensiert werden. Der Frequenzbereichsentzerrer (FEQ) führt hierfür auf jedem Subträger eine komplexwertige Multiplikation des Empfangssignals  $R_n$  mit dem Entzerrerkoeffizienten  $E_n$  durch. Es soll gelten

$$S_n = R_n \cdot E_n. \quad (2.8)$$

Umformen nach  $E_n$  und Einsetzen von Gleichung (2.5) führt auf

$$E_n = \frac{S_n}{S_n \cdot H_n} = H_n^{-1}. \quad (2.9)$$

Die optimalen Entzerrerkoeffizienten sind also gerade die Kehrwerte der Kanalkoeffizienten.

## 2.2.2 Stochastischer Kanaleinfluss

In realen Übertragungssystemen sind die tatsächlichen Kanalparameter niemals in Reinform zu beobachten. Jegliche Übertragung und Messung von Empfangsdaten ist durch Störungen beeinträchtigt. Die tatsächlichen Kanalparameter können daher nur geschätzt werden.

Im Frequenzbereich lassen sich die durch Rauschen beeinträchtigten Empfangssymbole schreiben als

$$R_n[k] = S_n[k] \cdot H_n + N_n[k], \quad (2.10)$$

wobei  $N_n[k]$  ein Sample eines komplexwertigen Weißen Gaußschen Rauschprozesses auf Subträger  $n$  des  $k$ -ten DMT-Symbols repräsentiert.

### Schätzung der Kanalkoeffizienten

Sind die Sendewerte  $S_n[k]$  bekannt, so kann ein Schätzwert  $\hat{H}_n[k]$  für den Kanalkoeffizienten  $H_n$  für das  $k$ -te DMT-Symbol angegeben werden:

$$\hat{H}_n[k] = \frac{R_n[k] - N_n[k]}{S_n[k]}. \quad (2.11)$$

Erwartungswertbildung führt auf

$$\hat{H}_n = E \{ \hat{H}_n[k] \} = H_n - E \left\{ \frac{N_n[k]}{S_n[k]} \right\}, \quad (2.12)$$

wobei der letzte Ausdruck aufgrund der Annahme von weißem gaußverteilterm Rauschen verschwindet und daher

$$\hat{H}_n = H_n \quad (2.13)$$

gilt.

### Schätzung der Rauschleistung

Die Varianz des Rauschens und damit die Rauschleistung  $P_N$  (beide sind identisch, da das Rauschen mittelwertfrei ist) kann wie folgt geschätzt werden.

Mit den Schätzwerten  $\hat{H}_n$  für die Kanalkoeffizienten beträgt der Schätzwert der Störung  $\hat{N}_n[k]$  auf Subträger  $n$  für das  $k$ -te DMT-Symbol

$$\hat{N}_n[k] = R_n[k] - S_n[k] \cdot \hat{H}_n. \quad (2.14)$$

Die Sendesignale  $S_n[k]$  werden weiterhin als bekannt angenommen.

Die geschätzte Rauschleistung  $\hat{P}_{N,n}$  auf Subträger  $n$  ist damit

$$\hat{P}_{N,n} = E \{ \hat{N}_n[k] \hat{N}_n^*[k] \} \quad (2.15)$$

$$= E \{ (R_n[k] - S_n[k] \hat{H}_n) (R_n^*[k] - S_n^*[k] \hat{H}_n^*) \} \quad (2.16)$$

$$= E \{ R_n[k] R_n^*[k] - R_n[k] S_n^*[k] \hat{H}_n^* - S_n[k] \hat{H}_n R_n^*[k] + S_n[k] \hat{H}_n S_n^*[k] \hat{H}_n^* \} \quad (2.17)$$

Der Erwartungswert des ersten Summenterms ergibt sich unter Verwendung von Gleichung (2.10) als

$$E \{ R_n[k] R_n^*[k] \} = E \{ (S_n[k] H_n + N_n[k]) (S_n^*[k] H_n^* + N_n^*[k]) \} \quad (2.18)$$

$$= |H_n|^2 P_{S,n} + P_{N,n}, \quad (2.19)$$

wobei  $P_{S,n}$  die bekannte mittlere Sendeleistung darstellt, da der Mittelwert der Sendesymbole bei den hier verwendeten Konstellationen verschwindet, und  $P_{N,n}$  die unbekannte und zu schätzende tatsächliche Rauschleistung ist.

Die Erwartungswerte der übrigen Summenterme sind damit

$$E \{ R_n[k] S_n^*[k] \hat{H}_n^* \} = E \{ (S_n[k] H_n + N_n[k]) S_n^*[k] \hat{H}_n^* \} \quad (2.20)$$

$$= H_n \hat{H}_n^* P_{S,n} \quad (2.21)$$

$$E \{ S_n[k] \hat{H}_n R_n^*[k] \} = E \{ S_n[k] \hat{H}_n (S_n^*[k] H_n^* + N_n^*[k]) \} \quad (2.22)$$

$$= \hat{H}_n H_n^* P_{S,n} \quad (2.23)$$

$$E \{ S_n[k] \hat{H}_n S_n^*[k] \hat{H}_n^* \} = |\hat{H}_n|^2 P_{S,n} \quad (2.24)$$

Einsetzen der letzten Ergebnisse in Gleichung (2.17) ergibt schließlich

$$\hat{P}_{N,n} = P_{N,n} + |H_n|^2 P_{S,n} - H_n \hat{H}_n^* P_{S,n} - \hat{H}_n H_n^* P_{S,n} + |\hat{H}_n|^2 P_{S,n}. \quad (2.25)$$

Für korrekte Schätzung der Kanalkoeffizienten, d.h. wenn Gleichung (2.13) erfüllt ist, verschwinden die vier letzten Terme und die Schätzung der Rauschleistung ist ebenfalls korrekt. Anderenfalls ergibt sich ein systematischer Schätzfehler  $e_N$  gemäß

$$e_N = \hat{P}_{N,n} - P_{N,n} = \left( |H_n|^2 - H_n \hat{H}_n^* - \hat{H}_n H_n^* + |\hat{H}_n|^2 \right) P_{S,n}. \quad (2.26)$$

## 2.3 Signal-zu-Rausch Verhältnis

Aus den Ergebnissen des letzten Abschnitts lässt sich das Signal-zu-Rausch Verhältnis (engl. Signal to Noise Ratio, SNR) für jeden Subträger bestimmen. Das SNR ist das wichtigste Maß für die Qualität eines Subträgers. Je besser das SNR, desto weniger Fehler treten auf diesem Subträger auf. Sämtliche später vorgestellten Adaptionsmaßnahmen beruhen letztendlich auf Methoden, das SNR für einzelne Subträger oder Gruppen von Subträgern zu erhöhen.

Das SNR wird am Empfänger berechnet. Von Bedeutung ist daher nicht die tatsächliche Sendeleistung der Signale, sondern die determinierte und nur vom Kanaleinfluss abhängige Empfangsleistung  $\hat{P}_{R,n}$  (die eigentliche Empfangsleistung enthält auch eine Rauschkomponente). Diese hängt von der Dämpfung des Kanals gemäß

$$\hat{P}_{R,n} = |\hat{H}_n|^2 P_{S,n} \quad (2.27)$$

ab, und somit beträgt das SNR auf Subträger  $n$

$$\text{SNR}_n = \frac{\hat{P}_{R,n}}{\hat{P}_{N,n}} = \frac{|\hat{H}_n|^2 P_{S,n}}{\hat{P}_{N,n}}. \quad (2.28)$$

Das SNR wird meist in logarithmischem Maßstab angegeben, da frequenzselektive Kanäle in der Regel SNR-Werte über mehrere Größenordnungen aufweisen.

Der Zusammenhang zwischen linearer und logarithmischer Darstellung ist durch

$$\text{SNR}_{\log} = 10 \log_{10} \text{SNR}_{\text{lin}} \quad (2.29)$$

gegeben.

## 2.4 Modulationsarten und Konstellationsformen

Die einfachste Modulationsform ist die Pulsamplitudenmodulation (PAM). Die Konstellationspunkte oder Symbole  $c_n$  sind dann entweder rein reell- oder rein komplexwertig.

Abbildung 2.2 zeigt eine rein reellwertige 8-PAM Konstellation. Jeder Signalpunkt repräsentiert  $b = 3$  Bits. Insgesamt enthält die Konstellation daher  $M = 2^b = 8$  Konstellationspunkte.

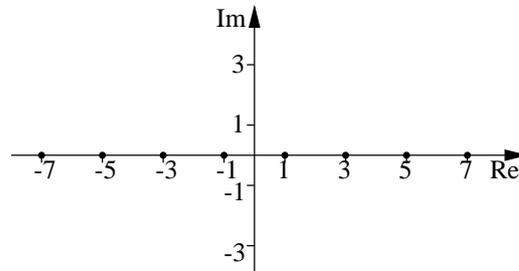


Abbildung 2.2: Reellwertige 8-PAM Konstellation

Eine Überlagerung zweier identischer PAM-Konstellationen in zwei orthogonal zueinander stehenden Richtungen (vorzugsweise die reelle und imaginäre Achse) führt auf die sogenannte Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM). Die Symbole  $c_n$  besitzen hier sowohl einen reellwertigen als auch einen komplexwertigen Anteil. Man unterscheidet weiterhin quadratische Konstellationen sowie Stern- oder Kreuzkonstellationen. Als Beispiele sind eine quadratische 64-QAM in Abbildung 2.3 und die Kreuzkonstellation einer 32-QAM in Abbildung 2.4 angegeben.

Bei den abgebildeten QAM-Konstellationen beträgt der minimale Abstand  $d_{\min}$  zwischen zwei Konstellationspunkten jeweils  $d_{\min} = 2$ . Die mittlere Signalenergie  $P_S$  einer QAM-Konstellation mit  $M = 2^b$  Konstellationspunkten  $\alpha_k + j\beta_k$ ,  $k = 1 \dots M$  berechnet sich zu

$$P_S = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (\alpha_k^2 + \beta_k^2). \quad (2.30)$$

Für quadratische Konstellationen lässt sich  $P_S$  auch als

$$P_S = \frac{d_{\min}^2}{4} \cdot \frac{2(M-1)}{3} \quad (2.31)$$

angeben.

Für quadratische Konstellationen ist die Anzahl der Bits  $b$  eine gerade Zahl, während  $b$  für Kreuzkonstellationen ungerade ist. Prinzipiell sind auch 48-QAM oder ähnliche Konstellationen möglich, allerdings repräsentiert jeder Konstellationspunkt einer 48-QAM  $\log_2 48 \approx 5.58$  Bits, was die Handhabung solcher Konstellationen problematisch macht.

In der folgenden Tabelle 2.1 sind die mittleren Signalenergien für Konstellationsformen mit ganzzahliger Anzahl von Bits und  $d_{\min} = 2$  von 4-QAM bis 4096-QAM aufgelistet.

Aus der letzten Spalte der Tabelle lässt sich ablesen, dass sich die mittlere Signalenergie für jedes zusätzliche Bit ungefähr verdoppelt, was einer Erhöhung um ca. 3 dB entspricht.

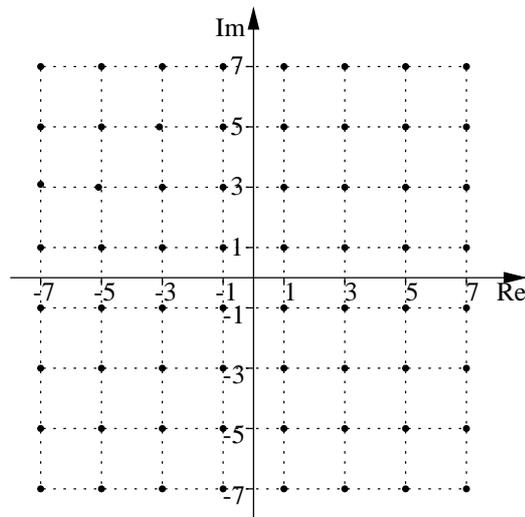


Abbildung 2.3: 64-QAM Konstellation

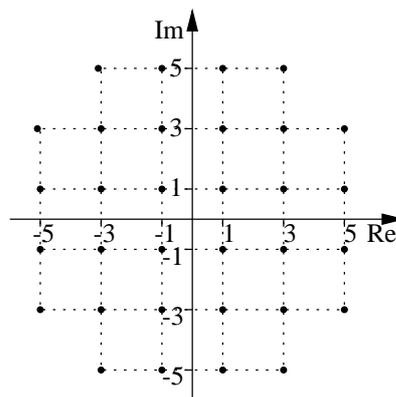


Abbildung 2.4: 32-QAM Konstellation

Der Spezialfall der 8-QAM wurde in Tabelle 2.1 bewusst ausgelassen, da für diese Konstellation keine Kreuzkonstellation existiert. Die optimale Konstellation für eine 8-QAM stellt die sogenannte zirkuläre Konstellation dar, alternativ ist eine suboptimale rechteckige Anordnung der Konstellationspunkte möglich. Für die übrigen Kreuzkonstellationen ist hingegen die rotationssymmetrische Anordnung der rechteckigen Anordnung der Konstellationspunkte vorzuziehen, wie Smith [68] gezeigt hat. Dennoch wird in der Praxis oft die rechteckige Anordnung verwendet, da sie bedeutend einfacher zu modulieren und demodulieren ist.

Obwohl die Kreuzkonstellationen in rotationssymmetrischer Anordnung die zur Verfügung stehende Sendeenergie geringfügig besser ausnutzen (die von ihnen abgedeckte Fläche nähert einen Kreis besser an) als quadratische Konstellationen, werden sie im Folgenden nicht näher betrachtet, da der Entscheider für Kreuzkonstellationen aufwändiger ausfällt. Ein weiterer Schwachpunkt ist, dass für Kreuzkonstellationen kein vollständiges Gray Mapping (vgl. Abschnitt 2.4.1) möglich ist.

Die quadratischen QAM-Konstellationen wurden von Campopiano und Glazer [10] vor-

$b$	$M$	$P_s$	$10 \log_{10}(P_s)$ [dB]
2	4	2	3.0103
4	16	10	10.0000
5	32	20	13.0103
6	64	42	16.2325
7	128	82	19.1381
8	256	170	22.3045
9	512	330	25.1851
10	1024	682	28.3378
11	2048	1322	31.2123
12	4096	2730	34.3616

Tabelle 2.1: Energie für quadratische und Kreuzkonstellationen

geschlagen. Neben den Kreuzkonstellationen gibt es eine Reihe von Konstellationsformen, die bezüglich der Sendeenergie effizienter sind, jedoch konnten sie sich aufgrund der komplexeren Entscheiderstrukturen nie wirklich durchsetzen. Selbst in jüngster Zeit wird jedoch weiter an neuen innovativen Konstellationsformen geforscht [57].

### 2.4.1 Gray Mapping

Die Zuordnung der einzelnen Bitkombinationen zu den Konstellationspunkten ist durch das sogenannte Mapping festgelegt. Prinzipiell kann eine beliebige eindeutige Zuordnung gewählt werden. Es zeigt sich allerdings, dass es bestimmte Zuordnungen gibt, die die Bitfehlerrate minimieren.

#### Symbolfehler und Bitfehler

Im folgenden Abschnitt 2.5 wird die Wahrscheinlichkeit einer Fehlentscheidung analysiert. Eine Fehlentscheidung liegt immer dann vor, wenn ein bestimmter Konstellationspunkt gesendet wurde, im Empfänger jedoch die Annahme getroffen wird, dass ein anderer Konstellationspunkt gesendet wurde. Man spricht hierbei auch von einem Symbolfehler. Symbolfehler treten statistisch gesehen am häufigsten zwischen direkt benachbarten Konstellationspunkten auf.

Abbildung 2.5 zeigt hierzu ein Beispiel. Abgebildet ist ein Ausschnitt einer Konstellation mit zwei benachbarten Konstellationspunkten  $A$  und  $C$ . Es sei Punkt  $A$  gesendet, jedoch aufgrund der Verzerrungen durch den Kanal und Rauschen Punkt  $B$  empfangen worden. Der Empfänger nimmt an, dass der zu  $B$  am nächsten liegende Konstellationspunkt gesendet wurde (der ML-Entscheider sucht nach der minimalen euklidischen Distanz), nämlich  $C$ . Damit liegt eine Fehlentscheidung vor. Es tritt 1 Symbolfehler auf.

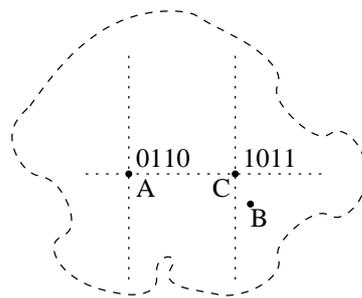


Abbildung 2.5: Ungünstiges Mapping

Punkt A besitzt die Bitkombination, auch Label genannt, 0110. Das Label von A unterscheidet sich in 3 Bitpositionen vom Label von C. Bei der obigen Fehlentscheidung führt daher ein Symbolfehler auf gleich drei Bitfehler.

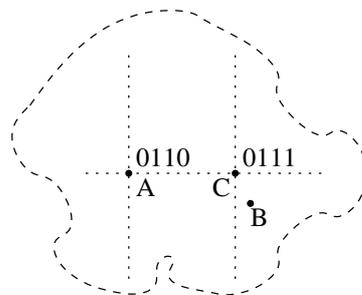


Abbildung 2.6: Günstiges Mapping

Abbildung 2.6 zeigt die gleiche Situation, jedoch ist das Label von Punkt C geändert und unterscheidet sich nun nur noch in einer Bitposition vom Label des Punktes A. Der gleiche Symbolfehler führt nun auch nur auf einen Bitfehler.

Ein Mapping, das die Labels aller Konstellationspunkte so zuweist, dass sich die Labels benachbarter Konstellationspunkte in nur einer Bitposition unterscheiden, bezeichnet man als Gray Mapping oder Gray Labeling. Es minimiert bei Annahme von weißem Gaußschen Rauschen die Bitfehlerwahrscheinlichkeit der Datenübertragung [2]. Zweidimensionale Gray Mappings können hierbei als Überlagerung zweier eindimensionaler Gray Mappings gewonnen werden [67].

## 2.4.2 Gray Mapping Algorithmus

Anhand eines Beispiels wird nun beschrieben, wie sämtliche  $2^b$  Bitkombinationen oder Labels einer M-QAM ihren Konstellationspunkten zugeordnet werden. Betrachtet wird eine 64-QAM mit Labels der Länge 6 Bits. Der Konstellationspunkt, der zu dem Label 000101 gehört, soll bestimmt werden. Das höchstwertige Bit steht ganz links (in diesem Fall mit der Wertigkeit  $2^5 = 32$ ) und das niederwertigste Bit ganz rechts. Die Dezimaldarstellung des Labels ist daher 5.

Algorithmus 2.1 stellt eine von vielen Möglichkeiten dar, ein Gray Mapping für  $M$ -QAM zu implementieren.

---

**Algorithmus 2.1:** Gray Mapping von Signalpunkten
 

---

**Eingabe :**  $\mathbf{b} = b_k, k = 1 \dots \log_2 M$   
 $M$   
**Ausgabe :**  $s = \alpha + j\beta$   
**Daten :**  $d, d_x, d_y, n$

// Initialisierung:  
 1: Für alle Komponenten von  $\mathbf{b}$ :  $b_k = 1 - 2b_k$   
 2:  $d = \frac{\sqrt{M}}{2}$   
 3:  $d_x = 1, d_y = 1$   
 4:  $\mathbf{s} = 0$

//Berechnung des Konstellationspunktes:  
 5: **for**  $n \leftarrow 1$  **to**  $\frac{\log_2(M)}{2}$  **do**  
 6:      $d_x = d_x \cdot b_{2n-1}$   
 7:      $d_y = d_y \cdot b_{2n}$   
 8:      $s = s + d \cdot (d_x + jd_y)$   
 9:      $d = d/2$   
**end**

---

Dieser Algorithmus verschiebt einen Konstellationspunkt  $s$  ausgehend vom Nullpunkt iterativ an die richtige Stelle. Das Inkrement der Positionsänderung  $d$  wird dabei so initialisiert, dass am Ende des Algorithmus  $d_{\min} = 2$  gilt. Die Variablen  $d_x$  und  $d_y$  geben an, ob die Verschiebung um  $d$  in positive oder negative Richtung erfolgt. Jeweils 2 Bits bestimmen somit eine diagonale Verschiebung. Die ersten beiden Bits legen fest, in welchem Quadranten der Konstellationspunkt liegt.

Die Arbeitsweise des Algorithmus wird nun verdeutlicht, indem das Label  $\mathbf{b} = 000101$  einer 64-QAM Konstellation seinem Konstellationspunkt  $s$  zugeordnet wird.

Für eine 64-QAM wird  $d$  auf den Wert  $d = \frac{\sqrt{64}}{2} = 4$  initialisiert. Im ersten Iterationsschritt werden die ersten beiden Bitpositionen betrachtet. Ungerade Bitpositionen werden jeweils der x-Achse bzw. der reellen Achse zugewiesen und gerade Bitpositionen der y-Achse bzw. der imaginären Achse. Es gilt  $d_x = 1 \cdot 1 = 1$  und  $d_y = 1 \cdot 1 = 1$ . Damit ist  $s = 0 + 4 \cdot (1 + j) = 4 + 4j$ .

Abbildung 2.7 illustriert das Beispiel. Nach diesem ersten Iterationsschritt ist der Punkt  $s$  durch das Dreieck im rechten oberen Quadranten repräsentiert. Allgemein wird in diesem Schritt eines der vier Dreiecke erreicht sein.

Im nächsten Iterationsschritt werden die nächsten beiden Bitpositionen verwendet. Es gilt nun  $d = 2, d_x = 1 \cdot 1 = 1$  und  $d_y = 1 \cdot (-1) = -1$ . Damit ist  $s = (4 + 4j) + 2 \cdot (1 - j) = 6 + 2j$ , was dem beschrifteten Quadrat in Abbildung 2.7 entspricht. Allgemein wird in diesem Schritt eines der 16 Quadrate erreicht.

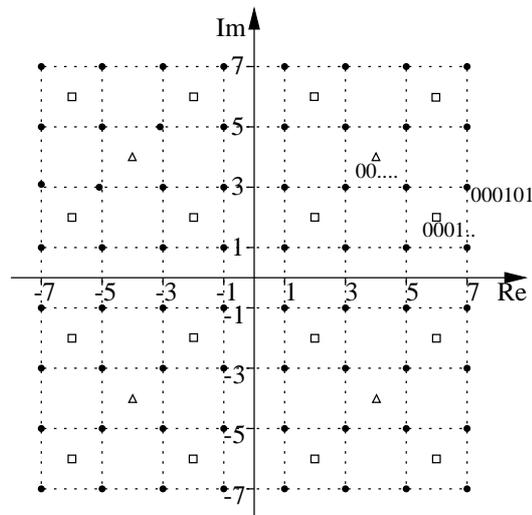


Abbildung 2.7: Arbeitsweise des Gray Mapping Algorithmus

Im letzten Iterationsschritt wird dem Konstellationspunkt schließlich seine endgültige Position zugewiesen. Es ist  $d = 1$ ,  $d_x = 1 \cdot 1 = 1$  und  $d_y = -1 \cdot (-1) = 1$ . Somit wird  $s = (6 + 2j) + 1 \cdot (1 + j) = 7 + 3j$  zugewiesen, wiederum ist der entsprechende Konstellationspunkt in Abbildung 2.7 beschriftet.

Der soeben beschriebene Algorithmus implementiert den QAM Modulationsblock aus Abbildung 2.1. Zusätzlich ist am Ausgang des QAM-Blocks die mittlere Signalleistung  $P_S$  auf  $P_S = 1$  für alle Konstellationsgrößen normiert. Hierfür muss lediglich der resultierende Wert  $s$  durch die entsprechende mittlere Signalenergie der Konstellation geteilt werden, die in Tabelle 2.1 angegeben ist.

## 2.5 Bit und Power Loading

Mit den Grundlagen der letzten Abschnitte lässt sich nun einer der zentralen Punkte des DMT erläutern. DMT erlaubt eine optimale Anpassung an die Gegebenheiten der Übertragungsstrecke. Sowohl die Sendeleistung als auch die Anzahl an Bits, die verwendet werden soll, kann für jeden Subträger separat bestimmt werden. Zentrales Kriterium für die Auswahl von Sendeleistung und Konstellationsgröße ist das SNR des entsprechenden Subträgers.

### 2.5.1 Bestimmung der Symbolfehlerrate

Die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit (engl. Symbol Error Rate, SER)  $P_{\text{sym}}$  für quadratische  $M$ -QAM Konstellationen lässt sich nach Proakis [61] ausdrücken durch

$$P_{\text{sym}} = 1 - \left(1 - P_{\sqrt{M}}\right)^2 = 1 - 1 + 2P_{\sqrt{M}} - P_{\sqrt{M}}^2, \quad (2.32)$$

wobei  $P_{\sqrt{M}}$  das SER einer PAM mit  $\sqrt{M}$  Konstellationspunkten darstellt. Es gilt

$$P_{\sqrt{M}} = 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \cdot Q \left( \sqrt{\frac{3 \cdot \text{SNR}}{M-1}} \right). \quad (2.33)$$

Hierbei ist  $Q(\cdot)$  die sogenannte Q-Funktion [46], die aus der Normalverteilung

$$P(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{(y-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) dy \quad (2.34)$$

gewonnen wird durch Normierung der Verteilung auf Varianz  $\sigma^2 = 1$  und Mittelwert  $\mu = 0$ . Hierzu wird die Zufallsvariable  $Y$  ersetzt durch

$$Z = \frac{Y - \mu}{\sigma}, \quad (2.35)$$

sodass gilt

$$dz = \frac{dy}{\sigma} \quad (2.36)$$

und damit

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz. \quad (2.37)$$

In Gleichung (2.32) kann der quadratische Term vernachlässigt werden, so dass in sehr guter Näherung gilt:

$$P_{\text{sym}} \approx 2 \cdot P_{\sqrt{M}} \quad (2.38)$$

$$= 4 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \cdot Q \left( \sqrt{\frac{3 \cdot \text{SNR}}{M-1}} \right) \quad (2.39)$$

$$= 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{\text{SNR}}{M-1}} \right). \quad (2.40)$$

In der letzten Zeile wurde die Q-Funktion durch die erfc Funktion (komplementäre Error Function) ersetzt, die in vielen Mathematik-Programmen, wie beispielsweise Matlab direkt verwendbar ist. Es gilt

$$Q(x) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right). \quad (2.41)$$

## 2.5.2 Bestimmung der Bitfehlerrate

Aus der Symbolfehlerrate lässt sich näherungsweise die Bitfehlerrate (engl. Bit Error Rate, BER)  $P_{\text{bit}}$  der  $M$ -QAM Konstellation berechnen:

$$P_{\text{bit}} = \frac{1}{\log_2(M)} \cdot P_{\text{sym}}. \quad (2.42)$$

Diese Näherung ist sehr genau bei gutem bis moderatem SNR. Für niedriges SNR wird die Näherung jedoch ungenau.

### Formeln von Yang und Hanzo

Yang und Hanzo geben in [77] Formeln für die direkte Berechnung des BER von quadratischen QAM-Konstellationen an. Ähnliche Ergebnisse finden sich auch in [36].

Anhand der 16-QAM Konstellation von Abbildung 2.8 soll die Vorgehensweise verdeutlicht werden. Das verwendete Gray Mapping weicht von dem beschriebenen Algorithmus 2.1 ab, die zu entwickelnden Resultate sind jedoch identisch.

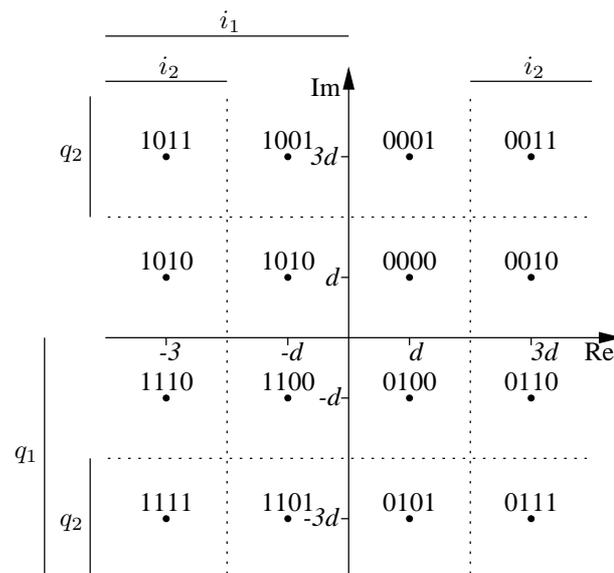


Abbildung 2.8: 16-QAM Konstellation mit Gray Mapping

Die Bit-Labels der Konstellationspunkte können als 4-Bit Sequenz  $i_1q_1i_2q_2$  geschrieben werden, wobei  $i_1$  und  $i_2$  In-Phase Bits repräsentieren (reale Achse) und  $q_1$  und  $q_2$  Quadratur Bits (imaginäre Achse) repräsentieren.

Wie bereits erwähnt, lassen sich In-Phase- und Quadraturkomponenten als Überlagerung zweier PAM-Signale auffassen. Für Bit  $i_1$  oder  $q_1$  lässt sich die Fehlerwahrscheinlichkeit  $P_{16}^1(\gamma)$  ausdrücken als

$$P_{16}^1(\gamma) = \frac{1}{2} (Q(\sqrt{\gamma}) + Q(3\sqrt{\gamma})), \quad (2.43)$$

wobei

$$\gamma = \frac{d^2}{N_0/2} \quad (2.44)$$

und  $N_0/2$  die Rauschleistungsdichte darstellt.

Gleichung (2.43) lässt sich folgendermaßen interpretieren. Angenommen, der Konstellationspunkt mit dem Label 0001 wurde gesendet. Ein Bitfehler für Bit  $i_1 = 0$  tritt auf, wenn der Realteil des Rauschvektors den Empfangspunkt um mehr als  $d$  nach links verschiebt. In diesem Fall wird Punkt 1001 empfangen. Ein Fehler tritt ebenfalls auf, wenn der Realteil des Rauschvektors den Empfangspunkt um mehr als  $3d$  nach links verschiebt. Dann wird Punkt 1011 empfangen.

Für die Bits  $i_2$  und  $q_2$  beträgt die Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_{16}^2(\gamma)$

$$P_{16}^2(\gamma) = \frac{1}{2} (2Q(\sqrt{\gamma}) + Q(3\sqrt{\gamma}) - Q(5\sqrt{\gamma})) . \quad (2.45)$$

Hier muss der letzte Term  $Q(5\sqrt{\gamma})$  abgezogen werden, da, falls beispielsweise Punkt 0011 gesendet wurde, zwar für Bit  $q_2$  ein Bitfehler auftritt, wenn Punkt 0010 oder Punkt 0110 empfangen wird, nicht jedoch wenn Punkt 0111 empfangen wird.

Das BER  $P_{16}(\gamma)$  für die gesamte Konstellation ergibt sich damit als

$$P_{16}(\gamma) = \frac{1}{2} (P_{16}^1(\gamma) + P_{16}^2(\gamma)) . \quad (2.46)$$

Das Prinzip lässt sich auch auf höherstufige Konstellationen anwenden, für die in [77] eine rekursive Formel angegeben ist.

Bemerkenswert ist die Tatsache, dass nicht alle Bitpositionen der Labels einer QAM Konstellation das gleiche BER aufweisen. Für eine Konstellation mit  $b$  Bits gibt es  $\frac{b}{2}$  unterschiedliche Klassen mit unterschiedlichem BER.

In der Regel kann man annehmen, dass Bitfehler am Häufigsten durch Rauschvektoren der Länge  $d$  verursacht werden, während Rauschvektoren der Länge  $3d$  viel seltener auftreten. Vernachlässigt man nun die entsprechenden Terme der Q-Funktion in obigen Gleichungen und betrachtet nur den ersten Term, so ergibt sich für das Beispiel einer 16-QAM

$$P_{16}^1(\gamma) \approx \frac{1}{2} (Q(\sqrt{\gamma})) \quad (2.47)$$

und

$$P_{16}^2(\gamma) \approx \frac{1}{2} (2Q(\sqrt{\gamma})) . \quad (2.48)$$

Damit ist also

$$P_{16}^1(\gamma) \approx \frac{1}{2} P_{16}^2(\gamma) . \quad (2.49)$$

Das heißt, Bits  $i_1$  und  $q_1$  weisen nur etwa halb so viele Bitfehler auf wie Bits  $i_2$  und  $q_2$ . Das Ergebnis lässt sich entsprechend für höherstufige Konstellationen erweitern. Eine 64-QAM besitzt drei unterschiedliche Bitklassen und die erste Klasse weist nur ein Viertel so viele Bitfehler auf wie die dritte Klasse.

Intuitiv leuchtet das Ergebnis ein. In Abbildung 2.8 sind die ersten zwei Bits jedes Labels innerhalb des selben Quadranten identisch, während die letzten zwei Bits häufiger wechseln. Die ersten Bits sind daher bei fehlerhafter Entscheidung für ein benachbartes Empfangssymbol seltener verschieden als die letzten beiden Bits. Ein Symbolfehler führt entsprechend seltener zu einem Bitfehler für diese Bits.

### Formeln von Cho und Yoon

Cho und Yoon [12] geben eine geschlossene Lösung für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit von quadratischen und sogar rechteckigen QAM-Konstellationen an.

Für quadratische  $M$ -QAM Konstellationen mit Gray Mapping lautet ihre Lösung für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $P_b(k)$  des  $k$ -ten Bits im Label

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \cdot \left( 2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \cdot \operatorname{erfc} \left( (2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot \gamma}{2(M-1)}} \right) \right\}. \quad (2.50)$$

Hieraus lässt sich wiederum durch Mittelung über alle Bitpositionen innerhalb des Labels die Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit  $P_b$  der Konstellation berechnen:

$$P_b = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_b(k). \quad (2.51)$$

Diese Lösung ist noch genauer als die von Yang und Hanzo. Durch Vernachlässigung von Termen höherer Ordnung in den letzten beiden Gleichungen gelangt man zu den Approximationen von Yang und Hanzo und anderen Autoren.

Abbildung 2.9 stellt die Berechnung des BER einer 16-QAM Konstellation aus der Symbolfehlerrate nach Gleichung (2.42) dem Ergebnis nach Cho und Yoon gemäß Gleichung (2.51) gegenüber.

Zur Verdeutlichung wurde ein linearer Maßstab für das BER gewählt. Während bei niedrigen SNR-Werten ein deutlicher Unterschied besteht, führen beide Formeln ab einem SNR von etwa 7 dB auf das gleiche Ergebnis. Für den Fall der 16-QAM liefert die Formel von Yang und Hanzo nach Gleichung (2.49) exakt die gleichen Werte wie die von Cho und Yoon.

In den folgenden Kapiteln wird aufgrund ihrer Genauigkeit die Formel von Cho und Yoon verwendet, um theoretische Ergebnisse herzuleiten und unterschiedliche Verfahren miteinander zu vergleichen.

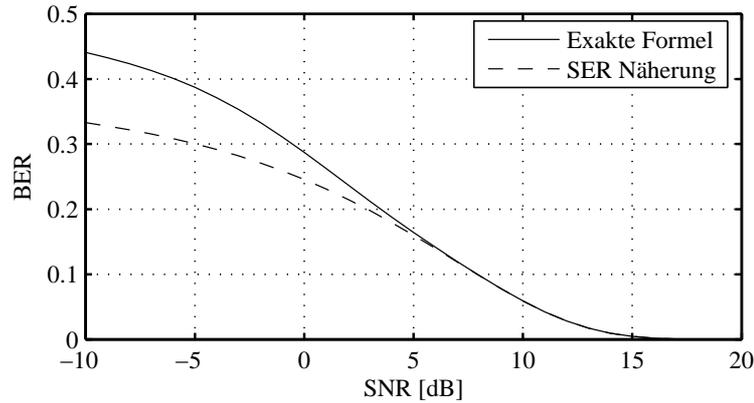


Abbildung 2.9: Vergleich der Formeln zur Berechnung des BER einer 16-QAM

### 2.5.3 SNR und gewünschte Bitfehlerrate

Im letzten Abschnitt wurde gezeigt, wie bei gegebenem SNR und gegebener Konstellationsgröße das resultierende BER berechnet werden kann. Bei der Datenübertragung geht man den umgekehrten Weg. Man möchte eine bestimmte Bitfehlerrate erreichen, die sogenannte Ziel- oder Target Bitfehlerrate  $P_{\text{bit}}^{\text{T}}$  und wissen, welches SNR hierzu nötig ist. Im Folgenden wird zunächst angenommen, dass die Konstellationsgröße  $M$  festgesetzt ist.

Die Formeln von Yang und Hanzo und von Cho und Yoon lassen sich nur äußerst schwierig nach dem SNR umformen. Dies ist jedoch für Gleichung (2.42) problemlos möglich. Es gilt

$$P_{\text{bit}}^{\text{T}} \approx \frac{1}{\log_2(M)} \cdot 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\text{SNR}}{M-1} \right), \quad (2.52)$$

wobei  $P_{\text{bit}}^{\text{T}}$  die Zielfehlerrate darstellt. Auflösen nach dem benötigten Target SNR, im Folgenden als  $\text{SNR}^{\text{T}}$  bezeichnet, führt auf

$$\text{SNR}^{\text{T}} \approx \frac{2(M-1)}{3} \cdot \left( \operatorname{erfc}^{-1} \left( \frac{P_{\text{bit}}^{\text{T}} \cdot \log_2 M}{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)} \right) \right)^2. \quad (2.53)$$

Dieser Wert hängt sowohl von der gewählten Konstellationsgröße  $M$  als auch von der Ziel-Bitfehlerrate ab. Der Ausdruck  $\operatorname{erfc}^{-1}(\cdot)$  bezeichnet die inverse komplementäre Error Function. Für  $P_{\text{bit}}^{\text{T}} = 10^{-6}$  sind Werte für  $\text{SNR}^{\text{T}}$  und verschiedene Konstellationsgrößen in Tabelle 2.2 angegeben.

Eine Erhöhung der Konstellationsgröße und damit der Bitzahl um zwei Bits geht ungefähr einher mit einer Vervierfachung des benötigten SNR.

Da die Werte der  $\text{SNR}^{\text{T}}$  weit größer als 7 dB sind, kann unter Berücksichtigung von Abbildung 2.9 davon ausgegangen werden, dass die Approximation in Gleichung (2.53) äußerst genau ist und praktisch kein Fehler gemacht wird.

$b$	$M$	$\text{SNR}^T$	$10 \log_{10}(\text{SNR}^T)$ [dB]
2	4	22.60	13.54
4	16	110.21	20.42
6	64	452.77	26.56
8	256	1797.00	32.55
10	1024	7084.78	38.50
12	4096	27925.25	44.46

Tabelle 2.2: Target SNR für  $M$ -QAM und Zielfehlerrate  $P_{\text{bit}}^T = 10^{-6}$

In der Tat können die resultierenden Bitfehlerraten durch Einsetzen der Werte für  $\text{SNR}^T$  in die Gleichung von Cho und Yoon überprüft werden. Die gewünschte Bitfehlerrate  $P_{\text{bit}}^T = 10^{-6}$  wird im Rahmen der Rechengenauigkeit exakt erreicht.

Bei relativ hoher Ziel-Bitfehlerrate, beispielsweise  $P_{\text{bit}}^T \geq 10^{-3}$ , können zwar Probleme mit der Approximation auftreten. Im Rahmen der hier betrachteten Datenübertragung sind jedoch nur Werte  $P_{\text{bit}}^T \leq 10^{-4}$  sinnvoll.

Für ein während der Initialisierungsphase gemessenes Signal-zu-Rausch Verhältnis, im Folgenden als  $\text{SNR}^M$  bezeichnet, kann nun die Sendeleistung  $P_T$  angepasst werden. Der Wert  $P_T$  muss so gewählt werden, dass das gemessene SNR in das Target SNR überführt wird. Es gilt

$$P_T = \frac{\text{SNR}^T}{\text{SNR}^M}. \quad (2.54)$$

Wird die Kanalschätzung und Ermittlung der Werte  $\text{SNR}^M$  mit auf eins normierter Referenz-Sendeleistung durchgeführt, so sind die Werte  $P_T$  für die einzelnen Subträger gerade die Einträge der Power Allocation Table.

Mit den Werten aus Tabelle 2.2 bedeutet dies, dass bei gegebenem  $\text{SNR}^M$  eine Übertragung von zwei zusätzlichen Bits ungefähr die vierfache Sendeleistung erfordert.

## 2.5.4 Waterfilling und Hughes Hartogs Algorithmus

Bei realen Übertragungskanälen liegen auf unterschiedlichen Subträgern unterschiedliche SNR vor. Die Gesamtsendeleistung des Systems ist beschränkt. In der Regel ist eine Zielfehlerrate  $P_{\text{bit}}^T$  vorgegeben, die auf allen Subträgern erreicht werden soll. Es stellt sich dann die Frage, wie viele Bits pro DMT-Symbol übertragen werden können, ohne die Sendeleistung und die gewünschte Bitfehlerrate zu überschreiten.

In manchen Anwendungen muss hingegen eine bestimmte Anzahl an Bits pro DMT-Symbol übertragen werden. Ebenfalls ist ein bestimmtes  $P_{\text{bit}}^T$  gegeben. Es stellt sich in diesem Fall die Frage, wie die Zielvorgaben mit möglichst geringer Sendeleistung, also möglichst großer Effizienz erreicht werden können.

Im ersten Szenario spricht man von einem sogenannten Rate Maximization Problem. Die Datenrate pro DMT-Symbol soll maximiert werden. Im zweiten Szenario spricht man von einem sogenannten Power Minimization Problem. Die Gesamtsendeleistung soll minimiert werden.

Shannon hat in seinem bahnbrechenden Artikel *A Mathematical Theory of Communication* [66] eine Formel für die Kanalkapazität  $C$  eines bandbegrenzten Übertragungskanals mit AWGN (Additive White Gaussian Noise) entwickelt:

$$C = W \cdot \log \frac{P + N}{N} = W \cdot \log (1 + SNR) , \quad (2.55)$$

wobei  $P$  die Sendeleistung,  $N$  die Rauschleistung und  $W$  die Bandbreite des Signals angibt.

Diese theoretische Kanalkapazität ist in der Praxis jedoch nur von untergeordnetem Interesse, da nicht bekannt ist, wie  $C$  im jeweiligen Fall erreicht werden kann.

Hughes-Hartogs [41] hat einen in der Praxis leicht anwendbaren Algorithmus entwickelt, der für einen gegebenen Übertragungskanal die optimale Bit- und Leistungsverteilung berechnet. Er verwendet hierfür einen Greedy Ansatz. Das bedeutet, dass der Algorithmus iterativ ein kleines Teilproblem löst und dabei der globalen Lösung schrittweise näher kommt, bis schließlich das Gesamtproblem gelöst ist [72].

Die Grundidee besteht darin, ausgehend von den gemessenen  $SNR_i^M$ , den SNR auf allen Subträgern  $i$ , sowie dem Ziel-BER  $P_{\text{bit}}^T$  schrittweise einem Subträger zwei zusätzliche Bits zuzuordnen. So ist gewährleistet, dass nur quadratische Konstellationen verwendet werden. Für jeden Subträger wird die zusätzliche Sendeleistung berechnet, die für die Übertragung der zwei zusätzlichen Bits benötigt würde. Schließlich wird derjenige Subträger  $i$  gewählt, der die geringste zusätzliche Sendeleistung benötigt, um diese Bits aufzunehmen. Die Sendeleistung des Subträgers  $i$  wird auf den neuen Wert aktualisiert und der Vorgang wiederholt sich, bis entweder die gewünschte Anzahl an Bits verteilt ist oder die zur Verfügung stehende Gesamtsendeleistung erschöpft ist.

In folgender Übersicht ist der Ablauf des Algorithmus in Pseudocode angegeben. Eingabedaten sind die während der Initialisierungsphase gemessenen SNR-Werte,  $SNR_i^M$ , die gewünschte Fehlerwahrscheinlichkeit,  $P_{\text{bit}}^T$ , sowie die Gesamtsendeleistung  $P_{\text{tot}}$ . Ausgabe-werte sind die Anzahl an Bits pro Subträger  $b_i$  sowie die Sendeleistungen  $P_i$  pro Subträger.

Die Werte  $SNR_b^T$  geben das benötigte SNR zur Übertragung von  $b$  Bits bei der gewünschten Bitfehlerrate an. Sie lassen sich nach Gleichung (2.53) berechnen.

Da die  $SNR_i^M$  durch Übertragung einer Pseudozufallssequenz mit Sendeleistung  $P_{\text{ref}}$  auf jedem Subträger gewonnen wurden, wird man in der Regel  $P_{\text{tot}}$  entsprechend skalieren, d.h.

$$P_{\text{tot}} = \frac{M}{2} \cdot \quad (2.56)$$

Die vom Algorithmus berechneten Sendeleistungen  $P_i$  beziehen sich ebenfalls auf die Referenzleistung  $P_{\text{ref}}$ , so dass für die tatsächliche absolute Sendeleistung

**Algorithmus 2.2:** Bit- und Leistungsverteilung nach Hughes-Hartogs

---

**Eingabe** :  $\text{SNR}_i^M, P_{\text{tot}}, P_{\text{bit}}^T$   
**Ausgabe** :  $b_i, P_i$   
**Daten** :  $\text{SNR}_b^T$

// Initialisierung:  
1:  $b_i \leftarrow 0, P_i \leftarrow 0, \quad \forall i \in [0 \dots M/2 - 1]$   
2:  $\Delta P_i \leftarrow \frac{\text{SNR}_2^T}{\text{SNR}_i^M} \quad \forall i \in [0 \dots M/2 - 1]$

// Bitverteilung:  
3: **while**  $\sum_i P_i < P_{\text{tot}}$  **do**  
4:      $\ell \leftarrow \left\{ j \mid \Delta P_j = \min_i (\Delta P_i) \right\}$   
5:      $P_\ell \leftarrow P_\ell + \Delta P_\ell$   
6:      $b_\ell \leftarrow b_\ell + 2$   
7:      $\Delta P_\ell \leftarrow \frac{\text{SNR}_{b_\ell+2}^T}{\text{SNR}_{b_\ell}^T} - P_\ell$   
**end**  
8: Zuweisungen des letzten Schrittes zurücknehmen

---

$$P_i^{\text{abs}} = P_i \cdot P_{\text{ref}} \quad (2.57)$$

gilt.

In Schritt 8 werden die Zuweisungen des letzten Iterationsdurchganges rückgängig gemacht. Dies stellt sicher, dass die Gesamtsendeleistung nicht überschritten wird. In der Regel wird dadurch ein geringer Bruchteil der Sendeleistung nicht genutzt werden. Er kann jedoch auch beispielsweise auf alle genutzten Subträger proportional zu ihrer Sendeleistung  $P_i$  verteilt werden. Dies führt allerdings auf leicht unterschiedliche BER für die Subträger (vgl. Abschnitt 5.7).

Die Einträge der BAT sind nun die Werte  $b_i$  und die Einträge der PAT sind die Werte  $P_i$ .

Die angeführte Version des Algorithmus ist ein Rate Maximization Problem.

Wird in obigem Algorithmus die Zeile

$$\mathbf{while} \sum_i P_i < P_{\text{tot}} \mathbf{do}$$

durch die Zeile

$$\mathbf{while} \sum_i b_i \leq b^T \mathbf{do}$$

ersetzt, wobei  $b^T$  die zu übertragende Anzahl an Bits pro DMT-Symbol ist, so wird stattdessen das entsprechende Power Minimization Problem gelöst. Es kann in beiden Versionen vorkommen, dass einige Subträger ungenutzt bleiben, wenn die entsprechenden SNR-Werte zu schlecht sind.

### 2.5.5 Bit und Power Loading mit Channel Gap

Der Algorithmus von Hughes-Hartogs ist leicht zu verstehen und zu implementieren. Jedoch besitzt er eine relativ lange Laufzeit. Die Rate Maximization Version beispielsweise verteilt jeweils zwei Bits pro Durchlauf der While Schleife, bis schließlich  $b_{\text{tot}}$  Bits verteilt sind. In jedem Schleifendurchlauf müssen die Werte  $\Delta P_i$  nach dem kleinsten Eintrag durchsucht werden. Insgesamt besitzt der Algorithmus also Komplexität  $O\left(N \cdot \frac{b_{\text{tot}}}{2}\right)$  [72]. Die Gesamtanzahl der Bits ist vor Beginn des Algorithmus unbekannt. Bei guten SNR kann jedoch davon ausgegangen werden, dass  $b_{\text{tot}}$  proportional zu  $N$  ist. Damit folgt eine Komplexität von  $O(N^2)$ .

Außerdem ist die Berechnung von Gleichung (2.53) aufgrund der erfc Terme aufwändig und nicht leicht auf Signalprozessoren zu implementieren (eine geschlossene Lösung existiert nicht, es muss numerische Integration erfolgen oder, was schneller ist, auf tabellierte Werte zurückgegriffen werden). Für jede Ziel-Fehlerrate und Konstellationsgröße muss diese Berechnung allerdings nur einmal durchgeführt werden.

Eine alternative Methode zur Berechnung von BAT und PAT verwendet daher den sogenannten Channel Gap  $\Gamma$ . In [13] wird die Vorgehensweise erläutert.

Die theoretisch maximale Anzahl an Bits, die über einen Kanal  $i$  mit S/N-Verhältnissen  $\text{SNR}_i^M$  übertragen werden kann lautet mit Gleichung (2.55)

$$b_i^{\text{theo}} = \log_2(1 + \text{SNR}_i^M), \quad (2.58)$$

bei Verwendung von QAM lassen sich jedoch nur  $b_i^{\text{QAM}}$  Bits übertragen, wobei

$$b_i^{\text{QAM}} = \log_2\left(1 + \frac{\text{SNR}_i^M}{\Gamma}\right). \quad (2.59)$$

Der Channel Gap  $\Gamma$  gibt an, wie groß der Abstand zur theoretisch erreichbaren Kanalkapazität ist, wenn zur Modulation der Daten QAM-Signale verwendet werden.

Der Wert des Channel Gap wird in der Literatur üblicherweise für eine bestimmte gewünschte Symbolfehlerrate  $P_{\text{sym}}^T$  als konstant angenommen. Beispielsweise wird in [13]  $P_{\text{sym}}^T = 10^{-7}$  der Wert  $\Gamma = 9.8$  angegeben. Tatsächlich hängt dieser Wert jedoch sowohl von  $P_{\text{sym}}^T$  als auch von der durchschnittlichen Anzahl  $n_N$  nächster Nachbarn von Konstellationspunkten der QAM-Konstellationsgröße ab. Die Werte  $n_N$  schwanken je nach Konstellationsgröße zwischen  $2 \leq n_N < 4$  und der jeweilige exakte Wert von  $\Gamma$  beträgt

$$\Gamma = 10 \log_{10} \frac{\left(\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}\left(2 \frac{P_{\text{sym}}^T}{n_N}\right)\right)^2}{3}. \quad (2.60)$$

Eine numerische Auswertung der Werte  $\Gamma$  für unterschiedliche Symbolfehlerwahrscheinlichkeiten zeigt, dass die Schwankung der Werte für verschiedene Konstellationsgrößen recht gering ausfällt.

Die Berechnung der Bitbeladung nach Gleichung (2.59) hat den Vorteil, dass für ein bestimmtes  $\Gamma$  lediglich eine einfache Division und Berechnung des Logarithmus notwendig sind. Der Rechenaufwand ist stark reduziert und es kann für gegebenes  $\text{SNR}_i^M$  sofort das  $b_i$  berechnet werden.

In [17] wird gezeigt, wie auch unterschiedliche Leistungsverteilungen mit Hilfe der Channel Gap Berechnungen erreicht werden können. Eine Reihe von Bit und Power Loading Algorithmen werden angegeben. Diese sind zwar verglichen mit der optimalen Lösung von Algorithmus 2.2 weniger effizient, allerdings sind die Abweichungen von der optimalen Lösung gering und die entwickelten Algorithmen bieten den Vorteil einer bedeutend schnelleren Laufzeit.

### 2.5.6 Alternative Ansätze für Bit und Power Loading

Ein grundsätzliches Problem bei Gleichung (2.59) ist die Tatsache, dass die berechneten Werte  $b_i$  kontinuierlich sind. Um sinnvolle Werte zu erhalten, müssen die Resultate diskretisiert werden. Im vorliegenden Fall von quadratischen QAM-Konstellationen erfolgt dies durch Verwendung des nächsthöheren oder nächstniedrigeren Vielfachen von zwei.

Je nachdem, ob der Wert nach oben oder unten diskretisiert wird, wird zu viel Sendeleistung verwendet, oder es bleibt Sendeleistung ungenutzt. Dies führt zu suboptimalen Ergebnissen. In der Literatur ist eine Reihe von Lösungsansätzen für dieses Diskretisierungsproblem angegeben.

Bei den vorgestellten Algorithmen geht es entweder darum, die optimale Lösung in kurzer Zeit zu finden, oder mit extrem schnellen aber suboptimalen Algorithmen die optimale Lösung möglichst gut zu approximieren.

Für die weiteren Untersuchungen der vorliegenden Arbeit wird der Algorithmus von Hughes-Hartogs verwendet. Er wird allgemein als optimale Lösung angesehen. Die relativ lange Laufzeit des Algorithmus stellt in der verwendeten Simulationsumgebung kein Problem dar.

### 2.5.7 Bit und Loading mit Unequal Error Protection

Einzelne Daten können bereits während der Bit- und Leistungsverteilung besonders geschützt werden. Verschiedene Onlinedienste verlangen beispielsweise unterschiedliche Dienstgüten oder Quality of Service (QoS). So kann etwa bei Online-Telefonie eine höhere Bitfehlerrate akzeptiert werden, als bei Dateitransfers. Umgekehrt erfordert Online-Telefonie eine fixe Datenrate während bei Dateitransfers auch variable Datenraten akzeptabel sind. Unterschiedliche Dienste erfordern also unterschiedliche Kombinationen aus geforderter Bitfehlerrate und geforderter Datenrate.

Sollen unterschiedliche Datenströme mit unterschiedlichen Dienstgüte-Anforderungen gemeinsam übertragen werden, so kann den einzelnen Datenströmen unterschiedlicher Schutz garantiert werden. Man spricht in diesem Zusammenhang von Unequal Error Protection (UEP).

Durch Modifikation und Erweiterung der Loading Algorithmen können die vorhandenen Ressourcen so verteilt werden, dass alle QoS-Anforderungen möglichst gut erfüllt werden. Im Abschnitt 4.5 werden die entsprechenden Algorithmen und ihr Potenzial für die dynamische Adaption näher untersucht.

## 2.6 ARQ und BEC

Bezüglich der Fehlerbehandlung gibt es in der Kommunikationstechnik zwei grundlegende Methoden, die man anwenden kann, um die Robustheit von Übertragungssystemen zu verbessern. Vorwärts gerichtete Fehlerkorrektur (engl. Forward Error Correction, FEC) verwendet Kanalcodierung, die es dem Empfänger erlaubt, zerstörte Daten wieder herzustellen. Andererseits erlaubt die rückwärts gerichtete Fehlerkorrektur (engl. Backward Error Correction, BEC) die Erkennung von Fehlern. Fehlerhafte Datenpakete können dann mit Hilfe eines Automatic Repeat Request (ARQ) Protokolls erneut vom Sender angefordert werden.

FEC wird im nächsten Abschnitt eingehender behandelt. In diesem Abschnitt wird zunächst die generelle Funktionsweise des ARQ-Protokolls erläutert. Drei Varianten des ARQ-Prinzips werden in der Reihenfolge ansteigender Komplexität erläutert. Die Darstellung folgt dabei [52].

### 2.6.1 Stop-and-Wait ARQ

Die einfachste Variante eines ARQ-Protokolls ist das sogenannte *Stop-and-Wait* (SAW) ARQ. Hier wird jedes Datenpaket einzeln positiv (ACK) oder negativ (NACK) quittiert und das nächste Datenpaket erst gesendet, wenn die Quittung für das letzte Datenpaket empfangen wurde. Der schematische Ablauf ist in Abbildung 2.10 dargestellt.

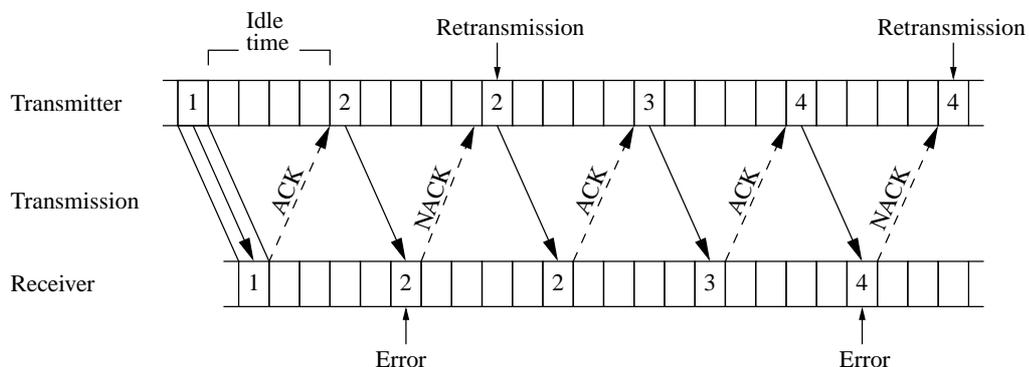


Abbildung 2.10: Stop-and-Wait ARQ

In dieser und den folgenden beiden Abbildungen sind die Stationen als Receiver und Transmitter gekennzeichnet. Tatsächlich erfolgt die Übertragung in beiden Richtungen gleichzeitig (Duplexbetrieb) und jede Station fungiert sowohl als Sender als auch als

Empfänger. Abgebildet ist aus Gründen der einfacheren Darstellbarkeit lediglich eine Übertragungsrichtung.

Der Sender in Abbildung 2.10 beginnt mit der Übertragung des ersten Pakets, nach einer gewissen Verzögerung aufgrund der beschränkten physikalischen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Signale und Verarbeitungszeiten innerhalb beider Stationen wird das Paket korrekt empfangen und mit einem ACK quittiert. Das zweite Paket wird jedoch fehlerhaft empfangen und mit einem NACK quittiert. Der Sender wiederholt die Übertragung des zweiten Pakets (es erfolgt eine sogenannte Retransmission), es wird nun korrekt empfangen usw.

Es fällt auf, dass zwischen zwei übertragenen Paketen eine gewisse Zeitspanne, die sogenannte Idle Time, liegt, während derer keine Übertragung stattfinden kann, weil noch auf die Bestätigung des vorigen Pakets gewartet wird. Der Datendurchsatz des Stop-and-Wait ARQ ist daher gering.

## 2.6.2 Go-Back-N ARQ

Eine Weiterentwicklung des Stop-and-Wait ARQ, das den Datendurchsatz erhöht, ist das *Go-Back-N ARQ*. In Abbildung 2.11 ist der Ablauf dargestellt.

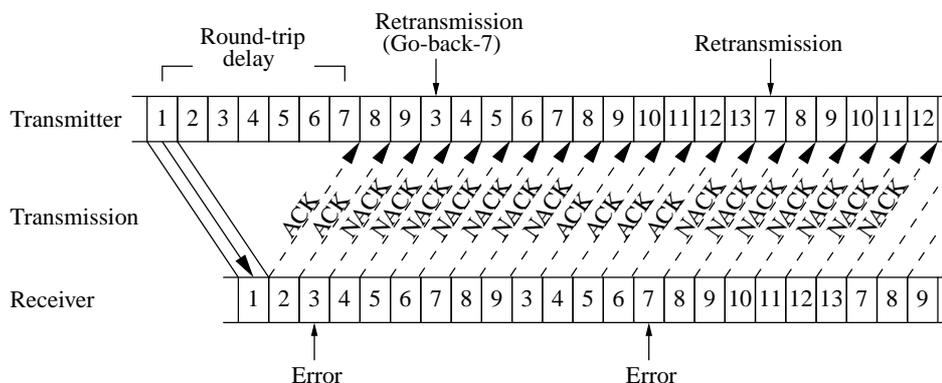


Abbildung 2.11: Go-Back-N ARQ mit  $N = 7$

Der Sender überträgt in jedem Zeitschlitz ein neues Datenpaket. Die Zeit zwischen dem Versenden eines Paketes und dem Empfang der dazugehörigen Quittung wird als *Round-Trip Delay* bezeichnet. Im vorliegenden Beispiel beträgt das Round-Trip Delay sieben Zeitschlitze.

Paket drei wird fehlerhaft empfangen. Der Empfänger quittiert dies mit einem NACK. Der Sender überträgt weiterhin neue Datenpakete und empfängt das NACK für Paket drei erst, nachdem bereits Paket neun gesendet wurde. Als nächstes wird nun Paket drei wiederholt. Ebenfalls werden alle auf Paket drei folgenden Pakete wiederholt, unabhängig davon, ob sie fehlerhaft empfangen wurden oder nicht. Der Empfänger quittiert alle auf das erste fehlerhafte Paket folgenden Pakete mit einem NACK, bis schließlich das Paket drei erneut und im Beispiel diesmal korrekt empfangen wird. Anschließend fährt die Übertragung mit den folgenden Paketen fort.

Das Verwerfen auch korrekt empfangener Pakete hat den Vorteil, dass Pakete immer in der richtigen Reihenfolge empfangen und abgespeichert werden können. Es muss keine Umsortierung und Zwischenspeicherung empfangener Pakete erfolgen. Natürlich wird dieser Vorteil dadurch erkauft, dass teilweise unnötig Datenpakete wiederholt werden müssen.

### 2.6.3 Selective-Repeat ARQ

An dieser Stelle setzt das sogenannte *Selective-Repeat ARQ* an. Hier werden nur tatsächlich fehlerhaft empfangene Pakete erneut übertragen. Der Ablauf ist in Abbildung 2.12 dargestellt.

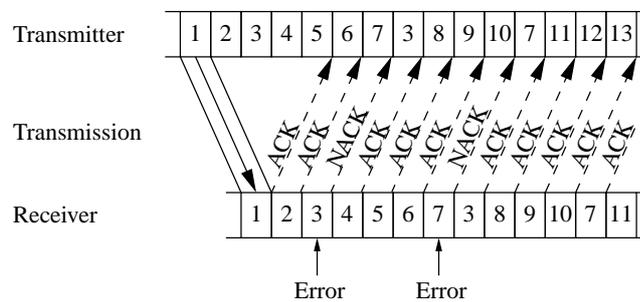


Abbildung 2.12: Selective-Repeat ARQ

Paket drei wird fehlerhaft empfangen. Der Sender empfängt das NACK nach Übertragung von Paket sieben und überträgt Paket drei anschließend erneut, gefolgt von Paket acht. Paket sieben wird ebenfalls fehlerhaft empfangen, gefolgt von korrektem Empfang von Paket drei. Paket drei wird im Empfänger nach Paket zwei einsortiert. Der Sender überträgt jeweils nur die explizit vom Empfänger angeforderten Pakete.

Wird das gleiche Paket mehrfach fehlerhaft empfangen, kann es zu langen Verzögerungen bei der Weiterleitung empfangener Pakete an höhere Protokollschichten kommen. Große Paketspeicher sind in Sender und Empfänger erforderlich, um korrekte Einsortierung der empfangenen Pakete und Zwischenspeicherung gesendeter Pakete zu gewährleisten. In der Praxis wird eine obere Grenze für die Speichergröße verwendet. Eine Reihe von Verfahren wurde entwickelt, um hohen Durchsatz trotz beschränkter Datenpuffer zu erreichen. Einige Verfahren vermeiden ein Überlaufen der Puffer. Andere, wie beispielsweise das von Yu und Lin [79] entwickelte, verwenden Algorithmen, die den Überlauf am Sender erkennen und entsprechende Gegenmaßnahmen ergreifen können.

### 2.6.4 Weitere Aspekte des ARQ

Meist wird bei der Analyse von ARQ-Protokollen ein fehlerfreier Rückkanal oder Feedback Kanal vom Empfänger zum Sender angenommen. In der Realität kann davon nicht ausgegangen werden. Es kann geschehen, dass ein Paket als fehlerhaft quittiert empfangen wird, obwohl es korrekt empfangen wurde. Ebenso kann ein fehlerhaftes Paket als korrekt quittiert empfangen werden. Ein Paketzähler (Counter CNT) innerhalb der Protokollpakete kann verwendet werden, um solche Fehler zu erkennen (vgl. Abschnitt

5.1.2). Der Sender erhöht den Paketzähler mit jedem gesendeten Paket und verwendet für wiederholte Pakete den entsprechenden ursprünglichen Zählerwert. Da nur eine beschränkte Anzahl an Bits für den Wert CNT zur Verfügung steht, erfolgt die Zählung durch Modulo-Bildung.

Für die weiteren Betrachtungen der vorliegenden Arbeit wird aufgrund von Demonstrationzwecken das einfache Stop-and-Wait ARQ verwendet. Eine Übertragung der Ergebnisse auf effizientere ARQ-Varianten ist leicht möglich, erfordert aber entsprechend recht komplizierte Protokoll-Funktionalität, die nur schwer in Diagrammen darstellbar ist.

## **2.7 Kanalcodierung und FEC**

Bei der Kanalcodierung oder vorwärtsgerichteten Fehlerkorrektur (FEC) wird der Sendeinformation eine bestimmte Menge an Redundanzinformation hinzugefügt. Bei fehlerhaftem Empfang der Gesamtinformation hofft man, dass die zusätzliche Redundanzinformation ausreicht, um die Fehler in den empfangenen Daten, die hierbei sowohl in der eigentlichen Nutzinformation als auch in der Redundanz auftauchen können, zu korrigieren.

### **2.7.1 Block- und Faltungscodierung**

Man unterscheidet bei der Kanalcodierung grundlegend zwischen Blockcodierung und Faltungscodierung. Bei der Blockcodierung werden die Daten in Abschnitte einer bestimmten Länge aufgeteilt, jeder dieser Blöcke wird separat kodiert und separat übertragen. Die Korrekturfähigkeit solcher Codes ist in der Regel gut vorhersagbar und beherrschbar.

Im Gegensatz dazu erfolgt bei der Faltungscodierung im Allgemeinen eine kontinuierliche Codierung und Decodierung der Sendeinformation. Die Korrekturfähigkeit hängt stark von der Fehlerstatistik, d.h. der Auftretishäufigkeit aber auch der Länge einzelner Fehlerbündel ab.

Im Rahmen dieser Arbeit sollen Codierungsmöglichkeiten nur am Rande erwähnt werden. Es wurden aus der Vielzahl der Codes zwei Codierungsarten herausgegriffen, die sich in den letzten Jahren in der Praxis bewährt haben und in vielen Systemen zum Einsatz kommen. Als Beispiel für Blockcodes werden Reed-Solomon Codes betrachtet [8]. Bei den Faltungscodes werden Trellis Codes mit Viterbi-Decodierer herangezogen [32], die beispielsweise im Mobilfunk zur Anwendung kommen. Es wurde keine Soft-Decodierung verwendet.

### **2.7.2 Vergleich von Codierung mit adaptiver Modulation**

Bei der Bearbeitung der vorliegenden Aufgabenstellung trat die Frage auf, in wie weit Codierung verwendet werden soll. Aktuelle Systeme verwenden zur Fehlerkontrolle

grundsätzlich irgendeine Art von Codierung. Zur Beantwortung der Frage, welchen Vorteil Codierung gegenüber adaptiver Modulation bietet und um herauszufinden, ob die Aufgabenstellung möglicherweise lediglich durch Verwendung von Codierung gelöst werden kann, wurde eine umfassende Untersuchung von vielen Modell-Szenarien durchgeführt [70].

Verwendet wurde ein abstraktes Kanalmodell wie in Abbildung 2.13 dargestellt.

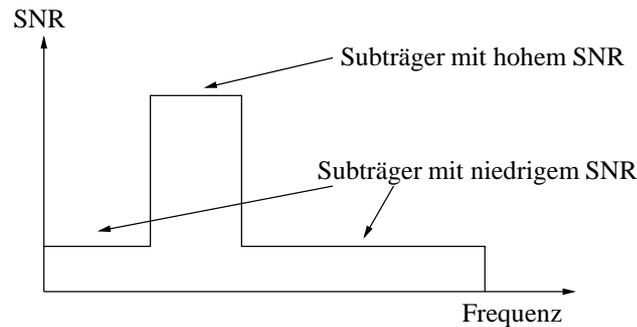


Abbildung 2.13: Abstraktes Kanalmodell

Einige Subträger, die zusammenhängend gruppiert sind, weisen ein gutes SNR auf, während der Rest der Subträger vergleichsweise niedrige SNR-Werte aufweist. Das System mit Codierung verwendet auf allen Subträgern die gleiche Modulation, nämlich 4-QAM und die gleiche Sendeleistung. Es werden verschiedene Codierungsvarianten untersucht und die resultierenden Bitfehlerraten und erreichbaren Datenraten verglichen.

Dem codierten System wird ein System gegenübergestellt, das adaptive Modulation verwendet. Es nutzt die gleiche Gesamtsendeleistung wie das codierte System. Allerdings können Bits und Sendeleistungen optimal verteilt werden. Als Ziel-Bitfehlerrate wird  $10^{-4}$  gewählt, da niedrigere Fehlerraten sehr lange Simulationslaufzeiten der Codieralgorithmen erfordern, um eine signifikante Zahl von Fehlerereignissen zu erhalten.

Als Beispiel soll nun die Situation betrachtet werden, dass 20 Subträger mit guten Übertragungsverhältnissen vorhanden sind, die ein SNR von 15 dB aufweisen. Die restlichen Subträger weisen ein SNR von 3 dB auf. Insgesamt werden 378 Bits verteilt, da dies genau der Codewortlänge eines RS-Codes mit einer Symbollänge von sechs Bits entspricht. Faltungscodes der Coderaten  $R = 1/2$  und  $R = 1/3$  mit unterschiedlicher Faltungstiefe werden betrachtet. Die erreichbare Anzahl an Nutzinformatbits wird zusammen mit den erreichten BER für jede Codierungsvariante aufgetragen. Schließlich wird dies mit der Datenrate verglichen, die mit adaptiver Modulation erreicht wird.

Ergebnisse sind in Abbildung 2.14 dargestellt. Es stellt sich heraus, dass der RS-Code selbst bei maximaler Länge der Redundanz die geforderte Bitfehlerrate nicht erreicht. Faltungscodes mit Coderate  $1/3$  sind ebenfalls nicht in der Lage, die geforderte Fehlerrate zu erreichen. Als einzige Codierungsvariante besitzen Faltungscodes mit Coderate  $1/2$  und großer Faltungstiefe das Potenzial, ähnliche Datenraten wie die adaptive Modulation bereitzustellen. Allerdings ist es bei Verwendung von Codierung nicht möglich, gezielt eine vorgegebene Bitfehlerrate zu erreichen. Dies ist ein weiterer Vorteil der dynamischen

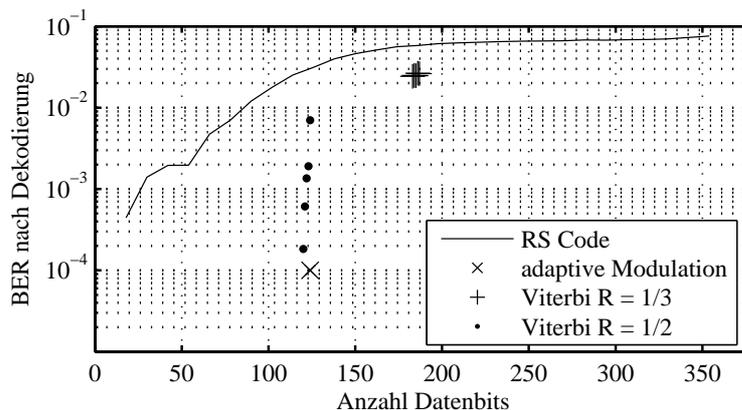


Abbildung 2.14: Vergleich von Codierung und adaptiver Modulation

Adaption, da hier eine bestimmte Bitfehlerrate mit der minimalen Sendeleistung erreicht wird.

### 2.7.3 Bedeutung von Codierung im weiteren Verlauf der Arbeit

Die durchgeführten Untersuchungen haben gezeigt, dass der Nutzinformation sehr viel Redundanz hinzugefügt werden muss, um sie sicher vor Störungen schützen zu können und dass der Code unter Umständen nicht in der Lage ist, die geforderte Bitfehlerrate einzuhalten. Da angenommen wird, dass Störungen nur selten auftreten, stellt es eine Verschwendung von Ressourcen dar, diese Redundanz auch dann mit zu übertragen, wenn keine Störung vorliegt. In den nächsten Kapiteln werden Methoden entwickelt, die eine Anpassung der Übertragungsparameter an plötzlich auftretende Störungen erlauben. Falls eine Störung auftritt, wird die geforderte Bitfehlerrate nach einer kurzen Transitionsphase wieder erreicht. Dabei ist gewährleistet, dass die zur Verfügung stehenden Übertragungsressourcen jederzeit optimal ausgenutzt werden, wobei es zu einer Reduktion der Gesamtbitzahl des DMT-Symbols kommen kann.

Simulationsergebnisse haben gezeigt, dass dies bezüglich der gemittelten Gesamtdatenrate weitaus effizienter ist, als ständig Redundanz zu übertragen, auch wenn sie nicht benötigt wird.

Codierung kann selbstverständlich auf die vorgestellten Methoden aufgesattelt werden, um die ohnehin sehr geringen Bitfehlerraten, die durch die Verwendung adaptiver Modulation bereitgestellt werden, noch weiter zu reduzieren. Hierfür ist nur eine relativ geringe Menge an Redundanzinformation nötig, allerdings sind einige Beschränkungen bezüglich der Struktur des DMT-Symbols und der verwendeten Codes zu beachten, die aber hier nicht näher erläutert werden sollen. Die zu beachtenden Restriktionen sind in [74] ausführlicher beschrieben.

Eine weitere Möglichkeit, Codierung und adaptive Modulation zu kombinieren, stellt die Verwendung von zeitselektiver Codierung dar, wie in [21] beschrieben.

# Kapitel 3

## Nachbildung realer Übertragungskanäle

In den Arbeiten von Bauer [6], Trautmann [73] und Schwarz [65], auf denen die vorliegenden Ergebnisse aufbauen, wurde der Übertragungskanal als zirkulante Matrix der Dimension  $M \times M$  und die Sendesymbole als Blockmatrix der Dimension  $M \times K$  modelliert, wobei  $K$  die Anzahl der verwendeten DMT-Symbole bezeichnet. Auftretende Störungen lassen sich ebenfalls in Matrixschreibweise angeben, sodass sich das gesamte Übertragungssystem effizient als Multiplikation mehrerer Matrizen simulieren lässt.

Diese Vorgehensweise ist für die vorliegende Arbeit nicht wählbar. Die zu implementierende Adaption greift während der Laufzeit des Systems bzw. der Simulation in die Struktur der einzelnen Symbole ein. Daher wurde eine iterative Simulationsmethode gewählt, die sich an der Discrete Event Simulation orientiert. Die einzelnen Adaptionsschritte lassen sich so zeitlich genau nachverfolgen und in ihren Auswirkungen auf das Gesamtsystem analysieren.

Ein wesentlicher Aspekt der Simulationsumgebung ist die Nachbildung realer Kanaleigenschaften. In diesem Kapitel wird zunächst ein Systemmodell eingeführt, das einige wichtige Parameter für die betrachteten Übertragungseinrichtungen festlegt. Anschließend werden mögliche Störeinflüsse besprochen und schließlich wird ein mathematisches Modell zur physikalischen Modellierung der Kanaleigenschaften angegeben. Anhand einiger Anwendungsbeispiele wird abschließend die Leistungsfähigkeit der Modelle demonstriert.

### 3.1 Wichtige Systemparameter

In Anlehnung an die Arbeiten von Bauer [6], die ein latenzoptimiertes DMT-System für den Einsatz im Bereich der Fernwirktechnik zum Thema hatten, werden viele der dort verwendeten Systemparameter übernommen. Dies erlaubt einen Vergleich der in der vorliegenden Arbeit entwickelten Methoden mit dem real existierenden System.

Die verwendete Abtastfrequenz  $f_s$  beträgt 1024kHz. Die Länge  $M$  der FFT und IFFT

beträgt 128 Samples. Das Guard Intervall besitzt eine Länge  $L_G$  von 32 Samples. Die DMT-Symbolrate  $R$  beträgt damit  $R = \frac{1024 \cdot 10^3}{128 + 32} = 6400$  Symbole pro Sekunde. Aufgrund der blockorientierten Signalverarbeitung verursachen große Werte  $M$  eine erhöhte Latenz der Datenübertragung. Die relativ geringe Länge der hier verwendeten FFT-Operationen gewährleisten eine geringe Latenz der Datenübertragung und damit eine schnelle Entdeckung von und Adaption an Veränderungen der Übertragungsqualität [18].

## 3.2 Modellierung von Störungen

Reale DMT-Systeme sind von einer ganzen Reihe von Störeinflüssen betroffen. Eine Definition von Interferenz aus [7] gibt drei unterschiedliche Störungsklassen an:

- Breitbandige Störungen
- Schmalbandige Störungen
- Extrem schmalbandige Störungen

Bereits im letzten Kapitel wurde der Einfluss von AWGN analysiert. Daneben kommt es aufgrund von Schaltvorgängen elektrischer Einrichtungen und Geräte zu sogenanntem Impulse Noise (IN) und aufgrund der Einkopplung externer periodischer oder modulierter Signale in die Übertragungsleitung zu schmalbandigen Störungen (engl. Narrow Bandwidth Interference, NBI). Im Folgenden werden IN und NBI näher betrachtet.

### 3.2.1 Impulse Noise

In der Literatur wird Impulse Noise als einer der Haupt-Störfaktoren bei der Übertragung über drahtgebundene Systeme angegeben. Allerdings gestaltet sich die Erfassung seiner statistischen Eigenschaften durch ein mathematisches Modell äußerst schwierig. Eine Möglichkeit ist daher, in großangelegten Messkampagnen (wie beispielsweise von der Deutschen Telekom im Jahre 1994 durchgeführt [37], [38]) reale Daten aufzuzeichnen und diese zur Simulation zu verwenden.

Aus den gewonnenen Daten lassen sich als zweite Möglichkeit statistische Eigenschaften wie beispielsweise Histogramme der Amplitudenverteilung, Inter-Arrival Zeiten und Dauer der einzelnen Impulse ableiten. Einige Publikationen geben basierend auf diesen statistischen Eigenschaften vereinfachte Modelle zur rechnerbasierten Erzeugung von Impulse Noise an [50], [53].

In [80] wird der Einfluss von Impulse Noise auf DSL-Übertragungen untersucht. Modellierung von Impulse Noise ist nicht leicht, daher verwenden die Autoren aufgezeichnete Messwerte und leiten daraus unterschiedlich starke und lange Impulsstörer ab. Die Autoren kommen zu dem Ergebnis, dass fehlerfreie Übertragung nur durch Kombination von tiefem Interleaving und Verwendung eines 6 dB Margin (Sicherheitsabstand zu minimal

benötigtem SNR) erreicht werden kann. Es muss ein Kompromiss getroffen werden zwischen Latenz der Übertragung aufgrund von Interleaving, zwischen erreichtem Schutz der Daten und maximaler Reichweite der Übertragung.

Wie Messungen gezeigt haben, spielt Impulse Noise bei den Systemen, die in der vorliegenden Arbeit betrachtet werden, keine signifikante Rolle. Die vorgestellten Systeme sind außerdem robust genug, um eine kurzzeitige Fehlerhäufung tolerieren zu können. Ohnehin sind die in [80] geforderten Interleavertiefen so groß, dass die Latenz der Datenübertragung für die anvisierten Echtzeitanwendungen inakzeptabel wäre.

### 3.2.2 Narrow Bandwidth Interference

In [7] wird ein einfaches Modell zur Simulation von NBI angegeben. In [65] werden eine Reihe von Modellen mit unterschiedlicher Komplexität entwickelt, um NBI zu simulieren. Wichtige Parameter des NBI sind die Mittenfrequenz der Störung, die Bandbreite sowie die Leistung der Störung. Es zeigt sich, dass die Auswirkungen von NBI am gravierendsten sind, wenn die Mittenfrequenz der Störung genau in der Mitte zwischen den Mittenfrequenzen zweier benachbarter Subträger liegt. Aufgrund der beschränkten spektralen Auflösung der DFT kommt es zum sogenannten Leakage Effekt. Hierbei wird die Störleistung der schmalbandigen Störung auf eine Reihe benachbarter Subträger verteilt, sodass nicht nur Subträger nahe der Mittenfrequenz des NBI-Störers, sondern größere Bereiche der Übertragungsbandbreite gestört werden. Ein Beispiel für eine solche schmalbandige Störung findet sich in Abbildung 4.17. In [65] werden Methoden beschrieben, wie der Störeinfluss des schmalbandigen Rauschens kompensiert werden kann. Hierfür müssen auf einigen Subträgern, sogenannten Beobachtungsträgern, eventuell vorhandene Bits auf andere Subträger verteilt werden, sodass auf diesen Beobachtungsträgern reines Rauschen empfangen und ausgewertet werden kann. Die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit ermöglichen unter anderem, dass eine solche Umverteilung auch unter ungünstigsten Bedingungen erfolgen kann.

## 3.3 Modellierung des Übertragungskanals

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit kommt der realistischen Modellierung des Übertragungskanals eine wichtige Bedeutung zu. Da nicht vorgesehen war, die untersuchten Methoden in Hardware zu realisieren, wurde große Sorgfalt verwendet, Modelle mit möglichst exakter physikalischer Nachbildung tatsächlicher Übertragungsbedingungen zur Verfügung zu stellen.

Bei der Entwicklung von DSL-Modems für den kommerziellen Massenmarkt muss eine Reihe von Testszenarien erfolgreich bewältigt werden können. In den Kindertagen von DSL wurden reale Topologien aufgebaut, um die entwickelten Geräte zu testen. Bei der Vielzahl der vorgeschriebenen Testszenarien und -varianten ist dies heute nicht mehr möglich. Stattdessen werden repräsentative Test-Topologien in den einschlägigen Standards abstrakt angegeben und die tatsächlichen Übertragungseigenschaften dieser Topologien werden durch physikalische Nachbildung (Physical Modelling) ermittelt.

Im Folgenden wird die Nachbildung von Twisted-Pair Leitungen beschrieben. Die Darstellung orientiert sich vor allem an [44] und [69]. Abschließend werden einige interessante Simulationsergebnisse präsentiert, um die Leistungsfähigkeit des Modells zu demonstrieren.

### 3.3.1 Basisblock der Leitungssimulation

In den relevanten Standards werden die Simulationsparameter meist durch Messungen von realen Leitungen gewonnen. Die Parameter gliedern sich in primäre und sekundäre Leitungsparameter. Als primäre Leitungsparameter bezeichnet man Widerstand  $R$ , Induktivität  $L$ , Kapazität  $C$  und Leitwert  $G$ . Mit diesen Parametern lässt sich ein abstraktes Leitungsstück mit infinitesimal kleiner Länge  $dx$  wie in Abbildung 3.1 darstellen.

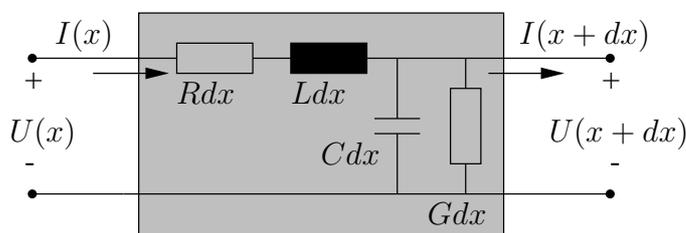


Abbildung 3.1: Zweitormodell einer Übertragungsleitung

Eine reale Leitung kann man sich als Kaskade solcher Segmente vorstellen.

Die primären Leitungsparameter  $R$ ,  $L$ ,  $C$  und  $G$  werden in unterschiedlichen Standards und Lehrbüchern unterschiedlich definiert. In der Regel werden sie für eine Reihe von Referenz-Frequenzpunkten experimentell bestimmt und dann durch parametrisierte Funktionen interpoliert.

Beispielsweise gibt der Standard ITU-G996.1 [44] Formeln zur Berechnung von  $R$  und  $L$  an. Im Folgenden wird zur Vereinfachung der Schreibweise stillschweigend vorausgesetzt, dass alle Parameter eigentlich Ableitungen nach der Länge des Leitungssegments sind. Im oben genannten Standard wird der Wert für  $C$  als frequenzunabhängig angenommen.  $G$  wird als vernachlässigbar definiert und auf 0 gesetzt.

Widerstand  $R$  und Induktivität  $L$  sind wie folgt gegeben:

$$R(f) = \left( r_{oc}^4 + a_c \cdot f^2 \right)^{\frac{1}{4}} \quad (3.1)$$

und

$$L(f) = \frac{L_0 + L_\infty \cdot \left( \frac{f}{f_m} \right)^b}{1 + \left( \frac{f}{f_m} \right)^b}, \quad (3.2)$$

wobei  $r_{oc}$ ,  $a_c$ ,  $L_0$ ,  $L_\infty$ ,  $f_m$  und  $b$  Variablen sind, die vom Kabeltyp und den elektrischen Eigenschaften des Kabels abhängen. In der Literatur sind sie für wichtige Kabeltypen tabellarisch aufgelistet.

In [69] werden einige Gleichungen aufgestellt, die das vereinfachte Modell der ITU-T erweitern. Diese Gleichungen stellen einen Kompromiss zwischen stark vereinfachten und unnötig komplizierten Leitungsmodellen dar. Sie werden von nun an als Referenz für die Kanalmodellierung verwendet.

Die Gleichungen für die Leitungsparameter sind wie folgt definiert:

$$R(f) = \frac{1}{\sqrt[4]{r_{oc}^4 + a_c \cdot f^2} + \sqrt[4]{r_{os}^4 + a_s \cdot f^2}} \quad (3.3)$$

$L(f)$  wie in Gleichung (3.2) gegeben

$$C(f) = c_\infty + c_0 \cdot f^{-c_e} \quad (3.4)$$

$$G(f) = g_0 \cdot f^{g_e}, \quad (3.5)$$

wobei  $r_{os}$ ,  $c_\infty$ ,  $c_0$ ,  $g_e$  und  $c_e$  ebenfalls leitungsabhängige Parameter sind, die tabelliert angegeben werden.

### 3.4 ABCD-Modell

Das Zweitor-Modell des letzten Kapitels kann in allgemeiner und vereinfachter Form geschrieben werden als

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \Phi \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Abbildung 3.2 zeigt die einzelnen Ströme und Spannung in diesem Modell.

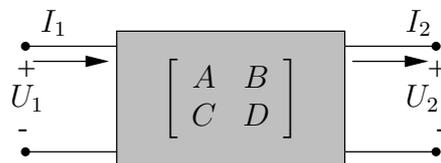


Abbildung 3.2: Verallgemeinertes Zweitormodell einer Übertragungsleitung

Die Richtung der Ströme wurde wie gezeigt gewählt, um eine Hintereinanderschaltung mehrerer Zweitore zu erleichtern.

Ein wichtiger Wert ist das Verhältnis

$$T(f) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{A \cdot U_2 + B \cdot I_1}, \quad (3.7)$$

wobei die Frequenzabhängigkeit der Variablen auf der rechten Seite der Gleichung nicht explizit angegeben ist, um die Notation zu vereinfachen.

In vollständigen Übertragungssystemen sind an beiden Enden der Übertragungsstrecke sowohl eine Quelle (Source) als auch eine Last (Load) vorhanden. Die Quelle hat eine interne Quellenimpedanz  $Z_S$  und die Last hat eine Lastimpedanz  $Z_L$ , wie in Abbildung 3.3 gezeigt.

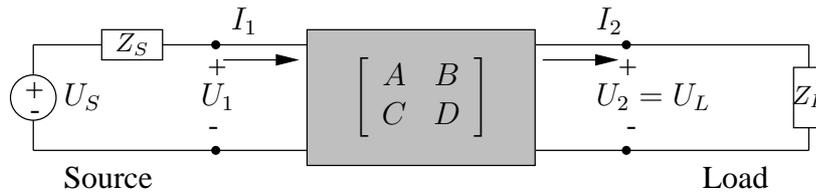


Abbildung 3.3: ABCD Modell mit Quelle und Last

Die sogenannte Eingangsimpedanz des terminierten (abgeschlossenen) Zweitors,  $Z_1$ , wird mit

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{A U_2 + B I_2}{C U_2 + D I_2} = \frac{A Z_L \cdot I_2 + B I_2}{C Z_L \cdot I_2 + D I_2} = \frac{A Z_L + B}{C Z_L + D} \quad (3.8)$$

berechnet.

Ebenso kann  $T(f)$  durch  $Z_L$  ausgedrückt werden:

$$T(f) = \frac{Z_L}{A Z_L + B}. \quad (3.9)$$

Für das Übertragungssystem aus Abbildung 3.3 lässt sich die Übertragungsfunktion  $H(f)$  angeben als

$$H(f) = \frac{U_L}{U_S} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_S} \cdot T(f). \quad (3.10)$$

Die letzte Gleichung resultiert aus

$$U_S = Z_S \cdot I_1 + U_1, \quad (3.11)$$

und daher

$$H(f) = \frac{U_2}{Z_S \cdot I_1 + U_1} = \frac{U_2}{Z_S \frac{U_1}{Z_1} + U_1} = \frac{U_2}{\left(1 + \frac{Z_S}{Z_1}\right) \cdot U_1}, \quad (3.12)$$

woraus Gleichung (3.10) folgt.

$H(f)$  kann nun mit Hilfe von Gleichung (3.9) folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned}
H(f) &= \frac{\frac{AZ_L+B}{CZ_L+D} \cdot Z_L}{\left(\frac{AZ_L+B}{CZ_L+D} + Z_S\right)(CZ_L + D)} \\
&= \frac{Z_L}{\left(\frac{AZ_L+B}{CZ_L+D} + Z_S\right)(CZ_L + D)} \\
&= \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_LZ_S + DZ_S}. \tag{3.13}
\end{aligned}$$

Entsprechend Gleichung (3.6) können die Verhältnisse zwischen Strömen und Spannungen an Quelle und Last durch

$$\begin{bmatrix} U_S \\ I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E & F \\ K & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_L \\ I_L \end{bmatrix} = \Phi' \cdot \begin{bmatrix} U_L \\ I_L \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

ausgedrückt werden, wobei  $K$  und  $M$  gewählt wurden, um Verwechslung mit anderen Funktionen oder Leitungsparametern zu vermeiden.

Wenn das Verhältnis  $\frac{V_L}{V_S}$  gemäß Gleichung (3.14) berechnet wird, führt ein Vergleich mit Gleichung (3.13) auf die Schlussfolgerung, dass für  $\Phi'$

$$\begin{bmatrix} E & F \\ K & M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + CZ_S & B + DZ_S \\ C & D \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

gilt, wobei  $A$  bis  $D$  vom ursprünglichen  $\Phi$  aus Gleichung (3.6) stammen.

Die neue Matrix  $\Phi'$  kann daher als Produkt zweier Matrizen geschrieben werden:

$$\Phi' = \Phi_0 \cdot \Phi_1 = \begin{bmatrix} 1 & Z_S \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}. \tag{3.16}$$

In der letzten Gleichung steht die Matrix  $\Phi_0$  für die ABCD-Matrix der Quelle. Der große Vorteil des ABCD-Modells besteht darin, dass die Gesamt-Übertragungsfunktion einer Übertragungsleitung oder Topologie als Produkt der Übertragungsmatrizen der einzelnen Teilbausteine berechnet werden kann.

### 3.4.1 Matrizen für spezielle Teilbausteine

Nun werden die Werte der ABCD-Parameter der Übertragungsmatrizen durch primäre und sekundäre Leitungsparameter ausgedrückt. Sekundäre Leitungsparameter sind Werte, die aus den primären Parametern abgeleitet werden. Die beiden wichtigsten Werte sind die Propagationskonstante  $\gamma$  und die charakteristische Impedanz  $Z_0$ .

Die Propagationskonstante  $\gamma$  ist als

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} \tag{3.17}$$

definiert.

Der Realteil von  $\gamma$  wird Dämpfungsfaktor  $\alpha$  genannt. Sein Wert wird häufig in Np (Neper) angegeben, wobei Neper als  $\log(x)$  definiert ist und 1 dB etwa 8.686 Np entspricht. Die Dämpfung eines Stückes Twisted-Pair Leitung mit Einheitslänge  $dx = 1$  beträgt daher ungefähr  $8.686\alpha$  dB

Der Imaginärteil von  $\gamma$  wird als Phasenkonstante  $\beta$  bezeichnet.

Die charakteristische Impedanz  $Z_0$  ist definiert als

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (3.18)$$

Wenn eine Leitung mit ihrer charakteristischen Impedanz abgeschlossen wird, entstehen an der Abschlussstelle keinerlei Reflexionen. Jeder andere Leitungsabschluss führt dazu, dass elektromagnetische Wellen reflektiert werden und in Rückrichtung über die Leitung laufen.

Mit diesen beiden sekundären Parametern betragen die Werte der ABCD-Matrix eines einfachen Leitungssegments der Länge  $d$ :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma d) & Z_0 \cdot \sinh(\gamma d) \\ \frac{1}{Z_0} \cdot \sinh(\gamma d) & \cosh(\gamma d) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Ein sogenannter Gauge Change, eine Verbindung zweier Leitungssegmente mit unterschiedlichem Durchmesser (auch Splicing genannt), kann modelliert werden, indem die beiden ABCD Matrizen mit den jeweiligen Werten für  $\gamma$ ,  $Z_0$  und  $d$  multipliziert werden.

Auch Bridged Taps (nicht terminierte Stichleitungen) können mit ABCD-Matrizen modelliert werden. Die Matrix für einen Bridged Tap der Länge  $d$  ist durch

$$\Phi_{bt} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_0} \cdot \tanh(\gamma d) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

gegeben.

### 3.4.2 Symmetrie von Übertragungsleitungen

Bereits seit langem bestand die Vermutung, dass Twisted-Pair Leitungen symmetrisch bezüglich beider Endpunkte sind. Allerdings gab erst Galli [30] einen formalen Beweis, dass diese Vermutung tatsächlich korrekt ist, wenn gewisse Bedingungen erfüllt sind. Mit der gleichen Notation von ABCD-Matrizen wie in [69] lässt sich zeigen, dass alle aus Twisted-Pair Leitungen aufgebauten Netztopologien Symmetrie aufweisen, wenn Quellen- und Lastwiderstand zur Terminierung der Leitung identisch sind. Besitzen sie nicht den gleichen Wert, sind die Übertragungsfunktionen von beiden Endpunkten aus betrachtet einander sehr ähnlich, jedoch nicht gleich (vgl. Abbildung 3.6 in Abschnitt 3.5.2).

### 3.4.3 Charakteristische Impedanz

Wenn eine Leitung mit ihrer charakteristischen Impedanz abgeschlossen wird, treten keine Reflexionen an den Endpunkten auf. Da die charakteristische Impedanz sowohl reelle als auch imaginäre Anteile besitzt, unterdrückt ein Abschluss mit einem reellen Widerstand nicht alle Reflexionen. Während der Wert  $Z_0$  besonders für relativ niedrige Frequenzen stark variiert, konvergiert er für sehr hohe Frequenzen.

Der Eingangswiderstand  $Z_1$ , in Gleichung (3.8) definiert, konvergiert gegen die charakteristische Impedanz  $Z_0$  für sehr lange Leitungen, oder wenn  $Z_L = Z_0$ , was deutlich wird, wenn man die Werte von (3.19) in (3.8) einsetzt:

$$Z_1 = \frac{Z_L \cosh(\gamma d) + Z_0 \sinh(\gamma d)}{Z_L \cdot \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma d) + \cosh(\gamma d)} = \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma d)}{1 + \frac{Z_L}{Z_0} \tanh(\gamma d)} \quad (3.21)$$

und mit

$$\lim_{d \rightarrow \infty} \tanh(\gamma d) = 1 \quad (3.22)$$

folgt

$$\lim_{d \rightarrow \infty} Z_1 = \frac{Z_L + Z_0}{1 + \frac{Z_L}{Z_0}} = Z_0 \quad (3.23)$$

oder, wenn  $Z_L = Z_0$ :

$$Z_1 = \frac{Z_0 + Z_0 \tanh(\gamma d)}{1 + \tanh(\gamma d)} = Z_0. \quad (3.24)$$

Für sehr hohe Frequenzen verschwindet der Imaginärteil von  $Z_0$ , während der Realteil konvergiert, so dass näherungsweise gilt  $Z_0 \approx 105\Omega$ .

### 3.4.4 Zusätzliche Filter

In realen Übertragungssystemen wird das zu übertragende Signal gefiltert, um zu verhindern, dass unerwünschte Signalanteile die Information stören. Beispielsweise blendet ein Hochpassfilter die Gleichstromkomponente des Empfangssignals aus.

Der Filtertyp, der für diese Aufgabe verwendet wird, beeinflusst die Impulsantwort des Übertragungssystems. Wenn  $H(f)$  die Übertragungsfunktion der Leitung und  $H_{hp}(f)$  die Übertragungsfunktion des Hochpass Filters repräsentieren, gilt für die System-Übertragungsfunktion  $H_S(f)$

$$H_S(f) = H(f) \cdot H_{hp}(f). \quad (3.25)$$

Im Zeitbereich lässt sich die Impulsantwort  $h_s[n]$  des Systems als inverse Fourier Transformation von  $H[k]$ , der abgetasteten Übertragungsfunktion  $H_S(f)$  berechnen und als zirkuläre Faltung ausdrücken

$$h_s[n] = h[n] \circledast h_{hp}[n]. \quad (3.26)$$

Es gibt daher keine allgemeingültige Impulsantwort für einen spezifischen Kanal, sondern die Impulsantwort hängt von dem verwendeten Hochpassfilter ab. Je steiler die Übertragungsfunktion des Filters ist, desto mehr Welligkeit weist die Impulsantwort auf. Andererseits führt eine niedrige Filterordnung auf suboptimale Unterdrückung der Gleichstromkomponente (vgl. Abbildung 3.7).

## 3.5 Simulationsergebnisse

### 3.5.1 Charakterisierung von Übertragungsleitungen

In der Literatur werden Übertragungsleitungen durch ihre Topologie sowie die Kabeltypen ihrer einzelnen Segmente charakterisiert. In der Terminologie des ADSL Standards werden die Stationen oder ATUs (ADSL Transceiver Unit) bei Verteiler und Teilnehmer mit ATU-C (für Central Office) und ATU-R (für Remote End) bezeichnet. In nordamerikanischen Standards ist die Länge der Leitungssegmente in Fuß (ft) angegeben. Ein Fuß entspricht ca. 0.3048 Meter. Amerikanische Leitungsarten sind entweder AWG (American Wire Gauge) oder PIC, abhängig davon, welches Material als Dielektrikum zur Isolation verwendet wird (Polyethylen oder Papier). Die Durchmesser der Leitungssegmente werden durch eine Kennzahl charakterisiert, wobei größere Kennzahlen kleinere Durchmesser repräsentieren. Die wichtigsten Vertreter der verschiedenen Kabeltypen sind AWG22, AWG24 und AWG26. In den unterschiedlichen Standards sind Tabellen mit den Konstanten zur Berechnung der primären und sekundären Leitungsparameter der verschiedenen Kabeltypen angegeben.

Europäische Kabeltypen tragen die Abkürzung PE. Längenangaben erfolgen in Meter und wichtige Kabeltypen sind PE04, PE06 und PE08.

Die Topologie einer Übertragungsstrecke wird wie in Abbildung 3.4 dargestellt.

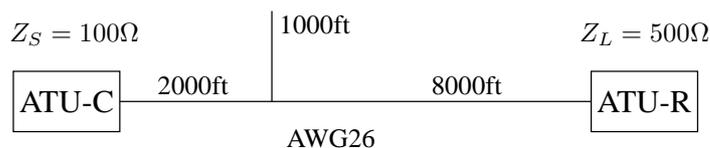


Abbildung 3.4: Schema der Testtopologie

Alle Kabelsegmente dieser Topologie sind vom Typ AWG26 (es gibt keine Änderungen des Durchmessers), ein Bridged Tap (Stichleitung) kommt vor, die Segmentlängen sind in Fuß angegeben und jedes Teilsegment besitzt eine unterschiedliche Länge. Die Quell-

und Lastwiderstände können, müssen aber nicht angegeben sein. Um die Übertragungsfunktion eindeutig zu identifizieren, müssen sie jedoch spezifiziert sein. Wenn sie nicht explizit angegeben werden, nimmt man üblicherweise eine Terminierung der Leitung in ihrer charakteristischen Impedanz an.

### 3.5.2 Validierung der Modelle

In der Literatur lassen sich nur schwer Referenzen finden, in denen tatsächliche Übertragungsfunktionen auf Grundlage der verwendeten Leitungsmodelle abgebildet sind. Eine Referenz findet sich in [30]. Drei verschiedene Topologien werden dort präsentiert und die entsprechenden Übertragungsfunktionen verglichen.

Um zu prüfen, ob die Simulationsumgebung korrekt rechnet, werden die drei Übertragungsfunktionen reproduziert. Die erste Topologie ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Die zweite Topologie findet sich in Abbildung 3.5. Die zwei Topologien repräsentieren den Kanal, wie er von den beiden Endstationen gesehen wird.



Abbildung 3.5: Zweite Topologie aus [30]

Für die dritte Topologie gilt  $Z_L = Z_S = 100\Omega$ . Es stellt sich heraus, dass die Übertragungsfunktionen, wie in Abschnitt 3.4.2 erläutert, tatsächlich symmetrisch sind, wenn beide Impedanzen den gleichen Wert besitzen.

Die entsprechenden Übertragungsfunktionen ohne zusätzliche Filterung sind in Abbildung 3.6 dargestellt. Sie entsprechen exakt den Abbildungen in Gallis Artikel.

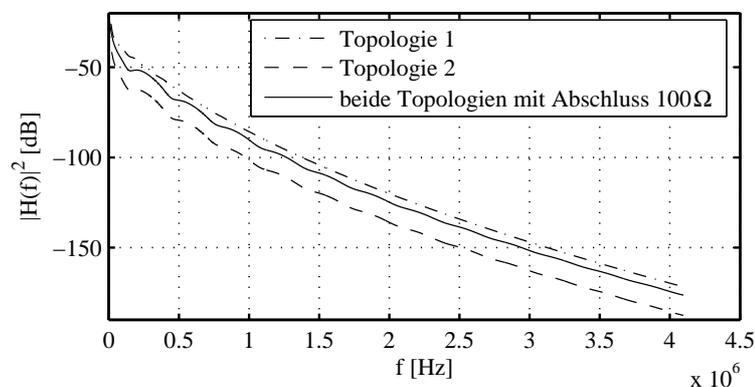


Abbildung 3.6: Resultierende Übertragungsfunktionen

### 3.5.3 Impulsantwort

In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Filterordnung auf die Impulsantwort untersucht. Es wird die zweite Übertragungsfunktion aus dem letzten Abschnitt verwendet, bei der Quell- und Lastwiderstand identisch  $100\Omega$  betragen.

Wie weiter oben erwähnt, hat die Filterordnung ebenfalls einen Einfluss auf die Impulsantwort. In Abbildung 3.7 wird dies verdeutlicht. Hier sind Impulsantworten für den mittleren Übertragungskanal in Abbildung 3.6 mit unterschiedlichen Filterordnungen  $n$  von Butterworth Filtern abgebildet.

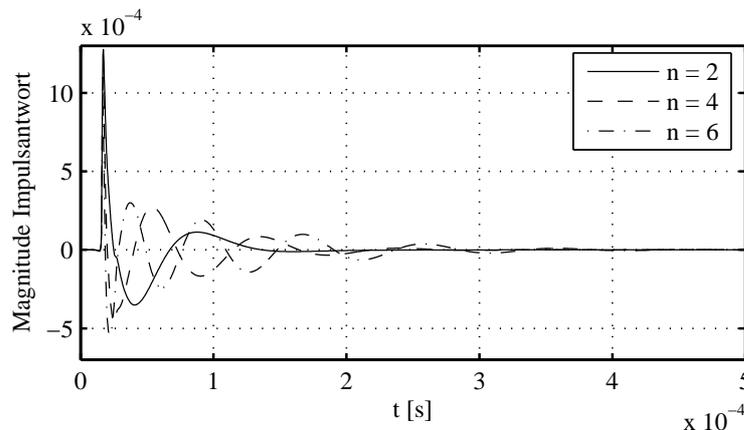


Abbildung 3.7: Einfluss der Filterordnung auf die Impulsantwort

Es lässt sich erkennen, dass eine höhere Ordnung des Filters zu mehr Welligkeit in der Impulsantwort und damit zu einer längeren Dauer der Impulsantwort führt.

### 3.5.4 Leitungsabschluss mit charakteristischer Impedanz

Wird das Ende der Übertragungsleitung mit einer Impedanz abgeschlossen, die ungleich der charakteristischen Impedanz ist, so kommt es zu Reflektionen des elektromagnetischen Signals. Dieser Effekt ist umso ausgeprägter, je kürzer die Leitung ist. Für lange Übertragungsleitungen führt die Dämpfung der Signalleistung zu einer Reduktion des Effekts. Abbildung 3.8 zeigt die Topologie, die zur Verdeutlichung dieser Thematik verwendet wird.

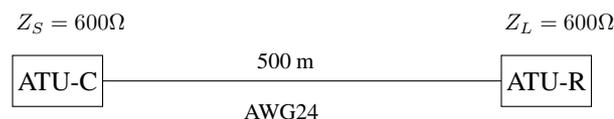


Abbildung 3.8: Einzelner Leitungsabschnitt mit geringer Länge

Abbildung 3.9 zeigt die Wirkung eines nichtidealen Leitungsabschlusses von  $600\Omega$ . Reflektionen des Signals verursachen periodisch auftretende Schwankungen des Dämpfungsverlaufs, da sich die reflektierten Signale überlagern und invertierte Phasen bei den entsprechenden Frequenzen das Signal auslöschen.

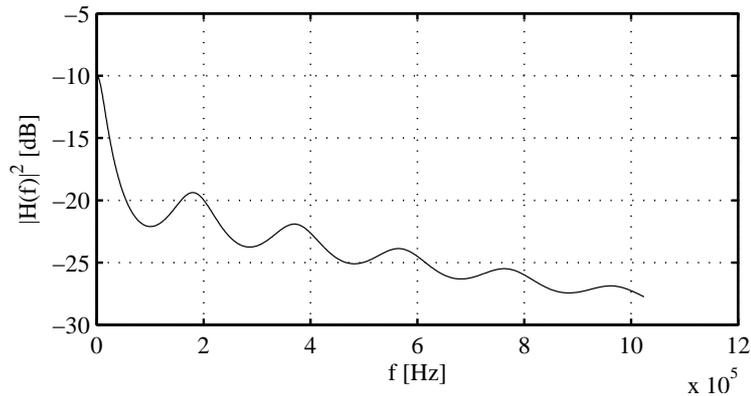


Abbildung 3.9: Reflexionen aufgrund von nichtidealem Leitungsabschluss

Wenn stattdessen  $Z_L = Z_S = Z_0$  gewählt wird, treten keine Reflexionen auf und die Übertragungsfunktion ist glatt, wie in Abbildung 3.10 gezeigt. Außerdem kann man erkennen, dass die Dämpfung weit geringer ausfällt als im Fall von nichtidealem Leitungsabschluss.

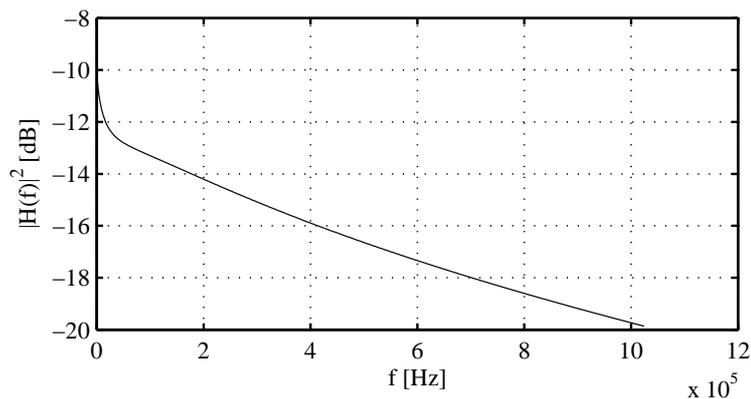


Abbildung 3.10: Vermeidung von Reflexionen bei idealem Leitungsabschluss

### 3.5.5 Einfluss von Stichleitungen

In diesem Abschnitt wird eine Topologie mit einer Stichleitung (engl. Bridged Tap) untersucht. Zunächst wird die Position des Bridged Tap variiert und die Veränderung der Übertragungsfunktion beobachtet. In einem zweiten Beispiel ist die Position des Bridged Tap fixiert und die Länge des Bridged Tap wird variiert. Beide Leitungsenden sind mit identischen Impedanzen abgeschlossen, um Symmetrie der Übertragungsfunktion zu gewährleisten.

#### Einfluss der Position der Stichleitung

Die Topologie des ersten Experiments ist in Abbildung 3.11 angegeben. Der Pfeil deutet die Richtung an, in die der Bridged Tap verschoben wird.



Abbildung 3.11: Variable Position der Stichleitung

Abbildung 3.12 zeigt die Übertragungsfunktion für verschiedene Werte von  $l_1$ , der Position des Bridged Tap. Es fällt auf, dass die Frequenzen der Auslöschungen unverändert bleiben. Lediglich die Dämpfung ändert sich geringfügig für die verschiedenen Werte von  $l_1$ .

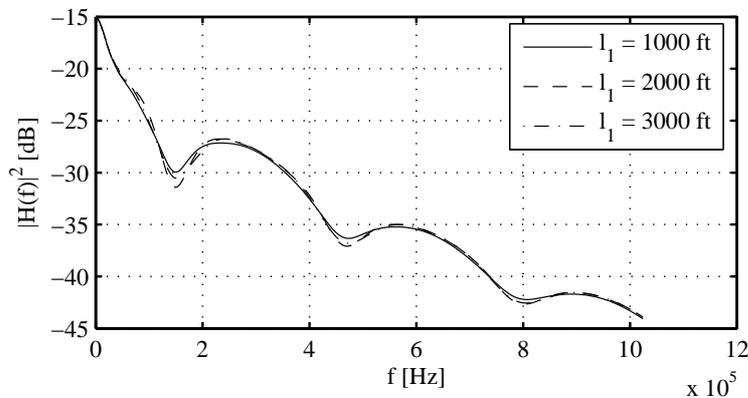


Abbildung 3.12: Übertragungsfunktion für unterschiedliche Positionen der Stichleitung

### Einfluss der Länge der Stichleitung

Im zweiten Experiment bleibt die Position des Bridged Tap konstant und seine Länge wird variiert. Die Topologie ist in Abbildung 3.13 gezeigt.



Abbildung 3.13: Variable Länge der Stichleitung

Der veränderliche Parameter ist die Länge des Bridged Tap  $l_{bt}$ . Abbildung 3.14 zeigt die resultierenden Übertragungsfunktionen für einige Werte.

Mit zunehmender Länge des Bridged Tap verringert sich die Frequenz der ersten Auslöschung. Unter Umständen können so auch mehrere Auslöschungen im betrachteten Frequenzbereich auftreten, wie in Abbildung 3.15 gezeigt ist.

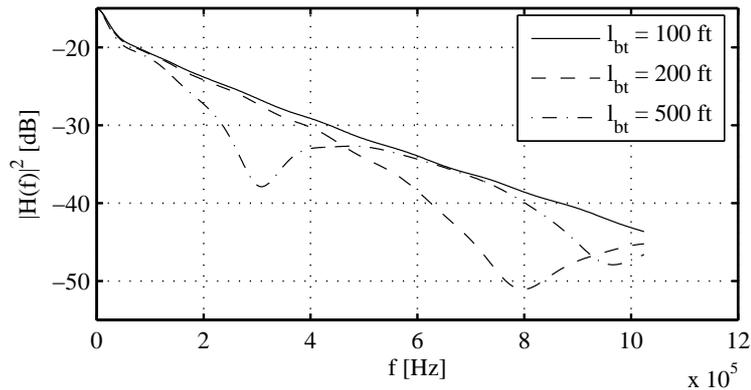


Abbildung 3.14: Übertragungsfunktion für unterschiedliche Längen der Stichleitung

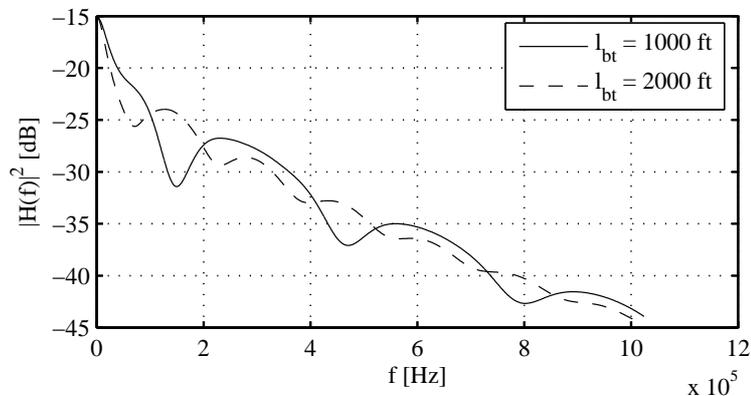


Abbildung 3.15: Übertragungsfunktion für unterschiedliche Längen des Bridged Tap

### 3.6 Testkanal mit Bit und Power Loading

Die vorigen Abschnitte haben gezeigt, dass mit den zur Verfügung stehenden Methoden beliebige Netztopologien und deren Übertragungseigenschaften modelliert werden können. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit können jedoch nur exemplarisch einige Testkanäle gezeigt und verwendet werden, anhand derer die Resultate verdeutlicht werden. Beispielhaft soll hier eine Übertragung über den Testkanal mit der Topologie aus Abbildung 3.16 analysiert werden.

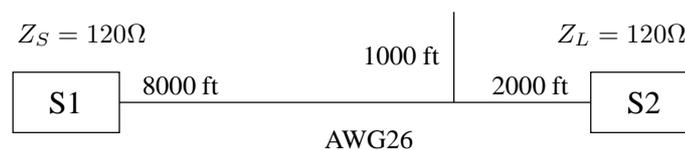


Abbildung 3.16: Topologie des Testkanals

Hieraus lässt sich mit den beschriebenen Methoden die Übertragungsfunktion des Kanals für die Systemparameter aus Abschnitt 3.1 ermitteln. Sie ist in Abbildung 3.17 dargestellt.

Abgebildet sind die Dämpfungskoeffizienten  $g_i$  gemäß Gleichung (2.7). Als Gesamtsendeleistung wird ein Wert von  $P_{\text{tot}} = 25 \text{ dBm}$  angenommen. Damit gilt für die Referenz-

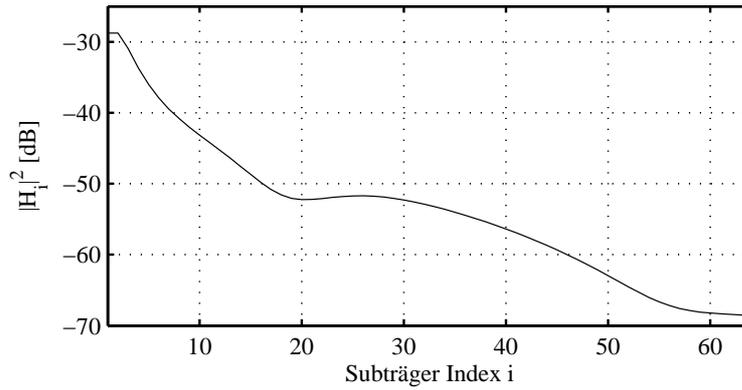


Abbildung 3.17: Dämpfungsverlauf des Testkanals

sendeleistung  $P_{\text{ref}}$

$$P_{\text{ref}} = \frac{10^{\frac{P_{\text{tot}}}{10}}}{N}, \quad (3.27)$$

wobei  $N$  die Länge der FFT bezeichnet.

Für die Leistung des AWGN wird ein Wert von  $P_N = -120 \text{ dBm/Hz}$  angesetzt. Thermisches Rauschen wird bei Zimmertemperatur in der Literatur allgemein mit etwa  $-140 \text{ dBm/Hz}$  angegeben.

Der Trägerabstand  $B_{\text{carr}}$  beträgt mit der Abtastfrequenz  $f_S = 1024 \text{ kHz}$

$$B_{\text{carr}} = \frac{f_S}{N} \quad (3.28)$$

und damit gilt für die Rauschleistung pro Subträger  $P_{N,i}$

$$P_{N,i} = P_N \cdot B_{\text{carr}}. \quad (3.29)$$

Schließlich gilt für die S/N-Verhältnisse  $\text{SNR}_i$  pro Träger:

$$\text{SNR}_i = \frac{g_i \cdot P_{\text{ref}}}{P_{N,i}}. \quad (3.30)$$

Die entsprechenden Werte sind in Abbildung 3.18 in dB dargestellt.

Lediglich der Maßstab und die Einheit der y-Achse haben sich geändert, die Form der Kurve ist bei beiden Bildern identisch.

Für den gegebenen Beispielkanal soll nun gemäß Abschnitt 2.5.4 die optimale Bit- und Leistungsverteilung für eine Bitfehlerrate  $P_{\text{bit}}^T = 10^{-6}$  gefunden werden.

Abbildung 3.19 zeigt das Ergebnis.

Auf Subträgern mit hohem SNR können viele Bits übertragen werden. Ist die Bitbeladung auf zwei benachbarten Subträgern um zwei Bits reduziert, so tritt ein charakteristischer

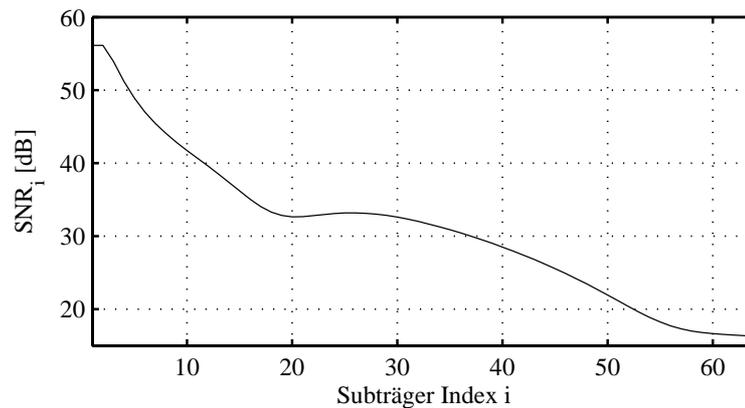


Abbildung 3.18: S/N-Verhältnisse des Testkanals

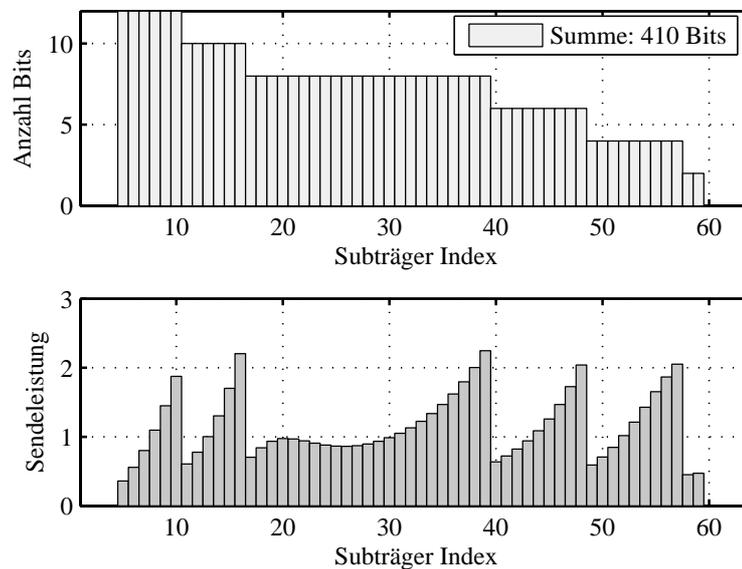


Abbildung 3.19: Optimale Bit- und Leistungsverteilung für Testkanal

Sprung in der Leistungsverteilung auf und die verringerte Konstellation benötigt nur etwa ein Viertel der Sendeleistung der größeren Konstellation (vgl. Abschnitt 2.5.3). Um die geforderten Bitfehlerraten einzuhalten, muss bei Subträgern gleicher Konstellationsgröße die Sendeleistung mit ansteigendem Subträgerindex sukzessive erhöht werden, da der Kanal Tiefpasscharakter aufweist.

Einige Subträger bleiben ungenutzt, obwohl prinzipiell eine Übertragung möglich wäre. Es sind dies Subträger am unteren und am oberen Ende des genutzten Spektrums. In diesen Frequenzbereichen sind Effekte der Anti-Aliasing und Anti-Imaging Filter zu beobachten. Da in der vorliegenden Arbeit keine Festlegung für diese Filter getroffen wird, gewährleistet eine Nichtnutzung der Frequenzbereiche die Allgemeingültigkeit und Übertragbarkeit der Ergebnisse für unterschiedliche Filter-Konfigurationen.

In realen Implementierungen eines DMT-Systems sind die analogen Filter der Hardware festgelegt und können in die Übertragungsfunktion des Kanals eingerechnet werden, so dass eine auf die jeweiligen Gegebenheiten angepasste Simulation durchgeführt werden

kann.

Für den Beispielkanal können insgesamt 410 Bits pro DMT-Symbol mit einer Bitfehler-rate von  $10^{-6}$  übertragen werden. Mit der verwendeten Abtastrate des Systems resultiert eine Symbolrate von 6400 Symbolen pro Sekunde, was auf eine Datenrate des Systems von 2.624 Mbit/s führt.

# Kapitel 4

## Unequal Error Protection für Protokolldaten und Nutzdaten

In diesem Kapitel wird das Modell der Datenübertragung weiter verfeinert. Die übertragenen Daten werden in Protokoll- und Anwender- oder Nutzdaten differenziert. Den Protokolldaten kommt innerhalb des DMT-Symbols besondere Bedeutung zu. Nach einer Erklärung des bekannten ISO-OSI Schichtenprotokolls werden Maßnahmen dargestellt, bereits vor Beginn der Datenübertragung Protokolldaten und Nutzdaten unterschiedlich gut vor Fehlern zu schützen.

Bei der sogenannten statischen Adaption geht es darum, bei bekannter Störung die Übertragungsparameter so anzupassen, dass der geforderte Schutz für Protokoll- und Anwenderdaten wieder hergestellt wird.

Abschließend wird gezeigt, dass ein gleichwertiger Schutz von Protokoll- und Anwenderdaten im weiteren Verlauf der Arbeit in der Regel Vorteile gegenüber unterschiedlichem Fehlerschutz bietet.

### 4.1 Schichtenmodell der Datenübertragung

In Kapitel 2 wurde beschrieben, wie Daten mit Hilfe des DMT-Verfahrens übertragen werden können. Über die Natur dieser Daten wurden bislang keine Aussagen getroffen. Prinzipiell hat man es in vielen Kommunikationsanwendungen mit einer Schichtenarchitektur zu tun. Das bedeutet, dass ausgehend von einer Anwendung, der sogenannten Application Layer, schrittweise Daten gekapselt und abstrahiert werden. Jede Schicht kommuniziert nur mit der jeweils höheren und niedrigeren Schicht [33]. In jeder tieferen Schicht werden spezifische Informationen hinzugefügt, man spricht hier von Protokollinformationen der entsprechenden Schicht, und die Informationen der höheren Schichten werden transparent, das heißt ohne Betrachtung ihres Inhalts, weitergeleitet.

Abbildung 4.1 verdeutlicht den Sachverhalt. Die letzten drei Schichten eines Übertragungsmodells sind dargestellt. Die Aufgaben der einzelnen Schichten werden von sogenannten Instanzen der jeweiligen Schicht übernommen. Man kann sie sich als Programm-

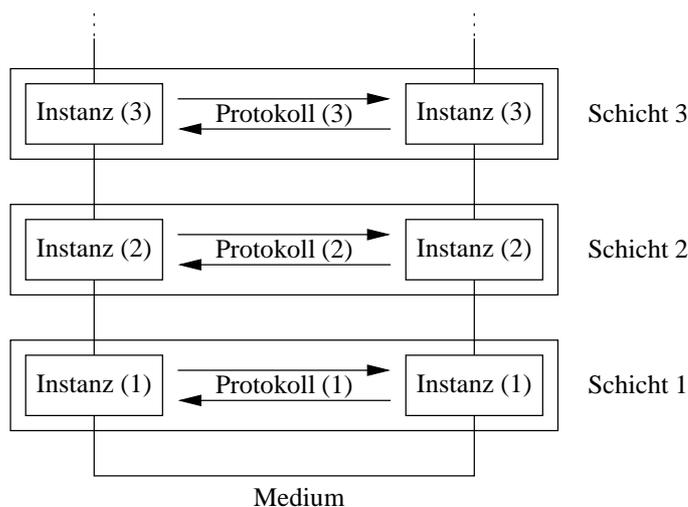


Abbildung 4.1: Abstraktes Schichtenmodell

code oder Hardwareeinheiten mit bestimmter Funktionalität vorstellen. Jede Instanz kommuniziert über das Protokoll der jeweiligen Schicht mit der Partner-Instanz. Auf unterster Schicht erfolgt die eigentliche physikalische Datenübertragung über das Medium. Datentransport zwischen den einzelnen Schichten findet lediglich mit der nächsthöheren und der nächstniedrigeren Schicht statt.

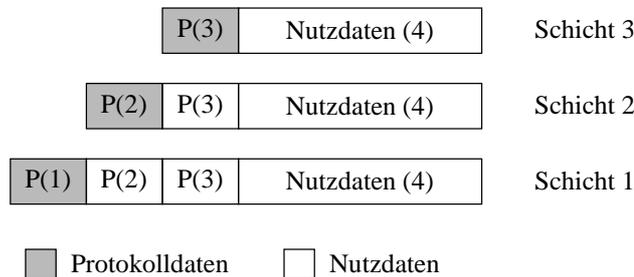


Abbildung 4.2: Datenstruktur auf verschiedenen Schichten

Abbildung 4.2 zeigt die Struktur der übermittelten Datenpakete auf den einzelnen Schichten. Von Schicht vier werden Nutzdaten an Schicht drei übergeben. Diese Nutzdaten setzen sich aus Nutzdaten der Schicht fünf sowie Protokolldaten der Schicht vier zusammen. Lediglich in der höchsten Schicht kommen reine Nutzdaten einer Anwendung, beispielsweise Messdaten, zur Übertragung.

In Schicht drei werden den Nutzdaten der Schicht vier Protokolldaten der Schicht drei hinzugefügt. In Schicht zwei werden diese Daten als Nutzdaten von Schicht drei für Schicht zwei interpretiert und Protokolldaten für Schicht zwei hinzugefügt.

Die weiß hinterlegten Daten werden jeweils als transparente Daten behandelt und für die Kommunikation zwischen Instanzen der gleichen Schicht sind nur die grau hinterlegten Protokolldaten dieser Schicht relevant.

In der vorliegenden Arbeit werden vor allem die Daten der Schicht eins (im OSI-ISO Schichtenmodell die Bitübertragungsschicht, die direkt auf das Übertragungsmedium zu-

greift) sowie die Daten der Schicht zwei (im OSI-ISO Modell die Sicherungsschicht) betrachtet. Beide Schichten fassen die Funktionalität des DMT-Transceivers zusammen.

## 4.2 Protokolldaten, ESC und Nutzdaten

Bei den in dieser Arbeit betrachteten Transceivern und Übertragungskanälen sind jeweils zwei Endgeräte (auch als Stationen bezeichnet) über einen exklusiv genutzten physikalischen Kanal (z.B. eine Kupferleitung) miteinander verbunden.

Eine strikte hierarchische Trennung der beiden untersten Schichten ist bei der Implementierung von DMT-Systemen nicht sinnvoll. Beispielsweise führt eine Änderung der Konstellationsgröße eines Subträgers in der physikalischen Schicht zu einer Änderung der Gesamtdatenrate des Übertragungssystems. Schicht zwei sollte sofort über eine solche Änderung informiert sein und gegebenenfalls eine solche Änderung selbst herbeiführen können.

Die Funktionalität des Systems selbst wird durch das zugrundeliegende Übertragungsprotokoll bereitgestellt. Um überhaupt eine Verbindung aufbauen zu können, muss zunächst Protokollinformation zwischen den Transceivern ausgetauscht werden.

Die eigentliche Aufgabe der Übertragungseinrichtungen ist die Übertragung der Nutzdaten. Um dieser Aufgabe nachkommen zu können, muss jedoch ebenfalls jederzeit eine Kommunikation der Stationen über die Protokolldaten möglich sein. Während eine kurzfristige Störung der Nutzdaten zwar Konsequenzen für die zugrundeliegende Anwendung haben kann (beispielsweise eine fehlerhaft empfangene Datei oder fehlerhafter Empfang von Messdaten), ist die Verbindung selbst durch eine solche Störung von Nutzdaten nicht gefährdet. Meist stellen höhere Schichten über ihre jeweiligen Protokolldaten eigene Fehlererkennungs- oder Fehlerkorrekturmöglichkeiten bereit, so dass fehlerhafte Nutzdaten auf unteren Schichten die jeweilige Anwendung gar nicht direkt betreffen.

Sind Protokolldaten der DMT-Übertragung fehlerhaft, kann dies jedoch zur Übernahme falscher Verbindungsparameter führen, was unweigerlich einen Verbindungsabbruch zur Folge hat.

Die Protokolldaten innerhalb des DMT-Symbols werden in Anlehnung an [6] Embedded Service Channel (ESC) genannt.

In vielen Bereichen existieren bereits Standards und Regulierungen für drahtgebundene Übertragungssysteme. Es gibt jedoch auch noch Anwendungsgebiete in denen proprietäre Systeme von Grund auf neu entworfen werden und bei denen neuartige Protokolle zum Einsatz kommen können, die die vorliegenden Ideen implementieren. Ein Beispiel ist die Powerline-Datenübertragung.

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels werden einige alternative Ansätze betrachtet, das DMT-Symbol zu strukturieren und die Übertragung beider Datenströme zu gewährleisten. Es wird gezeigt, dass einige dieser Ansätze einander gegenseitig ausschließen, während andere gewinnbringend kombiniert werden können, um die Gesamtperformanz des Systems zu verbessern.

### 4.3 Positionierung von Protokolldaten

In Kapitel 2 wurde nicht zwischen Protokolldaten und Nutzdaten unterschieden. Auf allen Subträgern wurde die gleiche Bitfehlerwahrscheinlichkeit erreicht, indem Bit und Leistung entsprechend verteilt wurden. Die eben angestellten Betrachtungen lassen es jedoch wünschenswert erscheinen, dass Protokolldaten besser geschützt werden können als Nutzdaten.

In den folgenden Abschnitten dieses Kapitels wird zunächst dargestellt, welche Möglichkeiten bestehen, bereits zu Beginn der Datenübertragung eine erhöhte Störsicherheit der Protokolldaten zu erreichen. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit der Protokolldaten ist durch  $P_{\text{bit}}^P$  angegeben, während für die Nutzdaten eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $P_{\text{bit}}^N$  gelten soll. Im zweiten Schritt wird untersucht, welche Möglichkeiten bestehen, bei Auftreten einer Störung und Kenntnis dieser Störung die geforderte Übertragungsqualität (Quality of Service, QoS) wiederherzustellen. Es lassen sich zwei grundsätzliche Ansätze unterscheiden, nämlich lokale Ansätze und globale Ansätze.

- Lokale Maßnahmen beschränken sich auf einzelne Subträger oder Bereiche von Subträgern. Solche Maßnahmen sind leicht zu implementieren. Allerdings ist ihre Anwendbarkeit beschränkt und sie sind in der Regel weniger effektiv als globale Maßnahmen.
- Globale Maßnahmen betrachten das gesamte DMT-Symbol mit allen Subträgern. Sie erfordern einen höheren Koordinations- und Rechenaufwand als lokale Maßnahmen, können dafür jedoch optimale Resultate erreichen und sind sehr effektiv.

Ein weiterer grundsätzlicher Punkt ist die Beweglichkeit und Flexibilität der Protokolldaten innerhalb des DMT-Symbols. Protokolldaten können fest bestimmten Subträgern zugeordnet werden. Andererseits können durch Scrambling (pseudo-zufällige Verwürfelung der Bits innerhalb eines DMT-Symbols) und durch Interleaving (Verwürfelung der Bits mehrerer aufeinanderfolgender DMT-Symbole) einzelne Protokollbits ständig auf anderen Subträgern und auf anderen Bitpositionen innerhalb der Konstellation positioniert sein.

Zweifellos ist die erste Möglichkeit unflexibel. Die zweite Möglichkeit bietet hervorragende Frequenzdiversität, allerdings nur äußerst geringe Kontrollmöglichkeiten bezüglich der Positionierung der Protokolldaten.

Ein Kompromiss, bei dem Protokolldaten zwar innerhalb des DMT-Symbols beweglich sind, jedoch nicht pseudo-zufällig sondern kontrolliert ihre Position ändern können, liefert die besten Ergebnisse. Auf diese Thematik wird im Folgenden noch häufiger einzugehen sein.

### 4.4 Einfluss der Konstellationsgröße

Eine kurze Anhäufung (Burst) von fehlerhaften Nutzdaten ist für viele Anwendungen tolerierbar, während fehlerhafte Protokolldaten zum Verlust der Verbindung führen können.

Unequal Error Protection (UEP), d.h. unterschiedlicher Schutz für Protokoll- und Nutzdaten ist daher wünschenswert, insbesondere in Systemen, die BEC verwenden.

Zunächst sollen einige Eigenschaften der Quadratur-Amplituden Modulation (QAM) untersucht werden, die man nutzen kann, um verbesserten Schutz für Protokoll Daten zu gewährleisten.

Es stellt sich die Frage, ob einige Subträger besser geeignet sind, Protokoll Daten zu transportieren, als andere. Im Folgenden werden nur äquidistante quadratische QAM-Konstellationen betrachtet. Nach [61] kann, wie in Gleichung (2.53) angegeben, das erforderliche Ziel-SNR, um eine bestimmte Bitfehlerrate  $P_{\text{bit}}^T$  mit einer Konstellation, die  $b = \log_2 M$  Bits überträgt, zu erreichen, berechnet werden als

$$\text{SNR}^T \approx \frac{2(M-1)}{3} \cdot \left( \text{erfc}^{-1} \left( \frac{P_{\text{bit}}^T \cdot \log_2 M}{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)} \right) \right)^2. \quad (4.1)$$

Abbildung 4.3 zeigt, wie sich die Bitfehlerrate verändert, wenn sich die AWGN Rauschleistung auf einem Subträger verdoppelt, also um ca. 3 dB erhöht. Das SNR des Subträgers verringert sich dadurch um 3 dB. Angegeben ist in der Abbildung jeweils das SNR vor Verdoppelung der Rauschleistung. Es werden quadratische QAM-Konstellationen für  $b = 2$  bis 12 betrachtet und das Ziel-BER beträgt  $10^{-6}$ .

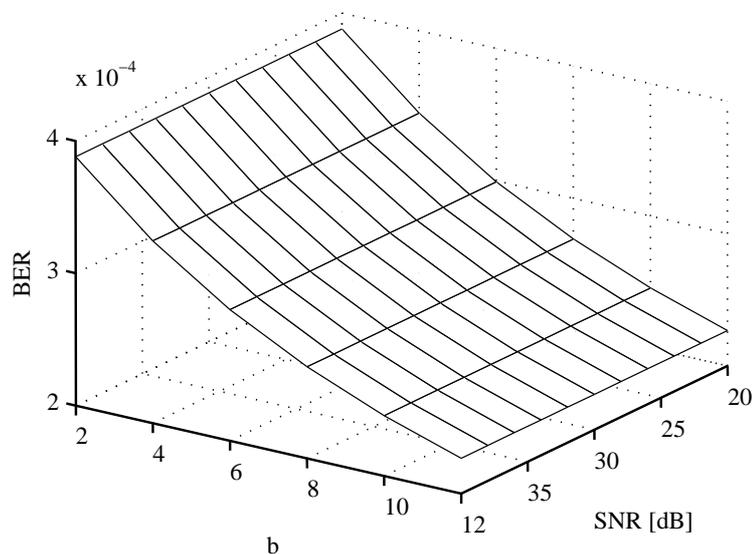


Abbildung 4.3: Verschlechterung des BER aufgrund eines 3 dB Anstiegs der Rauschleistung

Die resultierenden BER liegen deutlich über dem Ziel-BER von  $10^{-6}$ . Erstaunlicherweise zeigen größere Konstellationen ein geringfügig besseres BER als kleinere Konstellationen. Das ursprüngliche SNR hat keinen Einfluss auf das resultierende BER. Ebensov wenig beeinflussen die Leistungsskalierungsfaktoren oder die Dämpfungskoeffizienten der Übertragungsfunktion des Kanals das Ergebnis.

Diese Ergebnisse legen nahe, dass Protokoll­daten auf Sub­trägern mit hoher Modulations­stufe positioniert werden sollten, da diese einen, wenn auch gering ausfallenden, verbesserten Schutz gegen eine Erhöhung der Rauschleistung gewährleisten.

#### 4.4.1 Anfängliches Loading für SER

In vielen Systemen wird das anfängliche Bit und Power Loading so durchgeführt, dass gleiche Symbolfehlerrate (SER) statt gleichem BER für alle Sub­träger erreicht wird. Besonders für Systeme, die Codierung verwenden, kann es vorteilhafter sein, gleiches SER auf allen Sub­trägern zu verwenden. In Abbildung 4.4 wird die Verschlechterung des SER für unterschiedliche Konstellations­größen und ein Ziel-SER von  $10^{-6}$  dargestellt, wenn die Rauschleistung wiederum verdoppelt wird.

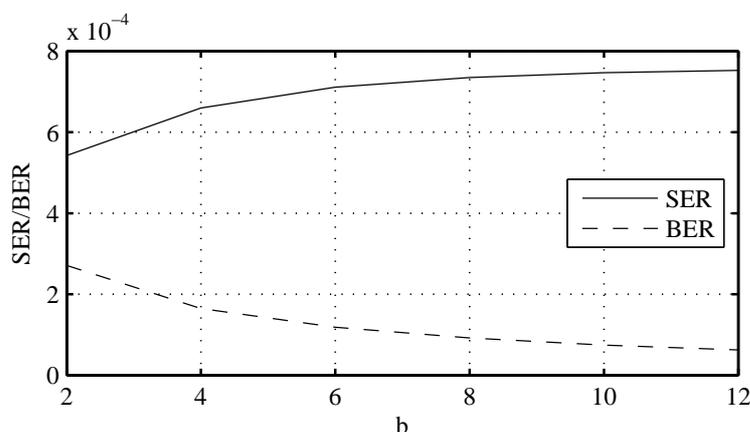


Abbildung 4.4: Auswirkung der Erhöhung der Rauschleistung auf das SER

Tatsächlich steigt das SER für größere Konstellationen. Das BER für die jeweilige Konstellations­größe nimmt jedoch schneller ab, als das SER zunimmt, da die Verbindung zwischen BER und SER für eine Konstellation mit  $b$  Bits näherungsweise folgendermaßen angegeben werden kann (vgl. Gleichung (2.42)):

$$\text{SER} \approx b \cdot \text{BER} . \quad (4.2)$$

#### 4.4.2 Pseudohierarchische Modulation

Es ist bekannt, dass nicht alle Bits innerhalb einer QAM-Konstellation mit Gray Labeling die gleiche Fehlerrate aufweisen (vgl. Abschnitt 2.5.2). Für eine Konstellation, die  $b$  Bits überträgt, gibt es  $b/2$  unterschiedliche BER-Klassen. Hierarchische Modulation wird zum Beispiel bei digitaler Videoübertragung (engl. Digital Video Broadcasting, DVB) verwendet [63]. Hierbei werden unterschiedliche minimale Distanzen zwischen Konstellationspunkten für unterschiedliche Datenklassen (niedrig auflösende Bilddaten für eine

Grundversorgung und hochauflösende Bilddaten in Bereichen mit guter Empfangsqualität) mit unterschiedlichem Fehlerschutz und Robustheit verwendet. Simulationen haben gezeigt, dass die Verwendung von direkter hierarchischer Modulation für die vorliegende Arbeit nicht empfehlenswert ist [17].

Allerdings sind auch für äquidistante QAM geringe Qualitätsunterschiede im BER erreichbar, wenn ein Gray Mapping verwendet wird, bei dem beispielsweise die ersten zwei Bits der Labels innerhalb eines Quadranten konstant sind (vgl. Abschnitt 2.4.2). Diese ersten beiden Bits können dann für die Übertragung von Protokollinformation verwendet werden.

Die Ergebnisse wurden nach Gleichung (2.50) berechnet und sind in Abbildung 4.5 dargestellt. Wiederum wurde ein Ziel-BER von  $10^{-6}$  verwendet. Die durchgezogene Kurve zeigt das BER gemittelt über alle Bits der entsprechenden Konstellation, wenn die Rauschleistung verdoppelt wird. Die gestrichelte Kurve zeigt das BER, gemittelt nur über die ersten beiden Bits (Best Protected Bits, BPB) des Labels.

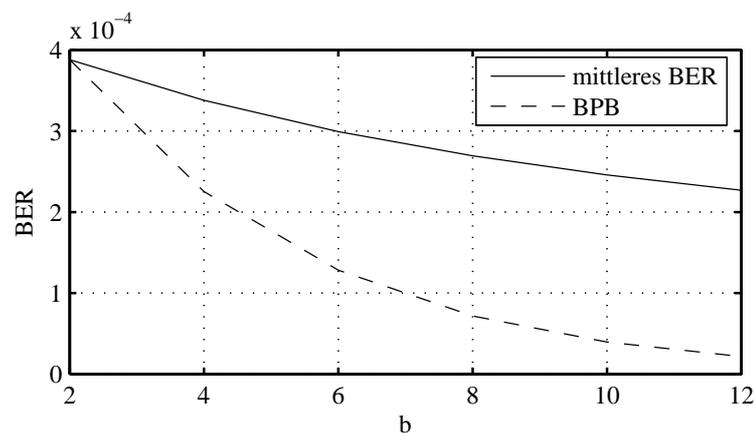


Abbildung 4.5: Möglichkeiten der pseudohierarchischen Modulation

Wiederum weisen größere Konstellationen eine größere Verbesserung des BER auf, wenn diese pseudohierarchische Modulation verwendet wird.

### 4.4.3 Anzahl der Protokollbits je DMT Symbol

Bisher wurde die Frage ausgespart, wie viele Protokollbits eigentlich übertragen werden sollen. Diese Zahl hängt unter anderem von der zulässigen Übertragungszeit für eine komplette Aktualisierung der Bit und Power Allocation Tables (BAT und PAT) ab. Jeder BAT Eintrag wird durch 4 Bits dargestellt. Abbildung 4.6 zeigt für ein System mit 64 Subträgern, wie die Anzahl der DMT-Symbole  $n_{\text{sym}}$ , die für eine solche Aktualisierung nötig sind, von der Anzahl der Protokollbits pro Symbol und der Anzahl der Bits zur Darstellung eines PAT Eintrags (von 6 bis 16) abhängt (vgl. auch Abschnitt 6.2.6).

Je größer die Zahl der Protokollbits pro DMT-Symbol, umso schneller ist die Adaptation, umso höher ist allerdings auch die Fehleranfälligkeit der Information. Abhängig von

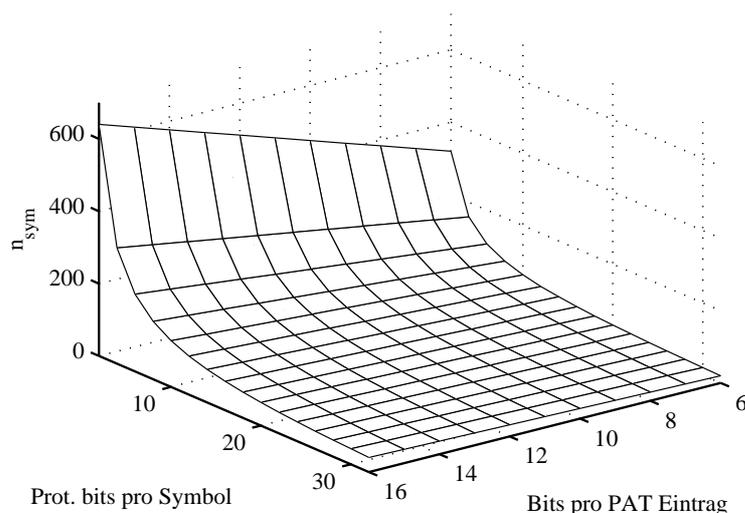


Abbildung 4.6: Anzahl der benötigten Symbole für eine Aktualisierung von BAT und PAT

der geplanten Anwendung muss sorgfältig zwischen diesen beiden Aspekten abgewogen werden.

In Abhängigkeit von der mittleren Bitfehlerrate  $p_{\text{bit}}$  lässt sich die Blockfehlerwahrscheinlichkeit  $p_{\text{blk}}$  für einen Datenblock der Länge  $l_{\text{bl}}$  Bits berechnen.

Es gilt

$$p_{\text{blk}} = 1 - (1 - p_{\text{bit}})^{l_{\text{bl}}} . \quad (4.3)$$

Abbildung 4.7 zeigt die Blockfehlerwahrscheinlichkeit für unterschiedliche BER und Blocklängen von 20, 40 und 300 Bits.

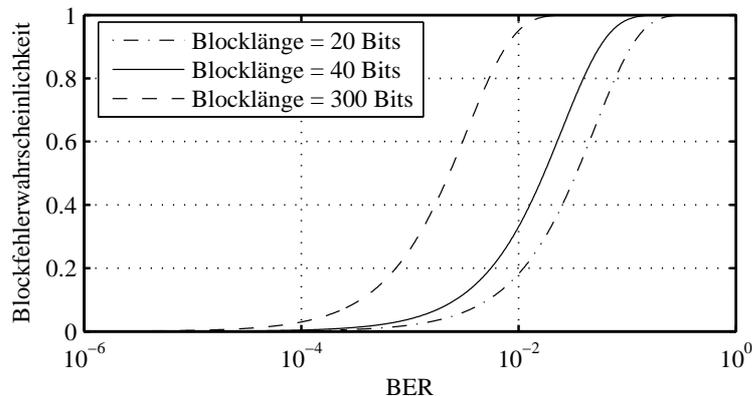


Abbildung 4.7: Zusammenhang zwischen Blockfehlerwahrscheinlichkeit und BER

Je kleiner die Blocklänge, umso geringer ist auch die Blockfehlerwahrscheinlichkeit. Im Folgenden wird jedoch der Wert von 40 Protokollbits pro DMT-Symbol verwendet.

Abschnitt 5.1.2 legt die Gründe hierfür dar. Der Wert von 40 Bits hat sich als guter Kompromiss herausgestellt, um sowohl die erforderlichen Daten während der Adaption rasch austauschen zu können, als auch eine relativ geringe Blockfehlerrate zu erzielen.

Im Übrigen verwendet auch ATM (Asynchronous Transfer Mode) einen Protokoll-Header von 40 Bits Länge [45], was bei der Auswahl eines geeigneten Fehlererkennungsmechanismus in Abschnitt 5.1.2 von Bedeutung sein wird.

## 4.5 Loading Algorithmen für zwei Datenklassen

UEP kann auch direkt verwendet werden, und zwar bereits während des anfänglichen Bit und Power Loadings. Einige Subträger erhalten dabei einen stärkeren Schutz, d.h. ein kleineres Ziel-BER als andere. Die Subträger mit niedrigerem BER können dann für die Übertragung von Protokoll Daten genutzt werden, während die übrigen Subträger für Nutzdaten verwendet werden.

Die Autoren von [40] geben einen heuristischen Algorithmus an, der die nötigen Bit- und Leistungszuteilungen durchführt und dabei die Nutzdatenrate maximiert. Im Prinzip werden hierbei die besten Subträger (diejenigen mit dem höchsten SNR) den Protokoll Daten zugeordnet. Dies lässt allerdings wenig Freiraum für die Positionierung der Protokoll Daten. Möglicherweise werden Protokoll-Subträger (im Folgenden einfach Protokollträger) über die gesamte Übertragungsbandbreite verstreut. Eine solche Konfiguration ist sehr anfällig gegenüber schmalbandigen Störungen, die an zufälligen Mittenfrequenzen auftreten können.

Mit den Betrachtungen aus Kapitel 2 folgt, dass für bestimmte Subträger die Fehlerwahrscheinlichkeit reduziert wird, indem entweder die Konstellationsgröße bei gleicher Sendeleistung reduziert wird, oder aber bei gleicher Konstellationsgröße die Sendeleistung erhöht wird.

In der Regel ist die Anzahl der zu übertragenden Protokoll Daten festgelegt und nicht variabel, während die Anzahl der Nutzdatenbits pro DMT-Symbol maximiert werden soll. Es stellt sich die Frage, welche der beiden Optionen zur Fehlerreduktion gewählt werden sollte und welche Subträger den Protokoll Daten zugeordnet werden sollten. Im Folgenden sind einzelne Subträger exklusiv entweder Nutzdaten oder Protokoll Daten zugeordnet. Die Menge aller Subträger  $S$  wird also in zwei disjunkte Teilmengen  $S^P$  und  $S^N$  aufgeteilt, von denen die eine ( $S^P$ ) den Protokoll Daten und die andere ( $S^N$ ) den Nutzdaten zugeordnet ist.

In Anlehnung an die Überlegungen aus Abschnitt 2.5.4 lässt sich das Problem als Optimierungsaufgabe stellen, die sowohl eine Power Minimization Komponente als auch eine Rate Maximization Komponente enthält.

Es gilt

$$P_i^{\text{opt}}, b_i^{\text{opt}} = \max_{P_i, b_i} \sum_i b_i \quad (4.4)$$

unter den Bedingungen

$$\sum_i b_i^P = B_{\text{tot}}^P, \quad (4.5)$$

$$\sum_i P_i^N + \sum_i P_i^P \leq P_{\text{tot}} \quad (4.6)$$

und

$$P_{\text{bit},i} \leq P_{\text{bit}}^P \quad \forall i \in S^P, \quad (4.7)$$

$$P_{\text{bit},i} \leq P_{\text{bit}}^N \quad \forall i \in S^N. \quad (4.8)$$

Die Nebenbedingungen der Optimierung (engl. Constraints) bestehen in der Verteilung der festgelegten Anzahl an Protokollbits in Gleichung (4.5), wobei  $b_i^P$  die Anzahl der Bits eines Subträgers mit Protokoll Daten angibt. Des Weiteren darf die Gesamtsendeleistung nicht überschritten werden (Gleichung (4.6) und schließlich sollen die beiden unterschiedlichen Target-BER für beide Datenklassen nicht überschritten werden (Gleichungen (4.7) und (4.8)).

Es soll also die optimale Bit- und Leistungsverteilung gefunden werden, die die Bitzahl pro DMT-Symbol maximiert. Wird davon ausgegangen, dass die Anzahl der Protokoll Daten pro DMT-Symbol festgelegt ist, ist dies äquivalent zur Maximierung der Nutzdaten. Zunächst werden die Protokoll Daten verteilt, mit der Restleistung wird anschließend die Nutzdatenrate maximiert. Ist selbst die Verteilung der Protokoll Daten nicht möglich, da der Kanal zu schlechte Übertragungseigenschaften aufweist, findet die Datenübertragung gar nicht erst statt.

### 4.5.1 Berechnung der optimalen Lösung

Um die optimale Lösung des obigen Optimierungsproblems zu finden, müssten im Prinzip alle Möglichkeiten der Partitionierung der Subträgermenge  $S$  in die disjunkten Teilmengen  $S^P$  und  $S^N$  betrachtet werden. Für jede dieser Partitionierungen wird dann zunächst die feste Anzahl  $B_{\text{tot}}^P$  an Protokollbits mit der Power Minimization Version von Algorithmus 2.2 auf die Subträger in  $S^P$  verteilt. Durch die Minimierung der hierzu notwendigen Sendeleistung ist gewährleistet, dass eine maximale Anzahl an Nutzdatenbits auf die Subträger in  $S^N$  verteilt werden kann. Für die Verteilung der Nutzdatenbits wird die Rate Maximization Version von Algorithmus 2.2 verwendet. Schließlich wird aus allen Möglichkeiten diejenige gewählt, die die Anzahl der Nutzdatenbits maximiert. Führen mehrere Möglichkeiten auf die gleiche maximale Anzahl, so sollte diejenige mit der geringsten benötigten Gesamtsendeleistung gewählt werden.

Stehen insgesamt  $N$  Subträger zur Verfügung, so bestehen mit den zwei unterschiedlichen Datenklassen  $2^N$  verschiedene Möglichkeiten der Partitionierung der Subträger. Für reale Systeme mit 64 oder mehr Subträgern ist daher ein Auffinden der optimalen Lösung durch Evaluierung aller Möglichkeiten nicht durchführbar.

## 4.5.2 Heuristik zur Berechnung der Lösung

In [40] wird eine Heuristik für die Partitionierung der Subträger in Nutzdatenträger und Protokolldatenträger angegeben.

Da die Protokolldaten mit höherem Schutz, das heißt geringerer Bitfehlerrate übertragen werden sollen, muss für einen beliebigen Subträger mit gegebenem SNR bei Übertragung der gleichen Anzahl an Bits mehr Leistung aufgewendet werden, wenn Protokolldaten übertragen werden sollen. Die Sendeleistung zur Übertragung der Protokolldaten soll minimiert werden. Daher sollten Protokolldaten auf den Subträgern positioniert werden, die die besten S/N-Verhältnisse aufweisen.

Zunächst werden alle Subträger nach ihren SNR-Werten geordnet. Beginnend mit einigen wenigen der besten Subträger in der Teilmenge  $S^P$  werden Protokoll- und Nutzdatenbits verteilt. In jeder Iteration wird der Subträger mit dem besten SNR aus der Teilmenge  $S^N$  in die Teilmenge  $S^P$  hinzugenommen. Die Anzahl der erreichbaren Nutzdatenbits  $n^N$  wird mit jeder Iteration ansteigen, bis schließlich ein Maximum überschritten wird und  $n^N$  wieder abnimmt. Das Optimierungsproblem ist ein konvexes Problem, was bedeutet, dass ein eindeutiges globales Maximum existiert. Sobald die Anzahl  $n^N$  wieder abnimmt, kann also der Algorithmus abgebrochen werden.

Abbildung 4.8 zeigt die optimale Bit- und Leistungsverteilung für den Testkanal aus Abbildung 3.18 für  $B_{\text{tot}}^P = 40$ , also 40 Protokollbits und  $P_{\text{bit}}^P = 10^{-7}$  und  $P_{\text{bit}}^N = 10^{-4}$ .

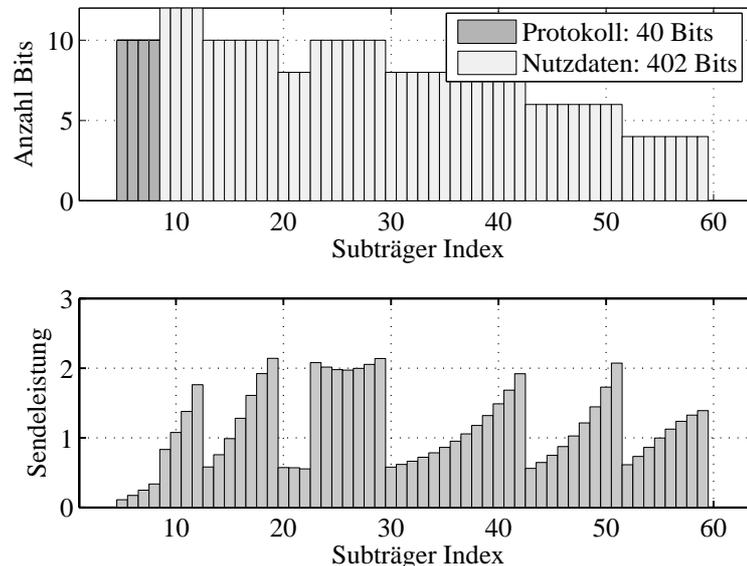


Abbildung 4.8: Heuristische Bit- und Leistungsverteilung für zwei Datenklassen

In der BAT sind die Protokolldatenträger durch den dunkleren Grauton gekennzeichnet. Insgesamt können 402 Nutzdatenbits übertragen werden. Die Protokolldaten sind am unteren Ende des nutzbaren Spektrums positioniert, was zu erwarten war, da hier die S/N-Verhältnisse am günstigsten sind. Die minimal mögliche Anzahl an Subträgern für 40 Protokollbits, nämlich vier, erweist sich als optimal im Sinne der Heuristik. Andere Ergebnisse sind möglich, wenn die maximale Anzahl an Bits pro Subträger nicht (wie für die vorliegende Arbeit der Fall) auf zwölf beschränkt wird.

Eine randomisierte Suche über mögliche alternative Verteilungen für die Protokoll- und Nutzdaten führt auf das interessante Ergebnis in Abbildung 4.9.

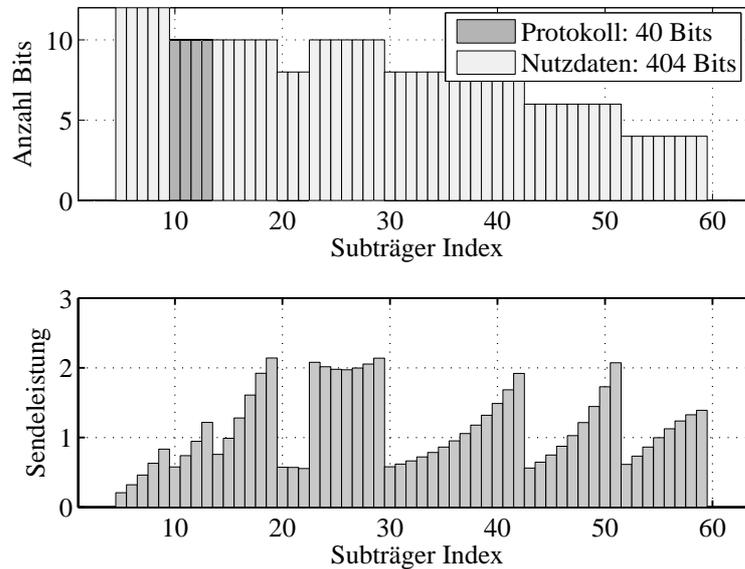


Abbildung 4.9: Optimale Bit- und Leistungsverteilung für zwei Datenklassen

Durch Verwendung dieser BAT und PAT lassen sich zwei zusätzliche Nutzdatenbits übertragen. Die benötigte Gesamtsendeleistung ist sogar geringer als die aus Abbildung 4.8.

Das Problem ist jedoch, dass diese Lösung vom heuristischen Algorithmus nicht gefunden wird. Während die Heuristik bei Verwendung effizienter Algorithmen kaum rechenaufwändiger ist, als der herkömmliche Loading Algorithmus für nur eine Datenklasse, erfordert das Auffinden einer noch besseren Lösung ein mehr oder weniger zufälliges Herumprobieren, das sich nur schwer automatisieren lässt.

Der Abstand der heuristischen Lösung zur verbesserten Lösung beträgt jedoch lediglich zwei Bits, die kleinste mögliche Abweichung. In der Regel ist ein solch geringer Unterschied akzeptabel und man wird die suboptimale Heuristik aufgrund ihrer geringen Laufzeit der Suche nach einer optimalen Lösung vorziehen.

### 4.5.3 Alternative Bit und Leistungsverteilungen

Neben der bezüglich der Nutzdatenrate optimalen Bit- und Leistungsverteilung können auch andere Algorithmen zur Verwendung kommen, wenn Maximierung der Nutzdatenrate nicht das Primärziel ist.

#### Mögliche Varianten des Loading Algorithmus

Beispielsweise kann eine Verteilung der Protokoll- und Nutzdaten über die gesamte nutzbare spektrale Bandbreite sinnvoll sein, um Frequenzdiversität zu erreichen. Mit einer Variante des obigen Algorithmus lassen sich bestimmte Subträger, beispielsweise äquidistant verteilte,

für die Übertragung von Protokoll­daten reservieren. Der Algorithmus bestimmt dann die Anzahl der Bits pro Subträger optimal bezüglich der Minimierung der hierfür notwendigen Sendeleistung. Dies maximiert die Anzahl an Nutzdatenbits unter der Nebenbedingung einer vorgegebenen Menge  $S^P$ .

Bei Vorgabe von  $S^P$  kann es optimal sein, einige Subträger doch nicht zu verwenden. Die nicht genutzten Subträger können dann für Nutzdaten verwendet werden.

Eine weitere Möglichkeit ist die Angabe, dass alle Subträger aus  $S^P$  verwendet werden *müssen*. In diesem Fall werden auch ungünstige Subträger mit wenigstens zwei Protokoll­datenbits beladen.

Schließlich besteht die Möglichkeit, neben  $S^P$  auch die Anzahl der Bits pro Subträger festzulegen. Um Frequenzdiversität zu erreichen, ist es eher ungünstig, einige Subträger mit 12 Bits und andere mit lediglich 2 Bits zu beladen. Eine gleichmäßige Beladung mit beispielsweise 4 Bits ermöglicht bessere Ergebnisse.

#### 4.5.4 Evaluierung der Varianten

Eine Analyse der genannten Varianten zeigt, dass in der Regel die erreichbare Anzahl an Nutzdatenbits umso größer ist, je mehr Freiheitsgrade dem Algorithmus belassen werden. Je mehr Nebenbedingungen bestehen, desto weniger Optimierungsmöglichkeiten hat der Algorithmus und desto geringer fällt die Nutzdatenrate aus.

Überdies besteht eine Reihe von Problemen, beispielsweise bei Verwendung von äquidistanter Anordnung von Subträgern für Protokoll­daten. Welcher Abstand soll zwischen benachbarten Protokoll­trägern verwendet werden? Möglicherweise müssen Subträger ausgelassen werden, da ihr SNR zu schlecht ist. Eine allgemeine Faustregel zur Anordnung der Protokoll­daten lässt sich nicht angeben. Für jeden Übertragungskanal muss durch Auswertung verschiedener Alternativen eine im Rahmen der Nebenbedingungen optimale Lösung gefunden werden.

## 4.6 Adaption bei Kenntnis der Störung

Die vorigen Abschnitte haben Möglichkeiten aufgezeigt, bereits von Beginn der Datenübertragung an die Fehleranfälligkeit der Protokoll­daten im Vergleich zu der der Nutzdaten zu reduzieren. Während der Datenübertragung kann es jedoch ebenfalls zu unvorhersehbaren Veränderungen der S/N-Verhältnisse kommen. Schmalbandige Störungen können auftreten oder thermische und physikalische Veränderungen der Übertragungsbedingungen können eine Erhöhung der AWGN Leistung verursachen.

Zunächst sollen in diesem Abschnitt Möglichkeiten untersucht werden, bei exakter Kenntnis der Störung gleichbleibend guten Schutz der Protokoll­daten zu gewährleisten. Es wird hierbei auch von statischer Adaption gesprochen. Im folgenden Kapitel werden die Ergebnisse dahingehend erweitert, dass auch bei anfänglicher Unkenntnis der tatsächlichen Störung entsprechende Schutzmaßnahmen getroffen werden können. Man spricht dann von dynamischer Adaption.

Prinzipiell ist die Situation einer Veränderung der S/N-Verhältnisse und Kenntnis der aktuellen Werte sehr ähnlich der gerade beschriebenen bei der Bit- und Leistungsverteilung vor Beginn der Datenübertragung während der Initialisierungsphase. Der Unterschied im Vergleich zur Initialisierungsphase besteht darin, dass die zur Verfügung stehende Sendeleistung bereits verteilt ist und BAT und PAT konfiguriert sind. Sämtliche Adaptionsmaßnahmen können also nur durch Umverteilung der Einträge von BAT und/oder PAT erfolgen.

Es lassen sich zunächst zwei grundsätzlich unterschiedliche Strategien identifizieren.

Bei der *lokalen Adaption* bleibt die Position der Protokolldaten unverändert. Bei der *globalen Adaption* liegt prinzipiell exakt der gleiche Fall vor wie während der Initialisierung. Es wird eine optimale Positionierung der Protokolldaten unter den veränderten Verhältnissen ermittelt. Jegliche während der Initialisierungsphase verwendeten Nebenbedingungen können auch hier beibehalten werden. Alternativ können auch einige Nebenbedingungen fallen gelassen werden, um bessere Ergebnisse zu ermöglichen.

Immer, wenn ein Subträger durch erhöhte Rauschleistung gestört wird, bestehen prinzipiell drei Möglichkeiten, die Übertragungsqualität wieder herzustellen.

- **Erhöhung der Sendeleistung:**  
Der Leistungsskalierungsfaktor des entsprechenden Subträgers (PAT-Eintrag) kann erhöht werden, um das ursprüngliche Ziel-SNR für diesen Subträger wieder herzustellen.
- **Reduktion der Modulationsordnung:**  
Eine Reduktion der Modulationsordnung (Konstellationsgröße bzw. BAT-Eintrag) um zwei Bits, wobei der vorherige Leistungsskalierungsfaktor beibehalten wird, ist ungefähr gleichwertig mit einer Erhöhung der Sendeleistung um den Faktor vier. Die Datenrate wird jedoch durch diese Operation geändert.
- **Umverteilung von Bits und Sendeleistung:**  
Die gestörten Bits des betroffenen Subträgers können auf andere Subträger verteilt werden. Auch die entsprechenden Sendeleistungen müssen dann umverteilt werden. Diese Möglichkeit kann die Gesamtdatenrate des Systems verändern, muss es aber nicht.

Alle genannten Methoden werden in aktuellen DSL-Standards unterstützt. Sie erfordern jedoch eine Neukonfiguration des Senders und benötigen daher bei der dynamischen Adaption einen verlässlichen, fehlerfreien Austausch der entsprechenden Protokollinformationen vom Empfänger zum Sender über den Rückkanal.

Im Allgemeinen wird eine Anpassung der Übertragungsparameter an die veränderten Bedingungen eine Reduktion der Datenrate mit sich bringen. Bei paketvermittelter Datenübertragung ist dies kein Problem, lediglich der Durchsatz der Verbindung wird reduziert.

Bei leitungsvermittelter Datenübertragung müssen Anpassungen in höheren Protokollschichten vorgenommen werden. Im Folgenden wird angenommen, dass Funktionalität

zur dynamischen Ratenanpassung in höheren Protokollschichten vorhanden ist und die Ratenanpassung schnell durchgeführt werden kann.

Ein Sonderfall tritt ein, wenn mehrere Verbindungen gemultiplext übertragen werden. Der Nutzdatenstrom besteht dann aus mehreren Teildatenströmen mit konstanter festgelegter Datenrate. Muss die Gesamtdatenrate der Übertragung reduziert werden, so können einige der Teildatenströme ausgeschlossen werden. Die übrigen Ströme können dann weiterhin ungehindert übertragen werden [6].

Globale und lokale Adaptionmethoden werden anhand der Bit- und Leistungsverteilung von Abbildung 4.8 und einer schmalbandigen Störung demonstriert, die die S/N-Verhältnisse wie in Abbildung 4.10 dargestellt verändert.

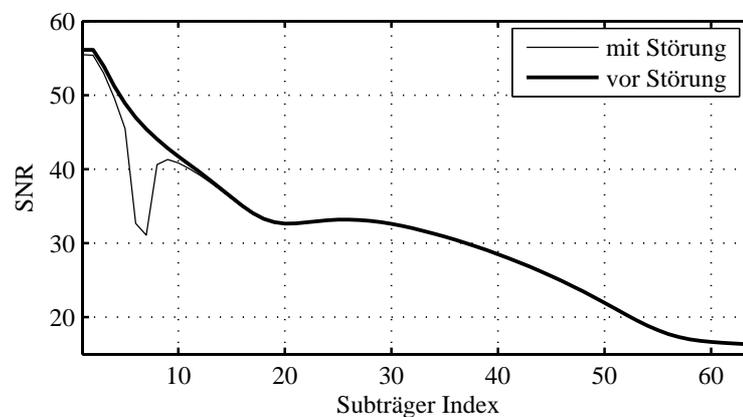


Abbildung 4.10: Schmalbandige Störung verschlechtert SNR

Die BER der einzelnen Subträger werden durch die Störung ebenfalls verschlechtert. Sie sind zusammen mit dem Ziel-BER für Protokoll- und Nutzdaten in Abbildung 4.11 dargestellt.

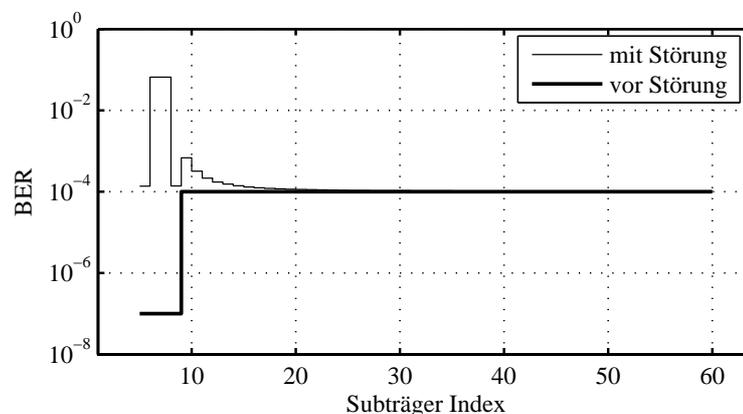


Abbildung 4.11: Verschlechterung der BER

### 4.6.1 Lokale Schutzmaßnahmen

Bei lokalen Schutzmaßnahmen behalten die Protokoll Daten ihre Position bei. Sämtliche Maßnahmen zielen darauf ab, die Ziel-Bitfehlerrate auf den Subträgern der Protokoll Daten wieder herzustellen. Hierzu muss das S/N-Verhältnis dieser Subträger verbessert werden.

Mit den Ergebnissen aus Kapitel 2 folgt, dass dies entweder geschehen kann, indem dem jeweiligen Subträger zusätzliche Sendeleistung zugeführt wird, oder indem die Bitbeladung des Subträgers verringert wird. Beide Maßnahmen besitzen Vor- und Nachteile.

#### Reduzierung der Bitbeladung

Wird die Konstellationsgröße auf einem gestörten Protokollträger um zwei Bits reduziert, so entspricht dies in etwa einer vierfachen Sendeleistung für die verbleibenden Bits. Natürlich ist diese Maßnahme nur für Subträger mit mindestens vier Bits anwendbar.

Sie bietet den Vorteil, dass keine Umverteilung von Sendeleistung erfolgen muss. Allerdings wird durch diesen Eingriff die Protokoll Datenrate pro DMT-Symbol reduziert. Das bedeutet, dass Kommandos und Protokollinformationen über mehrere DMT-Symbole aufgeteilt und im Empfänger entsprechend wieder zusammengesetzt werden müssen. Diese Partitionierungsarbeit erhöht den Verwaltungsaufwand, insbesondere wenn in weitem Rahmen variable Größen von Protokollpaketen angenommen werden können. Eine Reduktion der Konstellationsgröße und Bitbeladung ist jedoch im Allgemeinen kein Problem, wenn eine Übertragung mit variabler Bitrate verwendet wird.

Liegen Anwendungen vor, die eine konstante Bitrate benötigen, muss auf eine Umverteilung der Bitbeladung zurückgegriffen werden. Beispielsweise können in der Literatur bekannte Bit-Swap-Algorithmen verwendet werden [81], [39]. Dies führt gewöhnlich zu einer Erhöhung des durchschnittlichen BER, wenn kein Sicherheitsabstand (Margin) verwendet wird.

Ein weiterer Nachteil der Methode ist in Abbildung 4.12 dargestellt.

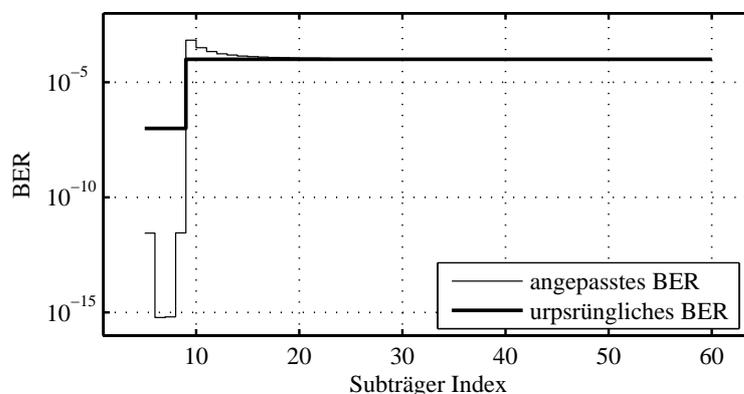


Abbildung 4.12: BER bei Reduktion der Konstellationsgröße

Da die Konstellationsgröße um jeweils zwei Bits reduziert werden muss, ist die Auswirkung auf das BER äußerst grobkörnig. Um das Ziel-BER von  $10^{-7}$  für die Protokoll Daten

mindestens zu erreichen, mussten die beiden mittleren Subträger auf vier Bits und die beiden äußeren Subträger der Protokoll Daten auf acht Bits reduziert werden.

Das resultierende BER zeigt, dass nun weitaus bessere Bitfehlerraten erreicht werden, als eigentlich gefordert. Es wird also Sendeleistung ineffizient genutzt.

Der Vorteil der Methode ist allerdings, dass die PAT unverändert weiterverwendet werden kann. Änderungen treten nur in der BAT auf.

### Erhöhung der Sendeleistung

Das größte Problem bei dieser Maßnahme ist die Tatsache, dass sämtliche zur Verfügung stehende Sendeleistung bereits für das verwendete Loading verbraucht ist. Soll die Sendeleistung für einige oder alle Protokollträger erhöht werden, muss diese Sendeleistung von den Nutzdatenträgern abgezogen werden.

Dies kann auf mehrere Arten erfolgen. Abbildung 4.13 zeigt eine Möglichkeit, bei der zunächst die benötigte Sendeleistung für die Protokoll Daten berechnet wurde und anschließend die übrige Sendeleistung zur Maximierung der Nutzdatenrate verwendet wurde.

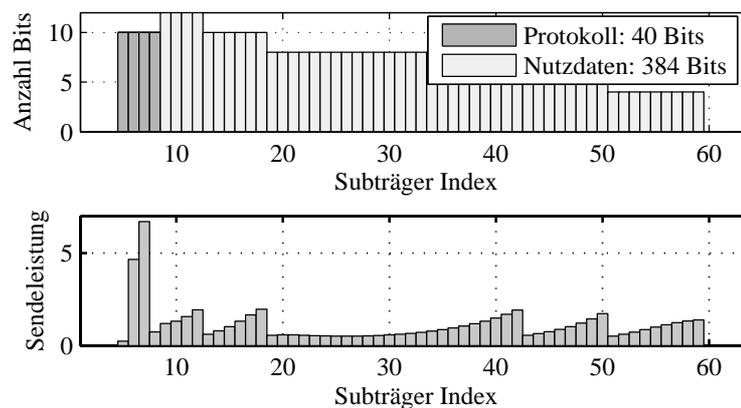


Abbildung 4.13: Erhöhung der Sendeleistung für Protokollträger

Während ursprünglich 402 Bits an Nutzdaten pro DMT-Symbol übertragen werden konnten (vgl. Abbildung 4.8), sind mit der angepassten Verteilung nur noch 384 Nutzdatenbits zu übertragen. Auffällig ist die hohe Sendeleistung, die für die Protokoll Daten aufgewendet werden muss. In bestimmten Anwendungen können Beschränkungen der maximalen Sendeleistung vorliegen, insbesondere wenn Richtlinien zur elektromagnetischen Abstrahlung (EMC-Richtlinien) beachtet werden müssen.

Statt wie in Abbildung 4.13 die Nutzdatenrate unter der Bedingung zu maximieren, dass die Zielfehlerrate für Nutzdaten erreicht wird, kann auch die Bitverteilung der Nutzdaten beibehalten werden, wenn eine Erhöhung der Bitfehlerrate der Nutzdaten akzeptabel ist. Ein solcher Ansatz führt auf Abbildung 4.14.

Es stellt sich bei dieser Methode die Frage, wie die Restleistung auf die einzelnen Nutzdatenträger aufgeteilt werden soll. Optimal wäre eine Verteilung, bei der alle Subträger die

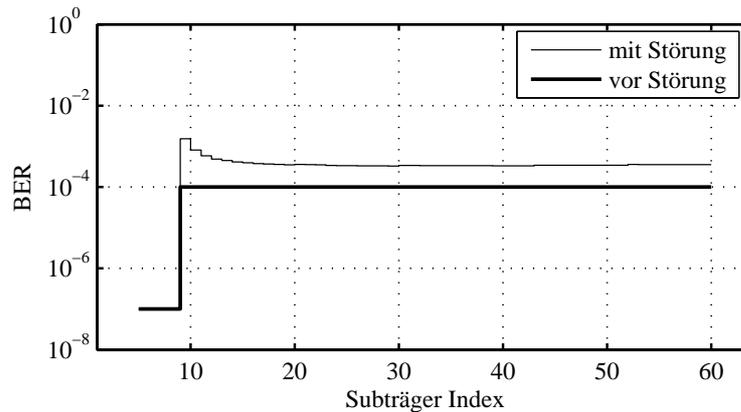


Abbildung 4.14: BER mit Beibehaltung der BAT

gleiche Bitfehlerrate aufweisen. Allerdings ist dies ein weiteres Optimierungsproblem, das nicht leicht zu lösen ist. Stattdessen kann die restliche Sendeleistung auch proportional zur ursprünglichen Sendeleistung auf die einzelnen Nutzdatenträger verteilt werden. Dies ist leicht zu bewerkstelligen und liefert zufriedenstellende Ergebnisse. Abbildung 4.15 zeigt die entsprechende Änderung der PAT, die hierfür vorgenommen wurde.

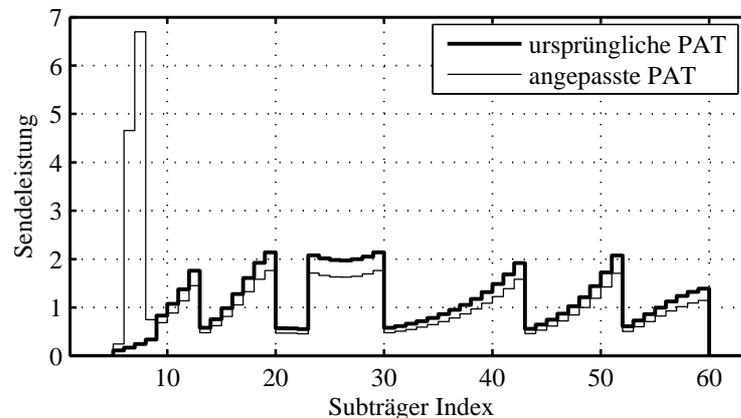


Abbildung 4.15: Ursprüngliche und angepasste PAT

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass eine Erhöhung der Sendeleistung nicht für alle beliebigen Störungen zu empfehlen ist. Am nützlichsten ist sie, wenn die Leistung der Störung gering ist oder der PAT-Eintrag des Subträgers klein ist. Daher ist es am sinnvollsten, Protokoll Daten auf Subträger mit sehr kleinen Leistungsfaktoren zu positionieren, wenn diese Methode verwendet werden soll. Dabei ist es unerheblich, ob diese Subträger wenige oder viele Bits übertragen.

## 4.6.2 Globale Schutzmaßnahmen

Wie oben erwähnt, sind die globalen Schutzmaßnahmen äquivalent der Situation während der Initialisierungsphase. Durch Aufgabe einiger Nebenbedingungen lassen sich verbes-

serte Ergebnisse erreichen, wenn Verwendung identischer Nebenbedingungen keine zufriedenstellenden Resultate erlaubt.

In der Regel werden die Protokoll- und Nutzdaten neu positioniert, um den geänderten Rauschbedingungen Rechnung zu tragen. Die Nutzdatenrate ist reduziert.

Abbildung 4.16 zeigt die optimale Verteilung von Protokoll- und Nutzdaten unter Berücksichtigung der neuen S/N-Verhältnisse.

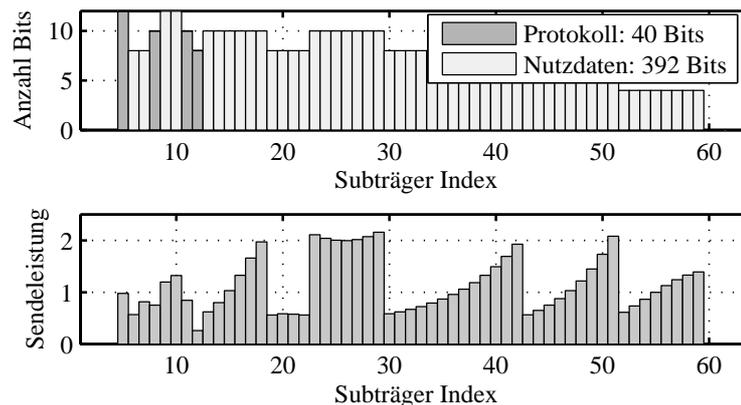


Abbildung 4.16: Optimale BAT und PAT

Es können maximal 392 Nutzdatenbits übertragen werden, was einer Reduktion der Nutzdatenrate um 12 Bits pro DMT-Symbol gegenüber der Situation vor Auftreten der Störung entspricht.

Die Protokoll- und Nutzdaten sind nun nicht mehr auf benachbarten Subträgern positioniert. In den Abschnitten 5.1 und 5.2 wird noch näher auf Aspekte der Positionierung von Protokoll- und Nutzdaten eingegangen.

## 4.7 Verwendung von UEP oder EEP

Durch Verwendung von UEP können die Protokoll- und Nutzdaten bereits während der Initialisierungsphase besser geschützt werden, als die Nutzdaten. Ein weiteres Beispiel soll demonstrieren, dass dieser Schutz aber unter Umständen nicht ausreicht, um verlässliche Protokollkommunikation zu gewährleisten.

Die gestrichelte Kurve in Abbildung 4.17 zeigt einen Beispielkanal, abgeleitet von tatsächlichen Messungen in einem Powerline Kommunikationsnetzwerk, anhand dessen einige Simulationsergebnisse erläutert werden sollen. Zum Einsatz kommt ein DMT-System mit 64 unabhängigen Subträgern, von denen die ersten und letzten vier unmoduliert bleiben.

Wird UEP verwendet mit einem Ziel-BER von  $10^{-7}$  für die Protokoll- und Nutzdaten, 40 Protokollbits pro DMT-Symbol und einem Ziel-BER von  $10^{-4}$  für Nutzdaten, so legt der Algorithmus aus [40] nahe, dass es am vorteilhaftesten ist, die Subträger mit dem besten SNR

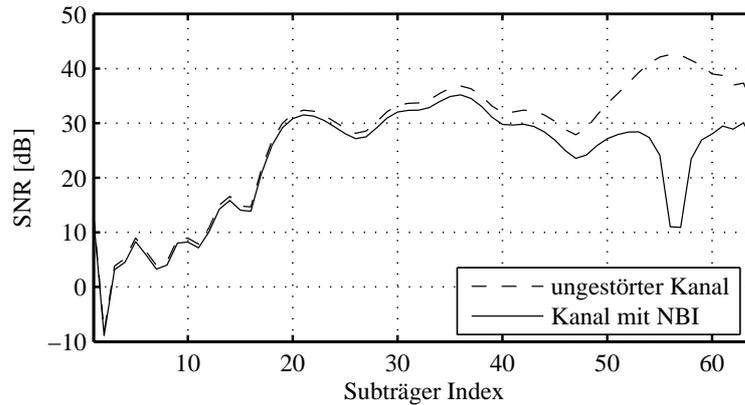


Abbildung 4.17: Übertragungskanal für die Simulation.

(Subträger 55 bis 58) für Protokoll Daten zu nutzen. Dies führt auf eine Nutzdatenrate von 382 Bits pro DMT-Symbol.

Nach Auftreten der NBI-Störung sind diese Protokollträger am stärksten betroffen. Die gemittelte Bitfehlerrate für die Protokoll Daten beträgt 0.22, das mittlere BER der Nutzdaten 0.0092.

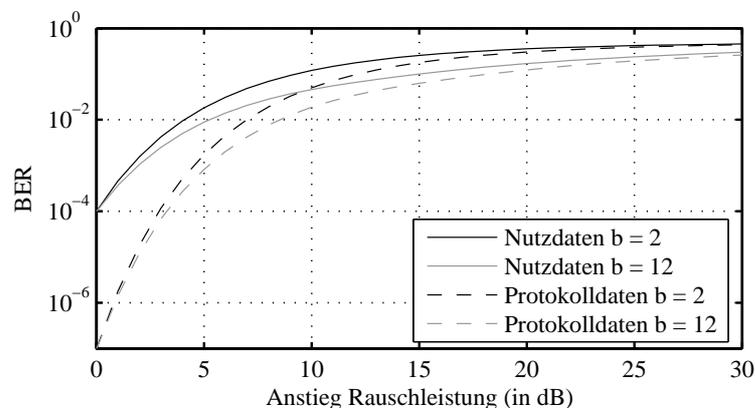


Abbildung 4.18: Bitfehlerraten von Protokoll- und Nutzdaten.

Abbildung 4.18 zeigt allgemein, welche BER für Protokoll- und Nutzdatenträger jeweils für unterschiedlich starke Erhöhungen der Rauschleistung auftreten. Gezeigt sind nur Ergebnisse für Subträger mit  $b = 2$  bzw.  $b = 12$  Bits. Ergebnisse für die übrigen Konstellationsgrößen liegen zwischen diesen beiden Kurven.

Der erhöhte Schutz der Protokoll Daten durch UEP bietet nur einen deutlichen Vorteil, wenn der Anstieg der Rauschleistung kleiner als etwa 7 dB ist.

Es könnte nun argumentiert werden, dass die Verwendung von UEP ohne Nutzung von Kanalcodierung für die besser geschützten Bits nicht sinnvoll ist. Für Codierung hingegen sind Scrambling und Interleaving von Vorteil. Bei den Protokoll Daten sollte Scrambling dann nur über Subträger mit erhöhtem Schutz erfolgen. In diesem Fall sollten die Sub-

träger über das gesamte Spektrum verteilt und im besten Fall alle mit der gleichen Anzahl an Bits beladen sein, um Frequenzdiversität auszunutzen.

Wie die vorigen Abschnitte gezeigt haben, läuft diese Forderung der Tatsache zuwider, dass die UEP-Loading Algorithmen die Protokollträger in der Regel in einem schmalen Frequenzband auf benachbarten Subträger positionieren.

In obigem Beispiel könnten jedoch 5 Protokollträger verwendet werden, von denen jeder 8 Bits überträgt. Wenn Subträger 20, 30, 40, 50 und 60 genutzt werden, kann sogar die Nutzdatenrate von 382 Bits pro DMT-Symbol beibehalten werden. In der Regel wird jedoch eine Abweichung der Positionierung der Protokollträger gegenüber dem optimalen UEP-Loading auf eine Reduktion der erreichbaren Nutzdatenrate führen.

Wie die folgenden Kapitel zeigen, besitzt die Verwendung von Equal Error Protection (EEP) eine Reihe von Vorteilen. Beispielsweise können die Protokollträger innerhalb des DMT-Symbols auf beliebigen Subträgern und Bitindizes positioniert werden, ohne dass BAT und PAT geändert werden müssen. Dies ermöglicht ein Ausweichen der Protokollträger auf ungestörte Frequenzbereiche, wenn die aktuell verwendeten Protokollträger beispielsweise von einer schmalbandigen Störung betroffen sind.

Die Verwendung von UEP ist dann gerechtfertigt, wenn die Nutzdaten tatsächlich nur eine bedeutend geringere Übertragungsqualität erfordern, als die Protokollträger. Beispielsweise kann dies bei der Übertragung von Sprachinformation möglich sein. UEP erreicht dann höhere Nutzdatenraten als die Verwendung von EEP. Die Verwendung von UEP erfordert in jedem Fall sorgfältiges Cross-Layer Design, damit UEP und dynamische Adaption sich nicht gegenseitig behindern [24].

Im Folgenden wird weitestgehend EEP verwendet, um Protokollträger und Nutzdaten innerhalb des DMT-Symbols zu verteilen und zu positionieren. Dies schließt jedoch nicht aus, dass die Protokollträger bevorzugt behandelt werden. In der Tat ist dies eine der Grundideen bei der dynamischen Adaption, die im nächsten Kapitel erklärt wird.

## 4.8 Informationsaustausch während der Adaption

In den vorigen Abschnitten wurde deutlich, dass die Adaption an veränderte Kanaleigenschaften entweder durch Änderungen der BAT, der PAT oder beider Tabellen bewerkstelligt wird. Lokale Maßnahmen verändern nur wenige Einträge der Tabellen, während bei globalen Maßnahmen in der Regel alle Einträge beider Tabellen aktualisiert werden.

BAT Einträge sind in der vorliegenden Arbeit eine gerade Zahl zwischen 0 und 12, während die PAT-Einträge im Prinzip kontinuierliche Werte mit einem großen positiven Wertebereich annehmen können. In realen Systemen müssen PAT-Einträge mit einer bestimmten Anzahl an Bits repräsentiert werden. Um eine akzeptable Genauigkeit zu erreichen, sollte eine möglichst hohe Anzahl an Bits gewählt werden. Prinzipiell lässt sich sagen, dass BAT-Einträge weniger Platz benötigen als PAT-Einträge (vgl. Abschnitt 6.2).

Dies hat Implikationen für die Wahl geeigneter Adaptionsverfahren. Sämtliche bisher vorgestellten Adaptionsverfahren werden empfängerseitig berechnet, da nur die Empfangs-

station die relevanten Informationen über den Zustand der Kanalparameter besitzt. Damit die Anpassung tatsächlich wirksam werden kann, müssen die Änderungen von BAT und/oder PAT auch der Sendestation mitgeteilt werden.

Je mehr Informationen hierfür ausgetauscht werden müssen, desto anfälliger sind sie für Störungen. Unter diesem Gesichtspunkt erscheint es wünschenswert, eine Maßnahme zu treffen, die mit möglichst wenigen Änderungen auskommt, beispielsweise die erwähnte Reduktion der Konstellationsgröße einiger weniger Subträger.

Andererseits zeigen die Ergebnisse des letzten Abschnitts, dass globale Anpassung die besten Ergebnisse erzielt, sie bringt dabei allerdings auch den größten Kommunikationsaufwand mit sich.

Eine Möglichkeit, beide Ansätze zu kombinieren, besteht darin, zunächst Adaptionen mit geringem Kommunikationsaufwand durchzuführen, um verlässlichen Austausch von Protokoll Daten wieder zu ermöglichen. In einem nächsten Schritt können dann weiterführende Adaptionen kommuniziert werden.

## **4.9 Fundamentales Problem der dynamischen Adaption**

Die Überlegungen des letzten Abschnitts weisen auf das fundamentale Problem bei der dynamischen Adaption hin. Es muss ein Informationsaustausch zur Durchführung der Anpassung an auftretende Störeinflüsse erfolgen. Dieser Informationsaustausch erfolgt über die Protokoll Daten. Sind jedoch Protokoll Daten selbst von der Störung betroffen, kann dieser Informationsaustausch stark behindert oder gänzlich unmöglich gemacht werden.

Während in diesem Kapitel die Anpassung an bekannte Störeinflüsse betrachtet wurde, sind diese Einflüsse in einer realen Umgebung zunächst unbekannt, was die Anpassung zusätzlich erschwert.

Die folgenden Kapitel beschäftigen sich mit Ansätzen zur Lösung dieses fundamentalen Problems.

# Kapitel 5

## Dynamische Adaption

Das vorige Kapitel befasste sich mit der Fragestellung, wie eine Anpassung an veränderte Kanalbedingungen durchgeführt werden kann. Hierbei wurde angenommen, dass die Störungsparameter bekannt sind und es wurden optimale und suboptimale Ansätze zur Wiederherstellung der geforderten Übertragungsqualität für Nutz- und Protokolldaten untersucht.

In diesem Kapitel wird die Aufgabenstellung dahingehend erweitert, dass die Störungsparameter nicht bekannt sind. In diesem Fall muss zunächst verlässliche Kommunikation über die Protokolldaten wieder hergestellt werden. Man spricht in diesem Zusammenhang von dynamischer Adaption oder Runtime Adaption, da die Übertragungsparameter während der laufenden Datenübertragung aktualisiert werden müssen.

Der Ablauf der dynamischen Adaption lässt sich in mehrere Teilaufgaben gliedern:

- Sicherung der Protokolldaten
- Schätzen der Rauschleistung
- Berechnung angepasster Übertragungsparameter
- Austausch und Aktualisierung der Übertragungsparameter
- Kontrolle des Adaptionserfolgs

In diesem Kapitel soll der erste Punkt näher untersucht werden. Um eine Sicherung gestörter Protokolldaten während der Laufzeit zu ermöglichen, wird die Funktionalität herkömmlicher ARQ-Protokolle erweitert. Treten fehlerhafte Protokollpakete auf, so wird schrittweise die Wahrscheinlichkeit korrekten Empfangs erhöht. Dieser Ansatz wird im Folgenden als inkrementelles ARQ bezeichnet und ist einer der zentralen Punkte der vorliegenden Arbeit. Zunächst werden Methoden vorgestellt, die völlig blind arbeiten. Danach wird eine Möglichkeit vorgestellt, die einzelnen Adaptionsschritte zu synchronisieren, was völlig neue Adaptionmöglichkeiten eröffnet und eine Sicherung der Protokolldaten auch unter extrem schlechten Bedingungen ermöglicht.

## 5.1 Ablauf der dynamischen Adaption

Eine Reihe von Methoden zur dynamischen Adaption wurde bereits entwickelt und kommt in vielfältigen Standards zum Einsatz. Grundlegende Schwachstelle dieser Methoden ist die implizite Annahme, dass die Information zur Umsetzung dieser Maßnahmen fehlerfrei empfangen werden kann.

Adaptionsmaßnahmen müssen grundsätzlich empfängerseitig berechnet werden. Nur der Empfänger kann Kanalparameter und Rauschleistung schätzen und entsprechende Adaptionsmaßnahmen auswählen. Um ihre Wirkung zu entfalten, müssen die empfängerseitig getroffenen Entscheidungen im Sender umgesetzt werden. Hierzu ist fehlerfreier Informationsaustausch zwischen Empfänger und Sender über den Rückkanal erforderlich und, da ein ARQ mit Quittierung verwendet wird, auch in umgekehrter Richtung.

Ist die Kommunikation gestört, so bedeutet ein längerer Informationsaustausch auch eine höhere Fehleranfälligkeit der sensiblen Daten.

Im nächsten Abschnitt wird zunächst betrachtet, welche Störungen eine DMT-Übertragung treffen können und welche Maßnahmen notwendig sind, um sie zu überwinden und die geforderte Dienstgüte wieder herzustellen.

### 5.1.1 Typologie von Störungen

Jedes DMT-Symbol enthält sowohl Protokolldaten als auch Nutzdaten. Die Anordnung der Protokolldaten innerhalb des DMT Symbols hat Einfluss darauf, welche Störungen auftreten können und welche Störungen besonders häufig auftreten.

Abbildung 5.1 zeigt eine abstrakte Darstellung des DMT-Symbols im Frequenzbereich. Protokolldaten sind durch das dunklere Grau gekennzeichnet, Nutzdaten werden durch das hellere Grau repräsentiert.



Abbildung 5.1: Abstrakte Darstellung des DMT Symbols

Abbildung 5.1 stellt gleichzeitig den einfachsten und den Idealfall der Datenübertragung dar, dass keine Störung vorliegt. Beide Datenklassen können mit ihren Ziel-Bitfehlerraten übertragen werden.

Abbildung 5.2 zeigt den Fall, dass ein Teil der Nutzdaten von einer Störung betroffen ist, während die Protokolldaten ungestört übertragen werden können.

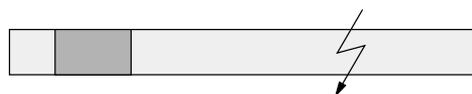


Abbildung 5.2: Störung von Nutzdaten

Das BER der betroffenen Subträger wird durch die Störung erhöht. Eine Möglichkeit ist es, solche Störungen durch Verwendung von Kanalcodierung aufzufangen. Es kann allerdings vorkommen, dass die Störung zu stark ist, um Fehlerkorrektur zu ermöglichen. Selbst in diesem Fall kommt es jedoch nicht unbedingt zu einem Abbruch der Verbindung.

Bedenklicher ist die Situation, wenn, wie in Abbildung 5.3 dargestellt, Protokoll Daten von einer Störung betroffen sind.



Abbildung 5.3: Störung der Protokoll Daten

Fehlerhaft empfangene Protokoll Daten können zur Verwendung fehlerhafter Verbindungsparameter führen, was unweigerlich zu einem Abbruch der Verbindung führt. Daher muss versucht werden, die Auftretswahrscheinlichkeit fehlerhafter Protokoll Daten zu minimieren, das Auftreten fehlerhafter Protokoll Daten sofort zu erkennen und geeignete Maßnahmen zu treffen, um eine bestehende Störung der Protokoll Daten möglichst rasch zu eliminieren.

### 5.1.2 Struktur der Protokoll Daten

Wie bereits erwähnt, kann zur Erkennung oder Behebung von Störungen der Protokoll Daten ein fehlererkennender oder fehlerkorrigierender Code, also FEC verwendet werden. Der Empfänger wird in die Lage versetzt, selbständig und ohne weitere Information die ursprünglich gesendeten Daten zu extrahieren [29] [60]. Da hierfür jedoch in der Regel eine größere Menge an Redundanz nötig ist, um gute Korrekturfähigkeiten zu erreichen, ist diese Methode für die Protokoll Daten, die verglichen mit den Nutzdaten nur einen kleinen Teil des DMT-Symbols ausmachen, nicht zu empfehlen.

Eine sinnvollere Herangehensweise ist die Verwendung von BEC. Bei gestörtem Empfang von Protokoll Information können die fehlerhaften Daten nochmals angefordert werden. Dabei genügt eine relativ geringe Menge an Redundanz, um Fehler entdecken zu können. Protokolle, die BEC verwenden, wenden ein Automatic Repeat Request Protokoll (ARQ) an. Abhängig von der speziellen Anwendung unterscheidet man verschiedene Varianten des ARQ (vgl. Abschnitt 2.6).

Die Grundfunktionalität des ARQ ist jedoch bei allen Varianten identisch. Abbildung 5.4 zeigt die Strukturierung der Protokoll Daten in verschiedene funktionale Felder. Es wurde angenommen, dass 40 Bits an Protokoll Daten pro DMT-Symbol verwendet werden. Dies ist eine vergleichsweise hohe Anzahl, was allerdings im Folgenden gerechtfertigt wird.

Die 40 Protokoll Datenbits sind in fünf Bytes aufgeteilt. Das erste Byte, gekennzeichnet als CTRL, enthält Kontroll Information, die für den Ablauf des ARQ sowie allgemeine Steuerfunktionen der Verbindung nötig ist. Die ersten sechs Bits dieses ersten Bytes beinhalten den Befehlscode des Protokoll Pakets, gekennzeichnet als CMD, und geben an, welche Protokoll Funktion ausgeführt werden soll, bzw. welche Protokoll Daten das Datenpaket

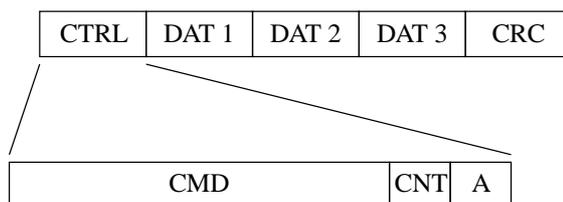


Abbildung 5.4: Struktur der Protokolldaten

beinhaltet. Beispielsweise kann eine neue BAT und PAT übertragen werden oder die Verwendung einer neuen BAT/PAT-Kombination angefordert werden. Mit sechs Bits lassen sich insgesamt  $2^6 = 64$  verschiedene Befehle codieren, was für die meisten Anwendungen ausreichend sein sollte.

Das nächste Bit, bezeichnet mit CNT, wird als Zähler verwendet. Es kann zwei verschiedene Zustände annehmen und seine Funktionalität wird in Abschnitt 5.2 eingehender erläutert. Das letzte Bit des ersten Bytes, bezeichnet mit A, ist das sogenannte *Acknowledge*-Bit. Es dient der Quittierung empfangener Daten. Wird ein Paket korrekt vom Sender empfangen, setzt der Empfänger in seinem nächsten Protokollpaket an den Sender das Acknowledge-Bit auf ACK (beispielsweise 1). Wurden die Daten fehlerhaft empfangen, wird der entgegengesetzte Wert (beispielsweise 0) gesendet, was auch als *Not Acknowledge* (NACK) bezeichnet wird. Man nennt diese Vorgehensweise, in dem mit jedem Datenpaket auch gleich eine Quittierung des Empfangs in Gegenrichtung übertragen wird, auch *Piggybacking* [59].

Die nächsten drei Bytes, bezeichnet mit DAT 1 bis DAT 3, enthalten die eigentliche Information des Befehls. Einfache Kommandos benötigen überhaupt keine zusätzliche Information. Ein Update von BAT und PAT erfordert allerdings den Austausch einer beträchtlichen Informationsmenge. Ein einzelnes DMT-Symbol kann die erforderlichen Daten nicht aufnehmen, daher muss die Information über mehrere aufeinanderfolgende DMT-Symbole verteilt werden. Um auch den Austausch größerer Informationsmengen in kurzer Zeit zu ermöglichen, wurde eine relativ hohe Anzahl an Protokollbits gewählt (vgl. Abschnitt 6.2.6).

Schließlich enthält das letzte Byte einen sogenannten *Cyclic Redundancy Check*, kurz CRC. Dies ist eine Art Prüfsumme, die durch binäre Division einer Binärzahl durch ein festgelegtes Prüfpolynom berechnet wird. Im vorliegenden Fall beträgt die Länge des CRC acht Bits. In vielen Anwendungen werden weitaus längere Prüfsummen von 16, 32 oder auch 64 Bits verwendet. Das CRC-Feld soll jedoch lediglich das Vorhandensein von Fehlern in den Protokolldaten jedes einzelnen DMT-Symbols anzeigen können. Um die Menge der Protokolldaten möglichst gering zu halten, sollte ein möglichst kurzes CRC gewählt werden. Um die effektive Protokollratenrate zu erhöhen, sollte ebenfalls eine möglichst große Anzahl an Protokolldaten gewählt werden, die mit dem CRC geschützt werden. Als Kompromiss resultierte in der vorliegenden Anwendung die Anzahl von 40 Protokollbits mit einem 8-Bit CRC.

Es ist bekannt, dass die Auswahl eines geeigneten CRC-Polynoms eine schwierige Aufgabe ist [51]. In [47] werden jedoch eine Reihe bekannter und neuer CRC-Prüfpolynome verglichen und Richtlinien zur Auswahl gegeben. Es ist insbesondere zu beachten,

dass die Leistungsfähigkeit der Fehlererkennung eines Polynoms auch von der Länge der Gesamtnachricht, in diesem Fall 40 Bits, abhängt. Auch der Header von ATM-Paketen umfasst 40 Bits und verwendet ein Prüfpolynom von 8 Bits [45]. Aufgrund der Bedeutung der ATM-Übertragungstechnik gibt es einige Untersuchungen, die geeignete 8-Bit Prüfpolynome identifiziert haben. Dabei stellte sich heraus, dass das im ATM-Standard verwendete Polynom nicht das bestmögliche ist.

Nach [5] lässt sich das am besten geeignete Prüfpolynom  $g(x)$  wie folgt angeben:

$$g(x) = x^8 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1. \quad (5.1)$$

Simulationsergebnisse haben gezeigt, dass die Länge des CRC ausreicht, um die im Folgenden dargestellte Funktionalität des ARQ-Protokolls zu gewährleisten.

### 5.1.3 ARQ für dynamische Adaption

Es wird nun davon ausgegangen, dass Protokoll Daten von einer Störung betroffen sind. Es ist für die Betrachtung zunächst unerheblich, ob auch Nutzdaten gestört sind. Zwei unterschiedliche Szenarien sind denkbar.

Im ersten Szenario ist lediglich eine Übertragungsrichtung von einer Störung der Protokoll Daten betroffen. Abbildung 5.5 verdeutlicht den Sachverhalt.

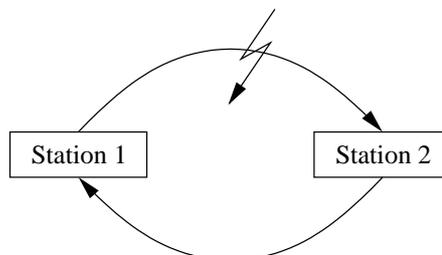


Abbildung 5.5: Eine Übertragungsrichtung gestört

In diesem Fall ist die Übertragung der Protokoll Daten von Station 1 zu Station 2 gestört. Es wird hier keine Unterscheidung in Master und Slave getroffen, da beide Stationen bezüglich ihrer Funktionalität nach Ablauf der Initialisierungsphase identisch sind. Station 2 erkennt, dass Protokoll Daten gestört empfangen werden und fordert Retransmissions an. Station 1 empfängt NACKs ungestört von Station 2 und kann daraus auf die Natur der Störung schließen. Sind Retransmissions weiterhin erfolglos, was ebenfalls von beiden Stationen festgestellt werden kann, müssen weitere Maßnahmen getroffen werden.

Station 2 kann Station 1 mehrere Adaptionmöglichkeiten vorschlagen. Es kann hierbei auf globale und lokale Maßnahmen aus Kapitel 4.6 zurückgegriffen werden. Beispielsweise kann mit lokalen Maßnahmen, die nicht tiefer in die Struktur des DMT-Symbols eingreifen, begonnen werden, und wenn sie nicht zum Erfolg führen, schrittweise auf wahrscheinlich effektivere Maßnahmen übergegangen werden.

Wenn nur eine Übertragungsrichtung von der Störung betroffen ist, kann also prinzipiell die intakte Übertragungsrichtung verwendet werden, um den Adaptionprozess zu steuern. Erfolg und Misserfolg einer Maßnahme kann sofort erkannt werden. Allerdings besitzt dieser Ansatz einen Schwachpunkt, auf den in Abschnitt 5.3.1 noch näher eingegangen wird.

Problematischer ist die Situation, wenn beide Übertragungsrichtungen von einer Störung betroffen sind, wie in Abbildung 5.6 gezeigt.

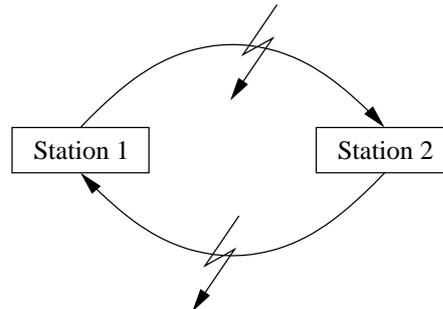


Abbildung 5.6: Beide Übertragungsrichtungen gestört

In diesem Fall werden die Protokoll Daten in beiden Richtungen fehlerhaft empfangen und keine der Stationen kann den Adaptionvorgang steuern.

Die Herausforderung besteht darin, Methoden bereitzustellen, die eine autonome Wiederherstellung verlässlicher Kommunikation über den ESC ermöglichen.

Je nach Verwendung von UEP oder Verwendung von identischem BER für Protokoll- und Nutzdaten ergeben sich verschiedene Möglichkeiten und Restriktionen. Grundlegendes Problem ist die Synchronisierung der einzelnen Methoden. Es muss sichergestellt werden, dass beide Stationen darüber unterrichtet sind, welche Adaptionmaßnahme gerade verwendet wird.

Dies kann entweder erfolgen, indem eine bestimmte Reihenfolge der Maßnahmen eingehalten wird. Alternativ können auch blind Maßnahmen im Sender getroffen werden, die dann in der Empfangsstation identifiziert und entsprechend ausgewertet werden.

## 5.2 Inkrementelles ARQ

Bei herkömmlichen ARQ-Systemen erfolgt bei einer fehlerhaften Übertragung eines Paketes die erneute Übertragung dieses Paketes, eine sogenannte Retransmission. Liegt die Störung, die den Fehler verursacht hat, weiterhin vor, so ist diese Retransmission möglicherweise wiederum fehlerhaft. Insbesondere bei hohem BER können so mehrere Retransmissions nötig sein, bis ein Paket schließlich fehlerfrei empfangen und mit einem ACK quittiert werden kann. Dies führt auf einen signifikant verringerten Durchsatz der Datenübertragung (siehe Abschnitt 7.2).

Um den Durchsatz der Übertragung möglichst hoch zu halten, existiert eine Reihe von Ansätzen. Die meisten lassen sich unter dem Begriff Hybrid-ARQ zusammenfassen, einer

Kombination von Vorwärts-Fehlerkorrektur und ARQ. Allerdings gibt es auch alternative Ansätze ohne Verwendung von Codierung. Eine Verwendung von verschiedenen ARQ-Varianten in Abhängigkeit der Fehlerrate schlägt beispielsweise [78] vor. In [54] wird gezeigt, dass sich für jede Bitfehlerrate des Kanals (wobei hier von einem BSC (binärer symmetrischer Kanal) ausgegangen wird), eine optimale Blocklänge für die Datenübertragung finden lässt, die den Durchsatz des Systems optimiert. Dieser Ansatz wird in der vorliegenden Arbeit jedoch aufgrund des eher geringen Verbesserungspotentials und der resultierenden großen Blocklängen nicht weiter verfolgt.

Das sogenannte inkrementelle ARQ setzt an einer anderen Stelle an und verwendet nicht nur Retransmissions, sondern versucht die Ursache der Fehler selbst zu beheben. Der zentrale Punkt dieses Ansatzes ist, dass eine Verschmelzung der physikalischen Schicht (Modulation) mit der Verbindungsschicht (ARQ) erfolgt. Dadurch ist es möglich, bei Empfang eines oder mehrerer aufeinander folgender NACKs die Modulation dahingehend zu ändern, dass beispielsweise fehlerhafte Subträger von der Datenübertragung ausgeschlossen werden und somit die Ursache des Fehlers eliminiert wird. Während [42] vorschlägt, ein Hybrid-ARQ mit sogenanntem blindem Power Ramping zu kombinieren, geht der hier verfolgte Ansatz weiter und ändert sowohl die Sendeleistung als auch die Bitposition der Protokolldaten.

Das ARQ-Protokoll selbst wird hierbei durch eine spezielle Adaptionphase erweitert, in der seine Funktionalität geändert ist. Während dieser Phase wird versucht, einen fehlerfreien Empfang von Daten wieder herzustellen, indem verschiedene Adaptionsschritte durchlaufen werden. Die einzelnen Schritte folgen einem bestimmten Schema, das beiden Transceivern bekannt sein muss. Zwei mögliche Ansätze werden im Folgenden näher beschrieben.

Zunächst wird in Abschnitt 5.3 eine Methode vorgestellt, die blind arbeitet und durch Ausprobieren verschiedener Kombinationen eine Konfiguration sucht, die verlässliche und fehlerfreie Kommunikation erlaubt. Die vorgestellte Variante ist bewusst einfach gehalten, kann daher aber auch keinen Erfolg garantieren. Es soll lediglich anhand eines konkreten Beispiels gezeigt werden, welche Probleme bei der autonomen Wiederherstellung verlässlicher Protokolldatenkommunikation auftreten. Bereits durch Verwendung dieser Methode kann die Verbindungsstabilität jedoch bedeutend verbessert werden. In den folgenden Abschnitten wird diese Methode erweitert und modifiziert.

Beispielsweise wird in Abschnitt 5.4 der Ablauf der Adaptionsschritte synchronisiert, was unter Umständen zu einem schnelleren Adaptionserfolg führt, in jedem Fall aber bessere Ergebnisse als die blinde Methode erreichen kann.

Abbildung 5.8 zeigt den herkömmlichen Betrieb des ARQ-Protokolls in vereinfachter Darstellung. Es wird angenommen, dass die Transceiver zuerst empfangen, die Empfangsdaten sofort verarbeiten und danach gleich senden können. Dies ist zwar in der Realität nicht gegeben und die Idle Time (vgl. Abschnitt 2.6.1) umfasst in der Regel mehrere DMT-Symbole, aber die Darstellung wird hierdurch stark vereinfacht. Eine Erweiterung auf realistische Szenarien ist leicht möglich, die Arbeitsweise des ARQ Protokolls erfolgt dann lediglich mit größerem Delay.

Im Bild gezeigt ist eine obere Sendestation (Station 1) und eine untere Sendestation (Sta-

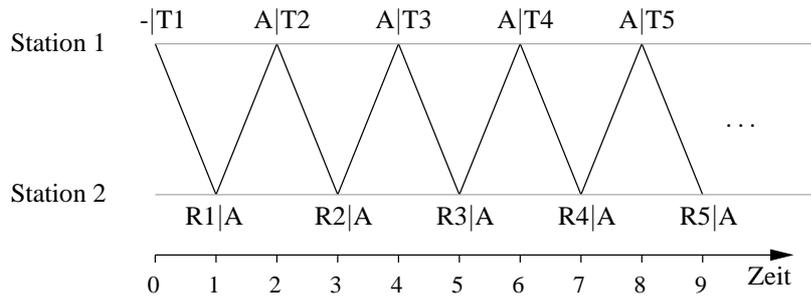


Abbildung 5.7: ARQ-Betrieb ohne Fehler

tion 2). Die Zeit verläuft von links nach rechts. Die Schreibweise  $E|S$  bedeutet, dass die entsprechende Station  $E$  empfängt und  $S$  sendet. Zum Zeitpunkt  $t = 0$  kann Station 1 natürlich noch nichts empfangen. Dies ist der Beginn der Datenübertragung. Acknowledge und Not-Acknowledge werden mit  $A$  und  $N$  abgekürzt. In einem ersten Schritt sendet die untere Station lediglich ACKs und NACKs an die obere Station, die fortlaufend durchnummerierte Symbole an die untere Station sendet.  $Tx$  bedeutet hierbei, dass Symbol  $x$  übertragen wird und  $Rx$  bedeutet, dass Symbol  $x$  bei der unteren Station empfangen wird.

In der vorliegenden Konfiguration kann lediglich maximal ein fehlerhaftes Paket ausstehen bzw. neu übertragen werden müssen. Die einzelnen Symbole müssen daher lediglich durch einen Ein-Bit-Index oder Zähler (das Feld CNT in Abschnitt 5.1.2) gekennzeichnet sein, um Retransmissions von neuen Paketen unterscheiden zu können. Werden andere ARQ-Varianten verwendet, kann es zu mehreren ausstehenden Paketen kommen. Der Counter muss in diesem Fall entsprechend viele Werte annehmen können, um die einzelnen Pakete und Retransmissions unterscheiden zu können.

Abbildung 5.8 zeigt eine Datenübertragung mit Fehlern. Ein Übertragungsfehler ist durch eine gestrichelte Verbindungslinie gekennzeichnet. Der entsprechende Empfangswert ist dann ein  $F$  (für Fehler).

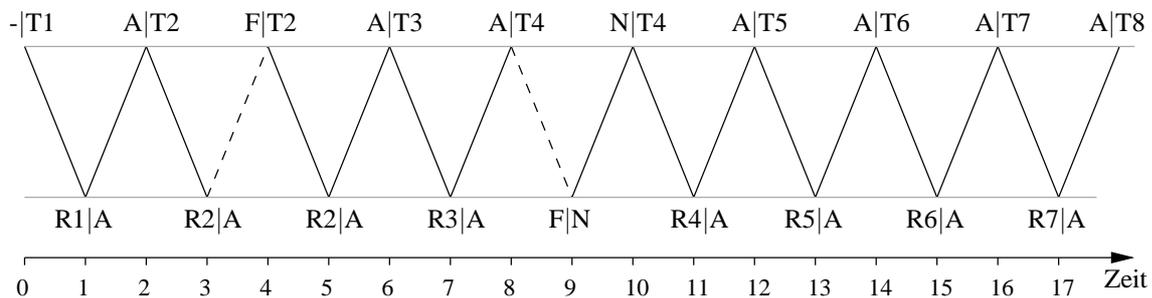


Abbildung 5.8: ARQ-Betrieb mit einfachen Fehlern

Wie bereits erwähnt, können sowohl Acknowledges als auch Datenpakete fehlerhaft sein. Im ersten Fall (im Bild zum Zeitpunkt  $t = 4$ ) wiederholt Station 1 das zuvor gesendete Paket, da nicht klar ist, ob ein ACK oder NACK empfangen wurde. Station 2 erkennt anhand der Ein-Bit Kennzeichnung, ob eine Retransmission erfolgt ist, oder nicht. Ein erneut übertragenes Paket hat den gleichen Zählerwert wie das zuvor empfangene Paket. Ein neues Paket hat den entsprechenden inversen Bitwert. Im zweiten Fall (im Bild bei

$t = 9$ ) sendet Station 2 ein NACK und Station 1 wiederholt das zuvor gesendete Paket ebenfalls. Station 2 kann schließlich wie oben beschrieben anhand des Ein-Bit Zählers überprüfen, dass tatsächlich eine Retransmission erfolgt ist.

Das Protokoll muss auch bei Mehrfachfehlern korrekt arbeiten. Bei stark gestörter Übertragung können mehrere Retransmissions nötig sein, bis ein Datenpaket fehlerfrei empfangen wird. Abbildung 5.9 zeigt ein solches Beispiel. Erst bei der fünften Übertragung wird Paket zwei korrekt empfangen und quittiert.

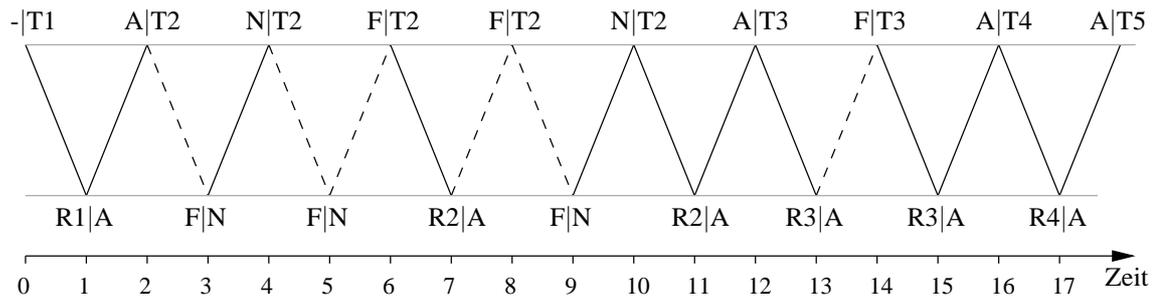


Abbildung 5.9: ARQ-Betrieb mit einfachen Fehlern

### 5.3 Inkrementelles ARQ ohne Synchronisierung

Wenn der Kanal stark gestört ist, wird, wie das vorige Beispiel gezeigt hat, die Datenübertragung äußerst ineffizient. Eine mehrfache Übertragung des selben Symbols kann sinnvoll sein, wenn kurze Fehlerbündel auftreten, die nur eines oder wenige Symbole betreffen. Ist die Störung von Dauer, ist es sinnvoller, den Einfluss der Störung zu mindern, oder die Störung zu umgehen.

Dies kann beispielsweise für schmalbandige Störungen geschehen, indem Frequenzselektivität für die Protokoll Daten bereitgestellt wird. Wie bereits in Kapitel 4 erläutert, können die Protokoll Daten unter bestimmten Bedingungen relativ frei im DMT-Symbol positioniert werden. Tritt nun eine schmalbandige Störung auf, von der die Protokoll Daten betroffen sind, können sie an eine andere Stelle im DMT-Symbol verschoben werden. Abbildung 5.10 zeigt schematisch, wie solche alternative Positionen der Protokoll Daten aussehen könnten. Es ist sinnvoll, nur Positionierungen zu wählen, bei denen die für Protokoll Daten verwendeten Subträgermengen gegenseitig disjunkt sind.

Für Störungen, die alle Subträger betreffen, wie beispielsweise eine Erhöhung der AWGN Leistung, können ebenfalls unterschiedliche Konfigurationen (Kombination aus Bit- und Leistungsverteilung sowie Position der Protokoll Daten) vorberechnet werden, die den Schutz der Protokoll Daten bei Auftreten bestimmter Störungen erhöhen.

Diese verschiedenen Konfigurationen müssen bereits vor Auftreten der tatsächlichen Störung beiden Transceivern bekannt sein. Beispielsweise können sie während der Initialisierungsphase ausgetauscht oder im laufenden Betrieb dynamisch aktualisiert werden.

Tritt nun eine Störung auf, können sämtliche Konfigurationen durchprobiert werden, bis eine gefunden wird, die verlässliche Datenübertragung ermöglicht. Verlässliche Übertra-



Es werden nun Konfigurationen 3 und 4 getestet und bei Konfiguration 4 ist schließlich fehlerfreier Empfang bei Station 1 möglich. Station 2 behält Sendekonfiguration 4 für die weitere Übertragung bei und Station 1 kann neue Pakete übertragen.

Problematisch hierbei ist, dass Station 1 nicht wissen kann, ob Station 2 korrekt empfängt, oder nicht. Falls der Empfang bei Station 2 ebenfalls gestört ist (vgl. Abbildung 5.6), beginnt auch sie mit einer Change Sequenz.

Da in diesem Fall der Empfang in beiden Richtungen fehlerhaft ist, werden sämtliche Change Befehle nicht ausgeführt, es kann also nicht zu fehlerfreier Kommunikation kommen.

In diesem Worst-Case Fall muss ein anderer Weg beschritten werden.

### 5.3.2 Blinde Sicherung der Protokoll Daten

In [27], wurde ein Schema vorgestellt, das eine Wiederherstellung verlässlicher Protokollkommunikation ermöglicht, indem sämtliche Kombinationen von vorbereiteten Sendekonfigurationen systematisch durchprobiert werden. Ein möglicher Ablauf der Sequenz ist in Abbildung 5.12 gezeigt.

In diesem Beispiel wird angenommen, dass vier unterschiedliche Konfigurationen vorhanden sind und Konfiguration eins, die beide Stationen zuvor verwendet haben, gestört ist. Diese erste Konfiguration muss bei der Sequenz nicht berücksichtigt werden. Die Notation  $E|S$  bedeutet in dieser Abbildung, dass die entsprechende Station mit Konfiguration  $E$  empfängt und mit Konfiguration  $S$  sendet. Für beide Stationen wechselt die Empfangskonfiguration alle drei Zeitschritte, während die Sendekonfiguration mit jedem Zeitschritt wechselt. Die dicken Verbindungslinien zeigen an, zu welchen Zeitpunkten Kommunikation überhaupt möglich ist, falls diese Konfiguration nicht von einer Störung betroffen ist.

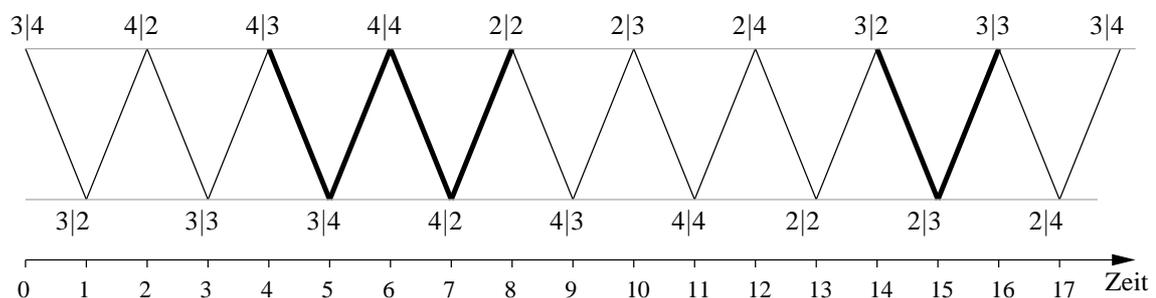


Abbildung 5.12: Suchsequenz bei gestörter Übertragung in beiden Richtungen

Für jede Station gibt es drei mögliche Empfangs- und drei mögliche Sendezeitpunkte. Je nachdem, zu welchem Zeitpunkt beide Stationen die Suchsequenz beginnen, liegen diese Zeitpunkte unterschiedlich. Im vorliegenden Beispiel wird deutlich, dass die Dauer der Sequenz unterschiedlich ausfallen kann, je nachdem, welche Konfigurationen sichere Übertragung ermöglichen.

Sobald eine Station fehlerfrei empfängt, behält sie die entsprechende Empfangskonfiguration bei und teilt diese im DAT-Feld der Protokollinformation der anderen Station mit. Sobald auch die andere Station fehlerfrei empfängt, kann sie aus dem DAT-Feld auslesen, welche Sendekonfiguration sie verwenden soll und gleichzeitig mit dem nächsten Symbol der Partnerstation mitteilen, mit welcher Konfiguration sie senden soll. Ein weiteres Beispiel soll diesen Sachverhalt verdeutlichen.

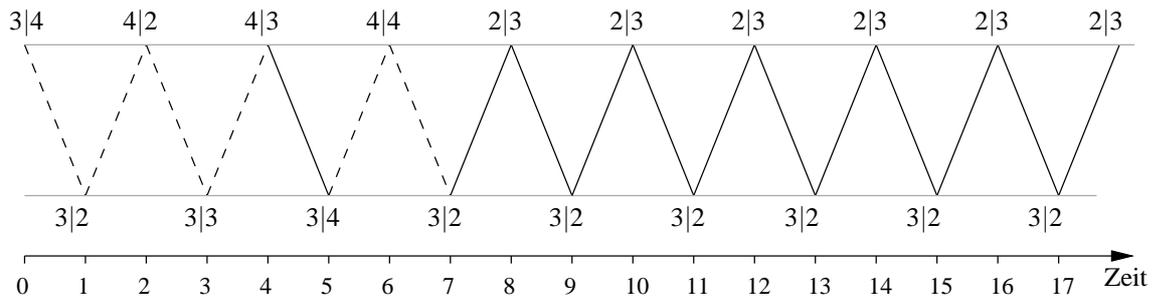


Abbildung 5.13: Suchsequenz mit kurzer Dauer

Abbildung 5.13 zeigt den Fall, dass Station 2 mit Konfiguration 3 empfangen kann und Station 1 mit Konfiguration 2. Gestrichelte Linien symbolisieren fehlerhaften Empfang. Ab dem Zeitpunkt  $t = 9$  ist verlässliche Protokollkommunikation wiederhergestellt und die nächsten Adaptionsschritte können eingeleitet werden.

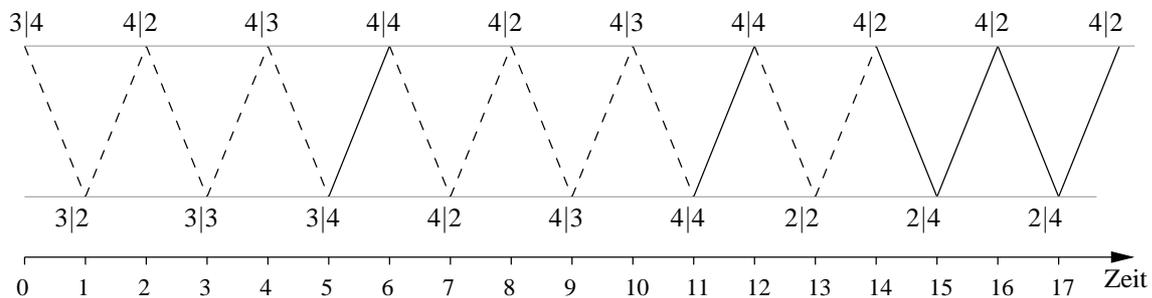


Abbildung 5.14: Suchsequenz mit längerer Dauer

Abbildung 5.14 zeigt den Fall, dass Station 1 mit Konfiguration 4 empfangen kann und Station 2 mit Konfiguration 2. In diesem Fall ist die Sequenz erst zum Zeitpunkt  $t = 16$  beendet.

Im Folgenden wird eine Sequenz, die der Sicherung verlässlicher Protokollkommunikation dient, als Sicherungssequenz bezeichnet. Im nächsten Abschnitt wird eine Sicherungssequenz mit Synchronisierung vorgestellt, in Abschnitt 7.6 wird eine weitere Variante der Sicherungssequenz vorgestellt, die zusätzlich Kanalinformation mit einbezieht.

## 5.4 Inkrementelles ARQ mit Synchronisierung

Im letzten Abschnitt wurde gezeigt, dass ein Hauptproblem bei der dynamischen Adaption die Synchronisierung von Sende- und Empfangskonfigurationen der Transceiver ist.

Verlässliche Übertragung ist überhaupt nur dann möglich, wenn Sender und Empfänger die gleiche Konfiguration verwenden.

Der Adaptionablauf lässt sich signifikant beschleunigen, wenn es gelingt, eine ständige Synchronisation von Sender und Empfänger der beiden Transceiver zu gewährleisten. Wenn der Startzeitpunkt der Adaption verlässlich signalisiert werden kann, müssen nicht alle möglichen Kombinationen von Sende- und Empfangskonfigurationen getestet werden, sondern es kann mit jedem Zeitschritt eine neue Konfiguration verwendet werden, bis zwei Konfigurationen gefunden sind, die fehlerfreien Empfang in beiden Übertragungsrichtungen gewährleisten.

Eine mögliche Signalisierungsmethode ist etwa die Verwendung eines speziellen Bitmusters. Dieses darf während der regulären Datenübertragung nicht vorkommen und muss gute Detektionseigenschaften besitzen. Eine andere Möglichkeit der Signalisierung besteht darin, während einer Symbolzeit ein spezielles Leistungsprofil zu übertragen, bei dem zum Beispiel die Sendeleistung in einem schmalen Band konzentriert ist.

Es kann gezeigt werden, dass beide Ansätze unter widrigen Rauschbedingungen fehlschlagen können. Überdies ist die zweite Methode unter Umständen nicht einsetzbar, da in vielen Anwendungen Regulationen bezüglich der erlaubten Leistungsdichten in bestimmten Frequenzbändern beachtet werden müssen.

Hier wird daher vorgeschlagen, während einer DMT-Symbolzeit ein sogenanntes *All-Zero Symbol* (AZS) zu übertragen [26]. Das bedeutet, es werden lediglich Nullen übertragen, die Sendeleistung für ein Symbol wird also auf Null reduziert. Das Empfangssignal besteht in diesem Fall lediglich aus Rauschen.

Im Folgenden werden verschiedene Ansätze, den Empfang eines solchen All-Zero Symbols zu detektieren, untersucht und mathematisch analysiert.

### 5.4.1 Modellbildung

Wie bereits dargestellt wurde, sind in realen Systemen immer einige Subträger von der Datenübertragung ausgeschlossen. Im Folgenden sei mit  $N$  die Anzahl der tatsächlich zur Datenübertragung genutzten Subträger bezeichnet. Jeder dieser Subträger sendet ein komplexwertiges Sendesymbol  $x$ , das einen Signalpunkt einer quadratischen QAM-Konstellation repräsentiert. Die minimale Distanz zwischen benachbarten Signalpunkten für jeden Subträger hängt von dem gewünschten Ziel-BER und dem SNR auf diesem Subträger ab.

Für die folgende Analyse wird angenommen, dass ein Bit und Power Loading Algorithmus verwendet wurde, um die Datenrate für ein bestimmtes Ziel-BER bei beschränkter Gesamtsendeleistung zu maximieren. Auf jedem verwendeten Subträger liegt daher das gleiche BER vor.

In diesem Szenario ist die kleinstmögliche Konstellation die 4-QAM mit einem Sendeealphabet von vier Konstellationspunkten, von denen jeder zwei Bits darstellt. Es lässt sich zeigen, dass die 4-QAM Konstellation bei vorgegebenem BER eine geringfügig größere minimale Distanz hat als höherstufige QAM-Konstellationen. Diese besitzen jedoch eine

größere mittlere Sendeleistung als die 4-QAM. In der folgenden Darstellung sollen daher die vier Punkte der 4-QAM betrachtet werden, was eine Worst-Case Analyse darstellt. Die hergeleiteten Ergebnisse fallen noch besser aus, wenn höherstufige QAM-Konstellationen verwendet werden.

Weiterhin wird o.B.d.A. angenommen, dass die Übertragungsleistung  $q$  der 4-QAM auf eins normiert ist ( $q = 1$ ).

Das empfangene Signal  $r_n$  auf Subträger  $n$  kann folgendermaßen geschrieben werden:

$$r_n = x_n + w_n, \quad (5.2)$$

wobei  $w_n$  einen Abtastwert eines komplexwertigen zirkulären weißen Gaußschen Rauschprozesses mit Varianz  $\sigma^2$  darstellt und  $x_n$  das Sendesignal, einen Konstellationspunkt der 4-QAM.

Das Übertragungssignal jedes einzelnen der  $N$  verwendeten Subträger ist also entweder  $\pm \sqrt{2}/2 \pm j \sqrt{2}/2$ , wenn ein Informations-Symbol übertragen wird oder das Sendesignal ist auf allen  $N$  Subträgern  $x_n = 0$ , wenn das All-Zero Symbol übertragen wird. Das Empfangssignal besteht im letzteren Fall lediglich aus Rauschen ( $r_n = w_n$ ).

Real- und Imaginärteil von  $w_n$  sind statistisch unabhängig und gemäß einer Normalverteilung  $\mathcal{N}(0, \sigma^2/2)$  (Normalverteilung mit Mittelwert 0 und Varianz  $\sigma^2/2$ ) verteilt. Um die Analyse zu vereinfachen, wird angenommen, dass alle Subträger die gleiche Rauschleistung besitzen. Dies stellt wiederum den Worst-Case dar, wenn hierfür die Rauschleistung des am stärksten gestörten Subträgers angesetzt wird.

### 5.4.2 Entscheidung aufgrund des Absolutwerts für jeden Subträger

In diesem Abschnitt wird zunächst eine Analyse des zu erwartenden Absolutwerts der empfangenen komplexwertigen Rauschwerte im Frequenzbereich für jeden einzelnen Subträger durchgeführt, wenn das All-Zero Symbol übertragen wurde.

Die Absolutwerte des empfangenen Rauschens (ihre Abstände vom Ursprung) folgen einer Rayleigh-Verteilung [61]. Dies ist in Abbildung 5.15 dargestellt. Ein Histogramm über 50.000 Empfangswerte bei einer Rauschleistung von  $-10$  dB ist mit der entsprechenden Rayleigh Verteilung überlagert.

Man kann nun einen Schwellenwert (Threshold)  $t$  festlegen und es als Hinweis auf ein Auftreten des All-Zero (Sub-)Symbols für jeden Subträger werten, wenn der Rauschwert  $r_n$  einen Absolutwert besitzt, der kleiner als  $t$  ist. Die Wahrscheinlichkeit korrekter Detektion des All-Zero Subsymbols (Subsymbol, da die Entscheidung zunächst für jeden Subträger einzeln gefällt wird) nach dieser Methode, bezeichnet mit  $P_Z^1$ , kann nach [9] ausgedrückt werden als

$$P_Z^1 = P(|r_n| \leq t) = 1 - \exp\left(\frac{-t^2}{\sigma^2}\right) \quad (5.3)$$

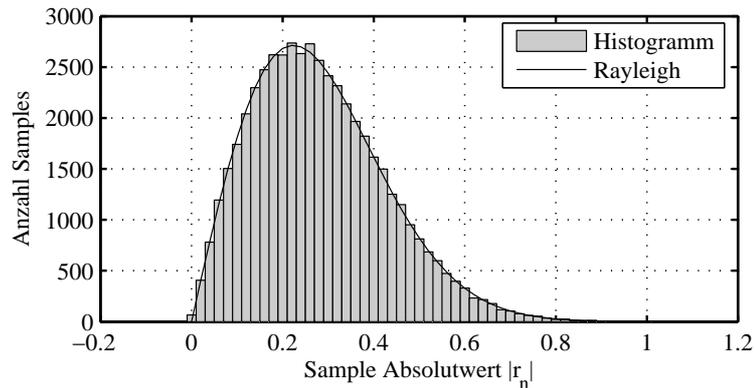
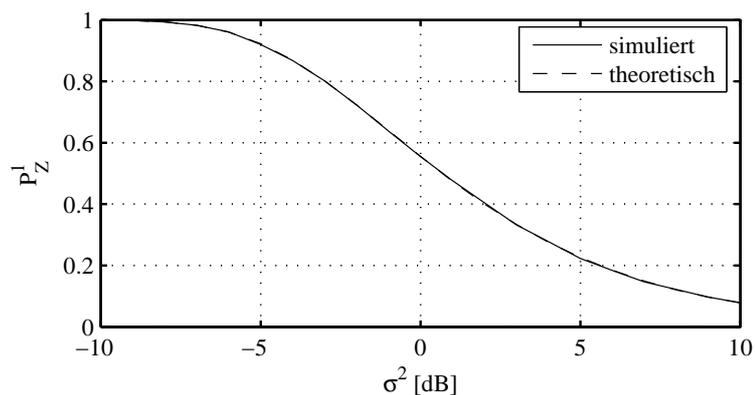


Abbildung 5.15: Rayleigh-Verteilung der Rauschwerte

und ist eine Funktion der Rauschleistung und des Schwellenwerts. Theoretische Werte sind in Abbildung 5.16 zusammen mit Simulationsergebnissen für einen Schwellenwert von  $t = 0.9$  dargestellt.

Abbildung 5.16: Detektionsrate für das All-Zero Subsymbol,  $t = 0.9$ 

In einem zweiten Schritt kann eine Mehrheitsentscheidung über alle  $N$  verwendeten Subträger berechnet werden, um die Wahrscheinlichkeit  $P_Z^N$  für korrekte Detektion des All-Zero Symbols zu berechnen:

$$P_Z^N = \sum_{k=\lfloor N/2 \rfloor + 1}^N \binom{N}{k} (P_Z^1)^k \cdot (1 - P_Z^1)^{N-k}. \quad (5.4)$$

Ergebnisse für diese Methode auf Basis der Mehrheitsentscheidung sind für verschiedene Werte  $N$  in Abbildung 5.17 gezeigt. Der Schwellenwert beträgt weiterhin  $t = 0.9$ . Je größer  $N$  ist, umso größer ist die Wahrscheinlichkeit korrekter Detektion des AZS auch für hohe Rauschleistungen.

Bisher wurde nur die Wahrscheinlichkeit berechnet, dass das All-Zero Symbol entdeckt wird, wenn es tatsächlich übertragen wurde. Es muss jedoch auch sichergestellt werden,

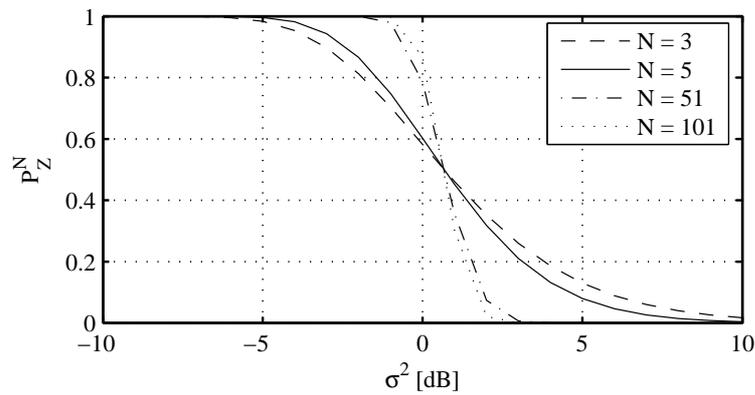


Abbildung 5.17: Detektionsrate für Methode mit Mehrheitsentscheidung

dass Informationssymbole korrekt erkannt werden. Die Verwechslung eines Informationssymbols mit einem All-Zero Symbol muss ebenso vermieden werden wie der umgekehrte Fall.

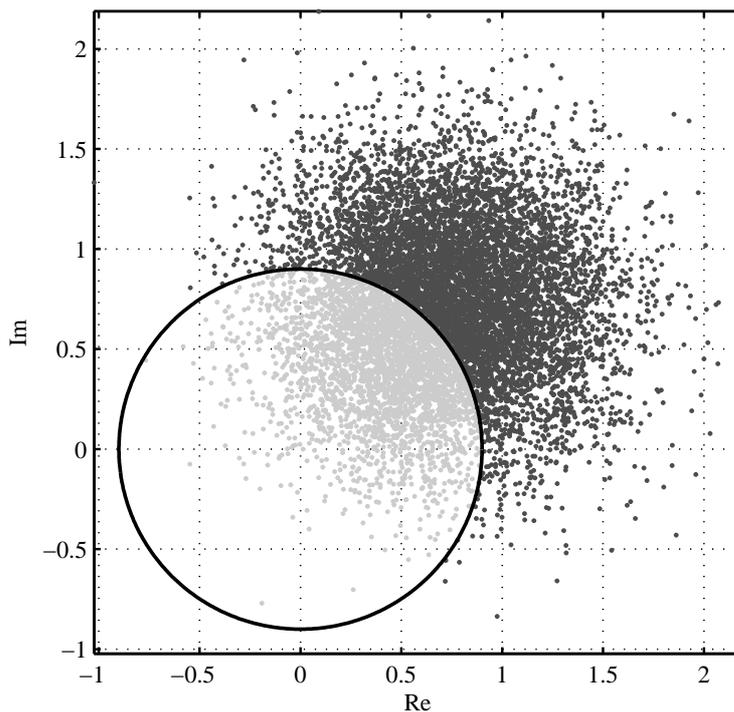


Abbildung 5.18: Zwei Klassen rauschbehafteter Empfangswerte

Dieses Problem soll anhand eines einzelnen Subträgers mit  $q = 1$  und einer Rauschleistung von  $-5$  dB verdeutlicht werden. Viele empfangene Punkte haben einen Abstand vom Ursprung, der kleiner als  $q$  ist. Abbildung 5.18 zeigt 10000 empfangene rauschbehaftete Samples, wobei der Konstellationspunkt  $x_n = \sqrt{2}/2 \cdot (1 + j)$  übertragen wurde. Samples mit einem Absolutwert kleiner als der Threshold  $t = 0.9$  sind hellgrau markiert, die übr-

gen Samples sind dunkelgrau markiert. Der schwarze Kreis mit Radius  $t = 0.9$  zeigt die Grenze zwischen beiden Klassen von Samples. Offensichtlich besitzt eine große Zahl von Samples einen Abstand vom Ursprung kleiner als  $t$ . Sie zeigen damit fälschlicherweise den Empfang des All-Zero Subsymbols an.

Leider kann eine Formel für das Verhältnis der hellgrauen Punkte zur Gesamtzahl für gegebenes SNR,  $t$  und  $q$  nicht geschlossen angegeben werden, man kann jedoch numerische Integration verwenden, um dieses Verhältnis zu berechnen.

Wenn ein Informations-Subsymbol auf einem Subträger gesendet wurde, ist die Wahrscheinlichkeitsdichte, dass ein Sample  $r_n$  am Punkt  $x + j \cdot y$  empfangen wird gegeben durch

$$P(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2/2} \cdot \exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2/2} \cdot ((x - x_d)^2 + (y - y_d)^2)\right), \quad (5.5)$$

wobei  $x_d$  und  $y_d$  Real- und Imaginärteil des Informationssymbols repräsentieren. Da hier nur die 4-QAM betrachtet wird, kann o.B.d.A.  $x_d = y_d = \frac{1}{\sqrt{2}}$  gesetzt, also lediglich einer der vier Konstellationspunkte herangezogen werden.

Die Wahrscheinlichkeit  $P_e^1$  ( $e$  für error), ein Informations-Subsymbol fälschlicherweise als All-Zero Subsymbol zu klassifizieren, ist damit als Integral über einen Kreis mit Radius  $t$  und Mittelpunkt im Ursprung gegeben:

$$P_e^1 = \int_A \frac{1}{2\pi\sigma^2/2} \cdot \exp\left(-\frac{(x - x_d)^2 + (y - y_d)^2}{2\sigma^2/2}\right) dA, \quad (5.6)$$

mit

$$A = \{x, y | x^2 + y^2 < t^2\}. \quad (5.7)$$

Es besteht noch eine alternative Berechnungsmöglichkeit für  $P_e^1$ . Nach [31] kann die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (engl. Probability Density Function, PDF) von  $|r_n|$  folgendermaßen angegeben werden:

$$f(|r_n|) = \frac{2|r_n|}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2} - \frac{|r_n|^2}{\sigma^2} I_0\left(|r_n| \sqrt{\frac{4}{\sigma^4}}\right)\right), \quad (5.8)$$

wobei  $I_0$  die modifizierte Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung ist. Damit ergibt sich alternativ

$$P_e^1 = P(|r_n| \leq t) = \int_{|r_n|=0}^{|r_n|=t} f(|r_n|) d|r_n|. \quad (5.9)$$

Abbildung 5.19 zeigt Ergebnisse für unterschiedliche Werte  $t$  und verschiedene Rauschleistungen. Ein kleinerer Threshold verringert die Fehlerwahrscheinlichkeit. Allerdings wird eine solche Verringerung von  $t$  auch zu schlechteren Detektionsergebnissen für das All-Zero Symbol führen, wenn es tatsächlich übertragen wurde.

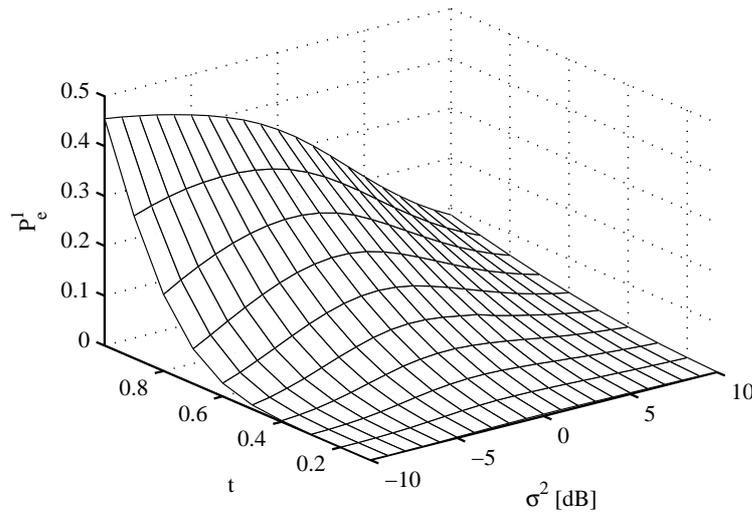


Abbildung 5.19: Fehlerhafte Detektion des All-Zero Subsymbols

Mit diesem Ergebnis kann man nun die kombinierte Wahrscheinlichkeit  $P_c^1$  ( $c$  für combined) korrekter Klassifikation von sowohl Informations- als auch All-Zero Subsymbolen angeben als

$$P_c^1 = \frac{1}{2} \left( (1 - P_e^1) + P_z^1 \right) \quad (5.10)$$

und schließlich lässt sich durch Verwenden einer Mehrheitsentscheidung über  $N$  Subträger die Wahrscheinlichkeit korrekter Klassifikation von All-Zero und Informationssymbolen  $P_c^N$  als

$$P_c^N = \frac{1}{2} \left( P_z^N + (1 - P_e^N) \right), \quad (5.11)$$

mit

$$P_e^N = \sum_{k=\lfloor N/2 \rfloor + 1}^N \binom{N}{k} (P_e^1)^k \cdot (1 - P_e^1)^{N-k} \quad (5.12)$$

berechnen.

Ergebnisse sind in Abbildung 5.20 gegeben. Sie zeigen hervorragende Übereinstimmung mit Simulationsergebnissen.

### 5.4.3 Entscheidung aufgrund der Subträger-Energie

Statt des Absolutwerts empfangener Samples auf jedem Subträger, kann man auch die Energie der Empfangssamples  $r_n$  betrachten. Diese Empfangsenergien  $|r_n|^2$  sind für jeden einzelnen Subträger gemäß einer Chi-Square Distribution mit zwei Freiheitsgraden verteilt, oder, was äquivalent ist, gemäß einer Exponentialverteilung:

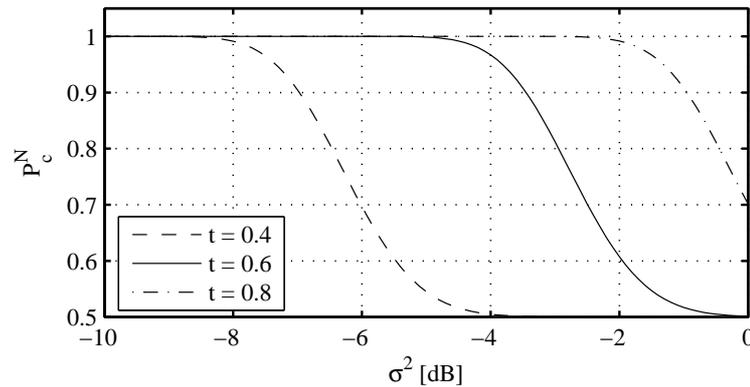


Abbildung 5.20: Kombinierte Detektionsergebnisse für All-Zero und Informationssymbole

$$P(x) = \frac{1}{\lambda} \exp\left(-\frac{x}{\lambda}\right), \quad (5.13)$$

mit Parameter  $\lambda = 2$  wenn die Rauschwerte einer Standard-Normalverteilung (mit Varianz eins) folgen.

Um eine beliebige Varianz berücksichtigen zu können, muss diese Formel folgendermaßen modifiziert werden (mit  $\lambda = 2$ ):

$$P(x) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma^2}\right). \quad (5.14)$$

Ein Histogramm für 50000 Samples bei einer Rauschleistung von  $-10$  dB ist in Abbildung 5.21 mit der entsprechenden Exponentialverteilung überlagert.

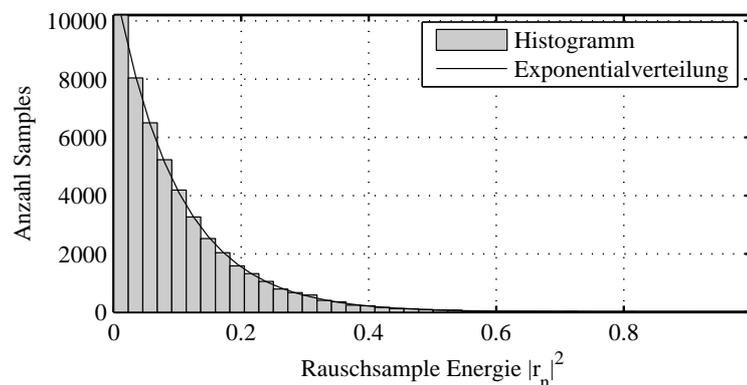


Abbildung 5.21: Energie der Rauschsamples folgt Exponentialverteilung

Mit einem Threshold  $t$  kann nun wiederum die Wahrscheinlichkeit berechnet werden, dass die Energie eines empfangenen Rauschwertes kleiner als  $t$  ist:

$$\begin{aligned}
 P(|r_n|^2 \leq t) &= \int_0^t \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma^2}\right) dx \\
 &= 1 - \exp\left(-\frac{t}{\sigma^2}\right).
 \end{aligned}
 \tag{5.15}$$

Diese Wahrscheinlichkeit sei wieder mit  $P_Z^1$  bezeichnet. Für ein festes  $t$  soll angenommen werden, dass das All-Zero (Sub-)Symbol gesendet wurde, wenn die Energie des Rauscherts  $r_n$  kleiner als  $t$  ist. Für  $t = 0.9$  wird die Wahrscheinlichkeit korrekter Detektion  $P_Z^1$  in Abbildung 5.22 für unterschiedliche Rauschleistungen mit Simulationsergebnissen verglichen.

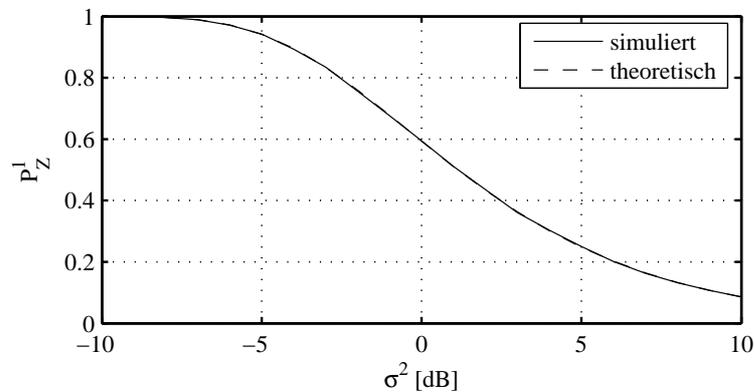


Abbildung 5.22: Detektionsrate für All-Zero Subsymbol,  $t = 0.9$

Für die Energie-Methode kann, wie bereits im vorigen Abschnitt, ebenfalls eine Mehrheitsentscheidung berechnet werden. Die kombinierte Detektionsgenauigkeit für Informations- und All-Zero Symbole ist in 5.23 gezeigt.

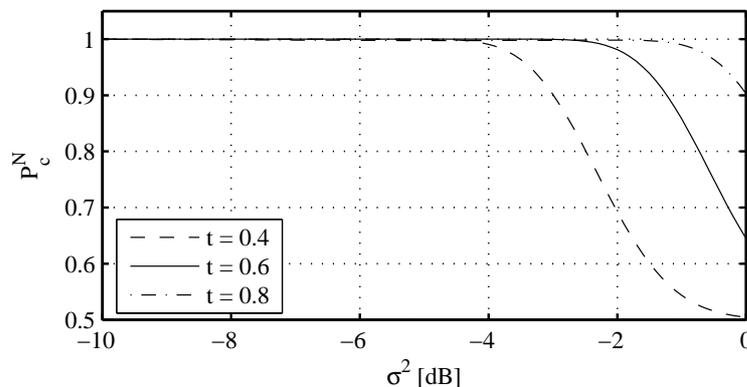


Abbildung 5.23: Kombinierte Detektion von All-Zero und Informations-Symbolen

Ein Vergleich der Gleichungen (5.15) und (5.3) verdeutlicht, dass Detektion des All-Zero Symbols aufgrund des Absolutwerts oder der Energie der Empfangswerte im Prinzip äqui-

valent sind. Beide liefern die gleichen Ergebnisse für Thresholds  $t_{\text{energy}}$  und  $t_{\text{absolute}}$  wenn gilt:

$$t_{\text{energy}} = \sqrt{t_{\text{absolute}}} . \quad (5.16)$$

Welche der beiden Methoden in einem realen System verwendet werden soll, hängt von den jeweiligen Eigenschaften der verwendeten Signalprozessoren ab, für die eine der beiden Methoden bezüglich Rechengeschwindigkeit oder Einfachheit der Implementierung günstiger sein kann.

#### 5.4.4 Entscheidung aufgrund der mittleren Symbol-Energie

Schließlich kann die Detektion des AZS auch auf Grundlage der gemittelten Varianz über  $N$  Subträger betrachtet werden. Die mittlere Varianz  $\sigma_{\text{sym}}^2$  jedes Symbols über  $N$  Subträger ist

$$\sigma_{\text{sym}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |r_n|^2 . \quad (5.17)$$

Es wird zunächst der Fall betrachtet, dass das All-Zero Symbol übertragen wurde. Ein Resultat aus der Wahrscheinlichkeitstheorie besagt, dass dann die Verteilung von  $\sigma_{\text{sym}}^2 = \sigma_{\text{SZ}}$  (SZ für Symbolvarianz im Fall des All-Zero Symbols) durch eine Normalverteilung approximiert werden kann. Der Erwartungswert von  $\sigma_{\text{SZ}}^2$  ist natürlich gerade  $\sigma^2$ , die gleiche Rauschleistung wie für jeden einzelnen Subträger. Mit  $w_1$  und  $w_2$  seien die empfangenen Real- und Imaginäranteile der empfangenen Rauschwerte bezeichnet. Die Varianz des Schätzwertes der Varianz für einen einzelnen Subträger beträgt dann

$$E \left\{ \left( (w_1^2 + w_2^2) - \sigma^2 \right)^2 \right\} \quad (5.18)$$

$$= E \left\{ \left( (w_1^2 + w_2^2)^2 - 2(w_1^2 + w_2^2)\sigma^2 + \sigma^4 \right) \right\} \quad (5.19)$$

$$= E \left\{ w_1^4 + 2w_1^2w_2^2 + w_2^4 - 2\sigma^4 + \sigma^4 \right\} \quad (5.20)$$

$$= \frac{3}{4}\sigma^4 + \frac{1}{2}\sigma^4 + \frac{3}{4}\sigma^4 - \sigma^4 \quad (5.21)$$

$$= \sigma^4 . \quad (5.22)$$

Die Varianz  $\sigma_{\text{VZ}}^2$  von  $\sigma_{\text{SZ}}^2$ , berechnet über  $N$  Subträger ist daher  $\sigma_{\text{VZ}}^2 = \frac{\sigma^4}{N}$  und für große  $N$  ist  $\sigma_{\text{SZ}}^2$  näherungsweise normalverteilt gemäß

$$\mathcal{N}(\sigma^2, \sigma^4/N) = \mathcal{N}(\sigma^2, \sigma_{\text{VZ}}^2) . \quad (5.23)$$

Für eine Rauschleistung von  $-10$  dB und  $N = 100$  sind Histogrammwerte für 50000 Symbolvarianzen in Abbildung 5.24 gezeigt. Die überlagerte korrespondierende Normalverteilung zeigt die exzellente Übereinstimmung der gerade hergeleiteten Formeln.

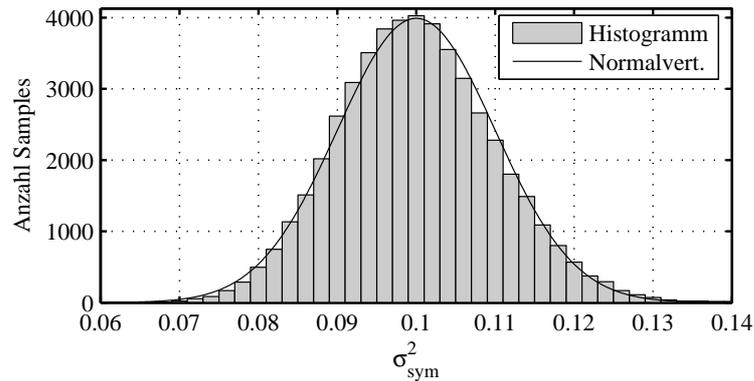


Abbildung 5.24: All-Zero Symbol Varianz folgt Normalverteilung

Mit Gleichung (5.23) kann man die Wahrscheinlichkeit berechnen, dass die Symbolvarianz kleiner als ein Threshold  $t$  ist:

$$P_Z = P(\sigma_{\text{SZ}}^2 \leq t) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left( -\frac{t - \sigma^2}{\sqrt{2 \cdot \sigma_{\text{VZ}}^2}} \right). \quad (5.24)$$

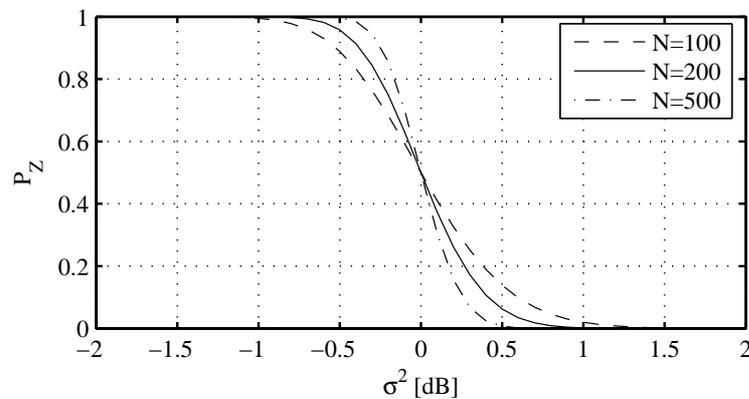


Abbildung 5.25: Detektionsrate für All-Zero Symbol

Für ein festes  $t$  lässt sich die Wahrscheinlichkeit  $P_Z$  bestimmen, dass das All-Zero Symbol korrekt detektiert wird. Ergebnisse für  $t = 1$  sind in Abbildung 5.25 für Rauschleistungen von  $-2$  dB bis  $2$  dB und unterschiedliche  $N$  gezeigt. Ab einem SNR von ca.  $2$  dB wird praktisch perfekte Detektion erreicht. Je größer  $N$ , desto steiler ist die Steigung der Kurven.

Auch die Wahrscheinlichkeit, dass ein All-Zero Symbol detektiert wird, obwohl tatsächlich ein Informationssymbol übertragen wurde, kann berechnet werden. Wieder wird davon ausgegangen, dass auf allen Subträgern 4-QAM mit auf eins normierter Sendeleistung verwendet wird.

Der Real- und Imaginärteil der rauschbehafteten Empfangsinformation sei mit  $r_1$  und  $r_2$  bezeichnet. Der Wert  $\mu^2$  sei der Mittelwert der Übertragungsleistung pro Dimension (mit den bisher getroffenen Voraussetzungen gilt  $\mu = 1/\sqrt{2}$ ). Der Erwartungswert der Varianz, wenn ein Informationssymbol übertragen wird, beträgt

$$E \{r_1^2 + r_2^2\} \quad (5.25)$$

$$= E \{(\mu + w_1)^2 + (\mu + w_2)^2\} \quad (5.26)$$

$$= E \{\mu^2 + 2\mu w_1 + w_1^2 + \mu^2 + 2\mu w_2 + w_2^2\} \quad (5.27)$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + E \{w_1^2 + w_2^2\} \quad (5.28)$$

$$= 1 + \sigma^2. \quad (5.29)$$

Die Varianz dieses Erwartungswertes ist

$$E \left\{ \left( (r_1^2 + r_2^2) - (1 + \sigma^2) \right)^2 \right\} \quad (5.30)$$

$$= E \left\{ (r_1^2 + r_2^2)^2 - 2(r_1^2 + r_2^2)(1 + \sigma^2) + (1 + \sigma^2)^2 \right\} \quad (5.31)$$

$$= E \left\{ (r_1^2 + r_2^2)^2 \right\} - 2(1 + \sigma^2) E \{r_1^2 + r_2^2\} + (1 + \sigma^2)^2 \quad (5.32)$$

$$= 1 + 4\sigma^2 + 2\sigma^4 - 2(1 + \sigma^2)^2 + (1 + \sigma^2)^2 \quad (5.33)$$

$$= 1 + 4\sigma^2 + 2\sigma^4 - 1 - 2\sigma^2 - \sigma^4 \quad (5.34)$$

$$= \sigma^4 + 2\sigma^2, \quad (5.35)$$

wobei folgendes Resultat verwendet wurde:

$$E \left\{ (r_1^2 + r_2^2)^2 \right\} = E \left\{ (\mu + w_1)^2 + (\mu + w_2)^2 \right\} \quad (5.36)$$

$$= E \left\{ (\mu^2 + 2\mu w_1 + w_1^2 + \mu^2 + 2\mu w_2 + w_2^2)^2 \right\} \quad (5.37)$$

$$= 1 + 4\sigma^2 + 2\sigma^4. \quad (5.38)$$

Wie in Bild 5.26 gezeigt, ist die Varianz der Empfangswerte für ein Informationssymbol  $\sigma_{\text{SI}}^2$  daher für große  $N$  näherungsweise normalverteilt gemäß

$$\mathcal{N}(\sigma^2 + 1, \sigma_{\text{VI}}^2), \quad (5.39)$$

wobei  $\sigma_{\text{VI}}^2 = (\sigma^4 + 2\sigma^2)/N$ .

Die Wahrscheinlichkeit  $P_e$ , dass ein Informationssymbol fälschlicherweise als All-Zero Symbol detektiert wird, ist damit

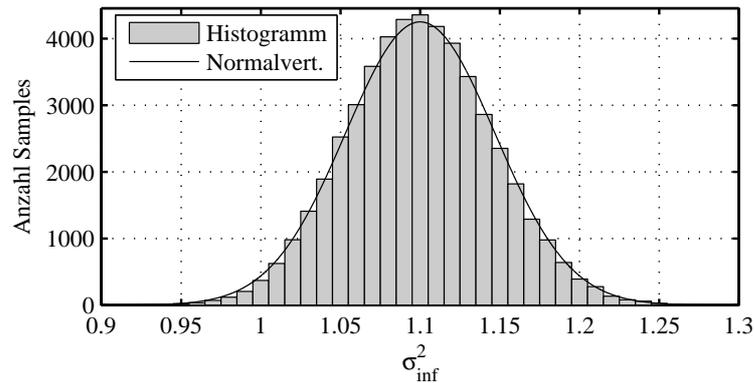


Abbildung 5.26: Varianz des Informations-Symbols folgt Normalverteilung

$$P_e = P(\sigma_{\text{SI}}^2 \leq t) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left( -\frac{t - (1 + \sigma^2)}{\sqrt{2 \cdot \sigma_{\text{VI}}^2}} \right). \quad (5.40)$$

Die kombinierte Detektionsgenauigkeit für sowohl Informations- als auch All-Zero Symbole ist in Abbildung 5.27 gezeigt.

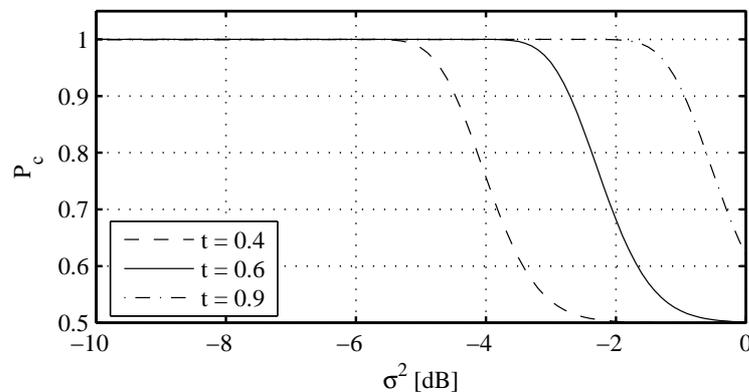


Abbildung 5.27: Detektionsergebnisse für All-Zero und Informations-Symbole

All-Zero Symbol Detektion aufgrund der Symbolenergie liefert etwas bessere Ergebnisse als die zwei anderen Detektionsmethoden, falls derselbe Wert  $N$  verwendet wird. Dies liegt daran, dass die Kurven für  $P_c$  steilere Steigung haben als die Kurven  $P_c^N$ , wenn  $t$  jeweils so gewählt wird, dass vergleichbare Detektionsergebnisse erreicht werden.

Wenn der Schwellenwert  $t$  zu groß ist, verschlechtern sich die Ergebnisse für kombinierte Detektion von All-Zero und Informations-Symbolen bei allen vorgestellten Detektionsmethoden. Um einen optimalen Wert für diesen Parameter zu finden, sollte daher in realen Anwendungen mit unterschiedlichen Varianten experimentiert werden.

Eine Erweiterung der Ergebnisse, wenn unterschiedliche Konstellationsformen und unterschiedliche SNR auf den einzelnen Subträgern verwendet werden, ist leicht möglich.

Mit den Ergebnissen aus Abschnitt 2.3 folgt, dass die hergeleiteten Resultate weiterhin gültig sind, wenn das effektive SNR des jeweiligen Subträgers herangezogen wird. Da vor dem Entscheider die mittlere Sendeleistung auf allen Subträgern auf eins normiert wird, kann der gleiche Threshold für alle Subträger verwendet werden. Simulationsergebnisse haben gezeigt, dass die Tatsache, dass bei höherstufigen Konstellationen manche Konstellationspunkte eine höhere Sendeleistung als die mittlere Sendeleistung besitzen, keinen signifikanten Einfluss auf die Leistungsfähigkeit der Detektion hat.

### 5.4.5 Synchronisierte Sicherungssequenz

Wie die Analyse der All-Zero Symbol Detektion ergeben hat, ist ab einer Rauschleistung von etwa  $-3$  dB, also einem effektiven SNR von ca. 3 dB quasi perfekte Erkennung von All-Zero- und Datensymbolen möglich. In diesem Abschnitt soll dargestellt werden, wie das All-Zero Symbol eingesetzt werden kann, um den Adaptionprozess gegenüber der blinden Sicherungssequenz in Abschnitt 5.3.2 zu beschleunigen und zu vereinfachen.

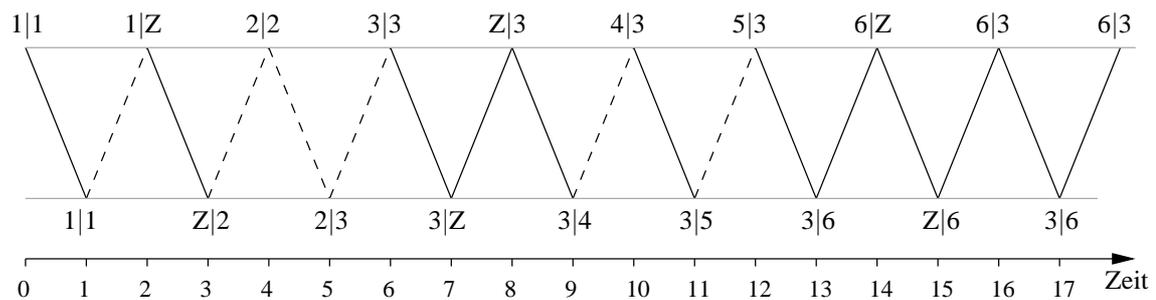


Abbildung 5.28: ARQ Sicherungssequenz mit All-Zero Symbol Synchronisierung

Wenn das All-Zero Symbol zur Synchronisierung benutzt wird, kann es den Start der Suchsequenz signalisieren und Sender und Empfänger beider Stationen können simultan durch die verschiedenen alternativen Konfigurationen wechseln. Sobald verlässliche Kommunikation möglich ist, wird dies wieder durch das All-Zero Symbol signalisiert. Der gesamte Prozess kann so bedeutend schneller ablaufen, wie in Abbildung 5.28 dargestellt. Die Schreibweise  $E|S$  bedeutet wieder, dass die Station mit Konfiguration  $E$  empfängt und mit Konfiguration  $S$  sendet. Ein  $Z$  zeigt die Übertragung oder den Empfang eines All-Zero Symbols an. Es wird aufgrund der Resultate obiger Analyse angenommen, dass dieses immer korrekt empfangen wird. Gestrichelte Verbindungen deuten eine gestörte Übertragung an.

## 5.5 Vergleich beider Adaptionsmethoden

Die Methode ohne Synchronisierung aus Abschnitt 5.3.2 erreicht bereits eine deutliche Verbesserung gegenüber herkömmlichen ARQ-Systemen. Insbesondere für schmalbandige Störungen können mit einer Reihe von alternativen Konfigurationen mit unterschied-

licher Positionierung der Protokolldaten im DMT-Symbol exzellente Ergebnisse erzielt werden.

Die Länge der Suchsequenz hängt bei dieser Methode jedoch im Mittel von der Anzahl der betrachteten Konfigurationen ab und steigt quadratisch mit ihr an. Da sämtliche Konfigurationen zwischen beiden Transceivern ausgetauscht werden müssen, sollten in der Praxis nur wenige Konfigurationen verwendet werden.

Ein weiteres Problem stellt die Auswahl sinnvoller Konfigurationen dar. Da in der Regel nicht bekannt ist, mit welchen Störungen zu rechnen ist, müssen hier durch Simulation Kompromisse zwischen Leistungsfähigkeit und Komplexität gefunden werden. Ist jedoch im Vorfeld bekannt, dass bestimmte Störmuster auftreten können, können hierauf speziell abgestimmte Konfigurationen vorberechnet werden, was die Leistungsfähigkeit der Methode verbessert.

Die Methode mit Synchronisierung ermöglicht die Verwendung einer größeren Zahl an Konfigurationen, da hier die Länge der Suchsequenz linear mit der Anzahl der Konfigurationen anwächst. Überdies ist es möglich, die einzelnen Konfigurationen ad hoc zu berechnen, beispielsweise nach Maßgabe eines Algorithmus der beiden Transceivern bekannt ist. Ein solcher Algorithmus wird im folgenden Abschnitt beschrieben. In diesem Fall entfällt auch der zusätzliche Kommunikationsaufwand für den Austausch der alternativen Konfigurationen.

Prinzipiell ist daher die Methode mit Synchronisierung durch das All-Zero Symbol vorzuziehen. Die Methode ohne Synchronisierung kann dennoch für einfache Systeme verwendet werden, die nicht genügend Rechenleistung besitzen, um die statistischen Auswertungen zur Erkennung des All-Zero Symbols durchzuführen oder die Alternativen in Echtzeit zu berechnen. Selbst mit dieser vergleichsweise einfachen Maßnahme lässt sich die Verlässlichkeit und Störsicherheit des Systems signifikant erhöhen.

## **5.6 Neue Adaptionmöglichkeiten durch Nutzung des AZS**

Die Adaptionmethode mit Synchronisierung kann prinzipiell genauso genutzt werden, wie die Synchronisierung ohne Adaption. Es können einige vorberechnete alternative Konfigurationen in bestimmter Reihenfolge durchgetestet werden. Die Verwendung von Synchronisierung mit Hilfe des AZS eröffnet aber auch weitergehende Adaptionmöglichkeiten.

Es kann nun ein Algorithmus verwendet werden, mit dessen Hilfe eine große Menge alternativer Konfigurationen erzeugt werden kann, ohne dass sie vorher ausgetauscht werden müssen. Sender und Empfänger beider Transceiver können jeweils ad hoc die nächste zu verwendende Konfiguration gemäß dem Algorithmus berechnen.

An den Algorithmus sollte die Forderung gestellt werden, dass die Wahrscheinlichkeit korrekten Empfangs mit jeder neuen Konfiguration, also mit jeder Iteration des Algorithmus erhöht wird.

Die einfachste Möglichkeit besteht zunächst darin, die Protokolldaten bei Beibehaltung von BAT und PAT innerhalb des DMT-Symbols zu verschieben. Wie in Abschnitt 4.7 dargestellt, lässt sich dies nur bewerkstelligen, wenn EEP verwendet wird, da sonst für jede neue Position der Protokolldaten eine unterschiedliche BAT und PAT erforderlich wäre.

Außerdem ist es für eine effiziente Implementierung des Algorithmus wünschenswert, dass die Protokolldaten jeweils auf benachbarten Subträgern, fortlaufend innerhalb des DMT-Symbols bewegt werden.

Wird angenommen, dass die Protokolldaten in der ersten, nun gestörten, Konfiguration auf den Subträgern mit den niedrigsten Indizes positioniert sind, kann in jeder neuen Konfiguration der erste Protokollträger um eine Position nach oben verschoben werden, bis alle möglichen Positionen unter Beibehaltung von BAT und PAT durchprobiert wurden.

Ein alternativer Ansatz ist es, die einzelnen Bitpositionen innerhalb des DMT-Symbols ohne Berücksichtigung der einzelnen Subträgergrenzen zu betrachten und die Protokolldaten in jeder neuen Konfiguration beispielsweise um 10 Bits nach hinten zu verschieben.

Bei Auftreten einer schmalbandigen Störung kann diese Maßnahme bereits gute Ergebnisse erzielen und wieder eine verlässliche Protokollkommunikation ermöglichen.

Reicht diese Maßnahme nicht aus, so können BAT und PAT verändert werden. Mit den Ergebnissen aus Abschnitt 4.6 bietet sich an, die Bitbeladung auf allen Subträgern um zwei Bits zu reduzieren. Bei Beibehaltung der PAT entspricht dies auf allen Subträgern, die weiterhin mindestens zwei Bits übertragen, einer Erhöhung der Sendeleistung um das Vierfache. Abbildung 5.29 zeigt, wie diese Methode arbeitet. Abgebildet sind die ursprüngliche BAT aus Abbildung 3.19 und zwei Iterationen der entsprechend um zwei Bits reduzierten BATs.

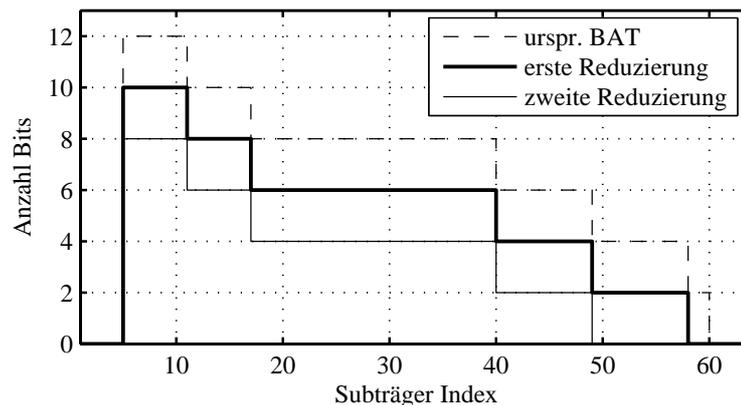


Abbildung 5.29: Prinzip der BAT Reduzierung

Die Protokolldaten können nun wiederum von links startend nach rechts durch das DMT-Symbol verschoben werden.

In der Regel werden einige Subträger, die vorher lediglich zwei Bits übertragen haben, durch diese Reduzierung der Bitbeladung zu ungenutzten Subträgern (vgl. Abbildung

5.29). Die freiwerdende Sendeleistung sollte genutzt werden, um die Bitfehlerwahrscheinlichkeit der übrigen weiterhin genutzten Subträger weiter zu verringern.

Eine Möglichkeit besteht darin, wie in Abschnitt 4.6.1 beschrieben, die freie Leistung proportional auf alle Subträger zu verteilen. Da nicht bekannt ist, welche Störung tatsächlich vorliegt, ist dies eine sinnvolle Lösung.

Eine alternative Möglichkeit ist es, die Leistungen so zu verteilen, dass sich unter Annahme der ursprünglichen SNR gleiche BER auf allen Subträgern ergeben. Je nach Art der tatsächlichen Störung kann dies zu besseren Ergebnissen führen. Wie diese Umverteilung geschehen kann wird im folgenden Abschnitt 5.7 erläutert.

In jedem Fall ist die Wahrscheinlichkeit, eine Konfiguration zu finden, die verlässliche Kommunikation erlaubt mit dieser erweiterten Suchsequenz bedeutend größer als mit der Methode ohne Synchronisierung.

## 5.7 Umverteilung der Sendeleistungen für gleiche BER

Die Aufgabe besteht darin, bei vorgegebener BAT die Sendeleistung so zu verteilen, dass gleiches BER auf allen verwendeten Subträgern erreicht wird. Dies stellt ein neues Optimierungsproblem dar, das sich nicht leicht lösen lässt. In [56] ist ein Algorithmus angegeben, der die BER optimiert, wenn sämtliche Subträger die gleiche Modulationsform verwenden. Für unterschiedliche Konstellationsgrößen lässt sich eine Heuristik anwenden, die sehr gute, wenn auch leicht suboptimale Ergebnisse liefert.

Zur Verdeutlichung der Herangehensweise sollen zunächst lediglich drei Subträger mit unterschiedlicher Bitbeladung und unterschiedlichen SNR betrachtet werden.

Der erste Subträger hat ein SNR von 20 dB und überträgt vier Bits, die beiden anderen Subträger haben jeweils ein SNR von 30 dB und übertragen sechs und acht Bits. Die zur Verfügung stehende Sendeleistung betrage  $P_{\text{tot}} = 5$ .

Wird für alle drei Subträger gemäß Gleichungen (2.53) und (2.54) die benötigte Sendeleistung berechnet, um ein bestimmtes BER im Bereich von  $10^{-1}$  bis  $10^{-10}$  zu erreichen und das Ergebnisse wie in Abbildung 5.30 dargestellt, so erkennt man, dass die benötigte Sendeleistung eine nahezu lineare Funktion der logarithmischen Bitfehlerrate ist.

Für die einzelnen Subträger können Geradengleichungen aufgestellt werden, indem benötigte Sendeleistung und erreichtes BER für zwei Stützpunkte  $(x_1, y_1)$  und  $(x_2, y_2)$  berechnet werden, wobei  $x$  für BER und  $y$  für Sendeleistung steht. Es gilt dann für die Geradengleichungen auf Subträger  $n$

$$y_n = m_n \cdot x + b_n \quad (5.41)$$

und

$$m_n = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}, \quad (5.42)$$

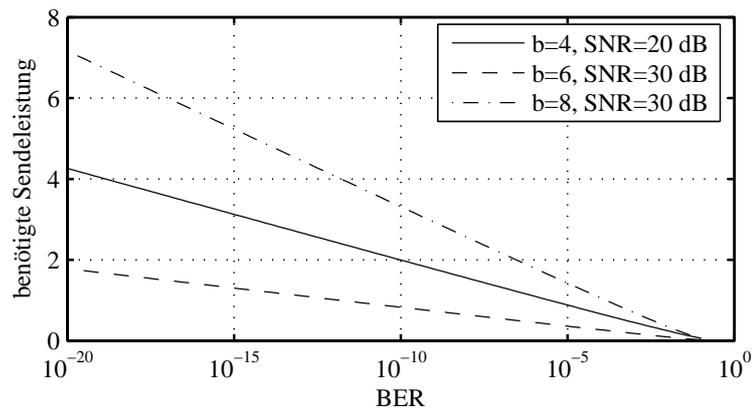


Abbildung 5.30: Sendeleistung und BER für drei Beispielsubträger

$$b_n = \frac{x_1 y_2 - x_2 y_1}{x_1 - x_2}, \quad (5.43)$$

wobei die letzte Gleichung auch als

$$b_n = -x_1 \cdot \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} + y_1 \quad (5.44)$$

geschrieben werden kann, womit eine Multiplikation eingespart wird und eine Addition hinzukommt, was unter Umständen auf gängigen Signalprozessoren effizienter ist.

Werden viele Subträger  $n$  verwendet, können sämtliche Geradengleichungen zu einer einzigen Geradengleichung aufaddiert werden:

$$y_{\text{ges}} = \sum_n m_n \cdot x_{\text{ges}} + \sum_n b_n, \quad (5.45)$$

die lediglich noch nach  $y_{\text{ges}} = P_{\text{rmtot}}$  aufgelöst werden muss, um das BER für alle Subträger zu erhalten.

Für das Beispiel mit den drei betrachteten Subträgern ergibt sich Abbildung 5.31. Das BER, das für alle Subträger erreicht wird, kann abgelesen werden, wo die Summensendeleistung gleich  $P_{\text{tot}}$  ist.

Die einzelnen Sendeleistungen können wiederum durch Einsetzen dieses BER in die entsprechenden Geradengleichungen erhalten werden, was auf eine sehr effiziente Berechnung führt und in Echtzeit möglich ist.

Die Berechnung kann zusätzlich beschleunigt werden, indem eine Tabelle mit den entsprechenden Werten  $m_n$  und  $b_n$  für sämtliche relevanten Kombinationen von Bitbeladung und SNR vorberechnet wird, in der die jeweiligen Werte dann nur noch ausgelesen werden müssen.

Für das Beispiel ergeben sich die folgenden Sendeleistungen  $P_S$  und tatsächlichen BER:

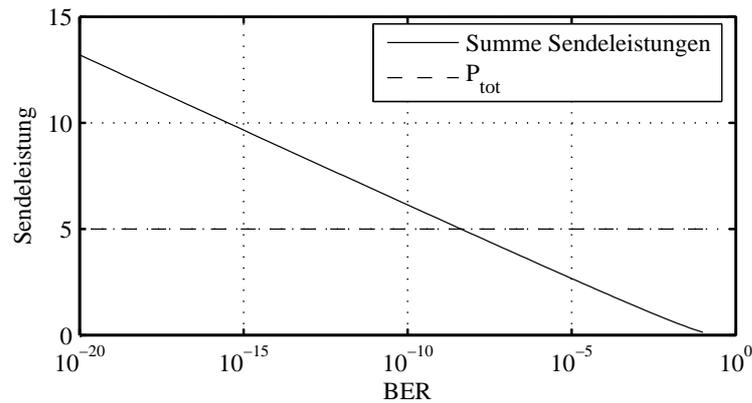


Abbildung 5.31: Gesamtsendeleistung für alle Subträger

Subträger	1	2	3
$b$	4	6	8
SNR	20	30	30
$P_S$	1.6407	0.6745	2.6848
BER	$3.803 \cdot 10^{-9}$	$4.225 \cdot 10^{-9}$	$4.473 \cdot 10^{-9}$

Tabelle 5.1: Sendeleistungen und BER für das Beispiel

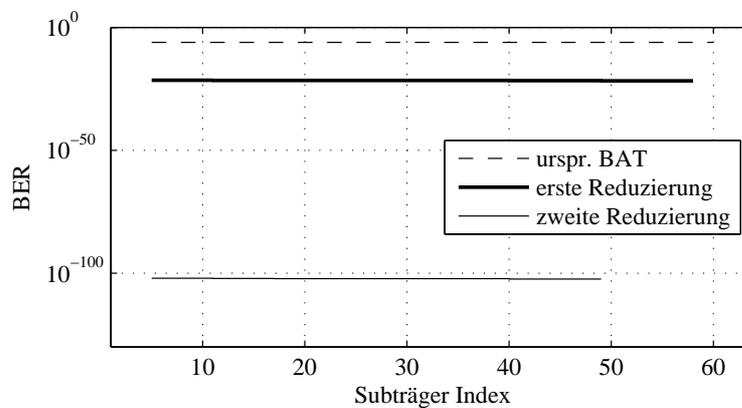


Abbildung 5.32: Nahezu gleiches BER auf allen Subträgern

Die erreichten tatsächlichen Bitfehlerraten auf den einzelnen Subträgern sind nicht absolut gleich, was auf Modellfehler in der Approximation durch eine Gerade zurückzuführen ist. Allerdings liegen sie weitaus näher beisammen, als dies durch eine proportionale Verteilung der Sendeleistung der Fall wäre.

Für die BATs aus Abbildung 5.29 zeigt Abbildung 5.32 die resultierenden BER bei Verwendung der oben beschriebenen Methode der Verteilung der Restleistung, während Abbildung 5.33 die resultierenden BER bei Verwendung von proportionaler Verteilung der freien Sendeleistung zeigt.

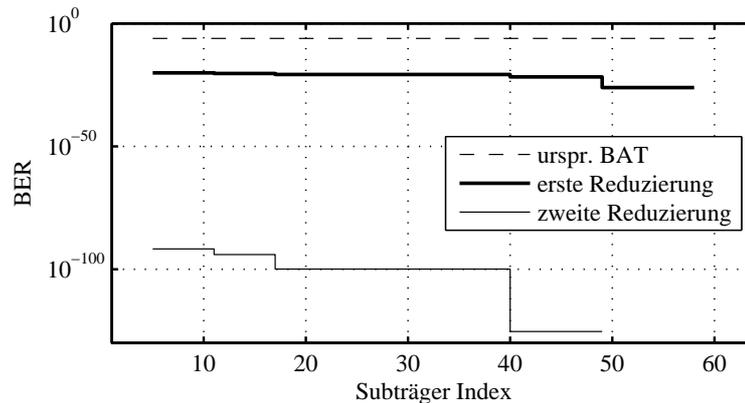


Abbildung 5.33: BER bei proportionaler Leistungsverteilung

Die Version mit annähernd gleichen BER auf allen Subträgern ist insbesondere geeignet, wenn die auftretende Störung eine gleichmäßige Erhöhung der AWGN Leistung im gesamten Frequenzbereich ist.

## 5.8 Berücksichtigung von Kanalinformation

Simulationsergebnisse haben gezeigt, dass die Sicherung der Protokoll Daten zusätzlich verbessert werden kann, wenn vor Auswahl einer Konfiguration, die verlässliche Protokollkommunikation erlaubt, Kanalinformation mit einbezogen wird.

Hierfür ist eine Schätzung der aktuellen Rauschleistung nötig, die jedoch erst im folgenden Kapitel beschrieben wird. Ist eine solche Schätzung vorhanden, kann gezielt eine Konfiguration ausgewählt werden, die eine bestimmte Fehlerwahrscheinlichkeit gewährleistet.

Hierzu wird lediglich der Start des Schätzvorgangs durch das AZS signalisiert. Nach einer bestimmten Anzahl an DMT-Symbolen, die zur Schätzung herangezogen werden, erfolgt die Auswertung der gesammelten Informationen. Die eigentliche Sicherungssequenz beginnt erst danach. Zu diesem Zeitpunkt ist dann bekannt, welche Bitfehlerraten die einzelnen alternativen Konfigurationen unter Berücksichtigung der geschätzten Rauschleistung ungefähr erreichen können.

Die einzelnen Konfigurationen werden wie zuvor der Reihe nach verwendet. Mit Hilfe des AZS können beide Transceiver dann diejenige Konfiguration signalisieren, die zur weiteren Übertragung genutzt werden soll. In Kapitel 7 wird diese Vorgehensweise im Vergleich mit den vorher beschriebenen Methoden analysiert.

# Kapitel 6

## Implementierung der dynamischen Adaption

Sobald zuverlässige Protokollkommunikation erreicht ist, beginnt der eigentliche Adaptionsvorgang, der sowohl für Nutzdaten als auch für Protokoll Daten die geforderten Bitfehlerraten wieder herstellt.

Die einzelnen Adaptionsphasen sollten möglichst reibungslos und rasch ablaufen. Hierfür können einzelne Funktionen des Systems auf die Möglichkeiten der dynamischen Adaption hin angepasst werden. Im folgenden Abschnitt wird zunächst eine Methode zur Schätzung der Rauschleistung hergeleitet, die ohne Verwendung von Pilottönen oder Redundanz auskommt.

Der Informationsaustausch, der zwischen beiden Transceivern erfolgen muss, um dem jeweiligen Sender die aktualisierte BAT und PAT mitzuteilen, kann mit den Maßnahmen in Abschnitt 6.2 beschleunigt werden.

Schließlich sollte der Adaptionserfolg auch kontrolliert werden. Hierzu können die Algorithmen aus Abschnitt 6.3 hilfreich sein.

### 6.1 Verlässliche Schätzung der Rauschleistung

Nachdem die verlässliche Übertragung von Protokoll Daten über den ESC gesichert ist, können Maßnahmen getroffen werden, um auch die Übertragungsqualität der Nutzdaten wiederherzustellen. Zunächst ist unklar, ob überhaupt Nutzdaten gestört sind, es sei denn, eine Störung von Nutzdaten kann von höheren Protokollschichten signalisiert werden.

In jedem Fall muss ähnlich der Vorgehensweise während der Initialisierungsphase die Rauschleistung auf allen Subträgern ermittelt werden.

Zur Schätzung des SNR existieren in der Literatur eine Reihe unterschiedlicher Ansätze. Pauluzzi und Beaulieu [58] haben einige Methoden für den AWGN Kanal, auf den sich auch die folgenden Betrachtungen konzentrieren, zusammengeführt und verglichen.

Prinzipiell kann unterschieden werden zwischen Schätzverfahren, bei denen das Sendesignal bekannt ist (engl. Data Aided, DA), und Schätzverfahren, die ohne Kenntnis des Sendesignals arbeiten (engl. Non-Data Aided, NDA). Erstere reduzieren die effektive Datenrate des Systems. Letztere lassen sich wiederum untergliedern in Verfahren, die unterschiedene Symbole zur Schätzung heranziehen (Decision Directed, DD) und Verfahren, die lediglich die Leistung der empfangenen Symbole betrachten.

### 6.1.1 Decision Directed Estimation

Die Datenübertragung soll nicht unterbrochen werden, um beispielsweise kontinuierlich Trainingssymbole wie während der Initialisierungsphase zu übertragen. Ein gelegentliches Einschleusen von Trainings-Subträgern, sogenannten Piloten, auf einzelnen Subträgern ist zwar möglich, ohne die Datenrate zu sehr zu reduzieren, allerdings wird hierdurch die Anzahl relevanter Schätzwerte, auf deren Grundlage die Rauschleistung berechnet werden kann, stark reduziert und die Dauer des Schätzprozesses erhöht.

Eine Alternative zur Verwendung von Trainingsdaten stellt die Ausnutzung von Entscheidungsrückkopplung dar. Nach dem Entscheider liegen Schätzwerte der gesendeten Daten vor. Sind diese korrekt, weil die Rauschleistung gering ist, so kann ohne Beeinträchtigung der Datenrate eine verlässliche Schätzung der Rauschleistung gewonnen werden. Man spricht daher auch von Decision Directed Estimation (DDE). Ist jedoch die Rauschleistung groß, so wird es zu Fehlentscheidungen kommen. Diese Fehlentscheidungen führen zu einer Unterschätzung der tatsächlichen Rauschleistung.

### 6.1.2 Unterschätzung der Rauschleistung durch DDE

Für jeden Subträger lässt sich das komplexwertige Empfangssignal  $r$  angeben als

$$r = x + e, \quad (6.1)$$

wobei  $x$  einen Konstellationspunkt einer quadratischen QAM Konstellation repräsentiert und  $e$  ein Rauschsample eines zweidimensionalen zirkulären weißen Gaußschen Rauschprozesses mit Mittelwert Null.

Für beliebige quadratische QAM-Konstellationen, die  $b$  Bits mit  $N = 2^b$  Konstellationspunkten übertragen, lässt sich die mittlere Sendeenergie  $E$  in Abhängigkeit von der minimalen Distanz  $d_{\min} = 2d$  zwischen benachbarten Signalpunkten angeben als (vgl. Gleichung (2.31))

$$E = d^2 \cdot \frac{2(N-1)}{3}. \quad (6.2)$$

Wie erwähnt, werden die Konstellationen oft so normiert, dass die mittlere Sendeleistung eins beträgt ( $E = 1$ ). In diesem Fall lässt sich die Distanz  $d$  für eine Konstellation mit  $N$  Konstellationspunkten angeben durch

$$d = \sqrt{\frac{3 \cdot 1}{2(N-1)}}. \quad (6.3)$$

O.B.d.A. wird für den Rest dieses Abschnitts jedoch  $d = 1$  verwendet, um die Darstellung zu vereinfachen.

Die Verwendung von Decision Feedback (Entscheidungsrückführung) soll anhand eines Beispiels für eine 16-QAM Konstellation erläutert werden.

Abbildung 6.1 zeigt eine 16-QAM Konstellation mit Entscheidungsbereichen. Angenommen, der komplexwertige Konstellationspunkt  $\mathbf{q}_1$  wurde gesendet, aufgrund von Rauscheinfluss wird jedoch Signalpunkt  $\mathbf{r}$  empfangen.

Der tatsächliche Rauschvektor  $\mathbf{e}$  kann mit  $\mathbf{e} = \mathbf{r} - \mathbf{q}_1$  berechnet werden. Der Empfänger verwendet einen Maximum Likelihood (ML) Entscheider, um für jedes empfangene Sample denjenigen Konstellationspunkt zu ermitteln, der am wahrscheinlichsten gesendet wurde. Das ML-Entscheidungskriterium ordnet einen Empfangspunkt demjenigen Konstellationspunkt zu, in dessen Entscheidungsbereich, der von den gestrichelten Linien begrenzt ist, der Empfangspunkt fällt. Auf diese Weise wird die Wahrscheinlichkeit einer Fehlentscheidung unter AWGN minimiert. Im obigen Beispiel entscheidet der Empfänger aufgrund des Maximum Likelihood Kriteriums, dass Konstellationspunkt  $\mathbf{q}_1$  gesendet wurde.

Das entschiedene oder geschätzte Empfangssignal wird mit  $\hat{\mathbf{q}}$  bezeichnet. Ausgehend von dieser Schätzung des Sendesignals wird die Schätzung des Rauschvektors  $\hat{\mathbf{e}}$  entsprechend

$$\hat{\mathbf{e}} = \hat{\mathbf{q}} - \mathbf{r} \quad (6.4)$$

berechnet.

Wenn der tatsächliche Rauschvektor  $\mathbf{e}$  den empfangenen Signalpunkt nicht aus dem Entscheidungsbereich des Sendepunktes hinausbewegt, ist die Entscheidung korrekt und damit auch der geschätzte Rauschvektor gleich dem tatsächlichen Rauschvektor. Es gilt  $\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{e}$

Wird angenommen, es wurde Konstellationspunkt  $\mathbf{q}_1$  gesendet, aber diesmal Signalpunkt  $\mathbf{s}$  empfangen, so führt das ML-Kriterium auf  $\hat{\mathbf{q}} = \mathbf{q}_2$ . Es tritt eine Fehlentscheidung auf. Während der tatsächliche Rauschvektor den Wert  $\mathbf{e} = \mathbf{q}_1 - \mathbf{s}$  hat, führt das ML Kriterium auf den Wert  $\hat{\mathbf{e}} = \hat{\mathbf{q}} - \mathbf{s} = \mathbf{q}_2 - \mathbf{s}$ .

Die tatsächliche Rauschleistung wird unterschätzt. Insbesondere gilt in diesem Fall  $|\hat{\mathbf{e}}| < d_{\text{dec}}$ , wobei  $d_{\text{dec}}$  die Entscheidungsschwelle (der minimale Abstand eines Konstellationspunktes zur Grenze seines Entscheidungsbereiches) der 16-QAM Konstellation darstellt. Für Abbildung 6.1 gilt  $d_{\text{dec}} = d = 1$ , wie oben definiert.

Ist der Absolutwert des Real- oder Imaginärteils eines Rauschvektors größer als  $d_{\text{dec}}$ , so resultiert eine Fehlentscheidung, es sei denn, der Rauschvektor verschiebt den empfangenen Signalpunkt so über den äußeren Rand der Konstellation hinaus, dass er den Entscheidungsbereich des gesendeten Konstellationspunktes nicht verlässt.



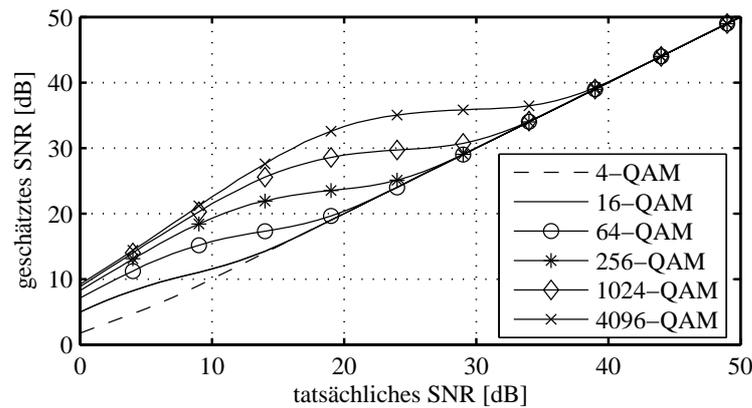


Abbildung 6.2: Fehlerhafte SNR-Schätzung aufgrund von Fehlentscheidungen

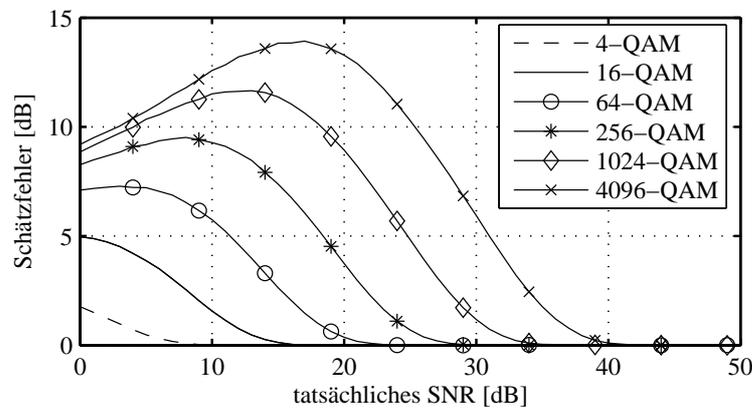


Abbildung 6.3: SNR-Offset aufgrund von Fehlentscheidungen

für die Datenübertragung genutzt werden. Ein Bit und Power Loading Algorithmus wird verwendet, um eine Bitfehlerrate von  $10^{-6}$  bei beschränkter Gesamtsendeleistung zu erreichen. Abbildung 6.4 zeigt die vorliegenden SNR vor (ursprüngliches SNR) und nach (neues SNR) Auftreten einer Störung, die die Leistung des Hintergrundrauschens um 20 dB erhöht. Ebenfalls sind SNR-Schätzwerte eingezeichnet, die mit DF (Decision Feedback) auf Grundlage von 500 bzw. 2000 Samples berechnet wurden. Wie man sieht, führt eine Erhöhung der Stichprobengröße nicht zu einer merklichen Verbesserung der Schätzgenauigkeit.

Es besteht zwar keine Möglichkeit, das Auftreten von Fehlschätzungen aufgrund von DDE grundsätzlich zu verhindern. Allerdings können Methoden angewandt werden, die die resultierende Unterschätzung der Rauschleistung korrigieren können.

### 6.1.3 Verbesserte Genauigkeit der DDE Schätzung

Mit  $n_{le}$  sei die Anzahl der Rauschwerte bezeichnet, für die gilt  $|\hat{e}| \leq d_{dec}$  und  $n_{gt}$  bezeichne die Anzahl der Rauschwerte, für die gilt  $|\hat{e}| > d_{dec}$ . Das Verhältnis

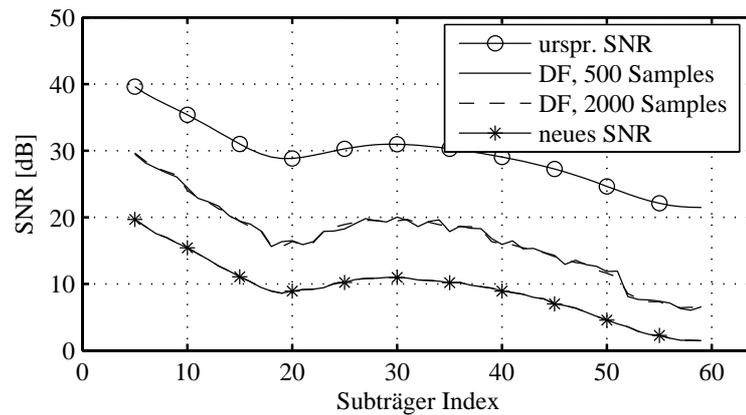
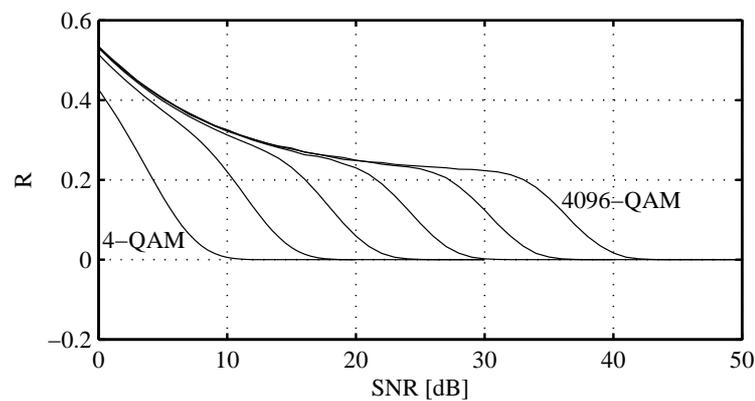


Abbildung 6.4: Fehlschätzung mit reinem DF

$$R = \frac{n_{\text{gt}}}{n_{\text{le}} + n_{\text{gt}}} \quad (6.7)$$

kann verwendet werden, um die Genauigkeit der Rauschschätzung signifikant zu verbessern.

### 6.1.4 Empirische Ergebnisse

Abbildung 6.5:  $R$  für unterschiedliche Konstellationsgrößen und SNR-Werte

Unter Verwendung von Simulationsergebnissen zeigt Abbildung 6.5 das Verhältnis  $R$  für verschiedene Konstellationsgrößen (quadratische  $N$ -QAM für  $N = 4$  bis  $N = 4096$ , also für 2 bis 12 Bits) und unterschiedliche SNR-Werte.

Im folgenden Abschnitt wird eine Formel hergeleitet, die  $R$  exakt berechnet. Numerische Integrationsmethoden können dann verwendet werden, um  $R$  für beliebige Konstellationen und Rauschleistungen zu berechnen.

### 6.1.5 Theoretische Herleitung

Es seien mit  $x_R$  und  $x_I$  der Real- (oder In-Phase-) und der Imaginär- (oder Quadratur-) Anteil von  $x$  bezeichnet. Entsprechend sind  $e_R$  und  $e_I$  Real- und Imaginärteil von  $e$  aus Gleichung (6.1).

Eine zweidimensionale Gaußsche Wahrscheinlichkeitsdichte (PDF) für einen Vektor  $e = (e_R, e_I)^T$  und Mittelwert  $x = (x_R, x_I)^T$  ist gegeben durch [48]

$$p_e(e) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^2 |\mathbf{V}|}} e^{-\frac{1}{2}(e-x)^T \mathbf{V}^{-1}(e-x)}, \quad (6.8)$$

wobei die Varianz-Kovarianz Matrix  $\mathbf{V}$  folgendermaßen definiert ist

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_{12}^2 \\ \sigma_{21}^2 & \sigma_2^2 \end{pmatrix}. \quad (6.9)$$

Da die statistischen Eigenschaften von In-Phase- und Quadraturkomponente unkorreliert sind, wird aus  $\mathbf{V}$  eine Diagonalmatrix. Somit ist die Berechnung der Invertierten und der Determinante von  $\mathbf{V}$  trivial. Außerdem gilt im vorliegenden Fall  $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$ .

Nach einigen Umformungen kann Gleichung (6.8) dargestellt werden als

$$p_e(e_R, e_I) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(e_R-x_R)^2+(e_I-x_I)^2}{2\sigma^2}}. \quad (6.10)$$

Hierbei ist die Varianz des zweidimensionalen Rauschprozesses,  $\sigma_N^2$  in eine In-Phase- und Quadraturkomponente aufgeteilt und damit  $\sigma^2 = \frac{\sigma_N^2}{2}$ .

Für die Konstellation aus Abbildung 6.1 ist beispielhaft eine zweidimensionale Gaußverteilung mit Mittelwert bei einem der inneren Konstellationspunkte, nämlich  $x = 1+j$ , über den grau hinterlegten Kreisen ausgewertet in Abbildung 6.6 dargestellt.

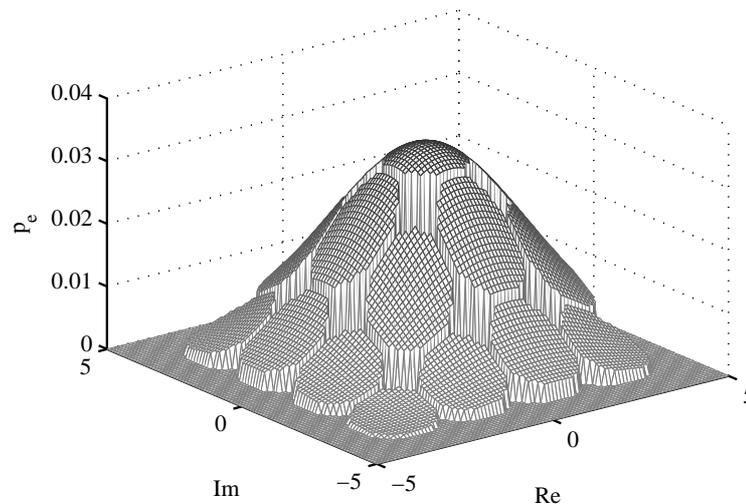
Die Wahrscheinlichkeit  $P_{1e}$  dass  $|\hat{e}| \leq d_{\text{dec}}$  ist genau das Volumen oberhalb aller Kreise, das berechnet werden kann, indem das zweidimensionale Integral über Gleichung (6.10) für jeden Kreis berechnet wird und diese Teilergebnisse für alle Konstellationspunkte und Kreise wie folgt aufsummiert werden:

$$P_{1e} = \sum_{x_R \in D} \sum_{x_I \in D} \sum_{x_R^c \in D} \sum_{x_I^c \in D} \int_A p_e(e_R, e_I) dA. \quad (6.11)$$

In Gleichung (6.11) enthält die Menge  $D$  die Koordinaten für alle Konstellationspunkte, beispielsweise gilt für eine 16-QAM  $D = \{-3d, -d, d, 3d\}$ . Die Integrationsfläche  $A$  ist definiert als Kreis mit Radius  $d_{\text{dec}}$  und Mittelpunkt  $(x_R^c, x_I^c)$ :

$$A = (e_R - x_R^c)^2 + (e_I - x_I^c)^2 \leq d_{\text{dec}}^2, \quad (6.12)$$

$R$  aus Gleichung (6.7) kann nun berechnet werden als

Abbildung 6.6: Zweidimensionale Gaußsche PDF für Sendesymbol  $x = 1 + j$ 

$$R = 1 - P_{le} . \quad (6.13)$$

Die Auswertung der obigen Formel kann beschleunigt werden, indem nur ein Teil der Konstellationspunkte berücksichtigt wird. Aufgrund der Symmetrie von quadratischen QAM Konstellationen muss lediglich ca. ein Achtel aller Konstellationspunkte (ein halber Quadrant inklusive der Punkte auf der Diagonalen) betrachtet werden. Die Ergebnisse müssen dann noch entsprechend gewichtet werden.

Leider ist dieser Ansatz zur Berechnung von  $R$  rechentechnisch noch immer äußerst aufwändig, insbesondere für große Konstellationen, da hierfür eine große Anzahl von zweidimensionalen Integralen numerisch ausgewertet werden müssen.

### 6.1.6 Effizientere Berechnung von $R$

Die Berechnung von  $R$  kann auch effizienter vorgenommen werden. Hierzu sei beispielhaft eine Pulsamplitudenmodulation (PAM) wie die 8-PAM in Abbildung 6.7 betrachtet. Gleichung (6.1) ist noch immer gültig, allerdings repräsentieren  $r$ ,  $x$  und  $e$  nun reellwertige Signale.

Es soll nun  $p_{\hat{e}}(n)$  berechnet werden, die PDF von  $\hat{e}$  nach ML Entscheidung. Man kann hierzu annehmen, dass ein geschätztes Rauschsample nach ML-Entscheidung gegeben ist durch  $\hat{e} = n$ . Wie in der obigen Abbildung gezeigt, gibt es acht verschiedene Empfangswerte, die auf solch einen Schätzwert führen. Wenn beispielsweise  $x = -7$  der übertragene Konstellationspunkt war, gibt es acht verschiedene tatsächliche Rauschwerte  $e$ , die auf einen geschätzten Rauschwert  $n$  führen, für die nämlich gilt  $r = n + 2c$ , mit  $c = 0, 1, 2, \dots, 7$ .

Allgemein können für eine PAM mit  $M$  Konstellationspunkten und Sendesymbol  $x$  die  $M$  zu betrachtenden Empfangswerte als  $r = -M - x + n + 2c$  geschrieben werden, wobei

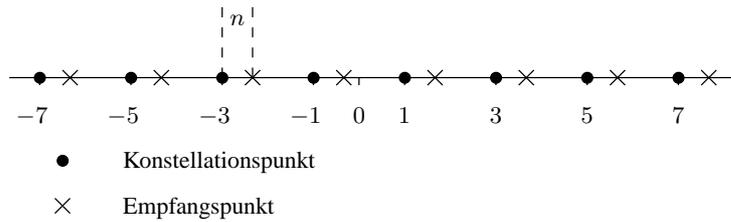


Abbildung 6.7: 8-PAM mit Empfangswerten

$c = 0, 1, \dots, M - 1$ . Außerdem existieren  $M$  verschiedene mögliche Sendesymbole  $x$ , die allerdings alle mit gleicher Wahrscheinlichkeit übertragen werden. Es kann nun gezeigt werden, dass die PDF von  $\hat{e}$  folgendermaßen ausgedrückt werden kann:

$$p_{\hat{e}}(n) = \frac{1}{M} \sum_{c=-(M-1)}^{M-1} (M - |c|) \cdot p_G(2c + n), \quad (6.14)$$

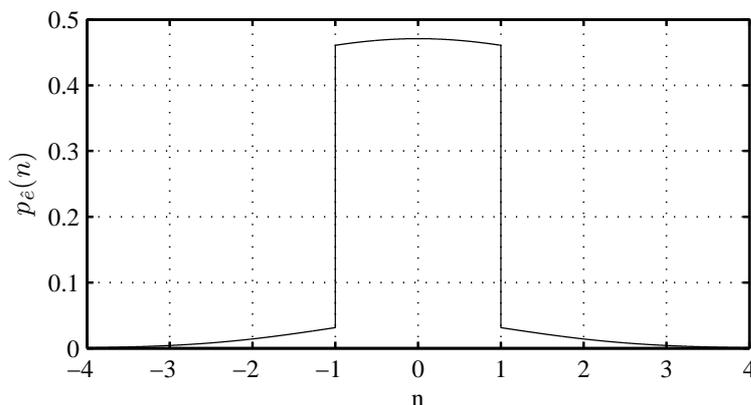
mit der Gaußschen PDF

$$p_G(b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{b^2}{2\sigma^2}}. \quad (6.15)$$

Diese Formel ist jedoch nur gültig, falls  $|n| < d_{\text{dec}}$ . Geschätzte Rauschwerte mit  $|n| \geq d_{\text{dec}}$  können für Empfangswerte auftreten, die am rechten oder linken Rand der PAM-Konstellationsstruktur liegen. Es gilt dann

$$p_{\hat{e}}(n) = \frac{1}{M} \sum_{c=0}^{M-1} p_G(2c + |n|). \quad (6.16)$$

Abbildung 6.8 zeigt die PDF von  $\hat{e}$  für eine 8-PAM und ein SNR von 10 dB.

Abbildung 6.8: PDF von  $\hat{e}$ 

Wie in Abschnitt 2.4 erklärt, kann eine QAM-Konstellationsstruktur als zweidimensionale rechteckige Überlagerung zweier PAM-Konstellationsstrukturen interpretiert werden. Da die Real-

und Imaginäranteile der Rauschsamples statistisch unabhängig sind, ist es möglich, die Verteilung der Rauschwerte in zwei Dimensionen durch Kombination der Ergebnisse für den eindimensionalen Fall zu berechnen. Wenn der Real- und Imaginärteil eines Rauschwertes  $n$  durch  $n_R$  und  $n_I$  gegeben sind, ergibt sich als zweidimensionale PDF  $p_{\hat{e}}(n_R, n_I)$

$$p_{\hat{e}}(n_R, n_I) = p_{\hat{e}}(n_R) \cdot p_{\hat{e}}(n_I). \quad (6.17)$$

Ergebnisse für eine 64-QAM, die als Kombination zweier 8-PAM Konstellationen aufgefasst werden kann, sind in Abbildung 6.9 ebenfalls für ein SNR von 10 dB gezeigt.

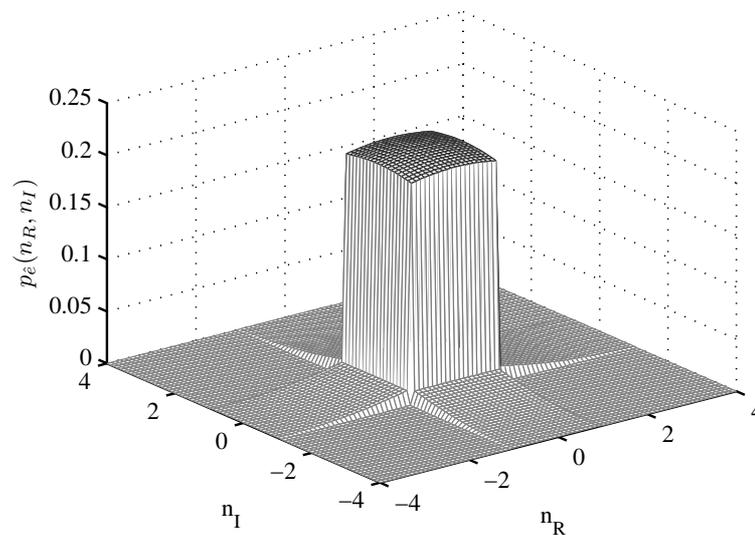


Abbildung 6.9: Zweidimensionale Wahrscheinlichkeitsverteilung von  $\hat{e}$

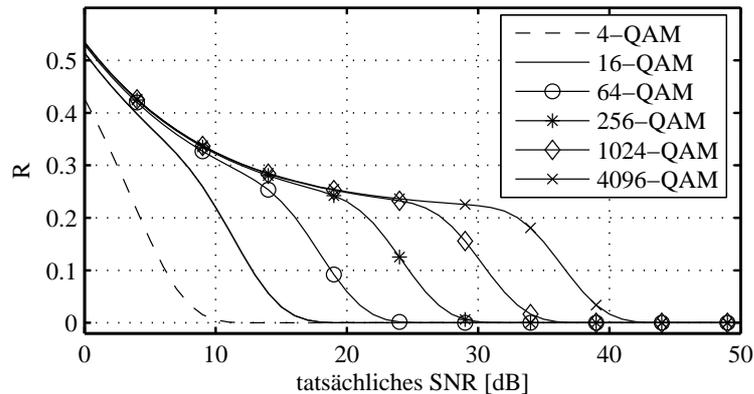
Der Parameter  $P_{1e}$  kann nun berechnet werden, indem das Integral der zweidimensionalen PDF über der Fläche eines Kreises mit Radius eins (mit Radius  $d_{dec}$  im allgemeinen Fall) und Mittelpunkt im Ursprung ausgewertet wird. Damit lässt sich schließlich auch  $R$  nach Gleichung (6.7) berechnen.

Abbildung 6.10 zeigt die berechneten Werte von  $R$  für verschiedene Konstellationsgrößen und SNR. Im Vergleich mit Abbildung 6.5 lässt sich die exzellente Übereinstimmung der simulierten Werte mit den analytisch hergeleiteten überprüfen.

### 6.1.7 Reduktion des Berechnungsaufwands

Um das Verhältnis  $R$  zur Verbesserung der DF-Schätzung des SNR und der Rauschleistung nutzen zu können, muss man die in Abbildung 6.10 gezeigten Kurven invertieren. Eine Möglichkeit besteht darin, einen Lookup Table zu verwenden, um aus einem gemessenen Wert  $\hat{R}$  das tatsächliche SNR abzuleiten.

Es können jedoch auch die Kurven für  $R$  an einigen Stützpunkten von SNR-Werten herangezogen und interpolierende Kurven für Funktionen  $SNR_{est}$  berechnet werden, die von

Abbildung 6.10:  $R$  für unterschiedliche Konstellationen und SNR-Werte

$N$  und  $R$  abhängen. Für die Interpolationskurven können sowohl rationale Funktionen als auch Polynome zum Einsatz kommen, abhängig davon, welche Methode den geringsten Interpolationsfehler liefert. Ein gewisser Fehler lässt sich natürlich nicht vermeiden, aber die Interpolationsmethode ermöglicht eine rasche Berechnung von SNR-Schätzwerten, wenn ein bestimmtes  $\hat{R}$  vorliegt.

### 6.1.8 Simulationsergebnisse

Es soll nun untersucht werden, welche Verbesserung der Schätzgenauigkeit möglich ist, wenn die obige Schätzmethode angewendet wird. Hierzu wird noch einmal das Szenario aus Bild 6.11 herangezogen.

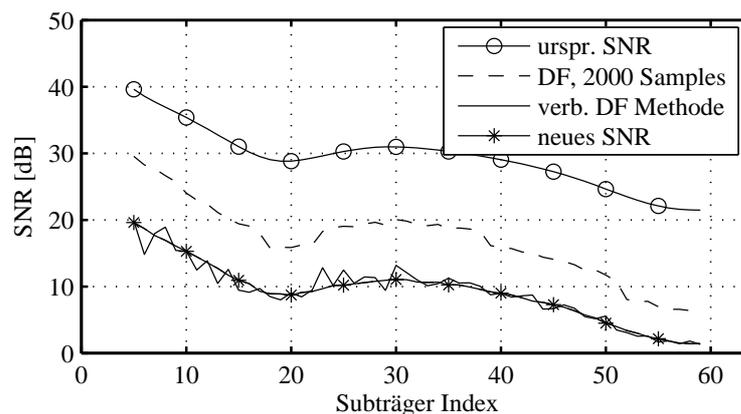


Abbildung 6.11: Verbesserte SNR-Schätzung

Abbildung 6.11 zeigt die SNR-Schätzung, die sich mit der verbesserten Methode ergibt. Sie liegt deutlich näher an den exakten Werten. Für die verbesserte Schätzung wurden ebenfalls 2000 Stichprobenwerte verwendet.

Die Schätzwerte von Subträger zu Subträger weisen jedoch noch immer beträchtliche Abweichungen auf. Wenn weißes Rauschen vorliegt, was im vorliegenden Beispiel der Fall ist, können die Rauschleistungen über alle Subträger gemittelt werden. Dies führt auf eine noch weiter verbesserte Schätzung. Ergebnisse sind in Abbildung 6.12 gezeigt. Der Schätzfehler ist nun nahezu vernachlässigbar klein.

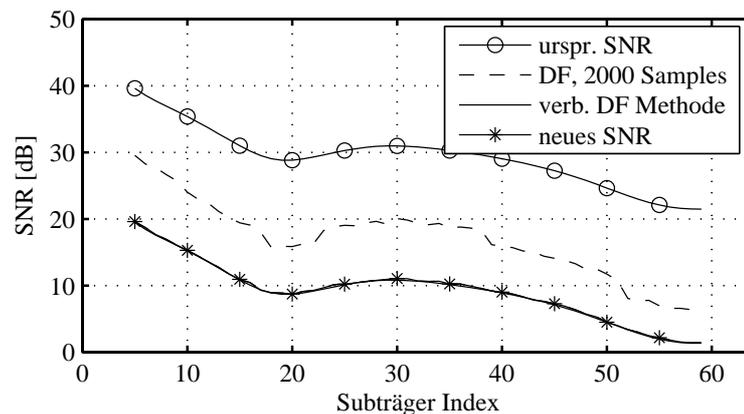


Abbildung 6.12: Verbesserte und geglättete SNR-Schätzung

Abbildung 6.13 zeigt, welche BER erreicht werden, wenn Adaption auf Grundlage der entsprechenden SNR-Schätzungen erfolgt. Für herkömmliche DF-Schätzung ist das resultierende BER inakzeptabel schlecht, da die SNR-Werte überschätzt werden. Für die geglättete verbesserte SNR-Schätzung wird das Ziel-BER von  $10^{-6}$  mit guter Genauigkeit erreicht.

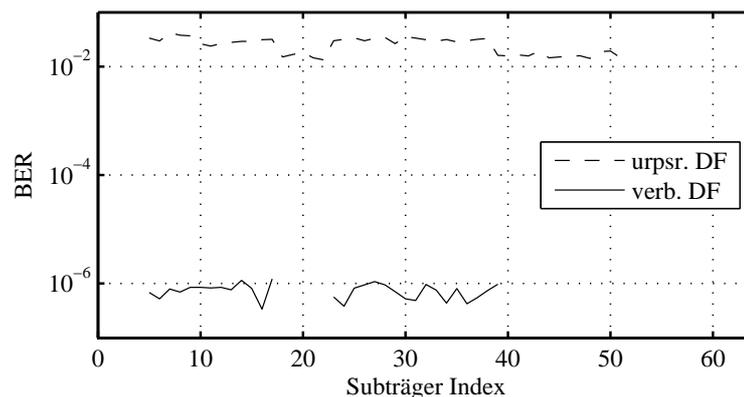


Abbildung 6.13: BER nach Adaption mit herkömmlicher DF-Schätzung und verbesserter Methode.

Auch die Rauschleistung schmalbandiger Störungen kann zuverlässig ermittelt werden. Als Beispiel hierfür wird eine schmalbandige Störung mit einer Bandbreite kleiner als ein Subträgerabstand und der Mittenfrequenz exakt zwischen Subträgern 10 und 11 betrachtet [65]. Aufgrund des Leakage Effekts der DFT (vgl. Abschnitt 3.2.2) sind nicht nur direkt

betroffene Subträger gestört, sondern die Rauschleistung verteilt sich auch auf benachbarte Träger und selbst weiter entfernte Subträger können noch beträchtliche Anteile der Rauschleistung aufweisen.

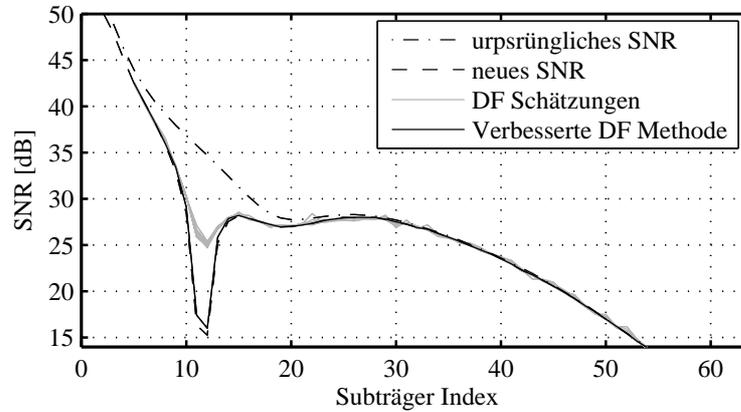


Abbildung 6.14: Verbesserte DF-Schätzung für realistischen Kanal und schmalbandige Störung

Abbildung 6.14 zeigt sowohl das ursprüngliche SNR, das für das Bit Loading genutzt wurde, sowie das tatsächliche SNR nach Auftreten der Störung. Die grauen Kurven stellen Schätzwerte aufgrund von reinem DF dar. Wie im letzten Beispiel führen falsche Entscheidungen zu einer Fehlschätzung der tatsächlichen Rauschleistung. Der verbesserte DF-Schätzwert kommt dagegen dem wahren SNR sehr nah.

## 6.2 Kompakte Darstellung von BAT und PAT

In diesem Abschnitt wird untersucht, wie die Informationen in BAT und PAT möglichst platzsparend dargestellt werden können, um ihre Übertragungszeit und den Speicherbedarf zu minimieren.

Während der Initialisierungsphase (vgl. Abschnitt 2.2) wird der Übertragungskanal vermessen, indem eine bekannte Pseudo-Zufallsfolge mit identischer Referenzleistung  $P_r$  auf allen Subträgern gesendet wird. Das empfangene Signal wird ausgewertet und auf Basis dieser Ergebnisse wird eine optimale Bit- und Leistungsverteilung berechnet. Diese Verteilungen werden bei beiden Stationen einer Punkt-zu-Punkt Verbindung in der Regel unterschiedlich sein und müssen der jeweils anderen Station übermittelt werden. Auch während der dynamischen Adaption werden aktualisierte BAT und PAT übermittelt.

Da nur quadratische QAM-Konstellationen betrachtet werden, ist die Anzahl der Bits  $b_n$  auf Subträger  $n$  eine gerade Zahl. Die optimale Sendeleistung für Subträger  $n$  wird in der PAT bezogen auf die Referenzleistung  $P_r$  (in der Regel gilt  $P_r = 1$ ) angegeben:

$$P_{\text{opt},n} = P_{S,n} \cdot P_r, \quad (6.18)$$

wobei  $P_{S,n}$  als relative Sendeleistung für Subträger  $n$  bezeichnet wird.

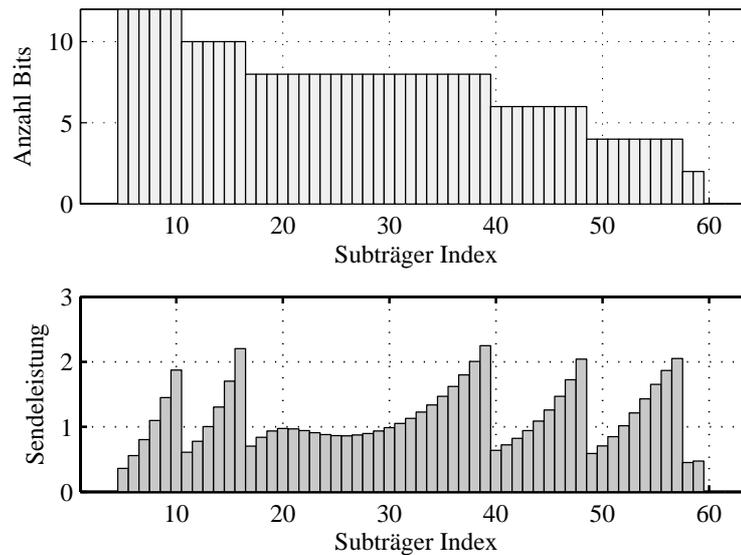


Abbildung 6.15: Beispielhafte Bit- und Leistungsverteilung

Abbildung 6.15 zeigt ein Beispiel für eine Bit- und Leistungsverteilung für ein DMT-System mit 64 frei verwendbaren Subträgern.

In realen DMT-Anwendungen besteht eine Obergrenze für die Bitzahl pro Subträger, die maximal übertragen werden kann. Wenn dieser Wert als  $b_{\max} = 14$  gewählt wird, können die Werte  $b_n$  mit jeweils vier Bits übertragen werden, wie beispielsweise im ADSL-Standard ([1]). Ebenso ist auch die Anzahl der Bits, die zur Übertragung der Power Allocation Table Werte zur Verfügung steht, beschränkt. Der ADSL-Standard sieht hierbei zwölf Bits für jeden Wert vor.

Wenn Adaption während der Laufzeit des Systems [19] möglich sein soll, muss eine komplette BAT und PAT ausgetauscht werden. Diese Protokoll Daten auf Verbindungsebene (Link-Level) werden über den Embedded Service Channel innerhalb des DMT-Symbols übertragen. In der Regel beträgt die Anzahl der Protokollbits pro DMT-Symbol ein Vielfaches von acht Bits, in der vorliegenden Arbeit werden 40 Bits verwendet, wovon 24 Bits reine Protokollinformation sind (vgl. Abschnitt 5.1.2).

Wenn der Embedded Service Channel drei Bytes an Protokoll Daten umfasst, kann die gesamte Information für eine Aktualisierung von BAT und PAT in  $\lceil \frac{64 \cdot 4 + 64 \cdot 12}{24} \rceil = 43$  DMT-Symbolen übertragen werden. Wird eine FFT-Länge von beispielsweise 512 Werten verwendet, so wächst dieser Wert auf das etwa Vierfache, nämlich 171 Symbole. Man kann festhalten, dass für Systeme mit einer großen FFT-Länge eine kurze Übertragungszeit für Aktualisierungen von BAT und PAT besonders wichtig ist.

Damit das System in der Lage ist, sich schnell an plötzlich auftretende Störungen anzupassen (was besonders relevant in der Prozessdatenkommunikation [6] ist), ist es wünschenswert, die Zeit für ein BAT/PAT-Update zu minimieren [27].

Zunächst soll kurz auf Möglichkeiten eingegangen werden, die Übertragung der BAT zu beschleunigen. Eine weitere Möglichkeit, die benötigte Zeit für ein Update der System-

parameter zu verringern ist z.B. die Reduktion der Bitanzahl, die für eine Repräsentation der PAT-Einträge verwendet wird.

Der Abschnitt 6.2.2 beschäftigt sich mit dem Zusammenhang zwischen Rauschleistung und relativer Sendeleistung. In Abschnitt 6.2.3 wird der Einfluss herkömmlicher Repräsentationsformen für die relativen Sendeleistungen auf die Signal-zu-Rausch Verhältnisse und die Bitfehlerraten untersucht. Eine neuartige Repräsentation, die auf Lookup Tables basiert [22], wird in den Abschnitten 6.2.4 und 6.2.5 vorgestellt und analysiert.

### 6.2.1 Kompakte Repräsentation der BAT

Die BAT Einträge liegen als diskretisierte geradzahlige Werte vor. Sie lassen sich mit vier Bits pro Subträger darstellen. Wie in Abbildung 6.15 zu erkennen, besitzen benachbarte Subträger aufgrund der Arbeitsweise des Bit und Power Loading Algorithmus und der Tatsache, dass die verwendeten Übertragungskanäle in der Regel Tiefpasscharakter aufweisen, häufig die gleiche Bitbeladung.

Es ist nun möglich, Gruppen von benachbarten Subträgern mit gleicher Bitbeladung zusammenzufassen und die entsprechenden BAT-Einträge nicht einzeln für jeden Subträger, sondern als einen Bit-Beladungswert  $b_n$  zusammen mit einem Multiplikator  $m_n$ , der die Anzahl der benachbarten Subträger angibt, darzustellen [20]. In obigem Beispiel könnte die BAT beispielsweise mit folgenden Wertepaaren dargestellt werden:

$$\text{BAT} = [(4, 0), (6, 12), (6, 10), (23, 8), (9, 6), (9, 4), (2, 2), (5, 0)] ,$$

wobei  $(m_n, b_n)$  jeweils eine Gruppe von  $m_n$  benachbarten Subträgern mit  $b_n$  Bits bezeichnet.

Die Subträger werden von links nach rechts betrachtet und mit den Bit-Beladungswerten und den dazugehörigen Multiplikatoren kann die ursprüngliche BAT konstruiert werden. Bleiben am oberen Rand des Übertragungsspektrums einige Subträger ungenutzt ( $b_n = 0$ ), so muss dieser Wert mit dem entsprechenden Multiplikator nicht übertragen werden, da er, falls er fehlt, aus den übrigen Paaren abgeleitet werden kann.

Der größte Wert  $m_n$  in obigem Beispiel beträgt  $m_4 = 23$ , was mit fünf Bits repräsentiert werden kann. Da insgesamt sieben Wertepaare übertragen werden müssen, kommt die alternative Darstellung der BAT mit  $7 \cdot 5 + 7 \cdot 4 = 63$  Bits aus. Die herkömmliche Darstellung benötigt  $64 \cdot 4 = 256$  Bits.

Natürlich bietet eine solche alternative Darstellung der BAT nur einen Vorteil, wenn relativ große Subträgergruppen gebildet werden können. Sind benachbarte Subträger häufig mit unterschiedlich vielen Bits beladen, so führt diese Darstellung womöglich zu einer Erhöhung des Platzbedarfs gegenüber der konventionellen Darstellung. Eine Lösung ist, beide Darstellungen zu vergleichen und bei der Übertragung der BAT die verwendete Darstellung durch Setzen eines Ein-Bit-Flags zu kennzeichnen.

Da auch der Multiplikator mit unterschiedlich vielen Bits dargestellt werden kann, und da hierbei ein jeweils unterschiedlicher Platzbedarf resultieren kann, kann zusätzlich die

Bitlänge der Multiplikator-Darstellung übertragen werden und hierfür die optimale Länge gewählt werden.

### 6.2.2 Zusammenhang zwischen Übertragungsleistung und Rauschleistung

Für quadratische QAM-Konstellationen, in denen alle Konstellationspunkte den gleichen Abstand voneinander haben (Equispaced Square QAM), mit  $K = 2^{b_n}$  Konstellationspunkten, kann entsprechend Gleichung (2.53) das benötigte SNR zum Erreichen einer Ziel-Bitfehlerrate von  $r_B$  folgendermaßen angegeben werden:

$$\text{SNR} = \frac{2}{3}(K - 1) \left( \text{erfc}^{-1} \left( \frac{r_B \cdot \log_2 K}{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)} \right) \right)^2. \quad (6.19)$$

Aufgrund der beschränkten Bitzahl für die Darstellung der Werte der relativen Sendeleistungen gibt es eine obere Grenze  $P_{\max}$  für die darstellbaren Werte. Ebenso lässt sich ein minimaler Wert, beispielsweise  $P_{\min} = 0.1$  definieren. Der Wert null muss nicht repräsentiert werden, da Subträger, die nicht mit Daten beladen sind, automatisch eine Sendeleistung von null besitzen. Alle genutzten Subträger besitzen eine Sendeleistung größer als null.

Um die Notation zu vereinfachen, wird im Folgenden der Index  $n$  in  $P_{S,n}$  ausgelassen, da lediglich ein einzelner Subträger analysiert wird.

Mit

$$\text{SNR} = \frac{P_S}{P_N}, \quad (6.20)$$

wobei  $P_N$  die Rauschleistung für den betrachteten Subträger darstellt, bedeutet die Einschränkung  $P_{\min} \leq P_S < P_{\max}$ , dass bestimmte QAM-Konstellationen nur in spezifischen Bereichen der Leistung des Hintergrundrauschens verwendet werden können. Also gilt  $P_{N,\min} \leq P_N < P_{N,\max}$  wobei

$$P_{N,\min} = \frac{3P_{\min}}{2(K - 1)} \cdot \left[ \text{erfc}^{-1} \left( \frac{r_B \cdot \log_2 K}{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)} \right) \right]^{-2} \quad (6.21)$$

und

$$P_{N,\max} = \frac{3P_{\max}}{2(K - 1)} \cdot \left[ \text{erfc}^{-1} \left( \frac{r_B \cdot \log_2 K}{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)} \right) \right]^{-2}. \quad (6.22)$$

Abbildung 6.16 zeigt die Rauschleistungen für verschieden große Konstellationen, für die  $0.1 \leq P_S < 4$  gilt und für die ein BER von  $r_B = 10^{-6}$  erreicht werden soll. Es zeigt sich, dass sich die einzelnen Bereiche für mehrere QAM-Größen überlappen. Das effektive SNR ist konstant für einen beliebigen Punkt auf einer der schwarzen Linien, daher ist  $P_S$  eine linear wachsende Funktion von  $P_N$ .

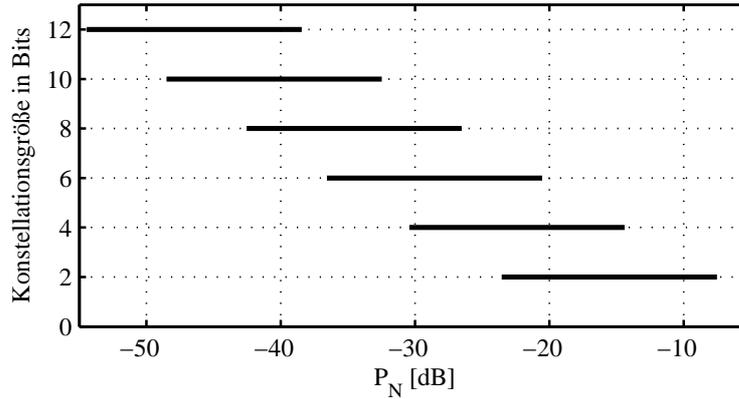


Abbildung 6.16: Zusammenhang von Rauschleistung und Konstellationsgröße

### 6.2.3 Konventionelles Quantisierungsschema

In DMT-Anwendungen, insbesondere ADSL-Systemen, werden die wertkontinuierlichen Parameter  $P_S$  über einen linearen Quantisierungsprozess für die Übertragung vorbereitet. Der ADSL-Standard sieht zwölf Bits für die Übertragung vor, nämlich in Form einer Binären Festkommazahl mit drei Bits vor dem Binärpunkt (entspricht dem Dezimalpunkt im Zehnersystem) und neun Bits hinter dem Binärpunkt. Die quantisierten Werte werden nun als  $\hat{P}_S$  bezeichnet und können folgendermaßen berechnet werden:

$$\hat{P}_S = \left\lfloor P_S \cdot 2^{q-3} \right\rfloor \cdot \frac{1}{2^{q-3}}, \quad (6.23)$$

wobei  $q$  die Bitzahl zur Darstellung von  $\hat{P}_S$  ist und speziell für den ADSL-Standard  $q = 12$ . Es gilt immer  $\hat{P}_S \leq P_S$ , da eine Quantisierung durch Aufrunden nach oben zu einer Verletzung der Beschränkung der Gesamtsendeleistung führen könnte.

Der maximal mögliche Quantisierungsfehler ist entsprechend

$$e_{\max} = \frac{1}{2^{q-3}}. \quad (6.24)$$

Als Konsequenz der Quantisierung ist das resultierende  $\text{SNR}'$  kleiner als das  $\text{SNR}$ , das nach Gleichung (6.19) berechnet wurde. Die maximale Verschlechterung, das Worst-Case  $\text{SNR}$ , beträgt

$$\text{SNR}' = \frac{P_S - e_{\max}}{P_N}, \quad (6.25)$$

was einem effektiven BER von

$$r'_B = \frac{1}{\log_2 K} 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right) \cdot \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P_S - e_{\max}}{(K-1) \cdot P_N}} \right) \quad (6.26)$$

entspricht.

Abbildung 6.17 zeigt die  $\text{SNR}'$ , die tatsächlichen Signal-zu-Rausch Verhältnisse nach der Quantisierung für eine 16-QAM mit einem Ziel-BER von  $10^{-4}$  und  $0.1 \leq P_S < 4$ .

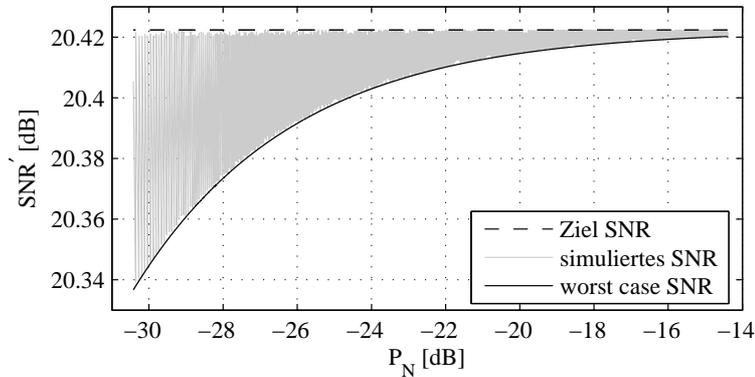


Abbildung 6.17: Einfluss der Quantisierung auf das tatsächliche SNR

Abbildung 6.18 zeigt die  $r'_B$ , die tatsächlichen Bitfehlerraten nach der Quantisierung für die gleichen Parameter wie in der vorigen Abbildung.

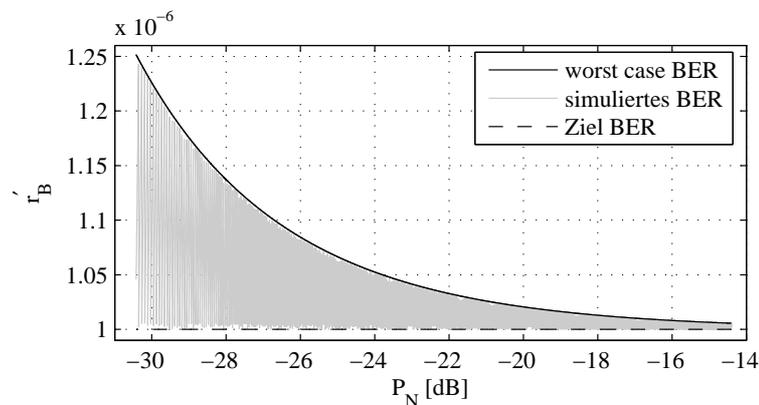


Abbildung 6.18: Einfluss der Quantisierung auf das tatsächliche BER

Für geringe Rauschleistungen sind die Werte  $\text{SNR}'$  relativ gesehen niedrig und daher die  $r'_B$  relativ groß, während für hohe Rauschleistungen das Gegenteil gilt. Dies bedeutet aber, dass bei besseren Bedingungen schlechtere Ergebnisse erzielt werden.

## 6.2.4 Lookup Table Schema

Im Vergleich mit der Methode, die  $\hat{P}_S$  wie in Gleichung (6.23) zu berechnen, hat die Verwendung eines Lookup Tables bei der Quantisierung einige Vorteile. Ein Lookup Table mit linear ansteigenden Einträgen kann Informationen über die konkreten Werte von  $P_{\min}$  und  $P_{\max}$  mit einbeziehen. Da Werte außerhalb dieses Bereiches nicht abgebildet werden

müssen, kann die Granularität innerhalb des Intervalls feiner sein. Wenn  $P_{\max}$  auf den Wert 4 gesetzt wird, kann unter Beibehaltung von  $q = 12$  außerdem entweder der Binärpunkt eine Binärziffer nach links verschoben werden und damit der maximale Quantisierungsfehler auf  $e_{\max} = \frac{1}{2^{q-2}}$  verringert werden, oder es kann das höchstwertige Bit ganz eliminiert und  $q = 11$  gesetzt werden. Da das Hauptziel darin besteht, die Übertragungszeit für PAT-Einträge zu reduzieren, wird die zweite Möglichkeit weiterverfolgt.

Ergebnisse sind in Abbildung 6.19 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Verbesserung nur marginal ausfällt. Dennoch werden etwas bessere Ergebnisse erreicht, obwohl die Bitanzahl zur Darstellung von  $\hat{P}_S$  um ein Bit reduziert wurde.

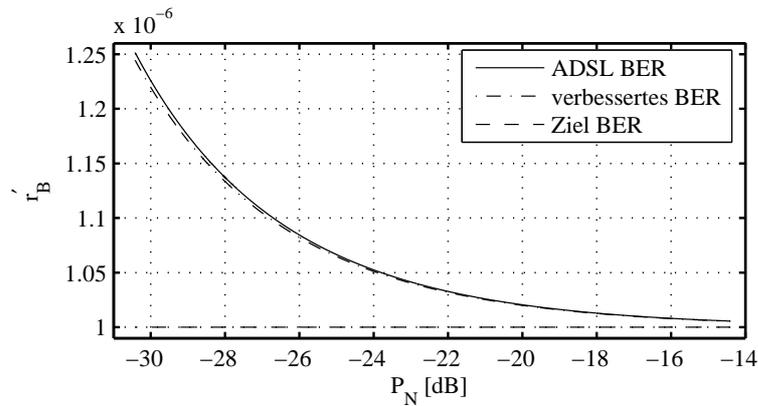


Abbildung 6.19: Vergleich der ursprünglichen und der Lookup Table Darstellung von  $P_S$ . Der maximale Quantisierungsfehler für das Lookup Table Schema beträgt

$$e_{\max} = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{M}, \quad (6.27)$$

wobei  $M = 2^q$ .

Die Werte  $\hat{P}_{S,k}$  für  $k = 0 \dots M - 1$  in dem Lookup Table weisen äquidistante Quantisierungsabstände auf, wie in Abbildung 6.20 dargestellt, mit  $d = e_{\max}$  aus Gleichung (6.27).

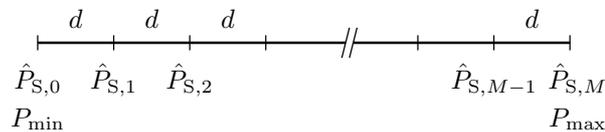


Abbildung 6.20: Äquidistante Quantisierungsabstände im Lookup Table

Während der Wert  $q$  um ein Bit reduziert werden konnte, sind die  $r'_B$  noch immer hoch für niedrige  $P_N$  und niedrig für hohe  $P_N$ . Wenn das mittlere BER über alle Subträger berechnet wird, dominiert der größte Wert das Ergebnis. Da generell keine Information vorhanden ist, welcher Verteilung die Werte  $P_S$  folgen, ist es schwierig, einen gewichteten Durchschnitt des mittleren  $r'_B$  zu berechnen. Es ist deshalb wünschenswert, gleiche BER für alle Subträger zu erreichen.

### 6.2.5 Verbessertes Lookup Table Schema

In diesem Abschnitt werden Ergebnisse entwickelt, die es erlauben, einen Lookup Table zu konstruieren, der konstante  $r'_B$  für alle Subträger gewährleistet.

Hierzu lässt sich Gleichung (6.25) wie folgt umformulieren ( $\text{SNR}_T$  ist das Ziel-SNR)

$$\begin{aligned}\text{SNR}' &= \text{SNR}_T - \frac{e_{\max}}{P_N} \\ &= \text{SNR}_T - \frac{e_{\max}}{\frac{P_S}{\text{SNR}_T}}\end{aligned}\quad (6.28)$$

und nach  $e_{\max}$  auflösen:

$$\begin{aligned}\frac{e_{\max} \cdot \text{SNR}_T}{P_S} &= \text{SNR}_T - \text{SNR}' \\ e_{\max} &= \frac{\text{SNR}_T - \text{SNR}'}{\text{SNR}_T} \cdot P_S.\end{aligned}\quad (6.29)$$

Da  $\text{SNR}_T$  konstant ist und  $\text{SNR}'$  ebenfalls konstant sein soll, kann mit einer entsprechenden Konstanten  $\beta$

$$e_{\max} \stackrel{!}{=} \beta \cdot P_S \quad (6.30)$$

gesetzt werden. Hieraus folgt, dass der maximale Quantisierungsfehler nicht mehr konstant, sondern proportional zur relativen Leistung sein sollte.



Abbildung 6.21: Linear anwachsende Quantisierungsabstände im Lookup Table

Der verbesserte Lookup Table sieht dann wie in Abbildung 6.21 aus. Die maximalen Quantisierungsfehler lassen sich ausdrücken als

$$e_{\max,k} = d_k = \hat{P}_{S,k} - \hat{P}_{S,k-1} \quad (6.31)$$

Ausgehend von

$$\hat{P}_{S,k} - \hat{P}_{S,k-1} \stackrel{!}{=} \beta \hat{P}_{S,k} \quad (6.32)$$

kann nun eine Konstruktionsregel bezogen auf den ersten Wert des Lookup Tables  $\hat{P}_{S,0} = P_{\min}$  angegeben werden:

$$\hat{P}_{S,k} = \frac{1}{(1-\beta)^k} \cdot \hat{P}_{S,0} \quad (6.33)$$

Mit der Beobachtung dass  $\hat{P}_{S,M} = P_{\max}$  kann schließlich auch

$$\beta = 1 - \left( \frac{P_{\min}}{P_{\max}} \right)^{\frac{1}{M}} \quad (6.34)$$

berechnet werden.

Abbildung 6.22 vergleicht die erreichten  $r'_B$  unter Verwendung des verbesserten Lookup Table Schemas mit der ursprünglichen linearen Quantisierung.

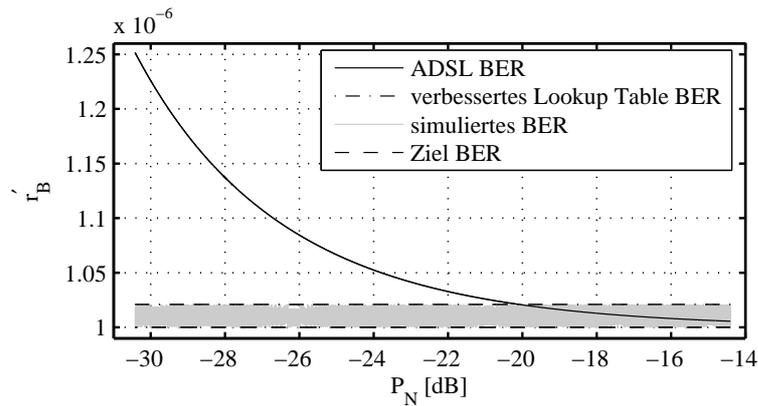


Abbildung 6.22: Vergleich der ursprünglichen und verbesserten Lookup Table Darstellung von  $P_S$

Wie man sieht, sind die resultierenden  $r'_B$  tatsächlich konstant. Auch die  $SNR'$  sind konstant und können folgendermaßen angegeben werden:

$$SNR' = SNR_T \cdot \left( \frac{P_{\min}}{P_{\max}} \right)^{\frac{1}{M}} . \quad (6.35)$$

Für einen großen Bereich von  $P_N$  Werten (und damit auch  $P_S$  Werten) liefert das verbesserte Lookup Table Schema weitaus bessere Ergebnisse als das ursprüngliche Quantisierungsschema. Die Erhöhung des BER für die übrigen Werte ist vergleichsweise klein.

## 6.2.6 Weitere Reduktion der PAT-Übertragungszeit

Wenn die Anzahl  $q$  der Bits pro PAT-Eintrag weiter reduziert wird, erhöht sich der Maximalwert der  $r'_B$ , der Worst-Case BER.

Abbildung 6.23 zeigt die entsprechenden Werte für  $q = 8 \dots 11$ .

Selbst für  $q = 8$  liegt die Kurve unterhalb des höchsten Wertes  $r'_B$  des ursprünglichen Quantisierungsschemas.

In Anlehnung an das Beispiel aus Abschnitt 6.2 kann nun in Abhängigkeit von  $q$  die Anzahl der DMT-Symbole (und damit die Übertragungszeit) berechnet werden, die für

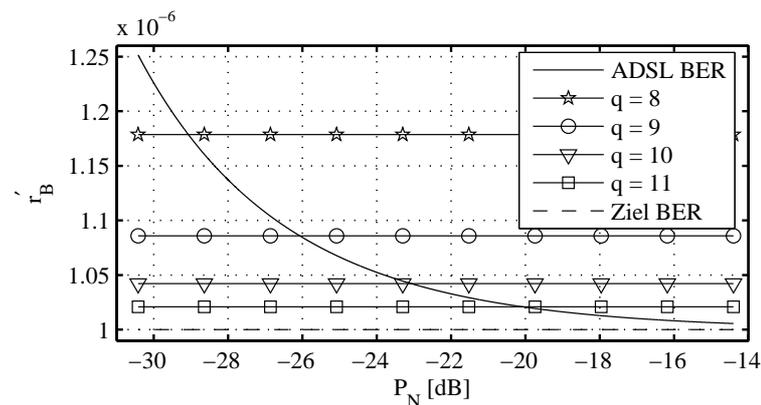


Abbildung 6.23: Auswirkung einer weiteren Reduktion von  $q$  auf das Worst-Case BER

die Übertragung einer kompletten BAT/PAT-Kombination benötigt wird. Abbildung 6.24 zeigt das Ergebnis für eine FFT-Länge von 512 Werten und einer Breite des Embedded Service Channel von drei Bytes.

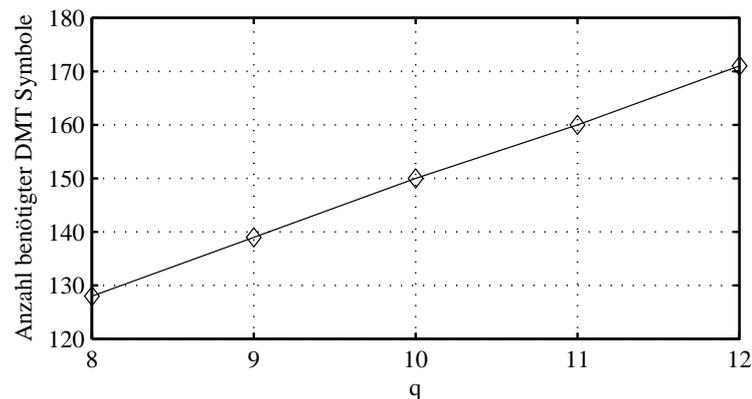


Abbildung 6.24: Dauer der BAT/PAT Übertragung

Die Anzahl der Symbole ist linear in  $q$ .

### 6.2.7 Erweiterung und Vergleich mit Companding

In diesem Abschnitt sollen die erarbeiteten Resultate in den Kontext bereits existierender spezieller Quantisierungsmethoden eingeordnet werden und auf beliebige Konstellationsgrößen erweitert werden.

In der Pulse Code Modulation (PCM) wird sogenanntes Companding seit vielen Jahren verwendet, um Sprachsignale darzustellen [43]. Eine spezielle Kennlinie, bezeichnet als  $\mu$ -law wird verwendet, um die Eingangs-Sprachsignale zu quantisieren. Auch hierbei wird die Quantisierung so durchgeführt, dass Sprachsignale sowohl mit geringer als auch mit

großer Amplitude ähnliche SNR aufweisen. Diese Methode kann ebenfalls verwendet werden, um PAT-Einträge zu repräsentieren.

Die Gleichung, um für ein Eingangssignal  $x$  die  $\mu$ -law Quantisierung  $F(x)$  zu berechnen lautet

$$F(x) = \operatorname{sgn}(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad -1 \leq x \leq 1, \quad (6.36)$$

wobei  $\mu = 255$ , was 8 Bits entspricht.

Da in der vorliegenden Anwendung nur positive Werte vorkommen, lässt sich die angepasste Formel zur Quantisierung schreiben als

$$F(x) = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}, \quad -1 \leq x \leq 1. \quad (6.37)$$

Insbesondere gilt bei der PAT-Quantisierung  $\mu = 2^q - 1$ . Die inverse Operation (Expansion), die verwendet werden kann, um einen Lookup Table auf Grundlage der  $\mu$ -law Quantisierung zu erstellen ist gegeben durch

$$F^{-1}(y) = \frac{1}{\mu} [(1 + \mu)^y - 1]. \quad (6.38)$$

Um den Wertebereich von beispielsweise  $P_{\min} = 0.1$  bis  $P_{\max} = 4$  zu quantisieren, gilt dann für den Lookup Table

$$\hat{P}_{S,m} = \frac{P_{\max}}{\mu} \left( (1 + \mu)^{w_{\min} + m \frac{w_{\max} - w_{\min}}{M}} - 1 \right), \quad (6.39)$$

wobei

$$w_{\min} = \frac{\ln 1 + \mu \frac{P_{\min}}{P_{\max}}}{\ln(1 + \mu)} \quad (6.40)$$

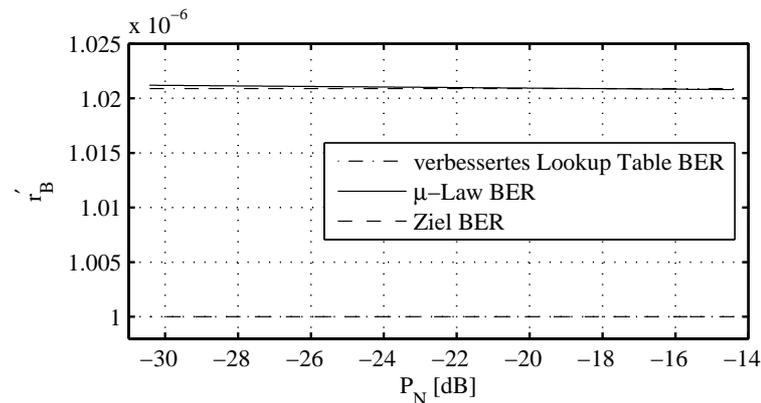
und

$$w_{\max} = \frac{\ln 1 + \mu \frac{P_{\max}}{P_{\max}}}{\ln(1 + \mu)} = 1. \quad (6.41)$$

Abbildung 6.25 zeigt, dass die Ergebnisse für beispielsweise  $q = 11$  denen sehr ähnlich sind, die in Abschnitt 6.2.5 entwickelt wurden. Dennoch führt  $\mu$ -law Quantisierung nicht auf eine vollkommen flache BER-Kurve.

## 6.2.8 Einfluss unterschiedlicher Konstellationsgrößen

Bisher wurden nur Ergebnisse für 16-QAM präsentiert. In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse auf unterschiedliche Konstellationsgrößen ausgedehnt und der gemeinsame

Abbildung 6.25: Leistungsfähigkeit der  $\mu$ -law Quantisierung

Einfluss von  $b$ , der Anzahl der Bits, die pro QAM-Konstellationspunkt codiert sind und  $q$ , der Anzahl der Bits um die quantisierten  $P_S$  darzustellen, auf  $\text{SNR}'$  wird untersucht.

Während einige DMT-Systeme die gleiche QAM-Konstellationsgröße für alle Subträger verwenden (insbesondere in der drahtlosen Übertragung), werden in der Regel unterschiedliche Konstellationsgrößen auf unterschiedlichen Subträgern verwendet. Der Wert  $q$  ist jedoch immer der selbe, unabhängig davon, welche und wie viele Konstellationsgrößen verwendet werden.

Abbildung 6.26 stellt die  $r'_B$  für quadratische  $K$ -QAM Konstellationen mit  $K = 2^b$  für unterschiedliche Werte  $b$  und verschiedene Werte  $q$  dar. Das Ziel-BER beträgt wie zuvor  $10^{-6}$ . Der Einfluss der Konstellationsgröße (eine Variation von  $b$ ) auf das Ergebnis ist eher gering verglichen mit einer Änderung von  $q$ . Dieses Ergebnis legt nahe, dass das gemittelte  $r'_B$  über alle Subträger mit unterschiedlichen Konstellationsgrößen sehr nahe an dem Wert von Gleichung (6.35) liegen wird.

## 6.3 AMC in Mehrträgersystemen

Automatische Modulations-Klassifizierung (engl. Automatic Modulation Classification, AMC) ist eine vielversprechende Technik, um zu prüfen ob der Runtime-Adaptionsprozess erfolgreich war. Außerdem kann sie verwendet werden, um neuartige Adaptionsmethoden zu entwickeln. In diesem Abschnitt wird AMC angewendet, um anhand rauschbehafteter Empfangsdaten zwischen drei QAM-Konstellationen zu unterscheiden.

Im nächsten Abschnitt erfolgt zunächst ein Überblick über bestehende AMC-Methoden, dann werden einige neuartige Methoden mit geringer Komplexität vorgestellt und ihre Leistungsfähigkeit untersucht. Die Darstellung folgt im Wesentlichen [25].

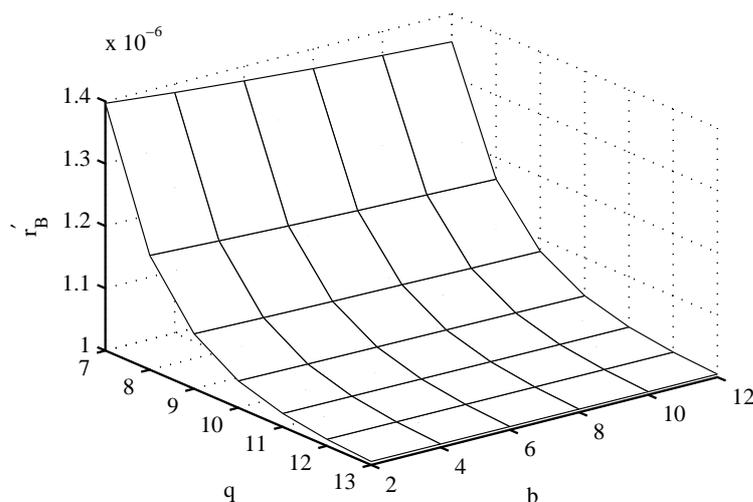


Abbildung 6.26: Auswirkung der Kombination verschiedener  $q$  und  $b$  Werte auf das Worst-Case BER

### 6.3.1 Einführung und Stand der Technik

AMC kann verwendet werden, um nach Ablauf der dynamischen Adaption zu prüfen, ob die Umverteilung der Bitbeladung und Sendeleistung tatsächlich so erfolgt ist, wie gefordert. Zwar wird eine fehlerhafte Durchführung der Adaption auch an einem fehlerhaften CRC-Syndrom erkennbar sein, allerdings liefert ein solches Syndrom keine Information über die Art und Position des Fehlers. Möglicherweise wurden lediglich für einige Subträger fehlerhafte Adaptionen ausgeführt. Diese können dann gezielt noch einmal angesprochen werden. Eine weitere Möglichkeit ist, dass zwar die Adaptionen korrekt durchgeführt wurden, allerdings nicht adäquat auf die tatsächliche Störung angepasst waren. Dieser Fall lässt sich ebenfalls durch Anwendung von AMC erkennen.

Eine weitere Anwendungsmöglichkeit von AMC, die hier nur kurz erwähnt werden soll, besteht darin, am Sender autonom eine Reduktion der Bitbeladung auf einzelnen oder allen Subträgern durchzuführen. Diese können durch Verwendung von AMC am Empfänger erkannt werden und der Empfänger kann in der Folge seine Empfangsparameter entsprechend auf den Sender einstellen. Dies erübrigt den Informationsaustausch während der Adaption. Allerdings wird gezeigt werden, dass diese Methode nur bei SNR oberhalb von ca. 10 dB erfolgversprechend ist.

Das Hauptproblem bei der Verwendung von AMC in Mehrträgersystemen besteht darin, dass möglicherweise eine große Anzahl an Subträgern vorhanden ist und AMC für jeden Subträger separat durchgeführt werden muss, da nicht jeder Subträger die gleiche Modulation verwendet. Daher ist es notwendig, schnelle AMC-Methoden mit geringer Komplexität zu verwenden.

AMC ist seit einigen Jahren insbesondere im militärischen Bereich ein aktives Forschungsgebiet. Es konnte gezeigt werden, dass Maximum Likelihood (ML) Methoden optimale Klassifikationsergebnisse erreichen [76]. Diese Methoden sind jedoch nume-

risch so aufwändig, dass sie in Mehrträgersystemen nicht direkt anwendbar sind. Daher wurden viele Techniken entwickelt, die eine geringere Komplexität als der ML-Ansatz besitzen, jedoch nahezu optimale Ergebnisse erreichen. Einige Ansätze sind die Verwendung von Higher Order Statistics (HOS), wie etwa Kumulanten [14] und Momente [64], Feature Extraction mit nachfolgender Klassifikation durch künstliche Neuronale Netzwerke [55], Fuzzy Logic [75] und Statistical Sampling Methoden (beispielsweise Monte Carlo Markov Chain Techniken [49] oder Gibbs Sampling [15]).

Es ist bemerkenswert, dass viele der genannten Publikationen nur Signalkonstellationen betrachten, die sich relativ deutlich voneinander unterscheiden (entweder bezüglich der durchschnittlichen Sendeleistung oder der geometrischen Eigenschaften der Konstellationen). Viele der oben erwähnten Methoden lassen sich nicht anwenden, wenn die Signalkonstellationen, die klassifiziert werden sollen, sehr ähnlich sind.

Im Folgenden werden mehrere Methoden geringer Komplexität vorgestellt, um zwischen quadratischen QAM-Konstellationen zu unterscheiden, die 2, 4 und 6 Bits übertragen. Durch eine Kombination von Methoden in einem zweistufigen Prozess können die Ergebnisse weiter verbessert werden.

### 6.3.2 Modellbildung

Das Signalalphabet einer QAM-Konstellationsmenge lässt sich als Menge von Punkten in der komplexen Signalebene darstellen. Sämtliche Konstellationspunkte der hier betrachteten quadratischen QAM-Konstellationen besitzen den gleichen minimalen Abstand  $d_{\min}$  von ihren nächsten Nachbarn.

Die drei möglichen Konstellationen, die klassifiziert werden sollen, sind 4-QAM, 16-QAM, und 64-QAM. Diese Konstellationen werden der AMC Terminologie folgend als Konstellations-Kandidaten  $\omega_k$  bezeichnet, mit  $k \in \{1, 2, 3\}$ . Jeder dieser Konstellations-Kandidaten überträgt  $b_k$  Bits mit  $b_1 = 2$ ,  $b_2 = 4$  und  $b_3 = 6$ , und besitzt  $N_k$  Konstellationspunkte, nämlich  $N_1 = 4$ ,  $N_2 = 16$  und  $N_3 = 64$ .

Außerdem sind wie in Abschnitt 2.1 beschrieben am Entscheidereingang, wo AMC erfolgt, alle Konstellationen normiert, so dass sie eine mittlere Sendeleistung von eins aufweisen. Die minimale Distanz  $d_{\min}^k$  kann nach Gleichung (2.31) mit  $P_S = 1$  als

$$d_{\min}^k = \sqrt{\frac{3}{2(N_k - 1)}} \quad (6.42)$$

angegeben werden.

Zum Zeitpunkt  $n$  hat ein Sample eines Konstellationspunktes  $s^k(n) \in \omega_k$  die Form

$$s^k(n) = \frac{\alpha_n^k + j\beta_n^k}{d_{\min}^k/2}, \quad (6.43)$$

wobei

$$\alpha_n^k, \beta_n^k \in \{-\sqrt{N_k} + 1, -\sqrt{N_k} + 3, \dots, \sqrt{N_k} - 1\}. \quad (6.44)$$

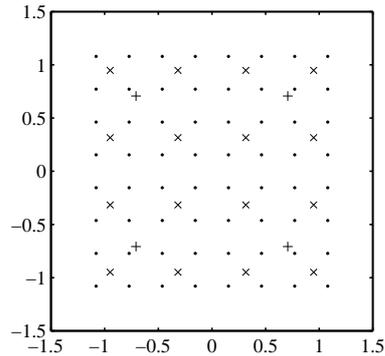


Abbildung 6.27: Die drei betrachteten Konstellationen, 4-QAM (+), 16-QAM (×) und 64-QAM (·)

Abbildung 6.27 zeigt die drei Konstellations-Kandidaten.

Da die Modulation des zu übertragenden Signals durch die FFT die einzelnen Subträger voneinander trennt, kann AMC für jeden Subträger unabhängig von den anderen durchgeführt werden. Das Sendesignal eines jeden Subträgers ist durch einen zirkulären komplexen AWGN Prozess  $g(n)$  gestört. Die rauschbehafteten Empfangswerte  $r(n)$  lassen sich angeben als

$$r(n) = x_n + j y_n = s^k(n) + g(n). \quad (6.45)$$

Die Varianz  $\sigma^2$  des zweidimensionalen Rauschprozesses wird dabei als bekannt angenommen.

Ein Schätzwert für  $\sigma^2$  ist in realen Anwendungen üblicherweise vorhanden, entweder durch Beobachten reiner Rauschwerte (vgl. Abschnitt 2.2.2), Verwendung von Pilotträgern oder Trainingssequenzen, oder durch Anwendung von Decision Feedback Methoden während der laufenden Datenübertragung wie beispielsweise in [23] und Abschnitt 6.1 beschrieben.

Außerdem wird angenommen, dass kein konstanter Phasenfehler vorhanden ist, da dieser für DMT-Systeme in der Regel während der Kanalschätzung (vgl. Abschnitt 2.2.1) eliminiert werden kann.

Das Problem besteht nun darin, die korrekte Konstellation  $\omega_k$  aus einem Vektor  $\mathbf{r} = (r(1), r(2), \dots, r(N))$  bestehend aus  $N$  Empfangswerten zu schätzen, die alle derselben Konstellation angehören.

Abbildung 6.28 zeigt jeweils  $N = 1000$  verrauschte Empfangspunkte der drei Konstellationen für ein SNR von 10 dB. Während die 4-QAM leicht identifiziert werden kann, ist es weitaus schwieriger, 16-QAM und 64-QAM zu unterscheiden.

Die folgenden Simulationen wurden durchgeführt, indem 1000 Iterationen für jede Kombination von  $\omega_k$ ,  $N$  und SNR-Wert ausgewertet wurden.

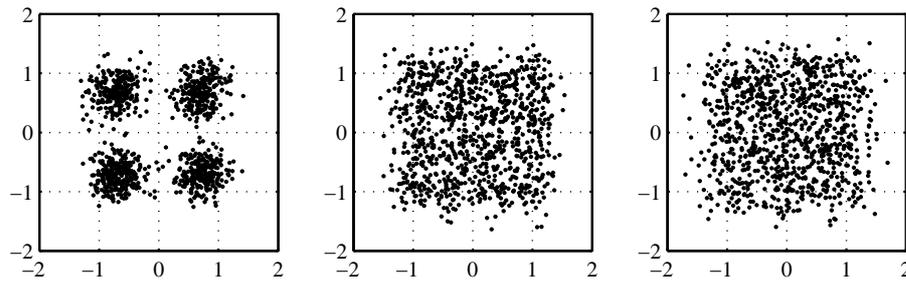
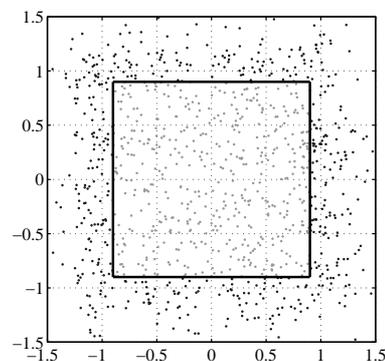


Abbildung 6.28: Von links nach rechts: 4-QAM, 16-QAM und 64-QAM

### 6.3.3 Signalraum-Konzepte

Bei der in diesem Abschnitt betrachteten Methode wird die komplexe Signalebene in zwei Bereiche aufgeteilt. In eine innere quadratische Region, zentriert im Ursprung und mit einer Seitenlänge von  $l_s = 2 \cdot d_s$  und den Rest der Ebene, außerhalb des Quadrates. Abhängig vom SNR und der Konstellationsgröße, wird nach einem Wert  $d_s$  gesucht, der die beste Separation der drei Konstellationskandidaten erlaubt, bezüglich des Bruchteils der Signalpunkte, die innerhalb des Quadrates empfangen werden. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Signalpunkt innerhalb des Quadrates empfangen wird, sei mit  $p_s$  bezeichnet.

Abbildung 6.29 illustriert, wie  $p_s$  für eine 16-QAM, ein SNR von 10 dB und einen Wert von  $d_s = 0.9$  ermittelt wird. Das Verhältnis der grauen Punkte innerhalb des Quadrates zur Gesamtzahl der Punkt ergibt gerade  $p_s$ .

Abbildung 6.29: Ermittlung von  $p_s$ 

Ergebnisse für die drei Konstellations-Kandidaten bei einem SNR von 10 und 20 dB sind in Abbildungen 6.30 und 6.31 für unterschiedliche  $d_s$  dargestellt.

Für ein SNR von 0 dB ist eine eindeutige Unterscheidung praktisch unmöglich. Bei 10 dB SNR kann man zumindest die 4-QAM leicht identifizieren. Bei 20 dB SNR können schließlich alle drei Konstellationen leicht unterschieden werden. Die beste Trennung der einzelnen Kurven ist hier bei Werten von etwa  $d_s = 0.45$  und  $d_s = 0.8$  gegeben. Optimale Werte  $d_s$  und ihre korrespondierenden Wahrscheinlichkeiten  $p_s$  lassen sich so empirisch für alle interessierenden SNR bestimmen. Für den Klassifikationsprozess werden dann

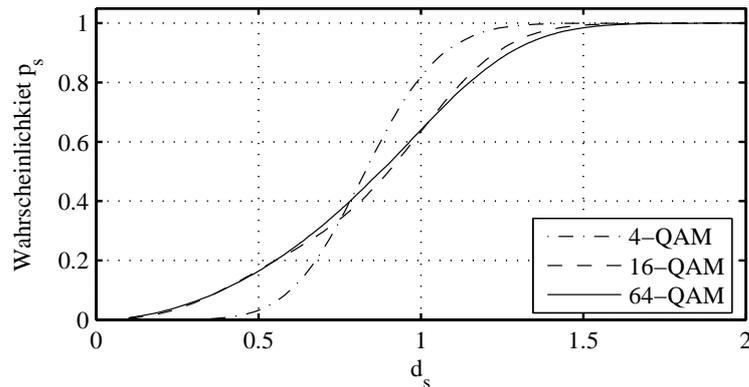


Abbildung 6.30: SNR = 10 dB

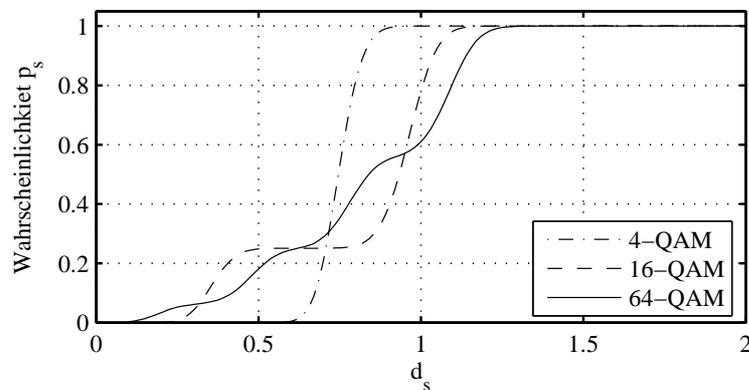


Abbildung 6.31: SNR = 20 dB

die tatsächlich ermittelten Werte  $p_s$  für alle Konstellations-Kandidaten mit den empirisch bestimmten Werten verglichen, die bei den optimalen Positionen  $d_s$ , die die beste Separation der einzelnen Kurven ermöglichen, auftreten. Derjenige Konstellations-Kandidat, der die geringste Abweichung zu den empirischen Werten aufweist, wird schließlich als Klassifikationsergebnis ausgewählt.

Diese Methode soll im Folgenden als SQUARE Klassifikation bezeichnet werden.

### 6.3.4 Higher Order Statistics Methoden

Higher Order Statistics (HOS) kann verwendet werden, um aus den Empfangsdaten Merkmale für die Klassifikation zu extrahieren, die relativ robust gegenüber Modell-Fehlern sind [71].

Momente zweiter Ordnung (Second Order Moments) für einen komplexwertigen stationären Zufallsprozess  $y(n)$ , wobei die  $y(n)$  hier für die empfangenen QAM-Symbole stehen, können folgendermaßen berechnet werden:

Konstellation	$C_{20}$	$C_{21}$	$C_{40}$	$C_{41}$	$C_{42}$
4-QAM	0	1	-1	0	-1
16-QAM	0	1	-0.6800	0	-0.6800
64-QAM	0	1	-0.6190	0	-0.6190

Tabelle 6.1: HOS für QAM ohne Rauschen

$$C_{20} = E[y^2(n)] \quad \text{und} \quad C_{21} = E[|y(n)|^2]. \quad (6.46)$$

Der Wert  $C_{21}$  ist die mittlere Energie der Konstellation (für den betrachteten Fall gleich eins, wie im letzten Abschnitt erklärt).

Sample Estimates für Kumulanten zweiter und vierter Ordnung sind [71]

$$\hat{C}_{20} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2(n) \quad \text{and} \quad \hat{C}_{21} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2$$

und

$$\begin{aligned} \hat{C}_{40} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^4(n) - 3\hat{C}_{20}^2 \\ \hat{C}_{41} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^3(n)y^*(n) - 3\hat{C}_{20}^2\hat{C}_{21} \\ \hat{C}_{42} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^4 - |\hat{C}_{20}^2|^2 - 2\hat{C}_{21}^2, \end{aligned} \quad (6.47)$$

wobei  $\{\cdot\}^*$  die komplexe Konjugation darstellt.

Theoretische Werte ohne Einbeziehung von Rauschen für die drei Konstellationskandidaten sind in Tabelle 6.1 aufgelistet. Die Modulationsarten, die in [71] verwendet werden (z.B. Phase Shift Keying (PSK) and Pulse Amplitude Modulation (PAM)), können sämtliche Werte zur Klassifikation nutzen. Für die hier verwendeten Konstellationsarten sind jedoch nur  $C_{40}$  und  $C_{42}$  relevant, weil sie für alle Konstellationen unterschiedlich sind. Für rauschbehaftete Werte ist eine verlässliche Klassifikation aufgrund dieser Parameter jedoch immer noch problematisch, da 16-QAM und 64-QAM nicht eindeutig unterschieden werden können.

Man kann allerdings eine spezielle Eigenschaft der Kumulanten ausnutzen und eine der Konstellationen bei der Übertragung um 45 Grad rotieren. Diese Rotation muss natürlich sowohl im Sender als auch im Empfänger bekannt sein. Die rauschfreien Werte für  $C_{40}$  und  $C_{42}$  einer derart rotierten Konstellation besitzen den gleichen Absolutwert, aber unterschiedliches Vorzeichen:  $C_{40}$  ist positiv,  $C_{42}$  ist negativ. Durch Betrachtung von Abbildung

6.30 lässt sich erkennen, dass es weitaus schwieriger ist, 16-QAM und 64-QAM zu unterscheiden, als beide von 4-QAM zu unterscheiden. Entsprechend ist es am sinnvollsten, die 16-QAM Konstellation zu rotieren. Die rauschfreien theoretischen Werte für die rotierte 16-QAM sind dann  $C_{40} = 0.6800$  und  $C_{42} = -0.6800$ .

Abbildung 6.32 zeigt die neue Situation mit Rotation der 16-QAM. Obwohl die Sendeleistung der Konstellationen nicht verändert wurde, ist der zur Verfügung stehende Platz effizienter ausgenutzt.

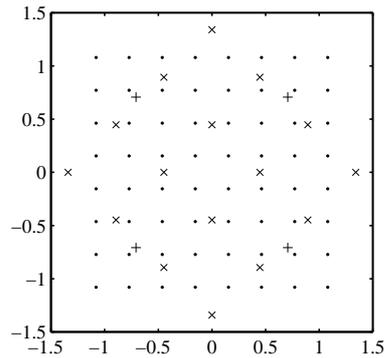


Abbildung 6.32: Die drei Konstellationen, 4-QAM (+), 16-QAM rotiert (x) und 64-QAM (·)

Für den Klassifikationsprozess mit rauschbehafteten Samples genügt es, zu prüfen, ob  $C_{40}$  und  $C_{42}$  unterschiedliches Vorzeichen aufweisen, ohne die tatsächlichen Werte zu berücksichtigen. Mit dieser Methode gelingt es, 16-QAM selbst unter schlechten Rauschverhältnissen verlässlich zu klassifizieren.

Abbildung 6.33 zeigt die Wahrscheinlichkeit korrekter Klassifikation  $P_{cc}$  der 16-QAM für diese Methode bei unterschiedlichen SNR-Werten und verschiedenen Stichprobengrößen  $N$ .

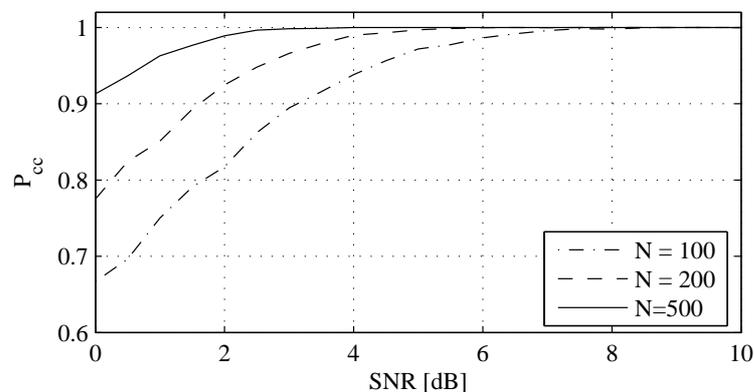


Abbildung 6.33: Leistungsfähigkeit des 16-QAM Klassifikators

Perfekte Erkennung der 16-QAM wird ab einem SNR oberhalb von 8 dB erreicht, selbst wenn nur  $N = 100$  Samples zur Verfügung stehen. Simulationsergebnisse zeigen, dass

niemals 16-QAM klassifiziert wird, wenn tatsächlich 4-QAM oder 64-QAM übertragen werden. Der Schätzer ist daher sehr robust.

### 6.3.5 Optimale Klassifikation mit dem ML Kriterium

Die optimale Klassifikationsregel ist durch das Maximum Likelihood Kriterium gegeben.

Es wird angenommen, dass alle Konstellationspunkte von der selben Konstellation, einem der drei Konstellations-Kandidaten, stammen. Wie im letzten Abschnitt beschrieben, wird die 16-QAM um 45 Grad rotiert.

Jeder Konstellations-Kandidat besitzt eine charakteristische Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (PDF)  $p(x, y)$ , die für Punkte  $r(n) = x_n + j y_n$  als

$$p(x_n, y_n) = \frac{1}{N_k} \sum_{m=1}^{N_k} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x_n - x_m)^2 + (y_n - y_m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (6.48)$$

angegeben werden kann, wobei  $\sigma^2$  die eindimensionale Varianz des additiven weißen Gaußschen Rauschprozesses  $g(n)$  darstellt und  $x_m$  und  $y_m$  die Koordinaten aller  $N_k$  rauschfreien Konstellationspunkte  $s^k$  aus Gleichung (6.43) sind.

Für einen Vektor  $\mathbf{r} = (r(1), \dots, r(N))$  mit  $N$  empfangenen Samples der gleichen Konstellation kann der ML-Klassifikator wie folgt beschrieben werden [62]:

$$\text{Assign } \mathbf{r} \text{ to } \omega_i \text{ if } l(\mathbf{r}|\omega_i) \geq l(\mathbf{r}|\omega_j), \forall j \in \{1, 2, 3\}, \quad (6.49)$$

wobei

$$l(\mathbf{r}|\omega_j) = \sum_{n=1}^N \ln(p(x_n, y_n)) . \quad (6.50)$$

Generell ist eine Implementierung des ML-Klassifizierers in der Praxis jedoch nicht durchführbar, da er mit hohem Rechenaufwand verbunden ist. Selbst wenn Lookup Tables verwendet werden, führt dies zu einem hohen Speicherbedarf.

Abbildung 6.34 zeigt Simulationsergebnisse für die kombinierte Klassifikationsleistung über alle Konstellations-Kandidaten und Stichprobengrößen von  $N = 100$ ,  $N = 200$ , und  $N = 500$ .

Selbst für  $N = 100$  wird perfekte Klassifikation ab einem SNR von 8 dB erreicht.

Im Vergleich dazu zeigt Abbildung 6.35 die Ergebnisse, wenn die 16-QAM Konstellation nicht rotiert ist. Es zeigt sich, dass die Rotation das Klassifikationsergebnis auch im Fall von ML-Klassifikation deutlich verbessert.

### 6.3.6 ML-basierte Partitionierung der Signalebene

Die Resultate des letzten Kapitels können verwendet werden, um mit ihrer Hilfe eine Partitionierung der Signalebene zu berechnen, die jeden Punkt in der komplexen Signalebene

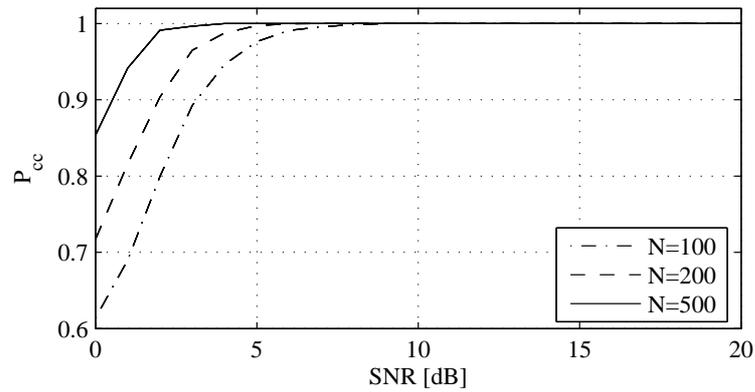


Abbildung 6.34: Klassifikationsergebnisse des ML-Klassifikators für verschiedene Stichprobengrößen

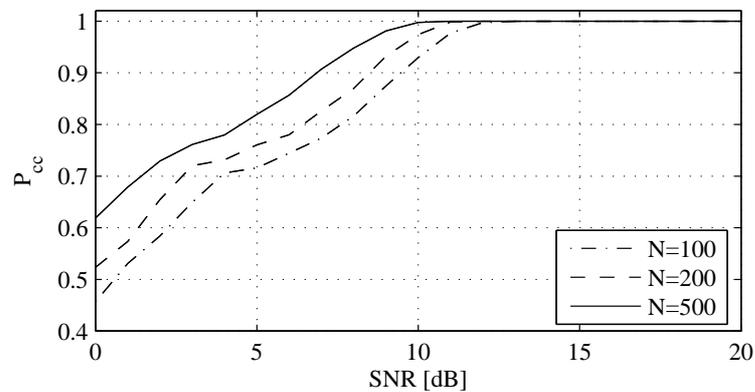


Abbildung 6.35: Ergebnisse ohne Rotation der 16-QAM

gemäß dem ML-Kriterium einem bestimmten Konstellations-Kandidaten zuordnet.

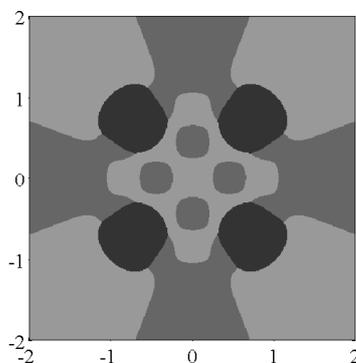


Abbildung 6.36: Partitionierung der Signalebene für SNR = 10 dB

In Abbildung 6.36 ist ein Beispiel für die drei verwendeten Konstellationen und ein SNR

von 10 dB dargestellt. Jeder Konstellations-Kandidat dominiert bestimmte Bereiche der Ebene. Dunkleres grau steht für eine kleinere Konstellation. Abbildung 6.37 zeigt die Partitionierung für ein SNR von 15 dB und demonstriert, dass sich die Partitionierung mit dem SNR verändert.

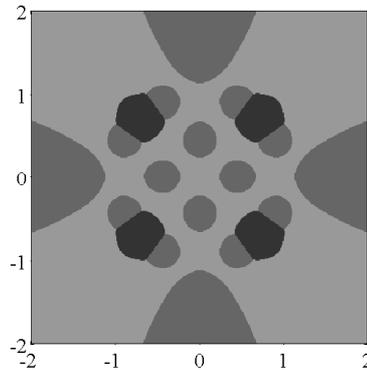


Abbildung 6.37: Partitionierung der Signalebene für SNR = 15 dB

Für die eigentliche Klassifizierung wird jeder empfangene Punkt dem Konstellations-Kandidaten zugeordnet, in dessen Region er fällt. Eine Mehrheitsentscheidung wählt dann die Konstellation als Klassifikationsergebnis, in deren Bereiche die meisten Punkte gefallen sind.

Formal wird die Signalebene in drei (nicht notwendig zusammenhängende) Regionen  $R_k$  unterteilt und beobachtet, wie viele Samples in jede dieser Regionen fallen. Die Klassifikationsregel für den Empfangsvektor  $\mathbf{r}$  ist damit

$$\text{Assign } \mathbf{r} \text{ to } \omega_i \text{ if } c(\mathbf{r}|\omega_i) \geq c(\mathbf{r}|\omega_j), \forall j \in \{1, 2, 3\}, \quad (6.51)$$

mit

$$c(\mathbf{r}|\omega_j) = \left| \left\{ r(n) \mid r(n) \in R_j \right\} \right|, \quad (6.52)$$

der Anzahl der Samples in Region  $R_j$ . Im Folgenden wird diese Methode als COUNT Klassifikation bezeichnet.

Selbstverständlich liefert die beschriebene Partitionierung der Signalebene schlechtere Klassifikationsergebnisse als die ML-Klassifikation, da Entscheidungen für jeden Empfangspunkt separat getroffen werden. Für gutes SNR (oberhalb 13 dB) sind die Ergebnisse jedoch nahezu identisch mit denen der ML-Klassifizierung bei viel geringerer Komplexität. Simulationsergebnisse finden sich in Abbildung 6.38.

Um die einzelnen Partitionierungen, die wie gezeigt vom SNR abhängen, abzuspeichern, können Lookup Tables verwendet werden. Für jeden Eintrag in dem Lookup Table genügt dann ein zwei-Bit Wert, um die drei möglichen Konstellationen zu identifizieren. Der Speicherbedarf hängt damit lediglich von der Granularität oder Auflösung der Partitionierung ab. Beispielsweise wurde für die obigen Simulationsergebnisse eine Auflösung von 0.01 verwendet und Werte im Bereich  $[-2 \dots 2]$  betrachtet. Wird die inhärente Symmetrie

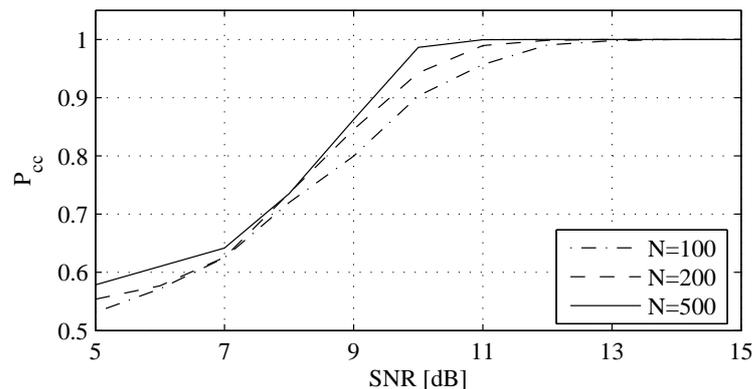


Abbildung 6.38: Leistungsfähigkeit des COUNT Klassifikators für verschiedene Stichprobengrößen

der Partitionierungen ausgenutzt, lässt sich eine komplette Partitionierung mit lediglich 15 kB Speicher repräsentieren.

### 6.3.7 Zweistufige Methoden

Im letzten Abschnitt wurde die Methode COUNT verwendet, um alle drei Konstellationskandidaten zu klassifizieren. Während die Klassifikationsergebnisse für hohes SNR gut waren, sind bessere Ergebnisse auch für niedriges SNR wünschenswert. Hierzu wird in diesem Abschnitt die HOS Klassifikationsmethode aus Abschnitt 6.3.4 mit der COUNT Methode in einem zweistufigen Prozess kombiniert. Zunächst wird mittels der HOS Methode versucht, herauszufinden, ob der Stichprobenvektor zu einer 16-QAM Konstellation gehört. Falls nicht, wird COUNT angewendet, um zwischen 4-QAM und 64-QAM zu unterscheiden.

Das Ergebnis ist in Abbildung 6.39 dargestellt. Die Ergebnisse sind deutlich verbessert. Diese, im Folgenden als HOS-COUNT bezeichnete, zweistufige Methode erreicht Resultate, die erstaunlich nahe an die der optimalen ML-Methode heranreichen (vgl. Abbildung 6.34), sie erfordert jedoch viel geringeren Rechenaufwand.

Schließlich kann auch die SQUARE Methode mit HOS Klassifizierung kombiniert werden. In diesem Fall wird eine 16-QAM wiederum durch den HOS Klassifizierer erkannt und der SQUARE Klassifizierer unterscheidet zwischen 4-QAM und 64-QAM. Die Ergebnisse zeigt Abbildung 6.40.

Während HOS-SQUARE geringfügig schlechtere Resultate liefert als HOS-COUNT, hat diese Methode den zusätzlichen Vorteil, dass keine Lookup Tables benötigt werden.

### 6.3.8 Zusammenfassung

Es wurden Methoden vorgestellt, AMC für drei quadratische QAM-Konstellationen durchzuführen. Bei der Verwendung von AMC für Mehrträgersysteme ist es zwingend

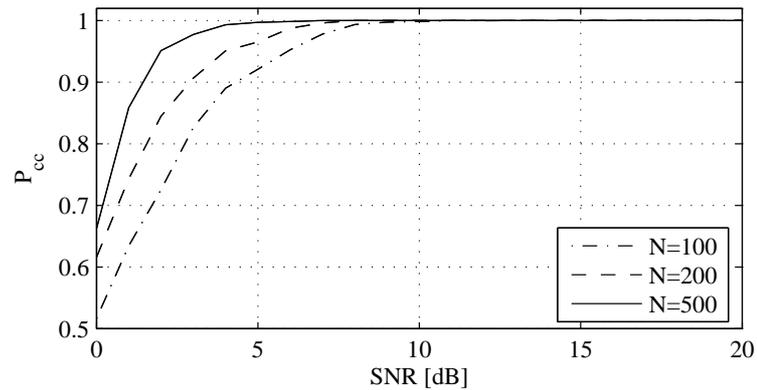


Abbildung 6.39: Leistungsfähigkeit der zweistufigen HOS-COUNT Methode

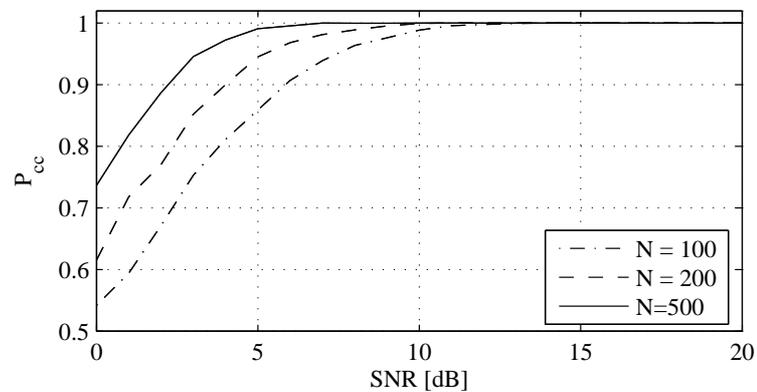


Abbildung 6.40: Leistungsfähigkeit der zweistufigen Methode HOS-SQUARE

erforderlich, AMC-Ansätze mit geringer Komplexität zu verwenden. Es wurden mehrere solcher Methoden vorgeschlagen und untersucht, wie gut sie die AMC-Aufgabenstellung lösen. Während jede Methode einige Nachteile besitzt, erreicht eine Kombination von Einzelmethoden in einem zweistufigen Prozess äußerst gute Ergebnisse für die Bereiche des SNR, die üblicherweise in den betrachteten Übertragungsumgebungen anzutreffen sind.

Eine Einbeziehung von weiteren größeren Konstellationen ist problematisch. Daher ist die Anwendungsmöglichkeit dieser Methode auf Systeme beschränkt, die (zumindest während der Adaption) nur die betrachteten drei Konstellationen verwenden.

# Kapitel 7

## Systementwurf, Simulation und Bewertung

In diesem Kapitel soll anhand von Beispielen gezeigt werden, wie die bisher entwickelten Methoden kombiniert und analysiert werden können und welche Aspekte es bei der Implementierung von realen Systemen zu beachten gilt.

Zunächst werden einige Aspekte des ARQ und der Fehlererkennung betrachtet, die die Grundlage für alle Adaptionmaßnahmen sind. Danach werden ein Beispielkanal und eine Beispielstörung betrachtet und für dieses Szenario wird ermittelt, wie schnell die einzelnen Adaptionsschritte bei Verwendung der unterschiedlichen Adaptionvarianten ablaufen und wie gut der Adaptionserfolg jeweils ist.

### 7.1 ARQ und Fehlererkennung

Der erste Schritt der Runtime Adaption besteht darin, eine plötzlich auftretende Störung zu erkennen. Hierfür wird der 8-Bit CRC-Block der Protokoll Daten verwendet. Dieser kann zwar nicht alle fehlerhaften Protokollpakete identifizieren, jedoch haben Simulationen gezeigt, dass die Wahrscheinlichkeit, dass ein fehlerhaftes Paket unentdeckt bleibt, bei weniger als 0.5 Prozent liegt.

Liegt tatsächlich eine Störung vor, kann davon ausgegangen werden, dass die große Mehrzahl der fehlerhaften Protokollpakete auch als fehlerhaft erkannt wird. Optional können besonders wichtige Protokoll Daten zusätzlich gesichert werden, beispielsweise durch Verwendung eines längeren CRC-Prüfpolynoms am Ende der übertragenen Protokollinformation oder durch die Verwendung von Wiederholungscodes.

Es stellt sich nun die Frage, wann die dynamische Adaption mit inkrementellem ARQ gestartet werden soll. Sicherlich wäre es nicht sinnvoll, den Prozess gleich beim Empfang des ersten fehlerbehafteten Symbols zu beginnen. Stattdessen kann beispielsweise als Startbedingung vorgegeben werden, dass etwa drei aus zehn Protokollpaketen fehlerhaft sein müssen, oder es wird festgelegt dass zwei oder drei aufeinanderfolgende Protokollpakete das Vorliegen einer entsprechend starken Störung anzeigen, so dass die Runtime

Adaption gerechtfertigt ist.

Gemäß Gleichung (4.3) lässt sich die Block- oder Paketfehlerwahrscheinlichkeit PER (Packet Error Rate) für die Protokollaten als

$$\text{PER} = 1 - (1 - p_{\text{bit}})^{40} \quad (7.1)$$

angeben. Abbildung 7.1 zeigt die Wahrscheinlichkeiten unterschiedlicher Fehlerereignisse. Dabei stehen  $E_2$  und  $E_3$  für die Fehlerereignisse, dass zwei bzw. drei aufeinanderfolgende fehlerhafte Pakete empfangen werden und  $E_{3\text{ von }10}$  für das Fehlerereignis, dass innerhalb von zehn aufeinander folgenden Paketen drei beliebige Pakete fehlerhaft sind. Zunächst wird ein BSC-Kanal betrachtet.

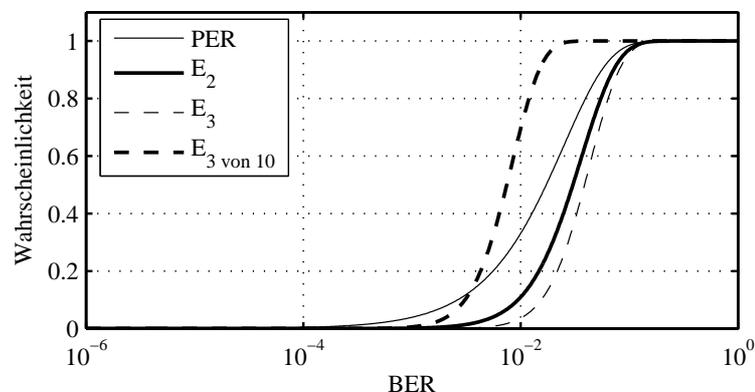


Abbildung 7.1: Wahrscheinlichkeit verschiedener Fehlerereignisse

Wenn eine Störung plötzlich auftritt, dauert es eine gewisse Zeit, bis die Störung tatsächlich auch erkannt wird. Diese Zeit ist abhängig von dem Fehlerereignis, das zur Detektion verwendet wird.

Für das Ereignis  $E_2$ , dass zwei aufeinanderfolgende Protokollpakete fehlerhaft sind, soll diese Zeit im Folgenden analytisch ermittelt werden.

Die eintreffenden Protokollpakete sind entweder fehlerhaft (mit Wahrscheinlichkeit  $p$ ) oder fehlerfrei (mit Wahrscheinlichkeit  $q$ ). Es gilt  $p = \text{PER}$  und  $q = 1 - \text{PER}$ .

Werden immer zwei aufeinanderfolgende Protokollpakete betrachtet, so lässt sich ein Zustandsdiagramm mit Übergangswahrscheinlichkeiten wie in Abbildung 7.2 aufstellen.

Befindet sich das System in Zustand  $s_1$ , d.h. war das letzte Paket fehlerfrei und das vorletzte fehlerhaft, so geht das System durch Empfang eines fehlerfreien Symbols mit Wahrscheinlichkeit  $q$  in Zustand  $s_2$  und mit Wahrscheinlichkeit  $p$  durch Empfang eines fehlerhaften Symbols in Zustand  $s_3$  über.

Wenn das System Zustand  $s_4$  erreicht, ist das betrachtete Fehlerereignis  $E_2$  eingetreten und die Sicherung der Protokollaten beginnt. Zustand  $s_4$  wird also nicht mehr verlassen. Daher kann das Zustandsdiagramm zur Fehlerdetektion auch als absorbierende Markov-Kette interpretiert werden, was auf die Übergangswahrscheinlichkeiten in Abbildung 7.3 führt.

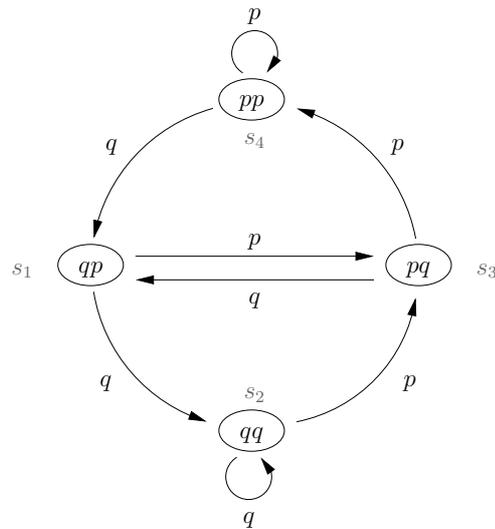


Abbildung 7.2: Zustandsgraph zur Fehlerdetektion

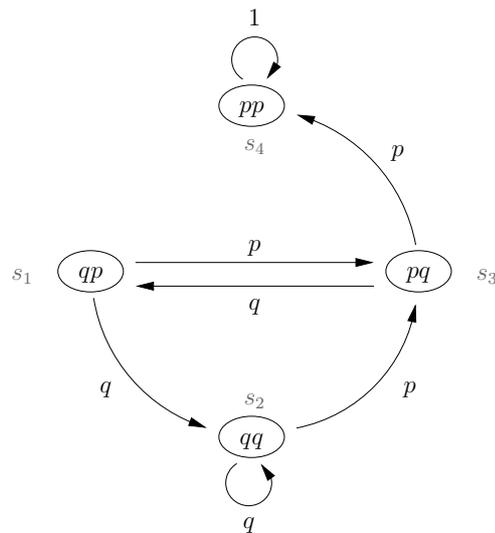


Abbildung 7.3: Zustandsgraph zur Fehlerdetektion mit Absorption

Die Transitionsmatrix  $\mathbf{P}$  dieser Markov-Kette lässt sich folgendermaßen angeben:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & q & p & 0 \\ 0 & q & p & 0 \\ q & 0 & 0 & p \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (7.2)$$

wobei der Eintrag  $P_{ij}$  der Matrix die Übergangswahrscheinlichkeit von Zustand  $s_i$  nach Zustand  $s_j$  angibt.

Die Wahrscheinlichkeit, dass der absorbierende Zustand  $s_4$  in  $t$  Zeitschritten erreicht wird, wobei  $t = 1$  den Zeitpunkt darstellt, zu dem die Störung auftritt, ist nach [35] der vierte

Eintrag  $\mathbf{u}_4^t$  des Vektors

$$\mathbf{u}^t = \mathbf{u}\mathbf{P}^{t-2}. \quad (7.3)$$

Hierbei stellt der Vektor  $\mathbf{u}$  die Startverteilung dar, und es gilt

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} qp & qq & pq & pp \end{bmatrix}. \quad (7.4)$$

Da zunächst zwei Symbole empfangen werden müssen, bis einer der Zustände des Diagramms erreicht ist, kann frühestens zum Zeitpunkt  $t = 2$  der Endzustand erreicht sein. Obige Formel ist also nur für  $t \geq 2$  gültig. Die Wahrscheinlichkeit, dass Zustand  $s_4$  nach genau  $t$  Zeitschritten erreicht wird, ist jeweils die Differenz  $\mathbf{u}_4^t - \mathbf{u}_4^{t-1}$  für  $t \geq 2$ .

Abbildung 7.4 zeigt als Beispiel für eine Paketfehlerrate von  $\text{PER} = 0.4$  analytische Ergebnisse und Simulationsergebnisse für 10000 Simulationsläufe.

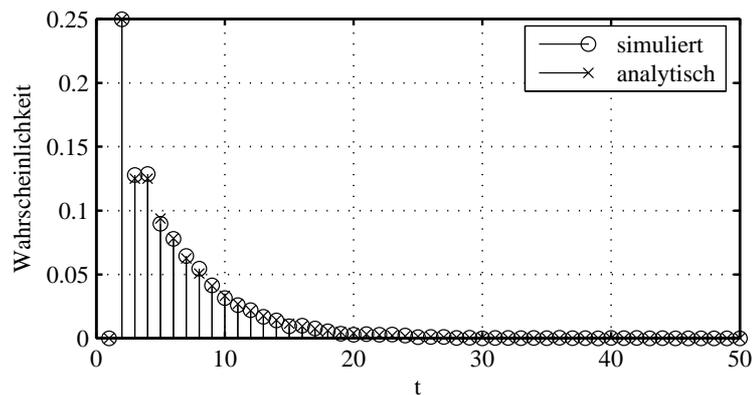


Abbildung 7.4: Verteilung der Erkennungszeit für Fehlerereignis  $E_2$

Die mittlere Zeit bis zum Eintritt des Fehlerereignisses lässt sich prinzipiell über die Mittelung der einzelnen Zeitwerte mit ihren Wahrscheinlichkeiten berechnen. Es ist jedoch auch möglich, diesen Mittelwert direkt zu angeben.

Die Transitionsmatrix  $\mathbf{P}$  ist bereits in kanonischer Form angegeben. Mit der quadratischen Teilmatrix  $\mathbf{Q}$ , die die ersten drei transienten Zustände repräsentiert, so dass

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 & q & p \\ 0 & q & p \\ q & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (7.5)$$

sowie

$$\mathbf{N} = (\mathbf{I} - \mathbf{Q})^{-1}, \quad (7.6)$$

wobei  $\mathbf{I}$  die Identitätsmatrix der Dimension drei darstellt und

$$\mathbf{c} = \mathbf{N}\mathbf{i}, \quad (7.7)$$

wobei  $\mathbf{i}$  ein Spaltenvektor ist, dessen Einträge alle 1 sind, berechnet sich die mittlere Zeit  $\bar{t}$ , bis Zustand  $s_4$  erreicht wird zu

$$\bar{t} = \begin{bmatrix} qp & qq & pq \end{bmatrix} \cdot \mathbf{c} + 2. \quad (7.8)$$

Abbildung 7.5 zeigt den Wert  $\bar{t}$  für unterschiedliche Paketfehlerraten.

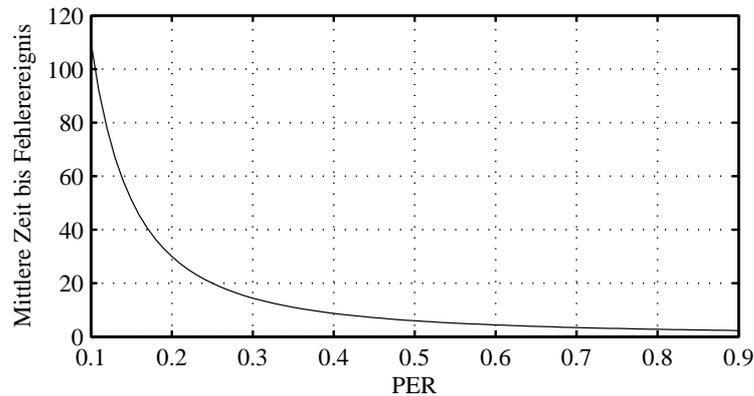


Abbildung 7.5: Mittlere Zeit, bis Fehlerereignis  $E_2$  auftritt

Abbildung 7.6 stellt die Werte  $\bar{t}$  der Fehlerereignisse, dass drei aus zehn Symbolen fehlerhaft sind und dass zwei aufeinanderfolgende Symbole fehlerhaft sind, einander gegenüber.

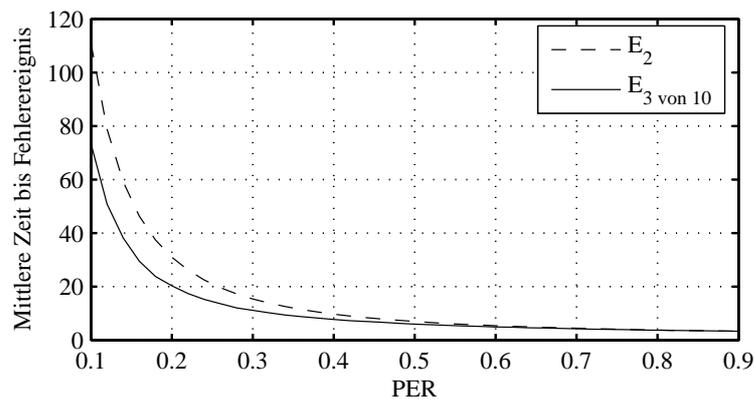


Abbildung 7.6: Vergleich der Fehlerereignisse  $E_2$  und  $E_{3 \text{ von } 10}$

Das Fehlerereignis  $E_{3 \text{ von } 10}$  erreicht zwar durchweg kürzere Zeiten, dennoch steigt die benötigte Zeit zur Erkennung des Ereignisses auch hier für geringe PER stark an.

Dies ist jedoch kein Schwachpunkt, sondern im Gegenteil eine gewünschte Eigenschaft. Die betrachteten Störungen führen selbst bei kleinen Änderungen der SNR auf einem einzigen Protokollträger zu einer starken Erhöhung der PER. Dies soll anhand eines Beispiels verdeutlicht werden.

Angenommen, die Protokollpakete werden mit je acht Bits auf fünf Subträgern übertragen. Alle Subträger weisen ein SNR von 30 dB auf und die gewünschte Bitfehlerrate von  $10^{-6}$  wird erreicht. Nun sinkt auf einem Subträger das SNR auf lediglich 20 dB ab. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $p_{\text{bit}}^n$  für jedes einzelne der 40 Protokollbits lässt sich mit Gleichung (2.50) ermitteln.

Die mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit ergibt sich zu

$$\text{BER} = \frac{\sum_{n=1}^{40} P_{\text{bit}}^n}{40} \quad (7.9)$$

und die Paketfehlerwahrscheinlichkeit PER ergibt sich zu

$$\text{PER} = 1 - \prod_{n=1}^{40} (1 - p_{\text{bit}}^n) . \quad (7.10)$$

Diese Formel gilt allgemein, während Gleichung (7.1) einheitliche Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für alle Bits annimmt. Für das Beispiel gilt  $\text{BER} = 6.84 \cdot 10^{-3}$  und  $\text{PER} = 0.245$ . Das Beispiel zeigt, dass eine relativ geringfügige Änderung der Übertragungsverhältnisse selbst auf einem einzelnen Subträger großen Einfluss auf das resultierende PER haben kann. Ist das SNR auf zwei Subträgern auf 20 dB verringert, so führt dies bereits auf ein PER von 0.430. Bei den in dieser Arbeit betrachteten starken Störungen, sind die Paketfehlerraten nach Auftreten der Störung in der Regel sehr groß.

## 7.2 Paketfehlerrate und Effizienz des ARQ

In Abhängigkeit der Paketfehlerrate lässt sich berechnen, wie viele Übertragungen nötig sind, bis ein Protokollpaket korrekt empfangen wird. Zur Vereinfachung der Schreibweise sei die Wahrscheinlichkeit eines Paketfehlers wieder mit  $p$  und die Wahrscheinlichkeit fehlerfreien Empfangs mit  $q$  bezeichnet.

Die mittlere Anzahl an benötigten Übertragungen eines Paketes, bis es ohne Fehler empfangen wird,  $n_p$ , lässt sich unter Annahme eines fehlerfreien Rückkanals angeben als

$$n_p = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} p^k = 1 + \frac{p}{1-p} . \quad (7.11)$$

Für unterschiedliche PER sind Ergebnisse in Abbildung 7.7 dargestellt. Für große PER steigt die Anzahl der benötigten Wiederholungen stark an.

In der Regel kann nicht von einem fehlerfreien Rückkanal ausgegangen werden. Wird angenommen, dass die eine Übertragungsrichtung ein PER von  $p_1$  aufweist und die Rückrichtung ein PER von  $p_2$ , so berechnet sich die benötigte Anzahl an Wiederholungen für jedes Protokollpaket in beiden Übertragungsrichtungen zu

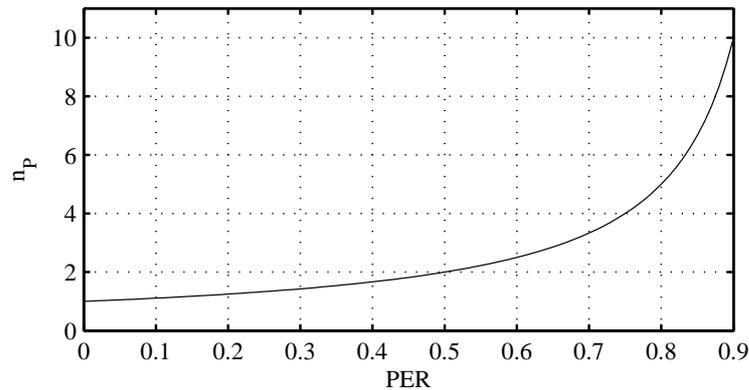


Abbildung 7.7: Durchschnittliche Anzahl an Übertragungen pro Paket für unterschiedliche PER

$$n_P = 1 + \frac{p_{\text{ges}}}{1 - p_{\text{ges}}}, \quad (7.12)$$

wobei

$$p_{\text{ges}} = p_1 + p_2 - p_1 \cdot p_2. \quad (7.13)$$

Der letzte Term in obiger Gleichung muss abgezogen werden, da eine Retransmission ohnehin erfolgt, wenn die empfangene Bestätigung fehlerhaft ist, unabhängig davon, ob die Bestätigung ein Acknowledge oder ein Not-Acknowledge ist. Die entsprechende Retransmission darf daher nicht berücksichtigt werden.

Abbildung 7.8 zeigt die Anzahl der benötigten Wiederholungen für unterschiedliche Kombinationen von PER in beiden Übertragungsrichtungen.

Ist der Rückkanal ebenfalls fehlerhaft, so steigt die Anzahl der benötigten Wiederholungen für jedes Protokollpaket noch stärker an.

Diese Resultate können verwendet werden, um eine Art Vergleichssystem zu definieren, mit dem die verschiedenen Adaptionenmechanismen der vorigen Kapitel verglichen werden können.

Das Vergleichssystem führt bei Auftreten einer Störung folgende Schritte durch:

- Schätzung der Rauschleistung
- Berechnung angepasster Übertragungsparameter
- Übertragung dieser Parameter über die gestörten Protokoll Daten

Im Gegensatz dazu läuft die dynamische Adaption folgendermaßen ab:

- Sicherung der Protokoll Daten

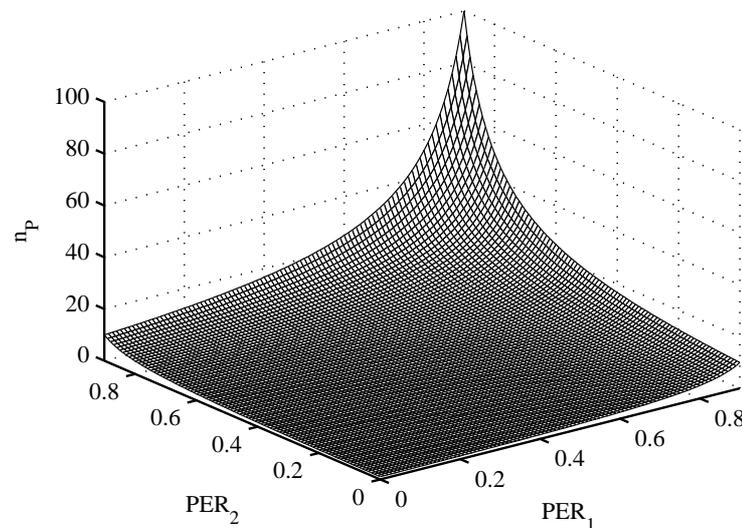


Abbildung 7.8: Anzahl an Wiederholungen für fehlerhaften Rückkanal

- Schätzung der Rauschleistung
- Berechnung angepasster Übertragungsparameter
- Übertragung dieser Parameter über die gesicherten Protokolldaten

Die Schätzung der Rauschleistung und die Berechnung angepasster Übertragungsparameter erfolgt in beiden Systemen, weshalb hier kein Unterschied in der Dauer der Adaption zu erwarten ist. Für das System mit dynamischer Adaption (im Folgenden DA-System) sollten der erste und der letzte Schritt jedoch weniger Zeit in Anspruch nehmen als die Übertragung der Parameter über die gestörten Protokolldaten des Vergleichssystems.

Mit den Resultaten dieses Abschnitts lässt sich folgern, dass es bei geringem PER in der Regel genügt, herkömmliche Adaptionmethoden zu verwenden und auf die Verwendung der Sicherheitssequenz zu verzichten, während, wie in den folgenden Abschnitten gezeigt wird, bei hohem PER die Verwendung der Sicherheitssequenz empfehlenswert ist.

Die Ergebnisse aus Abbildung 7.5 demonstrieren daher, dass das System das gewünschte Verhalten zeigt. Die Sicherheitssequenz wird nur dann gestartet, wenn es die Übertragungsbedingungen tatsächlich erfordern. Tritt das Fehlerereignis nicht auf, kann herkömmliche Adaption verwendet werden.

### 7.3 Anwendungsbeispiel und Störungs-Szenario

Anhand eines Störungs-Szenarios soll nun aufgezeigt werden, wie man die einzelnen Adaptionmethoden untersuchen und vergleichen kann. Für die Auswertung werden sowohl analytische Methoden mit Mittelwertbildung, wie in den letzten beiden Abschnitten hergeleitet, als auch Simulationsergebnisse verwendet.

Der betrachtete Kanal des Szenarios weist S/N-Verhältnisse vor und nach Auftreten der Störung auf wie in Abbildung 7.9 dargestellt.

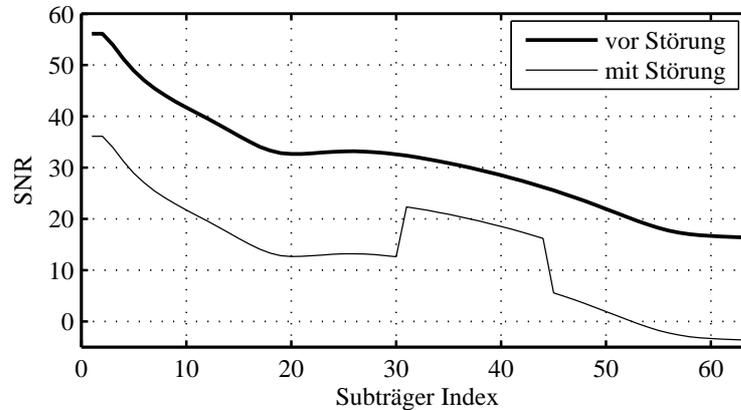


Abbildung 7.9: SNR vor und nach Auftreten der Störung

Der ungestörte Kanal ist der Beispielkanal aus Abschnitt 3.6. Abbildung 3.19 zeigt die zugehörige BAT und PAT für ein Ziel-BER von  $10^{-6}$ .

Subträger eins bis vier und Subträger 60 bis 64 bleiben unmoduliert. Es werden 40 Protokollbits verwendet und sie sind zu Beginn der Übertragung auf Bits eins bis 40 positioniert (dies ist die Startkonfiguration der Protokoll Daten).

## 7.4 ARQ ohne Synchronisierung

Eine blinde Sicherung der Protokoll Daten, wie in Abschnitt 5.3.2 beschrieben, ist immer möglich. Der Adaptionserfolg hängt hierbei stark von der Wahl der betrachteten alternativen Konfigurationen ab. Die Dauer der Sicherungssequenz hängt ebenfalls von dieser Auswahl ab, es lässt sich jedoch eine obere Grenze für die Dauer der Sicherungssequenz in Abhängigkeit von der Anzahl alternativer Konfigurationen angeben. Werden  $n_A$  alternative Konfigurationen für jede Übertragungsrichtung verwendet, so gibt es, wie in Abschnitt 5.3.2 dargestellt,  $n_A^2$  verschiedene Kombinationsmöglichkeiten, die im ungünstigsten Fall alle getestet werden müssen, bis eine verlässliche Protokollkommunikation möglich ist.

Außerdem ist es möglich, dass keine der gewählten alternativen Konfigurationen eine verlässliche Protokollkommunikation ermöglicht. In diesem Fall bricht die Sicherungssequenz erfolglos ab und ein Neuaufbau der Verbindung wird nötig.

Die Wahrscheinlichkeit, dass dies eintritt, kann man mit den Methoden, die im folgenden Abschnitt entwickelt werden, berechnen. An dieser Stelle soll hierauf jedoch nicht näher eingegangen werden.

Der Vorteil der blinden Sicherungssequenz liegt darin, dass in vielen Fällen sehr schnell verlässliche Protokollkommunikation wieder hergestellt werden kann. Allerdings kann keinerlei Garantie für einen erfolgreichen Abschluss der Sicherungssequenz gegeben werden. Die besten Ergebnisse lassen sich mit dieser Methode erzielen, wenn schmalbandige

Störungen auftreten, die nur einen geringen Teil der Übertragungsbandbreite betreffen. Sind überdies Informationen vorhanden, an welchen Frequenzen diese Störungen besonders häufig auftreten, können die alternativen Konfigurationen entsprechend berechnet werden. Bei breitbandigen Störungen sind die Methoden mit Synchronisierung vorzuziehen, da sie es ermöglichen, weit mehr alternative Konfigurationen zu verwenden und da hierdurch ein erfolgreicher Abschluss der Sicherungssequenz wahrscheinlicher ist.

Prinzipiell spricht nichts dagegen, Synchronisierung mit Hilfe des AZS auch für die sonst blinde Sicherungssequenz zu verwenden. Dies führt auf einen Sonderfall der Sicherungssequenz mit Synchronisierung, wie im nächsten Abschnitt beschrieben, allerdings mit nur sehr wenigen alternativen Konfigurationen.

## 7.5 ARQ mit Synchronisierung

In diesem Abschnitt wird Synchronisierung mit dem All-Zero Symbol verwendet. Sobald das entsprechende Fehlerereignis auftritt, wird das AZS gesendet und die Sicherungssequenz beginnt.

Zur Berechnung der alternativen Konfigurationen (Kombination aus BAT, PAT und Position der Protokolldaten) kommen zwei Methoden zum Einsatz. Die erste Methode (im Folgenden Subträger-Methode) schiebt die Protokolldaten in jeder Konfiguration um einen Subträger weiter nach rechts. Die zweite Methode (im Folgenden Bitindex-Methode) positioniert die Protokolldaten in jeder Konfiguration zehn Bits weiter nach rechts. Diese beiden Methoden zur Berechnung alternativer Konfigurationen stellen lediglich zwei von vielen denkbaren Optionen dar. Die Schrittweite zur Positionierung der Protokolldaten kann beispielsweise auch größer oder kleiner gewählt werden.

Die entsprechenden Leistungsverteilungen der Konfigurationen werden nach der Methode der gleichen Bitfehlerraten aus Abschnitt 5.7 berechnet.

Für die Subträger-Methode sind die Protokollbits also in der zweiten Konfiguration auf Bits 13 bis 52 positioniert und für die Bitindex-Methode auf Bits 11 bis 50. Beide Methoden führen auf unterschiedliche Anzahlen an alternativen Konfigurationen.

Für jede Konfiguration kann das entsprechende PER berechnet werden. Abbildung 7.10 zeigt die Ergebnisse für beide Methoden.

Welche Methode für die jeweilige Störung Vorteile bietet, kann ohne Analyse nicht vorhergesagt werden. Generell dürfte die Subträger-Methode häufig günstiger sein, da sämtliche Bits eines Subträgers erhöhte Bitfehlerraten aufweisen, falls dieser Subträger von einer Störung betroffen ist.

Für jede Konfiguration mit Index  $k$  kann die Wahrscheinlichkeit  $p_k^{\text{stop}}$ , dass die Sicherungssequenz dort stoppt, dass also diese Konfiguration zur weiteren Übertragung ausgewählt wird (Stoppkonfiguration), berechnet werden. Diese Wahrscheinlichkeit wird im Folgenden als Stoppwahrscheinlichkeit bezeichnet. Es gilt

$$p_1^{\text{stop}} = 1 - \text{PER}_k, \quad (7.14)$$

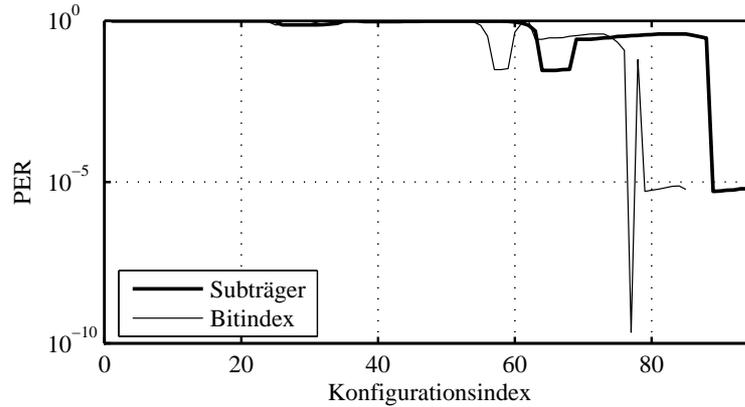


Abbildung 7.10: PER für alternative Konfigurationen

was gerade die Wahrscheinlichkeit ist, dass das Paket für die erste Konfiguration fehlerfrei empfangen wird. Für die übrigen Konfigurationen gilt

$$P_k^{\text{stop}} = (1 - \text{PER}_k) \cdot \prod_{m=1}^{k-1} (\text{PER}_m) . \quad (7.15)$$

Diese Wahrscheinlichkeiten sind in Abbildung 7.11 dargestellt.

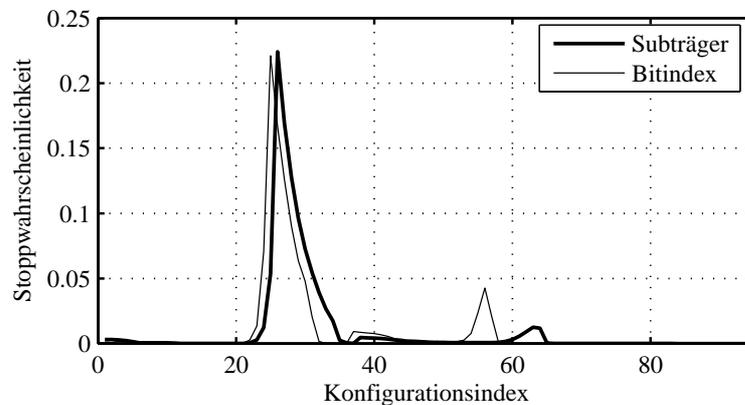


Abbildung 7.11: Stoppwahrscheinlichkeiten für Konfigurationen

Ein Vergleich mit Abbildung 7.10 zeigt, dass die Suchsequenz in den meisten Fällen zu früh aufhört und bei noch relativ hohen Paketfehlerraten stecken bleibt. Bei diesen Fehler-raten ist die Anzahl der benötigten Übertragungen  $n_p$  pro Paket sehr hoch. Ein Mittelwert für die benötigte Anzahl an Übertragungen pro Paket über alle Stoppkonfigurationen, bezeichnet mit  $n_p^{\text{stop}}$ , lässt sich wie folgt berechnen:

$$n_p^{\text{stop}} = \sum_{k=1}^{k_{\text{max}}} P_k^{\text{stop}} \cdot \left( 1 + \frac{\text{PER}_k}{1 - \text{PER}_k} \right) . \quad (7.16)$$

Für die Subträger-Methode ergibt sich  $n_p^{\text{stop}} = 29.72$ , für die Bitindex-Methode ergibt sich  $n_p^{\text{stop}} = 30.08$ . Beide Werte sind inakzeptabel hoch.

Um zu verhindern, dass die Sicherungssequenz zu früh stoppt, ist es möglich, beispielsweise zwei korrekte Pakete in Folge als Stoppbedingung zu verlangen. Es gilt dann

$$p_1^{\text{stop}} = (1 - \text{PER}_k)^2 \quad (7.17)$$

und

$$p_k^{\text{stop}} = (1 - \text{PER}_k)^2 \prod_{m=1}^{k-1} (1 - (1 - \text{PER}_m)^2). \quad (7.18)$$

Abbildung 7.12 zeigt die entsprechenden Stoppwahrscheinlichkeiten.

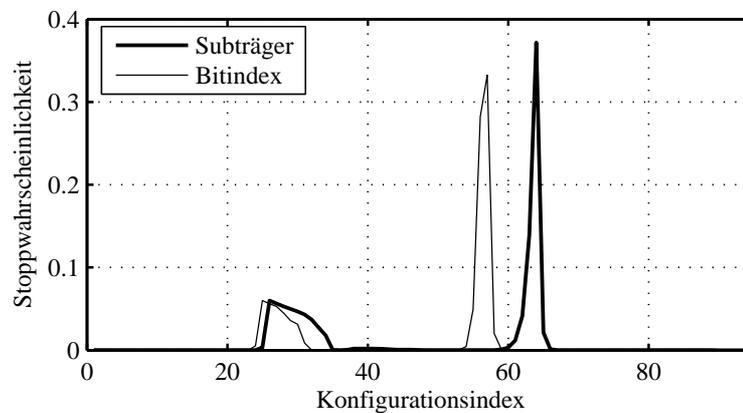


Abbildung 7.12: Verbesserte Stoppwahrscheinlichkeiten für Konfigurationen

Diese Maßnahme erhöht zwar die Dauer der Suchsequenz, allerdings reduziert sich der Wert  $n_p^{\text{stop}}$  signifikant, nämlich für die Subträger-Methode auf  $n_p^{\text{stop}} = 3.12$  und für die Bitindex-Methode auf  $n_p^{\text{stop}} = 3.78$ . Je mehr korrekte Pakete in Folge als Auswahlkriterium für die Stoppkonfiguration gefordert werden, umso besser sind die Ergebnisse. Für drei aufeinanderfolgende korrekte Pakete ergibt sich beispielsweise bereits  $n_p^{\text{stop}} = 1.58$  für die Subträger-Methode und  $n_p^{\text{stop}} = 2.48$  für die Bitindex-Methode.

Generell sollte jedoch ein Wert von  $n_p^{\text{stop}}$  nur geringfügig größer als eins angestrebt werden. Dies kann erreicht werden, wenn Kanalinformation in den Ablauf der Sicherungssequenz mit einbezogen wird, indem die Schätzung der Rauschleistung zeitlich vorgezogen wird und bei Ablauf der Sicherungssequenz die geschätzten Rauschleistungen verwendet werden.

## 7.6 ARQ mit Synchronisierung und Kanalinformation

Im Ablauf der dynamischen Adaption erfolgt vor der Berechnung der angepassten Übertragungsparameter und deren Austausch eine Schätzung der tatsächlichen Rauschleistung

gemäß Abschnitt 6.1. Da diese Schätzung in jedem Fall erfolgt, kann sie auch schon vor der Sicherung der Protokoll Daten durchgeführt werden, was den Vorteil hat, dass bei der Sicherungssequenz die entsprechende Information mitverwendet werden kann.

Um Information über die geschätzten Rauschleistungen auf allen Subträgern effizient in die Sicherungssequenz einbeziehen zu können, sollte eine Abschätzung, ob eine Konfiguration zur Übertragung von Protokollinformation geeignet ist, oder nicht, schnell berechnet werden können.

Für jede Konfiguration sind BAT, PAT sowie die Position der Protokollbits bekannt. Aus dieser Information kann der Start-Subträger der Protokollinformation sowie der End-Subträger der Protokollinformation extrahiert werden. Auf welchem Bit des jeweiligen Subträgers die Protokollinformation endet oder beginnt, soll nicht weiter berücksichtigt werden. Ebenfalls ist unerheblich, wie viele Bits innerhalb des Subträgers von Protokollinformation belegt sind.

Für die Abschätzung der Übertragungsqualität soll nur das effektive SNR der Protokollträger herangezogen werden. Es wird gefordert, dass alle Protokollträger einer Konfiguration ein gewisses effektives Mindest-SNR nicht unterschreiten. Dieses Mindest-SNR kann mit den Formeln aus Abschnitt 2.5.3 so festgelegt werden, dass eine bestimmte Bitfehler rate auf diesen Subträgern nicht überschritten wird.

Für das betrachtete Szenario haben Simulationsergebnisse gezeigt, dass unter Verwendung von 300 Schätzwerten bei einem gewünschten Mindest-BER von  $10^{-5}$  in 76 Prozent der Fälle eine Konfiguration gefunden wird, die diese Fehlerraten tatsächlich erreicht.

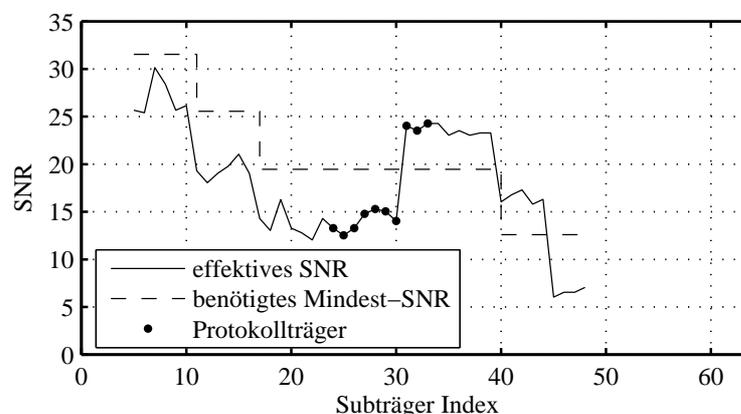


Abbildung 7.13: Beispiel zur Auswahl eines Konfigurationsindex (Index 88)

Für das Beispielszenario und ein gefordertes Mindest-BER von  $10^{-5}$  sind die entsprechenden Mindest-SNR und die gemessenen tatsächlichen effektiven SNR für Konfiguration 88 in Abbildung 7.13 dargestellt. Es sind nur Werte für verwendete Subträger (Subträger, deren BAT-Einträge größer null sind) eingezeichnet. Die Protokollträger für diese Konfiguration sind durch Punkte markiert.

Wie man sieht, erreichen nicht alle Protokollträger das geforderte Mindest-SNR. Für den nächsten Konfigurationsindex (Index 89) sind die Verhältnisse besser, wie in Abbildung 7.14 gezeigt.

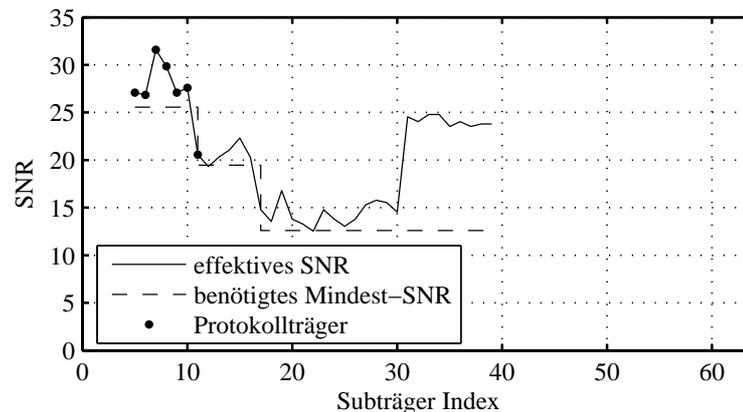


Abbildung 7.14: Beispiel zur Auswahl eines Konfigurationsindex (Index 89)

Bei diesem Konfigurationsindex wird eine neue reduzierte BAT verwendet (vgl. Abschnitt 5.6), die Protokoll Daten sind auf den ersten Subträgern positioniert und sämtliche Protokollträger dieser Konfiguration übertreffen das benötigte Mindest-SNR, so dass diese Konfiguration zur weiteren Übertragung der Protokoll Daten ausgewählt wird. Die gewählte Konfiguration wird im Folgenden als  $k_{\text{stop}}$  bezeichnet, und im Beispiel gilt entsprechend  $k_{\text{stop}} = 89$ .

Es ist zu berücksichtigen, dass die Schätzung auf zufälligen Werten beruht und es daher möglich ist, dass aufgrund der gemessenen Schätzwerte keine Konfiguration in der Lage ist, die gewünschten Fehlerraten bereitzustellen. Ebenso kann es vorkommen, dass aufgrund der Fehlerstatistik eine Konfiguration ausgewählt wird, die tatsächlich höhere Fehlerraten aufweist. Durch Einbeziehung einer größeren Anzahl von Schätzwerten kann die Wahrscheinlichkeit, dass solche Probleme auftreten, verringert werden.

Alternativ besteht die Option, geringere Mindest-BER zu fordern. Wie in Abschnitt 7.2 gezeigt, wird auch bei einer mittleren Bitfehlerrate von etwa  $10^{-4}$  oder gar  $10^{-3}$  eine sehr gute Effizienz des ARQ erreicht. Simulationen für das erste Szenario ergeben, dass bei einem Mindest-BER von  $10^{-4}$  in 97 Prozent der Fälle die richtige Konfiguration gefunden wird, und dass bei einem Mindest-BER von  $10^{-3}$  sogar in 100 Prozent der simulierten Fälle optimale Konfigurationen gefunden wurden.

Wird selbst bei einem Mindest-BER von  $10^{-3}$  keine verwendbare Konfiguration gefunden, so kann als Behelf diejenige Konfiguration gewählt werden, die unter allen Konfigurationen den Protokollträger mit dem höchsten minimalen SNR aufweist (Maximin Prinzip). Dadurch ist gewährleistet, dass wenigstens die Konfiguration mit den günstigsten Übertragungsbedingungen ausgewählt wird.

Wurde eine im Sinne der obigen Forderungen optimale Konfiguration empfängerseitig identifiziert, so wird während der Sicherungssequenz das AZS an die Gegenseite nicht gesendet, sobald das erste fehlerfreie Protokollpaket empfangen wird, wie im letzten Abschnitt beschrieben. Stattdessen wird gewartet, bis die entsprechende optimale Konfiguration verwendet wird und erst dann wird das AZS gesendet. Danach ist auch senderseitig bekannt, welche Konfiguration verwendet werden soll.

Hierdurch ist gewährleistet, dass tatsächlich gute bis sehr gute Übertragungsverhältnisse während des folgenden Austauschs der aktualisierten Übertragungsparameter herrschen. Die Gesamtdauer der Sicherungssequenz hängt natürlich wieder von den herrschenden Störverhältnissen und der Berechnungsart der alternativen Konfigurationen ab. Da der Vorgang gleichzeitig in zwei Richtungen abläuft, ist die Sequenz erst dann beendet, wenn beide Stationen der entsprechenden Gegenseite die zu verwendende Konfiguration signalisiert haben. Der größere Wert  $k_{\text{stop}}$  der beiden Übertragungsrichtungen ist also für die Gesamtdauer der Sicherungssequenz maßgeblich.

Als Abschätzung der Dauer nach oben lässt sich hier das Maximum der Gesamtzahl an alternativen Konfigurationen in beiden Übertragungsrichtungen angeben, da der ungünstigste Fall eintritt, wenn die letzte alternative Konfiguration als  $k_{\text{stop}}$  gewählt wird.

## 7.7 Austausch der angepassten Übertragungsparameter

Den Abschluss der dynamischen Adaption bildet der gegenseitige Austausch von an die Störung angepassten Übertragungsparametern. Dadurch werden sowohl für Protokolldaten als auch für Nutzdaten die geforderten Bitfehlerraten wieder hergestellt. Wie lange dieser Austausch dauert, hängt zum einen davon ab, ob eine herkömmliche Darstellung von BAT und PAT gewählt wird, oder eine Reduktion des Platzbedarfs gemäß Abschnitt 6.2 zum Einsatz kommt. Weiterhin hängt die Dauer von der Anzahl der Subträger und damit der FFT-Länge ab. Dieser Zusammenhang ist linear in der Anzahl der Subträger. Schließlich hängt die Dauer ab von der mittleren Anzahl der benötigten Übertragungen pro Protokollpaket, die wie in Abschnitt 7.2 dargestellt, von den gewählten Konfigurationen zur Übertragung der Information und den für diese Konfiguration herrschenden BER und PER abhängt.

Abbildung 7.15 zeigt die angepasste BAT und PAT für die Störung aus dem Beispielszenario.

### 7.7.1 Einfluss der Darstellungsart

Zunächst soll die Übertragung der BAT betrachtet werden. Mit den Methoden aus Abschnitt 6.2.1 benötigt die herkömmliche Darstellung der BAT  $64 \cdot 4 = 256$  Bits. Die alternative Darstellung ist

$$\text{BAT} = [(4, 0), (1, 8), (5, 6), (5, 4), (15, 2), (3, 6), (10, 4), (20, 0)]$$

Die letzten 20 Nullen müssen nicht übertragen werden, allerdings muss dann die Länge der BAT separat angegeben werden, da sonst nicht klar ist, wo die BAT aufhört und die Übertragung der PAT beginnt. Hierfür kann beispielsweise die Anzahl der Multiplikator/Bitbeladungs-Paare angegeben werden, was weitere sechs Bits erfordert. Werden die Multiplikatoren  $m_n$  durch vier Bits repräsentiert, ergibt sich ein Platzbedarf von  $7 \cdot (4 + 4) = 56$  Bits für die alternative Darstellung. Wird zusätzlich, wie in Abschnitt

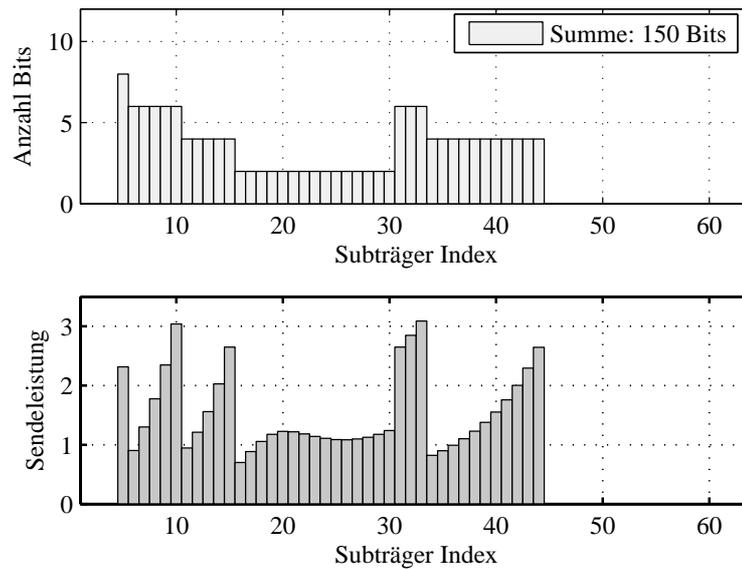


Abbildung 7.15: An Störung angepasste BAT und PAT

6.2.1 erläutert, ein Ein-Bit Flag zur Unterscheidung zwischen herkömmlicher und alternativer Darstellung, ein Feld von fünf Bits Länge, das angibt, mit wie vielen Bits die Multiplikatoren dargestellt werden, und ein Feld von sechs Bits Länge für die Anzahl der Paare übertragen, so ergibt sich ein Platzbedarf von  $56 + 1 + 5 + 6 = 68$  Bits gegenüber  $256 + 1 = 257$  Bits.

Die PAT-Einträge benötigen in herkömmlicher Darstellung  $64 \cdot 12 = 768$  Bits. Werden lediglich neun Bits pro PAT-Eintrag verwendet, wie in Abschnitt 6.2.6 beschrieben, und werden die Werte für ungenutzte Subträger nicht übertragen (die entsprechenden Indizes der Subträger sind aus der BAT bekannt), so reduziert sich der Platzbedarf in der alternativen Darstellung auf  $40 \cdot 9 = 360$  Bits.

Tabelle 7.1 stellt herkömmliche und kompakte Darstellung einander gegenüber. Da pro Protokollpaket 24 Bits an reiner Protokollinformation übertragen werden (vgl. Abschnitt 5.1.2), können  $b$  Bits in  $\lceil b/24 \rceil$  Protokollpaketen übertragen werden.

Darstellung	herkömmlich	kompakt
BAT	257 Bits	68 Bits
PAT	768 Bits	360 Bits
Gesamt	1025 Bits (43 Pakete)	428 Bits (18 Pakete)

Tabelle 7.1: Platzbedarf von BAT und PAT für das Beispielszenario

### 7.7.2 Einfluss der zur Übertragung genutzten Konfiguration

Wenn die Sicherungssequenz unter Einbeziehung von Kanalinformation angewendet wird, ist gewährleistet, dass die ausgewählten Konfigurationen in beiden Übertragungsrichtungen hinreichend kleine Paketfehlerraten aufweisen, so dass die mittlere Anzahl an benötigten Übertragungen pro Protokollpaket sehr nahe bei eins liegt. Je nachdem, welche gewünschte Mindest-Bitfehlerrate in dem entsprechenden Algorithmus aus Abschnitt 7.6 angegeben wurde, erreicht die ausgewählte Konfiguration in den allermeisten Fällen auch diese Bitfehlerrate.

Im Beispielszenario wird Konfiguration 89 gewählt. Diese Konfiguration weist ein PER von  $5.16 \cdot 10^{-6}$  auf.

Bisher wurde jeweils nur eine Übertragungsrichtung vom Sender zum Empfänger betrachtet. In der Realität müssen jedoch beide Übertragungsrichtungen betrachtet werden, da beide Stationen sowohl als Sender als auch als Empfänger fungieren und die Fehlerraten von beiden Konfigurationen gemäß Gleichung (7.12) kombiniert auf die Effizienz der Übertragung einwirken.

Eine Betrachtung unterschiedlicher Übertragungsbedingungen in beiden Übertragungsrichtungen ist problemlos möglich, verkompliziert allerdings die Darstellung. Daher soll an dieser Stelle der Einfachheit halber angenommen werden, dass beide Übertragungsrichtungen exakt die gleichen Bedingungen des Beispielszenarios aufweisen.

In diesem Fall wird für beide Übertragungsrichtungen Konfiguration 89 gewählt, die mittlere Anzahl  $n_p$  an Übertragungen pro Protokollpaket beträgt nach Gleichung (7.12)  $n_p = 1 + 1.03 \cdot 10^{-5}$ . Damit ergibt sich für die Übertragungszeit bei herkömmlicher Darstellung von BAT und PAT eine Anzahl von 43 übertragenen Symbolen, und bei kompakter Darstellung von BAT und PAT eine Anzahl von 18 Symbolen.

Schwieriger ist die Berechnung der Übertragungszeit im synchronisierten Fall ohne Verwendung von Kanalinformation (siehe Abschnitt 7.5). Wird wieder der Einfachheit halber angenommen, dass beide Übertragungsrichtungen die Bedingungen des Beispielszenarios aufweisen, müssen die Stoppwahrscheinlichkeiten für beide Übertragungsrichtungen und die sich daraus ergebenden Paketfehlerraten kombiniert betrachtet werden.

Es zeigt sich, dass als Akzeptanzbedingung zur Verwendung einer Konfiguration die Bedingung gewählt werden sollte, dass vier aufeinanderfolgende Symbole fehlerfrei empfangen werden. In diesem Fall ergibt sich für die kombinierten Wahrscheinlichkeiten  $p_{k_1, k_2}^{\text{stop}}$ , dass die eine Übertragungsrichtung Konfiguration  $k_1$  und die andere Konfiguration  $k_2$  verwendet

$$p_{k_1, k_2}^{\text{stop}} = p_{k_1}^{\text{stop}} \cdot p_{k_2}^{\text{stop}} . \quad (7.19)$$

Die entsprechenden Werte für das Beispielszenario sind in Abbildung 7.16 dargestellt.

Die zugehörige kombinierte Übertragungseffizienz für jede Kombination der Stoppwerte lässt sich gemäß Gleichung (7.12) ermitteln. Es zeigt sich, dass für einige Kombinationen diese Werte extrem groß sind, was eine Mittelwertbildung über alle Kombinationen ver-

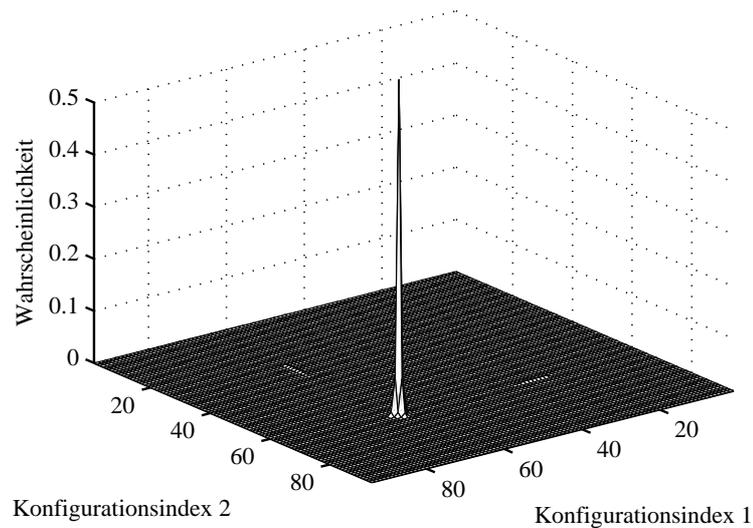


Abbildung 7.16: Kombinierte Stopprawrscheinlichkeiten

zerzt. Im Folgenden werden nur solche Stoppkombinationen berücksichtigt, die mit einer Wahrscheinlichkeit größer als  $10^{-4}$  auftreten.

Die entsprechenden kombinierten Übertragungseffizienzen (mittlere Zahl an Übertragungen pro Paket) für diese Werte sind in Abbildung 7.17 dargestellt.

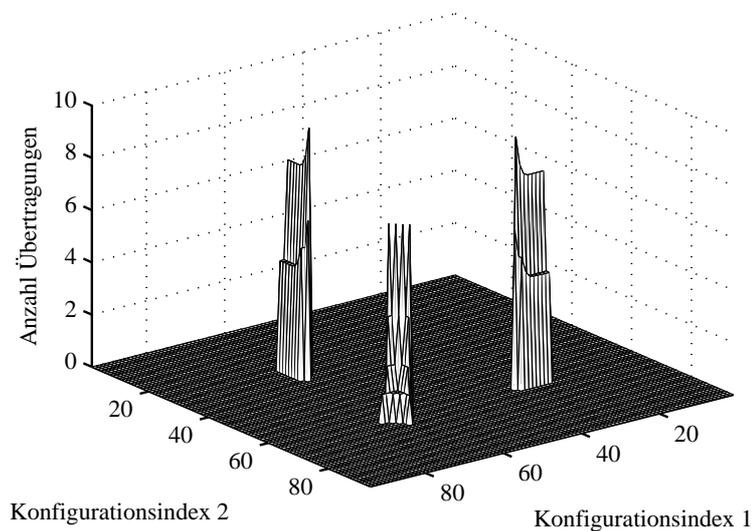


Abbildung 7.17: Kombinierte Übertragungseffizienzen

Durch Gewichtung mit den kombinierten Wahrscheinlichkeiten und Summierung lässt sich ein Mittelwert für die Anzahl an benötigten Übertragungen für den Austausch von BAT und PAT ermitteln. Für die Übertragungszeit bei herkömmlicher Darstellung von BAT und PAT ergibt sich eine mittlere Anzahl von 60.91 übertragenen Symbolen, und bei kompakter Darstellung von BAT und PAT eine Anzahl von 25.50 Symbolen.

Noch einmal sei darauf hingewiesen, dass diese Mittelwerte entstehen, da gelegentlich eine ungünstige Konfiguration als Stoppkonfiguration gewählt wird. In der Regel sind die entsprechenden Werte weit kleiner. Werden beispielsweise nur die 10 wahrscheinlichsten Kombinationen betrachtet, die eine Gesamtwahrscheinlichkeit von 92.7% auf sich vereinen, so führt dies auf eine durchschnittliche Anzahl an Übertragungen pro Paket von  $n_p = 1.10$ .

Dennoch kann abschließend festgehalten werden, dass die Einbeziehung von Kanalinformation in der Regel große Vorteile mit sich bringt.

## 7.8 Gesamtdauer der dynamischen Adaption

Schließlich soll in einer Übersicht noch dargestellt werden, welche Zeit (angegeben als Anzahl von übertragenen DMT-Symbolen, also DMT-Symbolzeiten) die einzelnen Adaptionsschritte bei Verwendung von synchronisierter Sicherungssequenz mit und ohne Einbeziehung von Kanalinformation und bei Verwendung von herkömmlicher bzw. kompakter Darstellung von BAT und PAT benötigen.

Die einzelnen zu betrachtenden Schritte sind:

- Detektion der Störung
- Sicherungssequenz
- Austausch der angepassten BAT/PAT-Information

Als zusätzlicher Punkt kommt noch die Dauer der Schätzphase hinzu, die entweder vor (mit Kanalinformation) oder nach (ohne Kanalinformation) der Sicherungssequenz stattfindet. Da sie bei beiden Verfahren die gleiche Zeit benötigt, wird sie nach den anderen Schritten ausgewiesen.

Eine eventuelle Rechenzeit zur Berechnung der adaptierten Parameter dauert ebenfalls bei beiden Verfahren gleich lang und wird daher in dieser Übersicht nicht gesondert betrachtet. Sie müssen zur Gesamtdauer der Adaption entsprechend hinzugezählt werden. Ebenso wird der Einfachheit halber angenommen, dass die Ermittlung der optimalen Konfiguration bei Verwendung von Kanalinformation keine nennenswerte Rechenzeit benötigt.

Bezüglich der Sicherungssequenz ist bei der Methode ohne Kanalinformation zu beachten, dass unter Umständen jeweils mehrere Protokollpakete pro Konfiguration ausgewertet werden, um zu verhindern, dass die Sicherungssequenz zu früh stoppt. Es wird in dieser Übersicht, wie im letzten Abschnitt erläutert, ein Wert von vier aufeinanderfolgenden korrekten Paketen als Stoppbedingung verwendet. Das bedeutet, dass ein Stoppindex von beispielsweise  $k_{\text{stop}} = 5$  erst nach 20 übertragenen Paketen erreicht ist.

Da die einzelnen Adaptionsschritte jeweils verschränkt ablaufen, d.h. gleichzeitig in beiden Stationen, ist es möglich, die entsprechenden Werte für jede Übertragungsrichtung zunächst separat zu betrachten.

Während bei den Schritten Sicherungssequenz und Austausch der Information für die Dauer jeweils der höhere Wert beider Stationen maßgeblich ist, ist dies bei der Detektion der geringere der beiden Werte. Sobald eine Station eine Störung detektiert, sendet sie das AZS und die Sicherungssequenz beginnt.

Für das Beispielszenario beträgt die Paketfehlerrate für die ursprüngliche Protokollkonfiguration nach Auftreten der Störung  $PER = 0.997$ , was zu einer sehr geringen mittleren Zeit für die Detektion der Störung führt.

Tabelle 7.2 zeigt die Resultate bei Verwendung von herkömmlicher Darstellung von BAT und PAT. Schätzung und Detektion benötigen bei beiden Varianten die gleiche Zeit, insbesondere bei der Sicherungssequenz besitzt die Version mit Kanalinformation einen großen Vorteil. Interessant ist, dass die Schätzung der Rauschleistung den größten Beitrag leistet. Dieser Wert kann unter Umständen reduziert werden, führt dann aber in der Regel auf schlechtere Bitfehlerraten nach der Adaption.

Schritt	Detektion	Sicherung	Info-Austausch	Schätzung	Gesamt
ohne Info	2	256.73	60.91	300	619.64
mit Info	2	89	43	300	434

Tabelle 7.2: Dauer der Adaptionsschritte mit herkömmlicher BAT/PAT-Darstellung

Tabelle 7.3 zeigt die Ergebnisse bei Verwendung der kompakten Darstellung von BAT und PAT. Lediglich die Werte für den Informationsaustausch sind hier geringer. Die Verbesserung fällt jedoch im Vergleich zu den übrigen Zeiten eher gering aus.

Schritt	Detektion	Sicherung	Info-Austausch	Schätzung	Gesamt
ohne Info	2	256.73	25.50	300	584.23
mit Info	2	89	18	300	409

Tabelle 7.3: Dauer der Adaptionsschritte mit kompakter BAT/PAT-Darstellung

Während im bisher verwendeten Beispielszenario eine eher untypische Störung betrachtet wurde, wodurch allerdings eine Reihe von wichtigen Aspekten des Systementwurfs verdeutlicht werden konnte, soll abschließend noch eine realistischere Störung, nämlich eine schmalbandige Störung betrachtet werden. Die Verhältnisse vor und nach Auftreten der Störung sind in Abbildung 7.18 gezeigt.

Nach Auftreten der Störung ist das PER für die Protokoll Daten in der Startkonfiguration wiederum sehr hoch, nämlich  $PER = 0.993$ . Die Störung wird also auch im Mittel nach zwei Symbolen erkannt.

Die entsprechenden PER für die übrigen Konfigurationen sind in Abbildung 7.19 dargestellt.

Da diesmal nur ein geringer Teil der Bandbreite von der Störung betroffen ist, wird die Suchsequenz bedeutend früher stoppen, als im ersten Szenario.

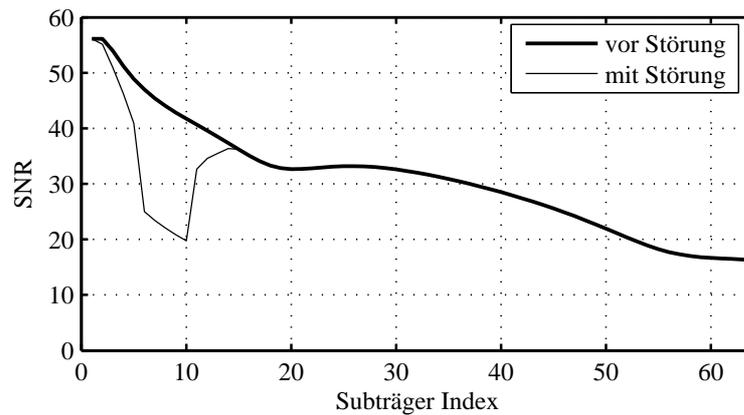


Abbildung 7.18: SNR für zweites Beispiel

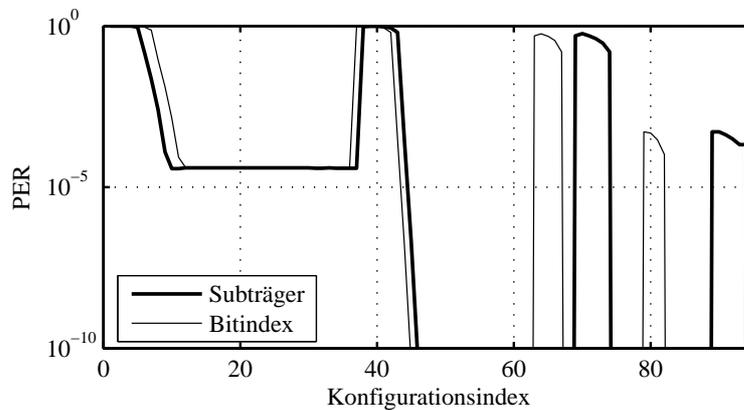


Abbildung 7.19: Paketfehlerraten für zweites Beispiel

Im Fall ohne Kanalinformation sind die Stoppwahrscheinlichkeiten für die einzelnen Konfigurationen, wenn wiederum der Empfang von vier fehlerfreien Paketen in Folge als Stoppbedingung definiert wird, in Abbildung 7.20 dargestellt.

Die Bitindex-Methode scheint zunächst vorteilhafter zu sein, allerdings zeigt sich, dass die Subträger-Methode tatsächlich günstiger ist, wenn der Mittelwert der Übertragungseffizienz über alle möglichen Stoppkonfigurationen gebildet wird.

Bei der synchronisierten Sicherungssequenz mit Einbeziehung von Kanalinformation ist Konfiguration 9 die optimale Konfiguration. Selbst bei einem Mindest-BER von  $10^{-4}$  und lediglich 200 Samples zur Schätzung der Rauschleistung wird diese in 100% der Fälle als Stoppkonfiguration ausgewählt. Diese Konfiguration besitzt eine Paketfehlerrate von  $PER = 1.23 \cdot 10^{-4}$  und damit eine mittlere Anzahl von Übertragungen pro Paket  $n_P = 1 + 2.45 \cdot 10^{-4}$ .

Die angepasste Bit- und Leistungsverteilung für das zweite Szenario sind in Abbildung 7.21 gezeigt. Die Verringerung der Gesamtbitzahl fällt diesmal geringer aus.

Die BAT lässt sich kompakt folgendermaßen angeben:



übertragen werden kann. Die Ersparnis gegenüber der herkömmlichen Darstellung fällt in diesem Szenario also geringer aus als im ersten Beispielszenario.

Wie im ersten Szenario sind die Ergebnisse für die Dauer der Adaption in den folgenden zwei Tabellen zusammengefasst.

Schritt	Detektion	Sicherung	Info-Austausch	Schätzung	Gesamt
ohne Info	2	27.20	52.18	300	381.38
mit Info	2	9	43.01	300	354.01

Tabelle 7.4: Adaptionsdauer mit herkömmlicher BAT/PAT-Darstellung, Szenario 2

Schritt	Detektion	Sicherung	Info-Austausch	Schätzung	Gesamt
ohne Info	2	27.20	30.34	300	359.54
mit Info	2	9	25	300	336

Tabelle 7.5: Adaptionsdauer mit kompakter BAT/PAT-Darstellung, Szenario 2

Wie man sieht, fällt der Unterschied zwischen beiden Varianten nicht so deutlich aus, wie im ersten Szenario. Insgesamt läuft die Runtime Adaption bedeutend schneller ab, was zeigt, dass die jeweilige Adaptionsdauer auch von der Art der Störung abhängt.

Nach Austausch der angepassten Übertragungsparameter werden die geforderten Bitfehlerraten auf allen Subträgern mit geringen Abweichungen erreicht. Da die Anpassung auf Grundlage der geschätzten Rauschleistung erfolgt und entsprechend statistischen Schwankungen unterliegt, werden die geforderten Bitfehlerraten in der Regel nicht exakt erreicht. Je mehr Empfangswerte zur Schätzung herangezogen werden, umso genauer sind die Resultate und umso besser werden die geforderten Bitfehlerraten erreicht.

## 7.9 Diskussion

Die Ergebnisse dieses Kapitels haben gezeigt, dass es eine Reihe von unterschiedlichen Adaptionsansätzen gibt und dass all diese Adaptionsansätze in der Regel auf unterschiedliche Laufzeiten der Adaption führen.

Die Maßnahme der Synchronisierung der Adaptionsabläufe mit Hilfe des All-Zero Symbols bringt in der Regel einen großen Vorteil mit sich. Eine Durchführung der Sicherungssequenz ohne Synchronisierung hat lediglich den Vorteil, dass auf den erhöhten Berechnungsaufwand zur Erkennung des AZS verzichtet werden kann.

Eine Reduktion des Platzbedarfes zur Darstellung von BAT und PAT ist in jedem Fall sinnvoll und erfordert nur minimale Erhöhung des Rechenaufwandes. Dafür reduziert sie die Dauer der Informationsübertragung signifikant.

Es konnte gezeigt werden, dass die Einbeziehung von Kanalinformation ermöglicht, den gesamten Adaptionsvorgang kontrolliert auszugestalten. Es ist zwar möglich, dass die

Sicherungssequenz länger läuft, als dies ohne Einbeziehen der Kanalinformation der Fall wäre, allerdings kann durch die Einbeziehung gewährleistet werden, dass die erreichten Paketfehlerraten tatsächlich gut genug sind, um einen zügigen Abschluss der Adaption, die Übertragung der angepassten Übertragungsparameter zu garantieren.

Wie die beiden Beispielszenarien gezeigt haben, hat auch die Störung selbst Einfluss auf die Dauer des Adaptionsvorgangs, da sowohl der jeweilige Stoppindex als auch die dazugehörigen Übertragungseffizienzen und die Anzahl verwendeter Subträger für jede Störung unterschiedlich ausfallen. Aus diesen Gründen ist es nicht möglich, einen Mittelwert der Adaptionsdauer für alle möglichen Störungen zu berechnen.

In diesem Kapitel wurden jedoch analytische Verfahren dargestellt, die es ermöglichen, für einzelne Adaptionmethoden, Kanäle und Störungsszenarien die mittlere Adaptionsdauer, sowie Auftretswahrscheinlichkeiten von relevanten Ereignissen zu berechnen. Mit Hilfe dieser Verfahren kann für eine spezielle Anwendung differenziert abgewogen werden, welche Verfahren die Aufgabenstellung am besten lösen. Das Gesamtsystem bietet eine Reihe von Parametern, die an die jeweilige Anwendung angepasst werden können.

Im Einzelfall wird eine erhöhte Störsicherheit, wie sie durch Einbeziehung der Kanalinformation gewährleistet werden kann, vielleicht zugunsten einer in der Regel kürzeren Adaptionsdauer geopfert werden.

Zusammenfassend lässt sich jedoch feststellen, dass in Form der synchronisierten Sicherungssequenz mit Einbeziehung von Kanalinformation eine Möglichkeit vorliegt, die zwar nicht immer auf die kürzesten Adaptionszeiten führen wird, die allerdings auch unter extrem schlechten Bedingungen innerhalb kurzer Zeit eine bestimmte geforderte Übertragungsqualität sowohl für die Protokolldaten als auch für die Nutzdaten wieder herstellt.

Es ist lediglich erforderlich, dass eine Konfiguration existiert, bei der die 40 Bits Protokolldaten eine akzeptable Bitfehlerrate aufweisen. In den betrachteten Beispielen wurden die Protokolldaten jeweils zusammenhängend innerhalb des DMT-Symbols positioniert. Dies ist zweckmäßig, um die alternativen Konfigurationen möglichst schnell berechnen zu können. In der Regel wird eine Konfiguration existieren, die für den weiteren Ablauf der Adaption verwendet werden kann. Ist dies nicht der Fall, können weitere alternative Konfigurationen verwendet werden. Beispielsweise können die Sendeleistungen auf nur wenige Subträger konzentriert werden, falls dies vorhandene Vorschriften zur elektromagnetischen Abstrahlung erlauben. Ebenso können die Subträger, die zu Beginn der Adaption mit nur zwei Bits beladen waren und daher nach der ersten Reduktion der BAT frei werden, länger in alternativen Konfigurationen verwendet werden, wenn sie entsprechend höhere Sendeleistungen erhalten.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit konnten natürlich nur einige Ansätze verfolgt werden. Bezüglich der Ausgestaltung der einzelnen Algorithmen und Verfahren besitzen die vorgestellten Methoden jedoch große Flexibilität und können entsprechend den jeweiligen Anforderungen einer realen Anwendung angepasst werden.

# Kapitel 8

## Zusammenfassung

Die Mehrträgerverfahren OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) und DMT (Discrete Multi-Tone), die drahtgebundene Anwendung von OFDM, sind prädestiniert, um Daten breitbandig über frequenzselektive Übertragungskanäle zu übertragen. Bei der drahtgebundenen Übertragung ist die Übertragungsfunktion der betrachteten Kanäle nahezu zeitinvariant, was eine sehr exakte Anpassung der Übertragungsparameter an die jeweiligen Übertragungsbedingungen (Dämpfung und Rauschverhältnisse) ermöglicht.

Plötzlich auftretende Störungen können die Übertragungsqualität jedoch massiv beeinträchtigen. Herkömmliche Methoden, um gegen Störeinflüsse gewappnet zu sein, umfassen die Verwendung von Codierung, eines Sicherheitsabstandes (engl. Margin) und Adaptionmethoden wie beispielsweise Bit-Swap Verfahren. Es ist jedoch trotzdem möglich, dass diese Sicherungsmethoden bei einer sehr starken Störung nicht mehr greifen. Außerdem reduziert die Verwendung von Codierung die verfügbare Datenrate, da zusätzlich zu den Nutzdaten Redundanz übertragen werden muss.

Die Protokolldaten, die innerhalb des DMT-Symbols in die Nutzdaten eingebettet sind, steuern die Datenübertragung. Sie koordinieren ebenfalls die erforderlichen Adaptionprozesse bei Auftreten einer Störung. Wenn diese Protokolldaten ebenfalls von der Störung betroffen sind, ist nicht mehr gewährleistet, dass die Adaption korrekt koordiniert werden kann, was schließlich zu einem Abbruch der Verbindung führt. Ein Neuaufbau der Verbindung mit angepassten Übertragungsparametern ist sehr kostspielig, da er längere Zeit in Anspruch nimmt.

In der vorliegenden Arbeit wird daher ein Ansatz verfolgt, der einen solchen Verbindungsabbruch vermeidet und stattdessen bei Auftreten einer Störung versucht, zunächst die Protokolldaten zu sichern, d.h. verlässliche Kommunikation über die Protokolldaten zu ermöglichen. In einem zweiten Schritt wird der Kanal vermessen und angepasste Übertragungsparameter werden berechnet und schließlich über die gesicherten Protokolldaten ausgetauscht.

Im Laufe der Arbeit hat sich herausgestellt, dass es nicht zweckmäßig ist, die Protokolldaten mit Hilfe von Codierung zu schützen, da die Protokolldaten nur einen kleinen Teil der Gesamtinformation innerhalb des DMT-Symbols darstellen. Stattdessen wurden in der

vorliegenden Arbeit Methoden entwickelt, die die Übertragungsqualität der Protokolldaten bei einer Störung schrittweise verbessern können. Ein zentrales Element spielt hierbei eine Weiterentwicklung herkömmlicher ARQ-Verfahren, das sogenannte inkrementelle ARQ, mit dessen Hilfe die Übertragung der Protokolldaten gesteuert wird.

Während bei herkömmlichen ARQ-Verfahren ein fehlerhaftes Paket erneut übertragen wird, bis es korrekt empfangen wird, erfolgt in der vorliegenden Arbeit eine Verschmelzung der Modulation der Daten und der ARQ-Funktionalität. Fehlerhafte Pakete werden nicht einfach erneut übertragen, sondern sowohl die Sendeleistung als auch die Bitbeladung auf einzelnen Subträgern wird zielgerichtet verändert, um die Wahrscheinlichkeit korrekten Empfangs der Protokolldaten zu erhöhen.

Da die Protokollinformation in der vorliegenden Arbeit nur 40 Bits umfasst, ist es möglich, sie relativ frei innerhalb des DMT-Symbols zu positionieren und zu verschieben und dadurch unterschiedliche Frequenzbereiche zur Übertragung der Protokolldaten zu nutzen. So ist es möglich, einer Störung quasi auszuweichen, wenn sie Protokolldaten in der ursprünglichen Position beeinträchtigt.

Aufbauend auf diesem zentralen Punkt der dynamischen Adaption wurde das Gesamtsystem an einigen Stellen optimiert, um einen möglichst reibungslosen Ablauf der Adaption zu gewährleisten. Es wurden Verfahren entwickelt, um die Rauschleistung auf allen Subträgern möglichst genau zu schätzen, ohne dass eine zusätzliche Übertragung von Redundanz oder die Verwendung von Pilotträgern erforderlich ist. Die Darstellungsart der angepassten Übertragungsparameter in der Bit Allocation Table und der Power Allocation Table wurde modifiziert, um eine möglichst schnelle Übertragung der Information sicherzustellen. Der Adaptionserfolg kann differenziert für jeden einzelnen Subträger erfolgen, indem Methoden der automatischen Modulationsklassifikation angewendet werden.

Da die einzelnen Methoden für alle Subträger in Echtzeit durchgeführt werden müssen, darf ihre Komplexität nicht zu groß sein. Viele der Methoden basieren daher auf Lookup-Tables, die an die jeweilige Aufgabenstellung angepasst sind und eine schnelle Ausführung ermöglichen.

Es zeigt sich, dass die Dauer der Adaption für unterschiedliche Varianten der Adaptionalgorithmen aber auch für jede einzelne Störung unterschiedlich ausfällt. Da es nicht möglich und sinnvoll ist, einen Standard-Kanal oder Standard-Störungen zu definieren und das Verhalten der Algorithmen für diese zu untersuchen, wurde stattdessen anhand von einigen Beispielen gezeigt, wie die Leistungsfähigkeit der einzelnen Algorithmen analysiert und bewertet werden kann. Die vorgestellten analytischen Methoden ermöglichen hierbei eine umfassende Design Space Exploration während der Entwurfsphase des Übertragungssystems, da sie an vielen Stellen aufwändigere Simulationen ersetzen können. Für eine bestimmte Anwendung können typische Störungen und Übertragungskanäle eingegrenzt werden und für diese Bedingungen können die Systemparameter optimal angepasst werden.

Die vorliegende Arbeit stellt daher eine Art Werkzeugkasten zur Verfügung, mit dessen Methoden Systeme entworfen werden können, die auch unter extrem schlechten Bedingungen die geforderten Dienstgüten für Protokoll- und Nutzdaten wieder herstellen können und somit, abgesehen von kurzen Transitionsphasen nach Auftreten einer Störung,

jederzeit optimierte Übertragungsbedingungen bereitstellen.

Durch die Verwendung der vorgestellten Methoden und Zusammenschalten mehrerer Transceiver ist es so beispielsweise möglich, hochverfügbare Netzwerke aufzubauen, die sich dynamisch an veränderliche Übertragungsbedingungen anpassen und jederzeit die maximale Datenrate über die einzelnen Verbindungen ermöglichen.

# Literaturverzeichnis

- [1] AMERICAN NATIONAL STANDARD FOR TELECOMMUNICATIONS: Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface Specification. Technical report, Alliance for Telecommunications Industry Solutions, 1998.
- [2] Erik Agrell, Johan Lassing, Erik G. Ström, and Tony Ottoson. On the Optimality of the Binary Reflected Gray Code. *IEEE Transactions on Information Theory*, 50(12):3170 – 3182, December 2004.
- [3] Manfred Zimmermann and Klaus Dostert. A Multipath Model for the Powerline Channel. *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 50, No. 4:553–559, April 2002.
- [4] Ahmad R. S. Bahai and Burton R. Saltzberg. *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*. Kluwer Academic / Plenum Publishers, New York, 1999.
- [5] Tsonka Baicheva, Stefan Dodunekov, and Peter Kazakov. On the cyclic redundancy-check codes with 8-bit redundancy. *Computer Communications*, 21:1030–1033, 1998.
- [6] Carsten Bauer. *Mehrträger-Übertragungssysteme mit dynamischer Adaption an zeitvariante Kanaleigenschaften*. Dissertation, Universität Mannheim, 2004.
- [7] John A. C. Bingham. *ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation*. Wiley, 1999.
- [8] Martin Bossert. *Kanalcodierung*. B. G. Teubner, Stuttgart, 1998.
- [9] I.N. Bronstein, K.A. Semendjajew, Gerhard Musiol, and Heiner Mühlig. *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Frankfurt/Main, 4th edition, 1999.
- [10] C. N. Campopiano and B.G. Glazer. A Coherent Digital Amplitude and Phase Modulation Scheme. *IRE Transactions on Communications Systems*, Vol. 10:90–95, December 1962.
- [11] Walter Y. Chen. The Development and Standardization of Asymmetrical Digital Subscriber Line. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 37:68–72, May 1999.
- [12] Kyongkuk Cho and Dongweon Yoon. On the General BER Expression of One- and Two-Dimensional Amplitude Modulations. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50(7):1074–1080, July 2002.

- 
- [13] John M. Cioffi. A Multicarrier Primer. ANSI T1E1.4 Committee Contribution, pp. 91–157, November 1991.
- [14] Octavia A. Dobre, Yheskel Bar-Ness, and Wei Su. Robust QAM Modulation Classification Algorithm Using Cyclic Cumulants. *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC*, Vol. 2(5):745–748, March 2004.
- [15] Thomas A. Drumright and Zhi Ding. QAM Constellation Classification Based on Statistical Sampling for Linear Distortive Channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 54(5):1575–1586, May 2006.
- [16] Stefan Edinger. OFDM mit dynamisch-adaptiver Modulation zur Realisierung unterschiedlicher QoS bei der Übertragung von Protokoll- und Anwenderdaten über langsam veränderliche Kanäle. DFG-Schwerpunktprogramm: Techniken, Algorithmen und Konzepte für zukünftige COFDM Systeme (TakeOFDM), 2004. Website: [www.et2.tu-harburg.de/DFG-TakeOFDM](http://www.et2.tu-harburg.de/DFG-TakeOFDM).
- [17] Stefan Edinger. Dynamisch-adaptives DMT und Quality of Service. Diplomarbeit, Lehrstuhl für Elektrotechnik, Universität Mannheim, February 2005.
- [18] Stefan Edinger, Carsten Bauer, and Norbert J. Fliege. DMT Transmission in the Context of Industrial Telecontrol Applications. In *Kleinheubacher Tagung*, Miltenberg, Germany, September 2005.
- [19] Stefan Edinger, Carsten Bauer, Markus Gaida, and Johannes Schwarz. Quality of Service and Dynamic Adaptive Discrete Multitone Modulation. In *Proc. IEEE International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing, SMMSP*, Riga, Latvia, June 2005.
- [20] Stefan Edinger and Markus Gaida. Compact Representation of Bit and Power Allocation Table Information for DMT Systems. In *ISCCSP*, Marrakech, Morocco, March 2006.
- [21] Stefan Edinger and Markus Gaida. Time-Selective Error Protection Coding of Adaptation Phases in Dynamic Adaptive DMT. In *ISCCSP*, Marrakech, Morocco, March 2006.
- [22] Stefan Edinger, Markus Gaida, and Norbert J. Fliege. Compact Discretized Representation of PAT entries in Dynamic Adaptive DMT Systems. In *Proc. IEEE International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing, SMMSP*, Florence, Italy, September 2006.
- [23] Stefan Edinger, Markus Gaida, and Norbert J. Fliege. Improving the Accuracy of Noise Estimation when Using Decision Feedback. *EUSIPCO*, Vol. 14, September 2006.
- [24] Stefan Edinger, Markus Gaida, and Norbert J. Fliege. Positioning of Protocol Data and Dynamic Adaptation in DMT Transmission. In *Proc. of the International OFDM Workshop, InOWo*, Hamburg, Germany, August 2006.

- [25] Stefan Edinger, Markus Gaida, and Norbert J. Fliege. Classification of QAM Signals for Multicarrier Systems. *EUSIPCO*, Vol. 15, September 2007.
- [26] Stefan Edinger, Markus Gaida, and Norbert J. Fliege. Signaling During Runtime Adaptation of Multicarrier Systems Using the All-Zero Symbol. In *Proc. of the International OFDM Workshop, InOWo*, Hamburg, Germany, August 2007.
- [27] Stefan Edinger, Johannes Schwarz, and Norbert J. Fliege. Protected Protocol Securing Transition Phases in Dynamically Adaptive OFDM System. In *Proc. of the International OFDM Workshop, InOWo*, Hamburg, Germany, September 2005.
- [28] Norbert J. Fliege. *Systemtheorie*. B. G. Teubner, Stuttgart, 1991.
- [29] Roger L. Freeman. *Fundamentals of Telecommunications*. John Wiley and Sons, Hoboken, New Jersey, 2nd edition, 2005.
- [30] Stefano Galli. Exact Conditions for the Symmetry of a Loop. *IEEE Communications Letters*, Vol. 4, No. 10:307–309, October 2000.
- [31] Ping Gao and Cihan Tepedelnioglu. SNR Estimation for Nonconstant Modulus Constellations. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53:865–870, March 2005.
- [32] Jr. George C. Clark and J. Bibb Cain. *Error-Correction Coding for Digital Communications*. Plenum Press, New York, 1981.
- [33] Jerry D. Gibson. *The Communications Handbook*. CRC Press, 1st edition, 1997.
- [34] Matthias Götz, Manuel Rapp, and Klaus Dostert. Power Line Channel Characteristics and Their Effect on Communication System Design. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 42, No. 4:78–86, April 2004.
- [35] Charles M. Grinstead and J. Laurie Snell. *Introduction to Probability*. American Mathematical Society, 2nd edition, 1998.
- [36] Lajos Hanzo, W. Webb, and T. Keller. *Single- and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation*. John Wiley and Sons, Chichester, UK, 2nd edition, 2000.
- [37] Werner Henkel and Thomas Kessler. A Wideband Impulsive Noise Survey in the German Telephone Network - Statistical Description and Modeling. *AEU*, Vol. 48(6):277–288, November 1994.
- [38] Werner Henkel and Thomas Kessler. Statistical Description and Modeling of Impulsive Noise on the German Telephone Network. *ELETT*, Vol. 30:925–936, June 1994.
- [39] L. Hoo, A. Salvekar, C. Aldana, and J. M. Cioffi. Analysis of Express Swapping Speeds and Reliability. *ANSI Contribution TIE1.4/99-119*, March 1999.
- [40] Louise M. C. Hoo, José Tellado, and John M. Cioffi. Discrete Dual QoS Loading Algorithms for Multicarrier Systems. *Proc. IEEE International Conference on Communications, ICC*, Vol. 2:796–800, 1999.

- [41] Dirk Hughes-Hartogs. *Ensemble Modem Structure for Imperfect Transmission Media*. U.S. Patents No. 4679227 (July 1987), 4731816 (March 1988), 4833706 (May 1989), 1989.
- [42] Seung-Hoon Hwang, Bonghoe Kim, and Young-Sam Kim. A Hybrid ARQ Scheme with Power Ramping. *54th IEEE Vehicular Technology Conference, 2001.*, pages 1579–1583, October 2001.
- [43] ITU-T Recommendation G.711 – Pulse Code Modulation (PCM) of Voice Frequencies. ITU-T G.711, International Telecommunication Union, November 1988.
- [44] ITU-T Recommendation G.996.1 – Test procedures for digital subscriber line (DSL) transceivers. ITU-T G.996.1, International Telecommunication Union, February 2001.
- [45] Mark Jeffrey. Asynchronous transfer mode: the ultimate broadband solution? *Electronics & Communication Engineering Journal*, 6(3):143–151, June 94.
- [46] George K. Karagiannidis and Athanasios S. Lioumpas. An Improved Approximation for the Gaussian Q-Function. *IEEE Communications Letters*, 11(8):644–646, August 2007.
- [47] Philip Koopman and Tridib Chakravarty. Cyclic Redundancy Code (CRC) Polynomial Selection For Embedded Networks. Preprint: The International Conference on Dependable Systems and Networks, DSN-2004.
- [48] Kristian Kroschel. *Statistische Informationstechnik*. Springer-Verlag, 4. edition, 2004.
- [49] Stéphane Lesage, Jean-Yves Tournet, and Petar M. Djuric. Classification of Digital Modulations by MCMC Sampling. *ICASSP*, Vol. 4:2553–2556, May 2001.
- [50] David B. Levey and Stephen McLaughlin. Calculating Error-Free Seconds in xDSL Systems Corrupted by Impulse Noise. *CLETT*, Vol. 5(7):319–321, July 2001.
- [51] Shu Lin and Jr Daniel J. Costello. *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1st edition, 1983.
- [52] Shu Lin, Daniel J. Costello Jr., and Michael J. Miller. Automatic-Repeat-Request Error-Control Schemes. *IEEE Communications Magazine*, Vol. 22(12):1074–1080, December 1984.
- [53] Iain Mann, Stephen McLaughlin, Werner Henkel, Rob Kirkby, and Thomas Kessler. Impulse Generation With Appropriate Amplitude, Length, Inter-Arrival, and Spectral Characteristics. *IJSAC*, Vol. 20(5):901–911, June 2002.
- [54] Joaquim Arnaldo C. Martins and Jorge de Carvalho Alves. ARQ Protocols with Adaptive Block Size Perform Better Over a Wide Range of Bit Error Rates. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38:737–739, June 1990.

- [55] Asoke K. Nandi and E.E. Azzouz. Algorithms for Automatic Modulation Recognition of Communication Signals. *ITCOM*, Vol. 46(4):431–436, April 1998.
- [56] Chang Soon Park and Kwang Bok Lee. Transmit Power Allocation for BER Performance Improvement in Multicarrier Systems. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 52, No. 10:1658–1663, October 2004.
- [57] Sung-Joon Park. Triangular Quadrature Amplitude Modulation. *IEEE Communications Letters*, Vol. 11:292–294, April 2007.
- [58] David R. Pauluzzi and Norman C. Beaulieu. A Comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48:1681–1691, October 2000.
- [59] Larry L. Peterson and Bruce S. Davie. *Computer Networks: A Systems Approach*. Elsevier, 4th edition, 2007.
- [60] Vera Pless. *Introduction to the Theory of Error-Correcting Codes*. John Wiley and Sons, 2nd edition, 1989.
- [61] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 3rd edition, 1995.
- [62] Anchalee Puengnim, Nathalie Thomas, and Jean-Yves Tournet. Digital Modulation Classification in Flat-Fading Channels. *EUSIPCO*, Vol. 14, September 2006.
- [63] Ulrich Reimers. DVB-T: the COFDM-based system for terrestrial television. *Electronics & Communication Engineering Journal*, 9(1):28–32, February 1997.
- [64] Shue-Zen Hsue Samir S. Soliman. Signal Classification Using Statistical Moments. *ITCOM*, Vol. 40(5):908–916, May 1992.
- [65] Johannes Boris Schwarz. *Enhancing the Spectral Selectivity of Discrete Multi-Tone Modulation*. Dissertation, Universität Mannheim, June 2006.
- [66] Claude E. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. *Bell System Technical Journal*, Vol. 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.
- [67] Vladimir Sidorenko and M. Sarykh. Decomposition of Multidimensional Gray Codes. In *Ninth International Workshop on Algebraic and Combinatorial Coding Theory*, pages 355–361, Kranevo, Bulgaria, June 2004.
- [68] Joel G. Smith. Odd-Bit Quadrature Amplitude-Shift Keying. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 23(3):385–389, March 1975.
- [69] Thomas Starr, John M. Cioffi, and Peter J. Silverman. *Understanding Digital Subscriber Line Technology*. Prentice Hall, 1999.
- [70] Norbert J. Fliege Stefan Edinger. Coding vs. Adaptive Modulation in Multicarrier Systems. *Internal Report, University of Mannheim*, 2005.

- [71] Ananthram Swami and Brian M. Sadler. Hierarchical Digital Modulation Classification Using Cumulants. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48(3):416–429, March 2000.
- [72] Ronald L. Rivest Thomas H. Cormen, Charles E. Leiserson. *Introduction to Algorithms*. MIT Press, 2nd edition, 2001.
- [73] Steffen Trautmann. *Verfahren zur Reduzierung der Latenzzeit in DMT-Systemen*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 2002.
- [74] Marinko Veselčić. Kombinationsmöglichkeiten von Codierung und dynamisch-adaptiver Modulation. Diplomarbeit, Lehrstuhl für Elektrotechnik, Universität Mannheim, June 2007.
- [75] Wen Wei and Jerry M. Mendel. A Fuzzy Logic Method for Modulation Classification in Nonideal Environments. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 7(3):333–344, June 1999.
- [76] Wen Wei and Jerry M. Mendel. Maximum-Likelihood Classification for Digital Amplitude-Phase Modulations. *ITCOM*, Vol. 48(2):189–193, February 2000.
- [77] Lie-Liang Yang and Lajos Hanzo. A Recursive Algorithm for the Error Probability Evaluation of M-QAM. *IEEE Communications Letters*, Vol. 4(10):304–306, October 2000.
- [78] Yu-Dong Yao. An Effective Go-Back-N ARQ Scheme for Variable-Error-Rate Channels. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43(1):20–23, January 1995.
- [79] Philip S. Yu and Shu Lin. An Efficient Selective-Repeat ARQ Scheme for Satellite Channels and Its Throughput Analysis. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 29:353–363, March 1981.
- [80] Wei Yu, Dimitris Toumpakaris, John M. Cioffi, Daniel Gardan, and Frédéric Gauthier. Performance of Asymmetric Digital Subscriber Lines in an Impulse Noise Environment. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51(10):1653–1657, October 2003.
- [81] T. N. Zogakis, P. T. Tong, and J. M. Cioffi. Performance Comparison of FEC/Interleave Choices with DMT for ADSL. *ANSI Contribution TIE1.4/93-091*, April 1993.

# Lebenslauf

<b>Persönliche Daten</b>	
Name	Stefan Edinger
Geburtsdatum	9. August 1978
Geburtsort	Mannheim
Staatsangehörigkeit	Deutsch
<b>Schulausbildung</b>	
1985-1989	Johann-Peter-Hebel-Grundschule, Mannheim
1989-1998	Karl-Friedrich-Gymnasium, Mannheim
<b>Studium und Berufsweg</b>	
1998-2005	Universität Mannheim und University of Waterloo, Ontario, Canada, Studium der Technischen Informatik mit Schwerpunkten Nachrichtentechnik und Hardware-Entwurf
2005-2008	Universität Mannheim, Fakultät für Mathematik und Informatik, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Wissenschaftlicher Mitarbeiter