

Lehrstuhl für Integrierte Systeme
Technische Universität München

Methoden der iterativen Entzerrung in einem digitalen Mobilfunksystem

Fabian Vogelbruch

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Jörg Eberspächer

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ingolf Ruge, em.
2. Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Hermann Rohling,
Technische Universität Hamburg-Harburg
3. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Utschick

Diese Dissertation wurde am 22.04.2008 bei der Technischen Universität München
eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
am 11.02.2009 angenommen.

Meinen Eltern gewidmet.

Danksagung

Mein erster und ganz besonderer Dank gilt meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr.-Ing. In-golf Ruge, für die Ermöglichung und Förderung dieser Arbeit, seine aktive Teilnahme an deren Verwirklichung sowie für seine stete Hinführung auf das Wesentliche.

Herrn Prof. Dr. rer. nat. Hermann Rohling danke ich für sein Interesse an dieser Arbeit und die Bereitschaft zur Übernahme des Koreferats. Ebenso möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Utschick für die Übernahme des Drittreferats und Herrn Prof. Dr.-Ing. Jörg Eberspächer für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission danken.

Des Weiteren bin ich auch den Mitgliedern des BridgdeLab, namentlich Herrn Dr.-Ing. Christian Drewes, Herrn Dr.-Ing. Andreas Hutter, Herrn Dr.-Ing. Ralph Hasholzner, Herrn Sven Haar, Herrn Dr.-Ing. Thomas Winkovich, Herrn Dr.-Ing. Torsten Mahnke, Herrn Jürgen Regner, Herrn Dr.-Ing. Winthir Brunnbauer und Herrn Dr.-Ing. Roland Zukunft, die mir bei den verschiedensten Problemen stets freundschaftlich zur Seite gestanden haben, zu großem Dank verpflichtet.

Herrn Dr.-Ing. Christian Drewes, Herrn Dr.-Ing. Ralph Hasholzner und Herrn Dr.-Ing. Roland Zukunft danke ich für die kritische Durchsicht des Manuskripts.

Schließlich bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern des Lehrstuhls für Integrierte Systeme für die stets angenehme und kollegiale Atmosphäre, in der diese Arbeit entstehen konnte. Insbesondere sind hierbei Herr Prof. Dr. sc. techn. Andreas Herkersdorf, Herr PD Dr.-Ing. habil. Walter Stechele, Herr Dr.-Ing. Thomas Wild, Herr Dr.-Ing. Stephan Herrmann, Herr Paul Zuber, Herr Wolfgang Kohtz, Frau Doris Zeller, Frau Gabriele Spöhrle und Frau Verena Draga zu erwähnen.

*Fabian Vogelbruch
München, im April 2008*

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit untersucht iterative Verfahren zur verbesserten Signalverarbeitung von über frequenzselektiven Kanälen übertragenen digitalen Datensignalen, insbesondere über frequenzselektive Kanäle im modernen EDGE¹-Mobilfunksystem. Zielsetzung hierbei ist das Erreichen möglichst hoher Datenraten bei gleichzeitig geringer Implementierungskomplexität und Verlustleistungsaufnahme der für die digitale Signalverarbeitung benötigten Komponenten. Insbesondere bei mobilen Geräten, wie z.B. Mobilfunkgeräten, spielt eine geringe Verlustleistungsaufnahme aufgrund begrenzter Batteriekapazitäten eine entscheidende Rolle.

Da in bereits standardisierten Mobilfunksystemen senderseitige Modifikationen zur Leistungsverbesserung nur sehr schwer zu bewerkstelligen sind, wird das Hauptaugenmerk dieser Arbeit auf das Verfahren der *Turbo-Entzerrung* gelegt, welches im Empfänger eine iterative Entzerrung und Kanaldecodierung durchführt. Somit stellt die Turbo-Entzerrung ein empfängerseitig einfach zu implementierendes und leistungsverbesserndes Verfahren dar und kann sehr gut nachträglich in bereits standardisierten Systemen eingeführt werden. Zunächst wird die Turbo-Entzerrung losgelöst vom EDGE-Mobilfunksystem in einem in der Literatur häufig verwendeten Simulationsszenario untersucht. Aufgrund dieses gebräuchlichen Simulationsszenarios lassen sich die in dieser Arbeit gewonnenen Ergebnisse sehr gut mit aus der Literatur bekannten Turbo-Entzerrern vergleichen.

Hierbei werden sowohl verschiedene zustandsbasierte Turbo-Entzerrer, wie z.B. der MAP² Entzerrer, als auch verschiedene filterbasierte Turbo-Entzerrer untersucht. Die Entzerrer im Turbo-Empfänger stellen SISO³-Komponenten dar, die gemäß dem Turbo-Prinzip mit der extrinsischen Information des Kanaldecoders als A-Priori Information gespeist werden.

Diese auf dem Turbo-Prinzip basierende Vorgehensweise wird im Rahmen dieser Arbeit näher untersucht, wobei die informationstheoretischen Eigenschaften bzw. Voraussetzungen der A-Priori Information sowohl für SISO Entzerrer der Klasse der zustandsbasierten SISO Detektoren als auch für die filterbasierten SISO Entzerrer bei deren Verwendung im Turbo-Empfänger analysiert wurden. Es wird gezeigt, dass die hier betrachteten filterbasierten SISO Entzerrer, wenn gemäß dem klassischen Turbo-Prinzip ausschließlich die extrinsische Information des Kanaldecoders als A-Priori Information für die Entzerrung

¹EDGE: Enhanced Data Rates for GSM Evolution

²MAP: Maximum A-Posteriori

³SISO: Soft-In-Soft-Out

verwendet wird, sowohl für die Filterkoeffizientenberechnung als auch für die Schätzung der ISI⁴ nur die extrinsische Information aus der Kanaldecodierung verwenden, allerdings hierfür keine Information aus der direkten Übertragung über den ISI-Kanal berücksichtigen. Dies unterscheidet die filterbasierten SISO Entzerrer von den zustandsbasierten SISO Entzerrern, welche durch die Zweigmetriken automatisch Information aus der direkten Übertragung über den ISI-Kanal mitberücksichtigen.

Basierend auf dieser Beobachtung wird mit dem SF-IFC⁵ SISO Entzerrer ein neuer filterbasierter SISO Entzerrer vorgestellt, welcher auf einem Matched-Filter SISO Entzerrer mit Interferenzauslöschung basiert und mit der vollen A-Posteriori Information des Kanaldecoders gespeist wird. Des Weiteren ist dieser SF-IFC SISO Entzerrer mit einem zusätzlichen Rückkoppelzweig versehen, welcher die gerade neu berechnete extrinsische Information des SISO Entzerrers, d.h. die aus der direkt über den ISI-Kanal durch Entzerrung gewonnene Kanalinformation, für eine Aktualisierung der dem Entzerrer zur Verfügung stehenden A-Priori Information zurückkoppelt.

Dieser SF-IFC SISO Entzerrer zeigt bei den verschiedenen Simulationszenarien bei der Verwendung als Turbo-Entzerrer eine sehr gute Leistungsfähigkeit bezüglich der erzielten Bitfehlerraten, wobei diese sehr gute Leistungsfähigkeit mit sehr geringen Implementierungskosten einhergeht, da die Filterkoeffizienten des SF-IFC SISO Entzerrers direkt ohne Matrixinversion aus der Kanalimpulsantwort bestimmt werden können.

Anschließend wird die Turbo-Entzerrung im EDGE-System diskutiert, wobei verschiedene zustandsbasierte und filterbasierte Turbo-Entzerrer mit dem SF-IFC SISO Entzerrer hinsichtlich der Leistungsfähigkeit verglichen werden. Es wird gezeigt, daß durch die Turbo-Entzerrung insbesondere in Kanalprofilen mit stark ausgeprägten Nachläufern, wie z.B dem nach COST207⁶ spezifizierten HT⁷-Kanalprofil, starke Gewinne zu erzielen sind. Der SF-IFC SISO Entzerrer zeigt hierbei nahezu die gleiche Leistungsfähigkeit wie wesentlich komplexere Turbo-Entzerrer.

Des Weiteren wird die iterative Detektion im EDGE-Empfänger auf eine iterativ ausgeführte Kanalschätzung erweitert. Hierzu werden verschiedene bekannte Kanalschätzalgorithmen für die Verwendung als iterativer Kanalschätzer auf das EDGE-System adaptiert und bezüglich der Leistungsfähigkeit miteinander verglichen, wobei auch der Aspekt der Implementierungskosten betrachtet wird.

Abschließend wird die Implementierung der für den iterativen EDGE-Empfänger betrachteten Algorithmen diskutiert, und es werden verschiedene Techniken erläutert, die bei dem EDGE-Empfänger zu einer verlustleistungsärmeren Implementierung beitragen.

⁴ISI: Intersymbol-Interferenzen

⁵SF-IFC: Soft-Feedback Interference Canceller

⁶COST: European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research

⁷HT: Hilly Terrain

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Turbo-Entzerrung im EDGE-Mobilfunksystem	6
1.2	Struktur und Einordnung der Arbeit	8
2	Grundlagen digitaler Kommunikation über frequenzselektive Kanäle	11
2.1	Sendermodell und Nomenklatur	12
2.2	Zeitdiskretes Kanalmodell	13
2.3	Zeitdiskrete Testkanäle	16
2.4	Kanalkapazität	17
2.4.1	Kanalkapazität von AWGN Kanälen	17
2.4.2	Kanalkapazität von frequenzselektiven AWGN Kanälen	20
3	Zustandsbasierte Turbo-Entzerrung	26
3.1	Turbo-Decodierung und Turbo-Entzerrung in verketteten Systemen	27
3.2	Der Interleaver in verketteten Systemen	31
3.3	Zustandsbasierte Detektionsverfahren	32
3.3.1	BCJR-Maximum-A-Posteriori (BCJR-MAP) - Algorithmus	33
3.3.2	Der Max-Log-MAP Algorithmus	37
3.3.3	Weitere suboptimale zustandsbasierte Detektionsverfahren	39
3.3.4	Asymptotische Grenze bei MAP-Detektion	40
3.3.5	Simulationsergebnisse	43
3.4	EXIT-Chart: Konvergenzanalyse von verketteten Systemen	46

3.4.1	Modellierung der Übertragungscharakteristik von SISO Komponenten	46
3.4.2	Konvergenzanalyse bei der Turbo-Entzerrung	50
3.5	Zusammenfassung	54
4	Filterbasierte MMSE Turbo-Entzerrung	56
4.1	Lineare MMSE SISO Detektion mit zeitvarianten Filterkoeffizienten	58
4.1.1	Soft Mapper	62
4.1.2	Soft Demapper	63
4.2	Komplexitätsreduzierte Lineare MMSE SISO Detektion	66
4.2.1	Komplexitätsreduzierte lineare MMSE SISO Detektion für schwache A-Priori Information (LE-IFC)	66
4.2.2	Komplexitätsreduzierte lineare MMSE SISO Detektion für starke A-Priori Information (MF-IFC)	68
4.2.3	Adaptive komplexitätsreduzierte lineare MMSE SISO Detektion (AD-IFC)	70
4.3	Filterbasierte adaptive Turbo-Entzerrung nach Laot (LMS-IFC)	72
4.4	Simulationsergebnisse	76
4.4.1	Proakis C Kanal	77
4.4.2	Minimalphasiger Kanal	82
4.5	Komplexität	85
4.6	Rangreduzierte lineare MMSE SISO Detektion	89
4.7	Zusammenfassung	96
5	Optimierungsvorschlag für die filterbasierte Turbo-Entzerrung	98
5.1	Betrachtung der A-Priori Information für SISO Entzerrer in Turbo-Systemen	99
5.1.1	A-Priori Information bei zustandsbasierten SISO Entzerrern	100
5.1.2	A-Priori Information bei filterbasierten SISO Entzerrern	101
5.1.2.1	A-Priori Information bei filterbasierten SISO Entzerrern analog zum originalen Turbo-Prinzip	102
5.1.2.2	Erweiterte A-Priori Information bei filterbasierten SISO Entzerrern	104

5.2	Verwendung der Kanalinformation zur Schätzung von Interferenzen: Analogie zu bekannten Entzerrerstrukturen	105
5.2.1	Analogie zum Soft-DFE	105
5.2.2	Analogie zum linearen MMSE Entzerrer	107
5.3	Lineare MMSE SISO Entzerrung bei Verwendung von zeitlich korrelierter A-Priori Information	108
5.3.1	Berechnung der Filterkoeffizienten des linearen MMSE SISO Entzerrers bei korrelierter A-Priori Information	109
5.3.2	Berechnung der extrinsischen Information am Ausgang des SISO Entzerrers	112
5.3.3	Verwendung der vollständigen A-Posteriori Information des SISO Kanaldecoders für die filterbasierten MMSE SISO Entzerrer	113
5.4	Komplexitätsreduzierte SISO Entzerrung mit weicher Rückkopplung	119
5.4.1	Simulationsergebnisse	122
5.4.1.1	Proakis C Kanal	123
5.4.1.2	Minimalphasiger Kanal	125
5.5	Zusammenfassung	127
6	Iterative Entzerrung und Kanalschätzung im EDGE-System	129
6.1	Der EDGE-Standard	129
6.1.1	Paketorientierte Datenübertragung im GSM-System: GPRS	130
6.1.2	Paketorientierte Datenübertragung im EDGE-System: EGPRS	130
6.1.3	Burstbildung und Modulation bei EGPRS	132
6.1.4	Kanalmodellierung	135
6.1.4.1	Sende- und Empfangsfilter	136
6.1.4.2	Mobilfunkkanal	137
6.2	Turbo-Entzerrung im EDGE-Mobilfunksystem	139
6.2.1	Überblick Entzerrung im GSM/EDGE-System	139
6.2.2	Zustandsreduzierte iterative Entzerrung	142
6.2.2.1	SISO Delayed Decision Feedback Sequence Estimation (DDFSE)	142
6.2.2.2	Vorschlag eines zustandsreduzierten MAP-Entzerrers	144

6.2.3	Vergleich der zustandsreduzierten Turbo-Entzerrer	148
6.2.4	Filterbasierte Turbo-Entzerrung im EDGE-System	152
6.2.4.1	Turbo-Entzerrung mit zeitvarianter (TV) und adaptiver (AD) linearer MMSE Filterung	153
6.2.4.2	Filterbasierte komplexitätsreduzierte Turbo-Entzerrung	157
6.2.5	Zusammenfassung	159
6.3	Iterative Kanalschätzung	162
6.3.1	Maximum-Likelihood Kanalschätzung bei bekannten Sendesymbolen	162
6.3.2	Kanalschätzung unter Verwendung von A-Priori Information	165
6.3.2.1	LS- und MV Kanalschätzung unter Verwendung von A-Priori Information	165
6.3.2.2	Lineare MMSE-Kanalschätzung unter Verwendung von A-Priori Information	167
6.3.3	Vergleich der iterativen Kanalschätzalgorithmen	170
6.3.4	Zusammenfassung Kanalschätzung	177
6.4	Verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung	178
6.4.1	Verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung bei linearer MMSE Detektion mit A-Priori Information	179
6.4.2	Verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung beim SF-IFC SISO Entzerrer	183
6.4.3	Zusammenfassung verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung	185
6.5	Zusammenfassung	185
7	Implementierungsaspekte des EDGE Turbo-Empfängers	187
7.1	Komplexitätsreduziertes Soft-Demapping im EDGE-System	188
7.1.1	Herleitung eines komplexitätsreduzierten 8-PSK Soft-Demappers	189
7.1.2	Simulationsergebnisse	193
7.2	Komplexitätsreduzierte MAP-Decodierung	195
7.2.1	Kanaldecodierung mit dem BCJR-Algorithmus	195
7.2.2	Der Sliding-Window Max-Log-MAP-Algorithmus	199
7.2.3	Der SW-Max-Log-MAP Kanaldecoder im EDGE-System	204

7.3	Komplexitätsreduzierte iterative Kanalschätzung	206
7.3.1	Iterative Kanalschätzung mit der Methode des stärksten Abstiegs . .	208
7.3.2	Strategie zur iterativen Kanalschätzung und Simulationsergebnisse .	209
8	Zusammenfassung und Ausblick	213
A	Mapping- und Demappingvorschriften	221
A.1	Soft-Mapping	221
A.1.1	BPSK Modulation	221
A.1.2	8-PSK Modulation	222
A.2	Soft-Demapping	223
A.2.1	BPSK Modulation	223
A.2.2	8-PSK Modulation	224
B	Herleitung Symbolauftrittswahrscheinlichkeit	226
C	Sendefilter im EDGE-System	227
D	Verzeichnis der Abkürzungen	228
E	Verzeichnis der Symbole und Formelzeichen	231
	Literaturverzeichnis	239

Kapitel 1

Einleitung

Bereits 1925 wurde von J.E. Lilienfeld mit der Erfindung des Transistors [Lil30] der Grundstein für die digitale Revolution gelegt, welche unsere Gesellschaft in damals nicht zu erahrendem Maße verändern sollte. Es dauerte jedoch noch über 20 Jahre, bis im Dezember 1947 in den Bell-Laboratorien der erste Transistor gefertigt wurde. Den endgültigen Sieg über die Elektronenröhre konnte der Transistor durch die Erfindung des planar integrierten Transistor erzielen, wodurch sich eine Vielzahl Transistoren in einem integrierten Schaltkreis zusammenfassen lassen.

Schon wenige Jahre nach der Erfindung des integrierten Schaltkreises postulierte Gordon Moore seine als *Moore'sches Gesetz* berühmt gewordene Entdeckung, dass die Anzahl der in einem integrierten Schaltkreis implementierten Transistoren in Abhängigkeit der Zeit exponentiell ansteigt [Moo65]. Die damals von Moore getroffene Aussage, dass sich die Anzahl der Transistoren in einer integrierten Schaltung innerhalb von jeweils 12 Monaten verdoppeln würde, hat sich bis heute - bis auf eine leichte Degradation auf eine Verdoppelung innerhalb von 24 Monaten - im Grundsatz bewahrheitet, und es wird davon ausgegangen, dass die Gültigkeit auch noch bis mindestens zum Ende dieser Dekade anhalten wird [Moo03].

Bezüglich der kommerziell verfügbaren Übertragungsraten in der Telekommunikation wurde von H. Eslambolchi eine ähnliche Beobachtung gemacht, wobei die beobachtete Steigerungsrate mit einer Verdoppelung der Übertragungsraten innerhalb von 18 Monaten interessanterweise relativ genau mit dem Mooreschen Gesetz übereinstimmt [Che04]. Im Gegensatz zum Mooreschen Gesetz kann allerdings anhand der von Shannon 1948 gefundenen Kanalkapazität [Sha48], [Sha49] eine Obergrenze für die theoretisch erreichbare Übertragungsrate über einen Kanal angegeben werden. Diese als Shannon-Grenze bezeichnete Grenze besagt, dass es unter Verwendung fehlerkorrigierender Codes grundsätzlich möglich ist, Daten trotz eines gestörten Kanals fehlerfrei zu übertragen, solange die Informationsrate unterhalb der Grenze der Kanalkapazität des Kanals liegt.

Seit der Entdeckung der Shannon-Grenze ist es daher das Ziel der Informationstheorie, dieser informationstheoretischen Schranke durch Verwendung von geeigneten Algorith-

men möglichst nahe zu kommen, insbesondere um den fortschreitenden Wandel von der Industrie- zur sogenannten Informationsgesellschaft zu ermöglichen und den einhergehenden Bedarf an immer höheren Datenraten zu befriedigen.

Während die Industriegesellschaft noch auf den klassischen drei Säulen Kapital, Arbeit und Boden basierte, gewinnt das Wissen als vierte Säule durch den Übergang zur Informationsgesellschaft eine immer größere Bedeutung. In der Vision einer idealen Informationsgesellschaft hat jede Person jederzeit und an jedem Ort Zugriff auf jede gewünschte Information. Um solch einen globalen Zugriff auf Information zu ermöglichen, wird die verbindungsorientierte Kommunikationsstruktur stetig durch verbindungslose und paketvermittelte Netzwerke ersetzt.

Ein Beispiel für diesen Wandel zu verbindungslosen und paketvermittelten Netzwerken stellt das Internet und die Verwendung des verbindungslosen Internetprotokolls (IP) dar. Grob betrachtet lässt sich das Internet in ein sogenanntes Kernnetz und das Teilnehmeranschlussnetz unterteilen. Im Kernnetz wird aufgrund der hohen Datenraten als Übertragungsmedium die Glasfaser eingesetzt, wobei im Wellenlängenmultiplex (Wavelength Division Multiplexing, WDM) verschiedene Datenströme über das gleiche physikalische Medium übertragen werden. Das Kernnetz ist derzeit bereits gut ausgebaut, wobei die Übertragungsraten derzeit bei ca. 40 Gbit/s liegen. Durch den Einsatz von verbesserten Multiplexverfahren konnten unter Laborbedingungen schon weit höhere Datenraten von mehreren Tbit/s erreicht werden [BS01].

Das Teilnehmeranschlußnetz, d.h. die sogenannte letzte Meile, ist jedoch der kritische Abschnitt. Durch das Teilnehmeranschlußnetz wird der Datentransport zwischen dem Kernnetz und dem jeweiligen Teilnehmer vorgenommen, wobei zum Aufbau eines solchen Netzwerkes derzeit die folgenden Übertragungsmedien zur Verfügung stehen:

- Glasfaser,
- Satellitenkommunikation,
- Stromnetz,
- Koaxialkabel,
- Kupferdoppelader und
- terrestrischer Funk.

Bei den ortsgebundenen Übertragungsmedien spielt durch die hohe Verbreitung der xDSL-Technik derzeit die Kupferdoppelader eine sehr wichtige Rolle. Das vor das DSL für *Digital Subscriber Line* gestellte 'x' ist ein Platzhalter für die jeweilige DSL-Technologie, wobei z.B. 'A' für *Asymmetric*, 'S' für *Symmetric*, 'H' für *High Speed* und 'V' für *Very High Speed* steht. Bei ADSL2+ werden derzeit Datenraten bis zu 24 Mbit/s im Downstream

erreicht, wohingegen VDSL maximale Datenraten bis zu 52 Mbit/s und die Weiterentwicklung VDSL2 maximale Datenraten von bis zu 100 Mbit/s zur Verfügung stellt, allerdings nur bei verkürzter Reichweite. Der Vorteil von xDSL-Systemen liegt darin, dass in Europa nahezu jeder Haushalt an das Kupferdoppeladernetz angeschlossen ist, problematisch sind allerdings die Eigentumsverhältnisse der Kupferdoppeladernetze, da diese beinahe ausschließlich den ehemaligen Telekommunikationsmonopolisten gehören.

Glasfaseranschlüsse können zwar sehr hohe Datenraten zur Verfügung stellen, allerdings ist die Wirtschaftlichkeit eines Glasfaseranschlusses durch die hohen Infrastrukturkosten nicht immer gesichert. Sowohl der Teilnehmeranschluss über das Stromnetz als auch das Koaxialkabel weisen unter den ortgebundenen Übertragungsmedien die Grundproblematik auf, dass sich die angeschlossenen Teilnehmer die vom Übertragungsmedium zur Verfügung gestellte Bandbreite teilen müssen.

Alternativ zu den draht- bzw. kabelgebundenen Systemen können auch Richtfunksysteme, wie z.B. MMDS (*Multichannel Multipoint Distribution System*), LMDS (*Local Multipoint Distribution System*) oder WLL (*Wireless Local Loop*) eingesetzt werden. Problematisch bei Richtfunksystemen ist aber die Notwendigkeit einer Sichtverbindung zwischen dem Teilnehmer und der Basisstation, des Weiteren wird systembedingt eine Stationarität des Teilnehmers vorausgesetzt, somit können diese Systeme im weiteren Sinne auch den ortgebundenen Übertragungssystemen zugerechnet werden.

In der fortschreitenden Informations- und Wissensgesellschaft spielt jedoch die Mobilität der Teilnehmer eine immer größer werdende Rolle, d.h. es wächst der Bedarf an ortsungebundenen Übertragungssystemen, welche auch dem sich bewegenden Teilnehmer eine möglichst hohe Bandbreite zur Verfügung stellen.

Die Mobilfunksysteme der nullten und ersten Generation, wie z.B. das 1958 in Deutschland in Betrieb genommene A-Netz, das 1972 in Betrieb genommene B-Netz oder das 1985 in Betrieb genommene C-Netz, boten noch keine digitalen Datendienste an. Erst mit den Anfang der 90er Jahre des letzten Jahrhunderts eingeführten digitalen Mobilfunksystemen der zweiten Generation wurden erste mobile digitale Datendienste bis etwa 10 kbit/s angeboten. Das meistgenutzte System der zweiten Generation stellt das 1992 in Betrieb genommene *Globale System für Mobilkommunikation*, kurz GSM-System genannt, dar, wobei hier einem Teilnehmer anfänglich nur eine begrenzte Bandbreite von 9.6 kbit/s und später 14.4 kbit/s pro Zeitschlitz zur Verfügung stand.

Eine deutliche Erhöhung der Datenrate wurde im GSM-System durch die Einführung von *High Speed Circuit Switched Data* (HSCSD) erzielt, wobei HSCSD eine Kanalbündelung, d.h. das Verwenden von mehreren Zeitschlitz für die Datenübertragung, zur Erhöhung der Datenrate einsetzt. Theoretisch liesse sich mit HSCSD bei acht Zeitschlitz eine Datenrate von $8 \cdot 14.4 \text{ kbit/s} = 115.2 \text{ kbit/s}$ erzielen, in der Praxis werden meist maximal drei Zeitschlitz verwendet, so dass sich die maximale Datenrate zu 43.2 kbit/s ergibt.

HSCSD stellt jedoch einen leitungsvermittelten Dienst dar, d.h. während der gesamten Verbindung zwischen Teilnehmer und Basisstation werden die entsprechenden Zeitschlitz und damit der dedizierte Kanal exklusiv für den Teilnehmer reserviert. Der Kanal ist somit während der gesamten Verbindungsdauer blockiert, auch wenn zwischenzeitlich nur weni-

ge oder überhaupt keine Daten übertragen werden. Für Datenübertragungen ist daher, wenn nicht ein konstanter Datenstrom zu übertragen ist, ein paketvermitteltes System geeigneter, welches den Kanal nur dann in Anspruch nimmt, wenn Daten zu übertragen sind.

Das GSM-System wurde daher mit dem *General Packet Radio System* (GPRS) erweitert, wobei die Daten erstmals bei GSM nicht leitungsvermittelt, sondern paketweise übertragen werden. Auch hier können, wie beim HSCSD, mehrere Zeitschlitze verwendet werden. Da es sich aber nicht um 'Leitungen' handelt, können die Anzahl der verwendeten Zeitschlitze dynamisch der benötigten Datenrate angepasst werden. Hierbei geht GPRS sehr effizient mit der Bandbreite um. GPRS ist bei den Netzbetreibern sehr geschätzt, weil es die nicht für Sprache (also leitungsvermittelten Kanäle) genutzten Kanäle dynamisch zur Datenübertragung verwendet.

Theoretisch könnte die GPRS-Technik bei der Bündelung aller acht GSM-Zeitschlitze für einen Kanal eine Datenübertragungsrate von 171.2 kbit/s erreichen, allerdings ist wie beim HSCSD im praktischen Betrieb die Anzahl der parallel nutzbaren Zeitschlitze begrenzt. So erreichen aktuelle GPRS-Mobilstationen üblicherweise bis zu 53,6 kbit/s im Downstream und 26,8 kbit/s im Upstream [Opi06]. Wie HSCSD verwendet GPRS das GSM-Modulationsverfahren *Gaussian Minimum Shift Keying*, welches nur ein Bit pro Sendesymbol überträgt und somit die erzielbaren Datenraten begrenzt.

Eine deutliche Erhöhung der Datenraten im GSM-System wurde mit Einführung von EDGE (*Enhanced Data Rates for GSM Evolution*) erzielt, da bei der bei EDGE zugrunde gelegten 8-PSK Modulation drei Bits pro Sendesymbol übertragen werden. Die EDGE-Technik eignet sich grundsätzlich sowohl zur Beschleunigung des paketorientierten Datendienstes GPRS als auch für das leitungsvermittelte HSCSD. In der Praxis kommt jedoch nur die GPRS-basierte Variante *Enhanced GPRS* (EGPRS) zum Einsatz. Während bei EGPRS theoretisch bei einer Bündelung von allen acht Zeitschlitzen zu einem Kanal eine maximale Datenrate von 473.6 kbit/s möglich wäre, so erreichen aktuelle EGPRS-Mobilfunkgeräte derzeit maximal 217.6 kbit/s im Downstream und 108.8 kbit/s im Upstream [Opi06]. In Abbildung 1.1 ist die Entwicklung der Datenraten bei verschiedenen Mobilfunksystemen der zweiten und dritten Generation aufgezeigt.

Anfang des neuen Jahrtausends wurden große Hoffnungen in das 3G Mobilfunksystem UMTS als Nachfolgesystem für GSM gesetzt, wobei UMTS bei sehr geringen Geschwindigkeit von unter 10 km/h theoretisch eine maximale Datenrate von 2 Mbit/s und bei mittleren Geschwindigkeiten bis ca. 120 km/h theoretisch eine maximale Datenrate von 384 kbit/s im Downstream zur Verfügung stellen kann. Im Upstream senden normale UMTS-Mobilstationen derzeit jedoch nur mit maximal 64 kbit/s und sind somit sogar langsamer als EGPRS. Eine erste Ausbaustufe von UMTS, der *Highspeed Downlink Packet Access* (HSDPA), erzielt im Downstream sogar bis zu 14 Mbit/s. Für 2009 ist mit HSDPA Evolution eine weitere Ausbaustufe von UMTS geplant, welche im Downstream bis zu 28 Mbit/s erzielen soll, und unter dem Kürzel *LTE* (3.9G) für Long Term Evolution wird derzeit an einer dritten Ausbaustufe von UMTS geforscht, welche im Downstream 100 Mbit/s erzielen soll und für etwa 2011 geplant ist.

In Deutschland hatten sich die Netzbetreiber in Erwartung auf das erfolversprechende

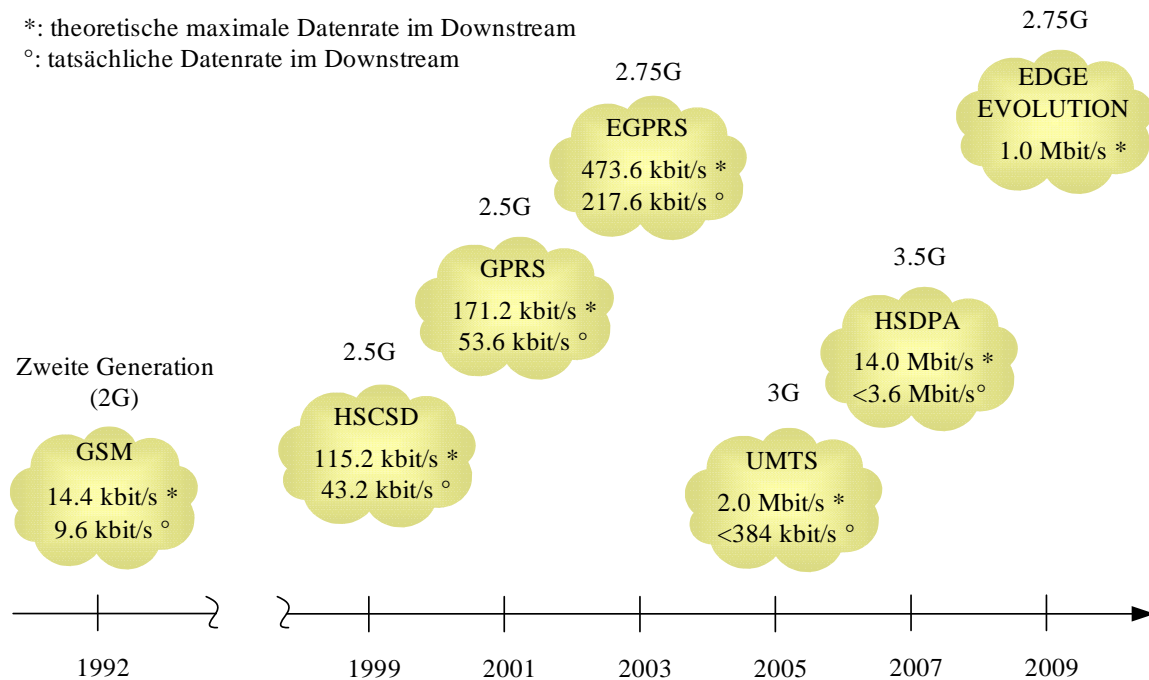


Abbildung 1.1: Entwicklung der Datenraten über die Evolution der Mobilfunkgenerationen

UMTS-System anfänglich dem EGPRS verweigert, schließlich wurden viele Milliarden in die Ersteuerung der UMTS-Lizenzen und die Entwicklung des technisch anspruchsvolleren UMTS investiert. Entgegen der anfänglich hochtrabenden Prognosen hat UMTS den Mobilfunkmarkt zunächst nur schwach penetriert. Ende August 2005 gab es weltweit 32 Millionen, im April 2006 47 Millionen 3G-Mobilfunkbenutzer, wobei Japan mit ca. 47 % aller 3G-Teilnehmer den Hauptanteil des Marktes ausmacht [Sau06]. Ende 2007 entfielen von ca. 97 Millionen Mobilfunkanschlüssen ca. 10 Millionen auf einen UMTS-Anschluss [Bit08]. Ferner ist auch die UMTS-Netzabdeckung in Deutschland noch längst nicht flächendeckend, so ist derzeit in vielen ländlichen Regionen kein UMTS-Empfang möglich.

Auf der CeBIT 2006 wurde daher von T-Mobile als erstem deutschen Netzbetreiber die Ausstattung des GSM-Netzes mit EGPRS angekündigt. Der Netzbetreiber T-Mobile sieht vor, EGPRS zur Grundabdeckung zu nutzen, wobei insbesondere ländliche Gebiete bedacht werden sollen, in denen eine UMTS-Versorgung vorerst nicht geplant ist. Bis 2007 sollten rund 10 000 Standorte mit neuen Basisstationen ausgestattet werden und 50 % der Bundesbürger mit EGPRS versorgbar sein, und bis Ende März/Anfang April 2008 soll die EDGE-Versorgung des Netzbetreibers T-Mobile bundesweit nahezu flächendeckend abgeschlossen sein [Tel08]. Somit stellt EGPRS insbesondere für Teilnehmer, welche aufgrund ihrer topologischen Lage weder Zugang zu DSL noch zu UMTS haben, eine Möglichkeit für einen Breitbandzugang dar [Opi06].

Der Netzbetreiber O₂ hat im November 2006 angekündigt [Boo06], künftig die GSM-Basisstation beim regulären zyklischen Hardwareaustausch auf EDGE-Technik aufzurüsten, und auch der Netzbetreiber Vodafone hat im Februar 2007 nachgezogen und die Aufrüstung des GSM-Systems mit EGPRS in ländlichen Gebieten, in denen kein UMTS angeboten wird, verkündet [Vod07]. In vielen Ländern spielt EGPRS bereits als kostengünstige Alternative zu UMTS eine große Rolle, beispielsweise kommt EPGRS in Osteuropa, aber auch in Österreich oder der Schweiz zum Einsatz und versorgt dort unter anderem dünn besiedelte Gebiete [Sau06].

Somit nimmt EDGE und insbesondere der Paketdatendienst EGPRS eine immer wichtiger werdende Rolle ein, da sich EGPRS mit relativ geringen Kosten in GSM-Systemen nachrüsten lässt und sich die Datenrate im Vergleich zu GPRS deutlich steigern lässt. Erst im Februar 2007 hat der Netzausrüster Ericsson angekündigt, das EDGE-System mit der Ausbaustufe *EDGE Evolution* [Eri07] zu versehen, wobei EDGE Evolution theoretisch eine maximale Datenrate von 1 Mbit/s bereitstellen kann. Diese Datenratensteigerung verglichen zu EGPRS wird durch die Verwendung von zwei Sendeträgern statt einem Träger, einer 16QAM oder 32QAM, womit sich vier bzw. fünf Bits statt bisher drei Bits pro Sendesymbol senden lassen, und durch die Verwendung von Turbo-Codes für die Fehlerkorrektur erzielt. EDGE Evolution wurde Ende 2007 in der 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) Spezifikation Release 7 in den EDGE Standard aufgenommen [3G07].

EDGE mit dem paketvermittelten Dienst EGPRS hat sich somit als stabile auf dem klassischen GSM-System stehende Säule etabliert und wird insbesondere in ländlichen Gebieten, in denen eine UMTS-Versorgung in absehbarer Zeit nicht bereitgestellt werden wird, eine sehr wichtige Rolle einnehmen. Somit stellt EDGE eine vielversprechende Realisierungsmöglichkeit für einen mobilen breitbandigen Teilnehmeranschluss dar. Diese Technologie stellt die Grundlage für das im Rahmen dieser Arbeit zugrunde gelegte Übertragungssystem dar.

1.1 Turbo-Entzerrung im EDGE-Mobilfunksystem

Wie bereits eingangs erwähnt, stellte Shannon bereits 1948 mit der nach ihm benannten Shannon-Grenze eine theoretische Obergrenze für die Datenträgung über gestörte Kanäle auf. Seitdem war es Ziel der Forschung, sich dieser Shannon-Grenze durch immer wieder verbesserte Codierungstechniken zu nähern.

Der entscheidende Durchbruch hierfür gelang 1993 den drei französischen Wissenschaftlern Berrou, Glavieux und Thitimajshima mit der Erfindung der *Turbo-Decodierung* [BGT93]. Senderseitig verwendeten sie zwei parallel verkettete Faltungscodes, die im Empfänger nach einem iterativen Schema decodiert werden. Bei diesem iterativen Schema werden abwechselnd der erste und der zweite Faltungscodes decodiert, und die jeweils durch einen Decodiervorgang des einen Faltungscodes neu dazugewonnene Information wird für den Decodiervorgang des anderen Faltungscodes verwendet.

Hiermit gelang es, sich der Kapazitätsgrenze nach Shannon für mit additivem weissen

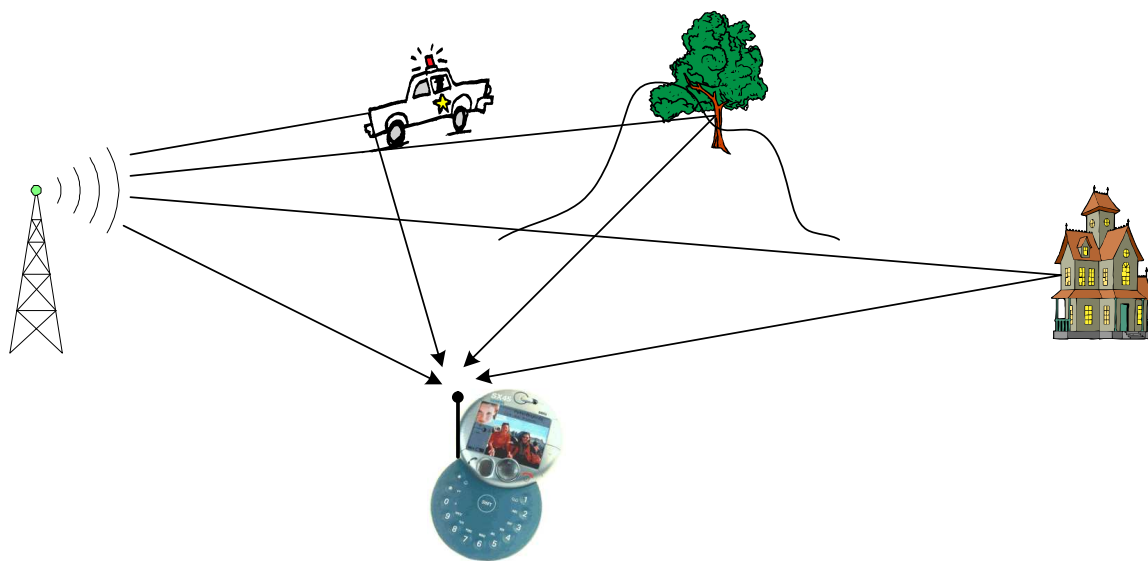


Abbildung 1.2: Exemplarisches Beispiel für Mehrwegeausbreitung im Mobilfunk

gaußischem Rauschen (AWGN) gestörte Kanäle bis auf 0.5 dB zu nähern. Mittlerweile kann die Shannon-Grenze von nicht-frequenzselektiven AWGN-Kanälen mithilfe geeigneter Turbo-Codes bis auf wenige Hundertstel dB erreicht werden [CF+01].

Neben Störungen durch Rauschen wird die Übertragung in Mobilfunksystemen auch von Intersymbolinterferenzen des Mobilfunkkanals gestört. Diese Intersymbolinterferenzen werden z.B. durch Reflektionen an Gebäuden, Fahrzeugen oder der Topologie und daraus resultierenden Mehrwegeausbreitungen des Sendesignals zum Empfänger verursacht, wie exemplarisch in Abbildung 1.2 dargestellt. Im Empfänger werden daher Entzerrer zur Minimierung bzw. Auslöschung dieser Intersymbolinterferenzen verwendet. Verglichen mit dem GSM-System stellt das EDGE-System durch die Verwendung der 8-PSK Modulation höhere Anforderungen an die Entzerrung, da die Symbole des 8-PSK Symbolalphabets eine geringere euklidische Distanz im Vergleich zu den GMSK-Symbolen des GSM-Systems aufweisen und somit die 8-PSK Symbole im EDGE-System anfälliger gegen Störungen sind. Eine Übersicht zu nicht-iterativen Entzerrerverfahren für das EDGE-System findet sich z.B. in [GS02].

Das der Turbo-Decodierung zugrunde liegende Prinzip der iterativen Detektion lässt sich auch auf eine iterative Entzerrung übertragen, der sogenannten *Turbo-Entzerrung*. Das Verfahren der Turbo-Entzerrung wurde erstmalig 1995 in [DJ+95] veröffentlicht, wobei im Sender ein Kanalencoder vorausgesetzt wird und der Intersymbol-Interferenz (ISI) Kanal als nicht-rekursiver Faltungscoder mit der Coderate $R = 1$ betrachtet wird, so dass im Empfänger im iterativen Wechsel die Entzerrung des ISI-Kanals und die Decodierung er-

folgt. Verglichen mit einer nicht-iterativ durchgeführten Entzerrung lassen sich so Gewinne von bis zu mehreren dB erzielen. Eine sehr gute Übersicht von verschiedenen Turbo-Entzerrern ist z.B. [TKS02] zu entnehmen.

Die Technik der Turbo-Entzerrung lässt sich insbesondere sehr effizient auf bereits bestehende und standardisierte Systeme anwenden, da senderseitig keine Veränderungen vorgenommen werden müssen, sondern nur Modifikationen im Empfänger erforderlich sind. Somit eignet sich die Turbo-Entzerrung grundsätzlich sehr gut für eine nachträgliche Verbesserung der Entzerrung in Empfängern des EDGE-Systems.

Ein sehr wichtiger Aspekt beim Entwurf von mobilen Kommunikationsgeräten stellt die Verlustleistungsaufnahme dar. Eine erhöhte Verlustleistungsaufnahme geht einher mit einer verkürzten Akkulaufzeit des mobilen Geräts, so dass entweder die Betriebszeit zwischen den Ladezyklen verkürzt wird oder die Verwendung eines größeren und damit schwereren Akkus zum Ausgleich des erhöhten Leistungsbedarfs notwendig wird.

Somit richtet sich ein Augenmerk dieser Arbeit nicht nur auf die Evaluierung und Weiterentwicklung von Algorithmen der Turbo-Entzerrung im EDGE-Mobilfunksystem hinsichtlich der Leistungsfähigkeit der Entzerrung, sondern ein wichtiger Nebenaspekt betrifft auch die Komplexität dieser Algorithmen. Ein zwar von der Qualität der Entzerrung her sehr leistungsfähiger Algorithmus, welcher allerdings aufgrund seiner hohen Komplexität bei der Implementierung eine große Chipfläche mit vielen Transistoren benötigt, stellt keine praktikable Lösung für eine Realisierung in einem mobilen Kommunikationsgerät dar.

1.2 Struktur und Einordnung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist in zwei verschiedene Bereiche aufgeteilt: Zunächst wird im ersten Teil, d.h. den Kapiteln 2 - 5, systemunabhängig auf die digitale Übertragung über frequenzselektive Kanäle und die Turbo-Entzerrung hierfür eingegangen, während ab dem Kapitel 6 speziell die Turbo-Entzerrung für das EDGE-Mobilfunksystem behandelt wird. Dieser Aufspaltung der Arbeit liegt die Intention zugrunde, dass zunächst die Turbo-Entzerrung völlig losgelöst von praktischen Systemen unter Verwendung eines einfach zu reproduzierenden Simulationsszenarios untersucht wird. Das hierbei zugrunde gelegte Simulationsszenario wurde in vielen Veröffentlichungen zur Turbo-Entzerrung verwendet, wie z.B. in [TKS02], so dass sich die in dieser Arbeit gewonnenen Ergebnisse direkt mit anderen aus der Literatur bekannten Entzerreralgorithmen vergleichen lassen. Anschließend werden die dabei gewonnenen Erkenntnisse anhand des praktischen Beispiels des EDGE-Mobilfunksystems auf ein reales System übertragen und dort systemnah verifiziert.

Zunächst werden in Kapitel 2 Grundlagen der digitalen Übertragung über frequenzselektive Kanäle aufgezeigt, wobei das Sendermodell und das Tiefpasskanalmodell für die in den Kapiteln 3 - 5 zugrunde gelegten zeitdiskreten Kanäle erläutert wird. Des Weiteren wird auf die Shannon-Grenze eingegangen, zunächst für AWGN-Kanäle ohne Intersymbolinterferenzen und dann für frequenzselektive AWGN-Kanäle.

Zu Beginn des Kapitels 3 wird eine Einführung in das *Turbo-Prinzip* gegeben, wobei auf die *Soft-In-Soft-Out* (SISO) Komponenten für die Detektion in iterativen Systemen und die dabei zugrunde gelegte Darstellung der weichen Wahrscheinlichkeitsinformation über die Bits in Form von Log-Likelihood-Werten eingegangen wird. Anschliessend wird der mathematisch optimale SISO-Detektor für die Turbo-Codierung und die Turbo-Entzerrung, der *Maximum A-Posteriori* (MAP) Algorithmus, erläutert. Dieser MAP-Algorithmus betrachtet den ISI-Kanal als Faltungscoder mit der Coderate $R = 1$, womit der ISI-Kanal als eine Markov-Kette mit definierten Zustandsübergängen modelliert werden kann. Der MAP-Algorithmus bildet unter Verwendung der empfangenen Symbole und A-Priori Information die möglichen Zustandsübergänge nach und ermittelt das jeweils am wahrscheinlichsten ausgesandte Sendesymbol. Somit kann der für die Entzerrung verwendete MAP-Algorithmus als zustandsbasierter Entzerrer bezeichnet werden, ebenso wie die im weiteren Verlaufe dieses Kapitels aufgezeigten komplexitätsreduzierten zustandsbasierten SISO Algorithmen. Abschliessend wird das *Extrinsic Information Transfer* (EXIT)-Chart als Werkzeug zur Visualisierung des Austausches der extrinsischen Information zwischen SISO-Komponenten eines Turbo-Empfängers eingeführt.

Das Kapitel 4 gibt einen umfassenden Überblick über verschiedene filterbasierte SISO Turbo-Entzerrer, bei denen die Filterkoeffizienten auf Grundlage einer *Minimum Mean Squared Error* (MMSE) Kostenfunktion berechnet werden. Zunächst wird der optimale streng lineare filterbasierte SISO Entzerrer für nicht-korrelierte A-Priori Information erläutert, welcher für jedes zu entzerrende Symbole die Filterkoeffizienten in Abhängigkeit der vorliegenden A-Priori Information neu berechnet. Nachfolgend werden verschiedene komplexitätsreduzierte filterbasierte SISO Entzerrer aufgezeigt. Es zeigt sich, dass der besagte optimale filterbasierte SISO Entzerrer zwar eine sehr gute Leistungsfähigkeit bezüglich der Entzerrung bietet, allerdings geht diese sehr gut Leistungsfähigkeit mit einem sehr hohen Komplexitätsbedarf einher. Die komplexitätsreduzierten SISO Entzerrer hingegen zeigen entweder sehr deutliche Einbussen bezüglich der Leistungsfähigkeit bei den zu Grunde gelegten Simulationsszenarien, oder aber einen im Vergleich zu den sehr implementierungsgünstigen aber leistungsschwachen SISO Entzerrern immer noch hohen Implementierungsaufwand.

Im Kapitel 5 werden die zuvor erläuterten filterbasierten SISO Entzerrer im Hinblick auf die in Kapitel 3 aufgezeigten zustandsbasierten Entzerrer informationstheoretisch bezüglich der zu verwendenden A-Priori Information miteinander verglichen. Es wird aufgezeigt, dass bei der strikten Anwendung des Turbo-Prinzips, bei dem zwischen den SISO Komponenten jeweils die extrinsische Information, d.h. die durch die jeweilige SISO Komponente neu hinzugewonnene Information, ausgetauscht wird, die zuvor erläuterten filterbasierten SISO Entzerrer nicht sämtliche zur Verfügung stehende Information zur Schätzung der Intersymbolinterferenzen und somit zur Entzerrung verwenden. Auf Grundlage dieser Ausführungen wird ein filterbasierter SISO Turbo-Entzerrer vorgeschlagen, der die volle A-Posteriori Information des Kanaldecoders für die Entzerrung verwendet und mittels eines Rückkoppelzweigs aus dem jeweiligen Entzerrvorgang frisch gewonnene weiche Information für die Schätzung der Intersymbol-Interferenzen zurückkoppelt. Dieser filterba-

sierte SISO Entzerrer mit Rückkoppelzweig zeigt trotz seiner geringen Komplexität bei den verschiedenen Simulationsszenarien bei der Verwendung als iterativer SISO Entzerrer bei der Turbo-Entzerrung eine sehr gute Leistungsfähigkeit.

Anschließend wird in Kapitel 6 das EDGE-Mobilfunksystem, der Fading-Mobilfunkkanal und der paketvermittelte Datendienst EGPRS erläutert. Zunächst werden verschiedene komplexitätsreduzierte zustandsbasierte SISO Entzerrer für den Einsatz als Turbo-Entzerrer für EDGE aufgezeigt, und nachfolgend werden die zuvor vorgestellten verschiedenen filterbasierten SISO Entzerrer als Turbo-Entzerrer im EDGE-System eingebunden und die verschiedenen SISO Entzerrer werden ausführlich bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit untersucht.

Im weiteren Verlaufe des Kapitels 6 wird auf die Kanalschätzung im EDGE-System eingegangen und es wird zunächst die klassische, nicht-iterative *Maximum Likelihood* (ML) Kanalschätzung auf Basis der im EDGE-System bekannten Trainingssymbole dargelegt. Anschliessend werden verschiedene Kanalschätzalgorithmen für die iterative Kanalschätzung vorgestellt, so dass im EDGE-Empfänger die Kanalschätzung, die Entzerrung und die Kanaldecodierung in einem iterativen Prozess nacheinander ausgeführt werden. Abschliessend wird in Kapitel 6 ein Ausblick für eine verknüpfte Kanalschätzung und filterbasierte SISO Entzerrung gegeben, bei der die Filterkoeffizienten des SISO Entzerrers unter Berücksichtigung der Qualität der geschätzten Kanalimpulsantwort berechnet werden.

Verschiedene Methoden für eine verlustleistungsarme Implementierung des iterativen EDGE-Empfängers werden schließlich in Kapitel 7 aufgezeigt, wobei insbesondere die algorithmische Ebene betrachtet wird. Primär werden verschiedene komplexitätsreduzierte Algorithmen für ausgewählte Komponenten des iterativen EDGE-Empfängers behandelt. Abschliessend wird ein solch komplexitätsreduzierter und bezüglich der Implementierung optimierter iterativer EDGE-Empfänger hinsichtlich seiner Leistungsfähigkeit beim paketvermittelten Datendienst EGPRS anhand von Simulationen verifiziert.

Schließlich wird diese Arbeit in Kapitel 8 durch eine Diskussion und einen Ausblick abgeschlossen.

Kapitel 2

Grundlagen digitaler Kommunikation über frequenzselektive Kanäle

Digitale Signalübertragungen über bandbegrenzte Kanäle werden neben Interferenzen von anderen Teilnehmern typischerweise durch zwei Faktoren beeinträchtigt, zum Ersten durch additives Rauschen und zum Zweiten durch Intersymbolinterferenzen (ISI), welche von frequenzselektiven Kanälen verursacht werden. Bei Funkkanälen wird die Übertragung durch einen dritten Faktor, dem Fading, beeinträchtigt, welches durch Bewegungen des Senders und/oder Empfängers und durch bewegte Objekte in der Übertragungstrecke verursacht wird.

In dieser Arbeit werden zunächst in den Kapiteln 3 - 5 zeitinvariante Kanäle bei den Simulationszenarien zur Verifikation der Turbo-Entzerrung verwendet, während ab dem Kapitel 6 zeitvariante Mobilfunkkanäle speziell für das EDGE-Mobilfunksystem betrachtet werden. Diese Aufspaltung der Arbeit liegt die folgende Intention zugrunde:

Zunächst soll die Turbo-Entzerrung systemunabhängig und unter Verwendung eines einfach reproduzierbaren Simulationsszenarios untersucht werden, bei dem die Anzahl der einstellbaren Parameter möglichst gering gehalten ist. Anschließend werden die dabei gewonnenen Erkenntnisse anhand des praktischen Beispiels des EDGE-Mobilfunksystems auf ein reales System übertragen und dort systemnah verifiziert.

Dieses Kapitel beschreibt zunächst das zugrunde gelegte Sendermodell und die bei den Simulationsszenarien verwendeten zeitdiskreten zeitinvarianten Kanalmodelle, während auf die Modellierung der zeitvarianten Mobilfunkkanäle in Kapitel 6 gesondert eingegangen wird. Im weiteren Verlaufe dieses Kapitels wird auf die Kanalkapazität nach Shannon eingegangen und es wird eine Berechnungsmethode zur Berechnung der Kanalkapazität von frequenzselektiven Kanälen erläutert. Mithilfe dieser Berechnungsmethode werden anschließend die Kanalkapazitäten der zuvor vorgestellten zeitdiskreten Kanalmodelle ermittelt, aus denen sich in Abhängigkeit von einer vorgegebenen Informationsbitrate die jeweilige Übertragungsgrenze ableiten lässt, d.h. ein minimales SNR bei dem noch eine fehlerfreie Übertragung theoretisch möglich ist.

2.1 Sendermodell und Nomenklatur

Störungen durch additives Rauschen treten in allen praktischen Übertragungssystem auf und werden üblicherweise durch die Verwendung von geeigneten Kanalcodierungstechniken abgeschwächt, wobei im Sender eine Kanalcodierung vorgenommen wird und im Empfänger durch das additive Rauschen verursachte Fehler von dem entsprechenden Kanaldecoder korrigiert werden können. Die Abbildung 2.1 zeigt das in dieser Arbeit zu Grunde gelegte Sendermodell, welches eine Kanalcodierung umfasst. Wie im folgenden Kapitel 3 erläutert wird, ist die Kanalcodierung eine wichtige Voraussetzung für die in dieser Arbeit untersuchte Turbo-Entzerrung.

Eine ideale Informationsquelle generiert eine Sequenz von K_b unabhängigen und gleichverteilten zufälligen Informationsbits $\{b_k\}$. Diese Informationsbits werden von dem Encoder mit einer Coderate $R = K_b/K_c$ codiert, z.B. durch einen Faltungscodiercode oder einen Blockcode, so dass vom Encoder eine Sequenz von K_c Codebits $\{c'_{n,i}\}$ ausgegeben wird. Die Bedeutung und die Wahl des Indexes n,i der Codebits $c'_{n,i}$ wird später in Bezug auf den Symbolmapper erläutert. Die Sequenz der Codebits $\{c'_{n,i}\}$ wird durch den Interleaver zu einer gleich langen Sequenz Codebits $\{c_{n,i}\}$ verwürfelt:

$$\{c_{n,i}\} = \Pi(\{c'_{n,i}\}). \quad (2.1)$$

Durch diese Verwürfelung können, je nach Sequenzlänge und Permutationsvorschrift Π des Interleavers, quasi statistisch unabhängige Codebits $\{c_{n,i}\}$ erzeugt werden. Auf die genaue Bedeutung des Interleavers wird in Abschnitt 3.2 genauer eingegangen.

Die Sequenz der verwürfelten Codebits $\{c_{n,i}\}$ wird anschliessend von dem Symbolmapper in Abhängigkeit einer Abbildungsvorschrift auf eine Sequenz von Sendesymbolen $\{d_n\}$ abgebildet. Diese Abbildungsvorschrift ist einer bestimmten Modulationsart zugeordnet wie z.B. BPSK, QAM oder PSK. Entsprechend der jeweiligen Modulationsart umfasst die Abbildungsvorschrift ein Symbolalphabet Υ mit A Sendesymbolen:

$$\Upsilon = \{\alpha_1, \dots, \alpha_A\}. \quad (2.2)$$

Jedes Symbol α_j mit $j \in \{1, \dots, A\}$ ist einem Bitmuster $\mathbf{m}_j \hat{=} [m_{j,1} \dots m_{j,B}]$ bestehend aus $B = \text{ld}(A)$ Bits zugeordnet. Somit kann der Symbolmapper einen aus B Bits bestehenden Codevektor $\mathbf{c}_n = [c_{n,1} \dots c_{n,B}]$ auf ein Sendesymbol d_n abbilden. In Bezug auf den zuvor eingeführten Index n,i der Codebits $c'_{n,i}$ gilt somit $i \in \{1, \dots, B\}$ in Abhängigkeit von der Abbildungsvorschrift. Diese Wahl der Notation erweist sich in dieser Arbeit

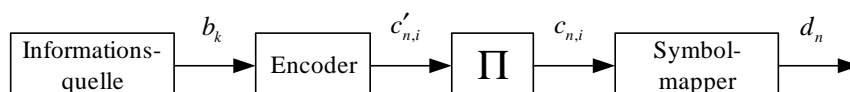


Abbildung 2.1: Senderseitige Codierung und Symbolmapping

als vorteilhaft, da bei den verschiedenen Entzerrern häufig Berechnungen auf Basis der Codebits und den Sendesymbolen durchzuführen sind und somit eine leicht verständliche Zuordnung von B Codebits $\mathbf{c}_n = [c_{n,1} \dots c_{n,B}]$ aus der Menge der Codebits $\{c_{n,i}\}$ zu dem entsprechenden Sendesymbol d_n erzielt werden kann. Je nach verwendeter Modulation können die Sendesymbole reell oder komplex sein.

Im Anhang ist in A.1.1 die Abbildungsvorschrift für die in den Kapiteln 3 - 5 verwendete BPSK Modulation und in A.1.2 die beim EDGE-Mobilfunksystem verwendete Abbildungsvorschrift bei der 8-PSK Modulation dargestellt.

Bezüglich der Abbildungsvorschrift wird angenommen, dass die Sendesymbole mittelwertfrei sind, d.h.

$$\sum_{j=1}^A \alpha_j = 0, \quad (2.3)$$

und dass die mittlere Energie E_s pro Sendesymbol d_n als der Erwartungswert

$$E_s = E\{d_n d_n^*\} \quad (2.4)$$

definiert ist.

Die Abbildung 2.1 stellt nur eine schematische Darstellung der zeitdiskreten Signalverarbeitung im Sender bis zum Signalmapper dar. Die zeitdiskreten Sendesymbole $\{d_n\}$ werden dann einem Signalmodulator mit einer Rate von $1/T_s$ Symbolen pro Sekunden zugeführt (nicht in Abbildung 2.1 dargestellt), wobei T_s die Symboldauer kennzeichnet. Anschließend wird das modulierte Sendesignal über einen Kanal übertragen.

Das in Abbildung 2.1 dargestellte Sendermodell stellt eine Variante der codierten Modulation dar, und zwar die sogenannte *Bit Interleaved Coded Modulation* (BICM), da die codierten Bits $c'_{n,i}$ durch den Interleaver verwürfelt werden, bevor sie durch den Symbolmapper entsprechend der Modulation auf die Sendesymbole abgebildet werden. Die BICM eignet sich gut für Fadingkanäle und wird dementsprechend, in leicht abgewandelter Form, auch im später betrachteten EDGE-System verwendet. Insofern wird die BICM für das in den Kapitel in den Kapiteln 3 - 5 und in diesem Abschnitt vorgestellte Sendermodell zugrunde gelegt, damit sich die Ergebnisse vom Grundsatz her auch das EDGE-Mobilfunksystem übertragen lassen.

Eine weitere, hier nicht betrachtete codierte Modulation, stellt die *Trelliscodierte Modulation* (TCM) [Ung82] dar, welche ursprünglich für AWGN-Kanäle entwickelt wurde, die allerdings für Fading-Kanäle nur bedingt geeignet ist.

2.2 Zeitdiskretes Kanalmodell

In Rahmen dieser Arbeit werden nur bandbegrenzte Kanäle betrachtet. Abbildung 2.1 stellt im oberen Teil ein analoges Kanalmodell dar, welches neben dem physikalischen Kanal mit der Impulsantwort $h_C(t)$ auch die üblicherweise analog implementierten Sendefilter

$h_{TX}(t)$ und Empfangsfilter $h_{RX}(t)$ umfasst. Die Sende- und Empfangsfilter können jedoch auch digital implementiert sein, was allerdings für das hier verwendete Kanalmodell nicht relevant ist. Des Weiteren wird mit $w(t)$ ein additiver weißer gaußscher Rauschprozess dargestellt.

Das im unteren Teil der Abbildung 2.1 dargestellte zeitdiskrete äquivalente Basisbandkanalmodell wird durch Abtastung des analogen Kanalmodells mit dem Symboltakt $1/T_s$ gewonnen und umfasst somit neben dem physikalischen Kanal auch die Sende- und Empfangsfilter, wobei eine perfekte Synchronisation von Abtastphase und Abtastzeitpunkt angenommen wird.

Die zeitdiskrete Impulsantwort des äquivalenten Basisbandkanalmodells wird durch eine endliche Anzahl von L Kanalkoeffizienten in einem Kanalkoeffizientenvektor

$$\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L-1}]^T \quad (2.5)$$

zusammengefasst. Hierbei wird angenommen, dass die Kanalimpulsantwort mehr als einen Kanalkoeffizienten, d.h. $L > 1$ aufweist, und somit Intersymbol-Interferenzen, z.B. bedingt durch Laufzeitunterschieden bei Mobilfunkkanälen, verursacht werden. Der Kanal wird dann frequenzselektiv und kann durch ein zeitdiskretes Modell mit $L - 1$ Verzögerungselementen, wie in Abbildung 2.3 dargestellt, realisiert werden.

Somit lässt sich ein Empfangssymbol r_n in Abhängigkeit der zeitdiskreten Kanalimpulsantwort \mathbf{h} , den Sendesymbolen $\{d_n\}$ und dem Rauschen w_n wie folgt berechnen:

$$r_n = \sum_{i=0}^{L-1} h_i d_{n-i} + w_n. \quad (2.6)$$

Des Weiteren sei angenommen, dass das Empfangsfilter mit der analogen Impulsantwort $h_{RX}(t)$ derart gewählt ist, dass das Rauschen w_n zu den Abtastzeitpunkten weiß bleibt.

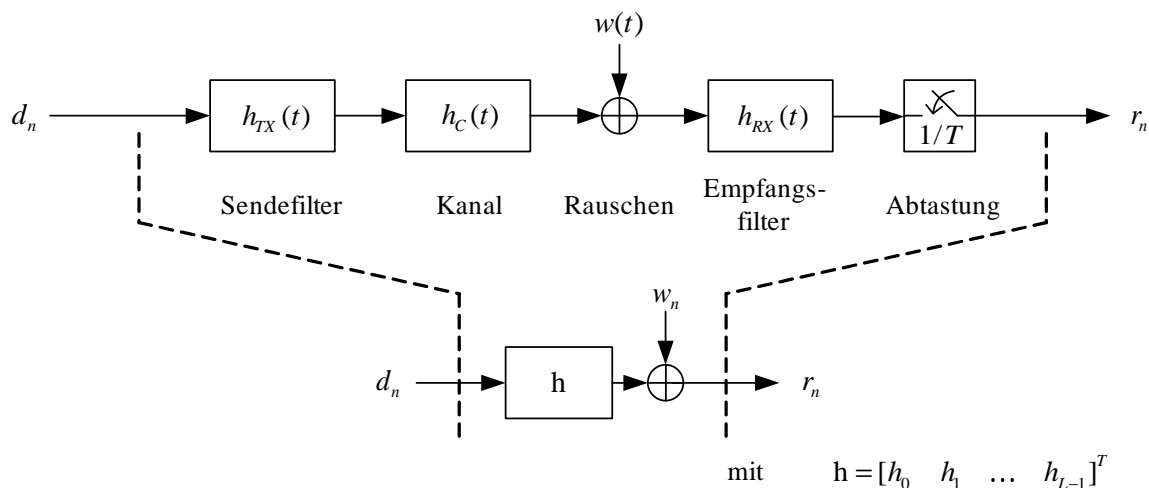


Abbildung 2.2: Zeitdiskretes Kanalmodell im Basisband

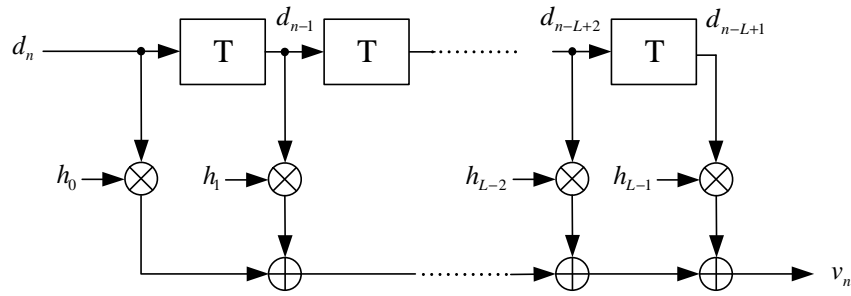


Abbildung 2.3: Frequenzselektives zeitdiskretes Kanalmodell

Dies ist z.B. dann der Fall, wenn die Übertragungsfunktion $H_{RX}(f)$ des Empfangsfilters eine Wurzel-Nyquist-Charakteristik hat. Eine konstante Rauschleistungsdichte ergibt sich für das abgetastete Rauschen w_n bei einer Rauschleistungsdichte N'_0 des komplexen weißen gaußschen Rauschens $n(t)$, wenn die Bedingung

$$N'_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| H_{RX} \left(f - \frac{n}{T_s} \right) \right|^2 = const \quad (2.7)$$

gilt, d.h. wenn die 1. Nyquist-Bedingung für H_{RX} erfüllt ist.

Somit wird die additive Rauschstörung w_n des zeitdiskreten Modells als weiß und gaußverteilt mit der Varianz

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \quad (2.8)$$

pro reelle Dimension angenommen, wobei N_0 die Rauschleistungsdichte im äquivalenten Basisbandmodell darstellt. Ferner sei angenommen, dass die additive Rauschstörung w_n mittelwertfrei sei:

$$E\{w_n\} = 0. \quad (2.9)$$

Für die komplexen Rauschwerte w_n gilt daher

$$E\{w_n w_l^*\} = N_0 \delta_{n,l} \quad (2.10)$$

mit

$$\delta_{n,l} = \begin{cases} 1 & \text{für } n = l \\ 0 & \text{für } n \neq l. \end{cases} \quad (2.11)$$

Bei rein reellen Kanalmodellen, d.h. bei reellen Kanalkoeffizienten h_i mit $i \in \{0, \dots, L-1\}$ und bei reellen Sendesymbolen $\{d_n\}$, wird der Imaginärteil der Rauschwerte w_n irrelevant und somit berechnet sich die Energie aus (2.9) für diesen rein reellen Fall zu

$$E\{w_n w_l\} = \frac{N_0}{2} \delta_{n,l}. \quad (2.12)$$

Somit ergibt sich die Gesamtvarianzvarianz σ_w^2 des weissen, gaußschen Rauschens in Abhängigkeit des Kanalmodells zu

$$\sigma_w^2 = E \{w_n w_n^*\} = \begin{cases} \frac{N_0}{2} & \text{für reelle Kanalmodelle} \\ N_0 & \text{für komplexe Kanalmodelle.} \end{cases} \quad (2.13)$$

2.3 Zeitdiskrete Testkanäle

Wie schon zuvor beschrieben, werden zunächst in den Kapiteln 3 - 5 nur zeitinvariante Kanäle verwendet, während später auf die zeitvarianten Kanäle für das EDGE-Mobilfunksystem eingegangen wird. In diesem Abschnitt werden die zeitdiskreten Kanalmodelle der in dieser Arbeit untersuchten zeitinvarianten Kanäle erläutert.

Zeitinvariante Kanäle sind zwar für den Mobilfunk aus praktischer Sicht zunächst nur von geringer Bedeutung, da in Mobilfunksystemen durch Bewegungen des Senders oder des Empfängers und durch bewegte Objekte in der Übertragungsstrecke üblicherweise Fading verursacht wird. Allerdings eignen sich zeitinvariante Kanalmodelle hervorragend für grundsätzliche Untersuchungen bezüglich der Leistungsfähigkeit von Entzerrern, da die Anzahl der Parameter gering gehalten werden kann und sich die jeweiligen zu Grunde gelegten zeitdiskreten Kanäle perfekt rekonstruieren lassen.

Proakis gibt in [Pro95] einen Kanal mit 5 Kanalkoeffizienten an, welcher sehr starke Intersymbol-Interferenzen verursacht:

$$\mathbf{h} = [0.227 \quad 0.46 \quad 0.688 \quad 0.46 \quad 0.227]^T. \quad (2.14)$$

Dieser im Folgenden als Proakis C Kanal bezeichnete Kanal weist aufgrund spektraler Nullstellen in der Z-Ebene sehr starke frequenzabhängige Einbrüche im Betragsgang der Übertragungsfunktion auf, wie in Abbildung 2.4 dargestellt. Somit stellt der Proakis C Kanal besonders hohe Anforderungen an die Entzerrung im Empfänger.

Dieser Proakis C Kanal wurde in der Literatur von verschiedenen Autoren für Simulationsszenarien zur Untersuchung der Leistungsfähigkeit von verschiedenen Turbo-Entzerrern verwendet, wie z.B. von Tüchler in [TKS02]. Somit lassen sich die in dieser Arbeit in den Kapiteln 3 - 5 ermittelten Simulationsergebnisse sehr gut mit anderen aus der Literatur bekannten Ergebnissen vergleichen, welche ebenfalls den Proakis C Kanal verwenden.

Da der Proakis C Kanal sehr starke Intersymbol-Interferenzen verursacht, und somit mehr als ein Worst-Case Kanal als ein praxisrelevanter Kanal betrachtet werden kann, wird noch der aus [DJ+95] bekannte folgende minimalphasige Kanal als zweites zeitdiskretes Kanalmodell verwendet:

$$\mathbf{h} = [\sqrt{0.45} \quad \sqrt{0.25} \quad \sqrt{0.15} \quad \sqrt{0.1} \quad \sqrt{0.05}]^T. \quad (2.15)$$

Der Betragsgang der Übertragungsfunktion des minimalphasigen Kanals ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Die Frequenzselektivität ist beim minimalphasigen Kanal deutlich schwächer als beim Proakis C Kanal ausgeprägt, folglich stellt der minimalphasige Kanal auch

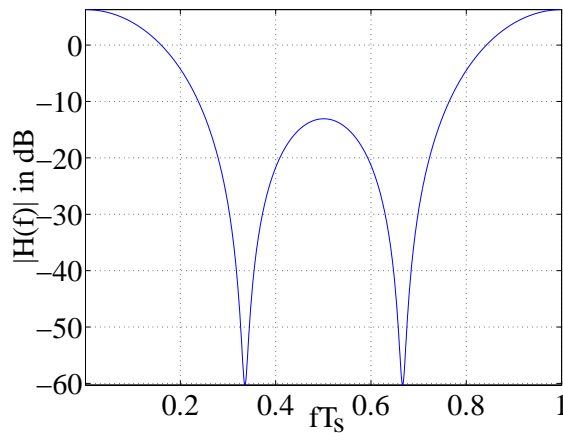


Abbildung 2.4: Betrag der Übertragungsfunktion des Proakis C Kanals

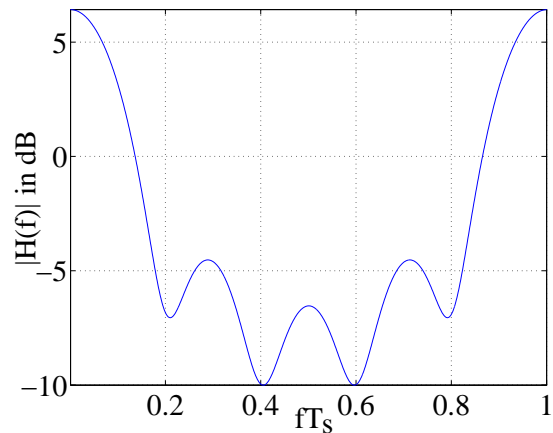


Abbildung 2.5: Betrag der Übertragungsfunktion des minimalphasigen Kanals

geringere Anforderungen an die Entzerrung.

Die Energie der Kanalimpulsantwort ist bei beiden zeitdiskreten Kanälen gleich eins, d.h. der Kanal verstärkt und dämpft das Sendesignal nicht:

$$\sum_{i=0}^{L-1} |h_i|^2 = 1. \quad (2.16)$$

2.4 Kanalkapazität

Ein Grundpfeiler der modernen Nachrichtenübertragung wurde 1948 von Claude E. Shannon mit der Einführung der Kanalkapazität gelegt [Sha48], [Sha49]. Die Kanalkapazität nach Shannon definiert eine theoretische Grenze für die Übertragungsrate, bis zu der eine fehlerfreie Übertragung über einen Kanal möglich ist. Formal betrachtet ist die Kanalkapazität als maximale Transinformation zwischen Sender und Empfänger definiert.

Im Folgenden wird zunächst auf die Ermittlung der Kanalkapazität für zeitdiskrete Kanäle ohne Intersymbolinterferenzen, d.h. für $L = 1$, eingegangen, und nachfolgend wird eine Berechnungsmöglichkeit der Kanalkapazität für frequenzselektive Kanäle unter Verwendung einer DFT erläutert. Hiermit werden dann die Kanalkapazitäten für die in Abschnitt 2.3 vorgestellten zeitdiskreten ISI-Kanalmodelle berechnet.

2.4.1 Kanalkapazität von AWGN Kanälen

Wird ein analoger auf die Bandbreite W bandbegrenzter reeller Kanal betrachtet, über den reelle, mittelwertfreie und normalverteilte Daten mit der Leistung P_s übertragen werden,

und wird eine additive weiße gaußsche und mittelwertfreier Rauschstörung mit der zweiseitigen Rauschleistungsdichte $N_0/2$ zu Grunde gelegt, so berechnet sich die Kanalkapazität zu [CT91]

$$C_r^* = W \cdot \text{ld} \left(1 + \frac{P_s}{N_0 W} \right) \quad \text{mit} \quad [C_r] = \frac{\text{bit}}{\text{s}}. \quad (2.17)$$

Aus der Berechnungsvorschrift für analoge Kanäle lässt sich per Abtastung im Symboltakt $1/T_s$, d.h. mit Nyquist-Rate [Nyq28], der entsprechende zeitdiskrete AWGN Kanal ermitteln, wobei gemäß der Nyquist-Rate folgender Zusammenhang zwischen der Bandbreite W und dem Symboldauer T_s besteht:

$$T_s = \frac{1}{2W}. \quad (2.18)$$

Die mittlere Energie E_s eines Sendesymbols d_n berechnet sich damit in Abhängigkeit der Sendeleistung P_s und der Symboldauer T_s zu

$$E_s = P_s \cdot T_s. \quad (2.19)$$

Gemäß (2.18) können pro Sekunde $2W$ Sendesymbole über den Kanal übertragen werden, und somit ergibt sich die Kanalkapazität des reellen, zeitdiskreten AWGN Kanals zu

$$\underbrace{C_r^* \cdot T_s}_{C_r} = \frac{1}{2} \text{ld} \left(1 + \frac{2E_s}{N_0} \right) \quad \text{mit} \quad [C_r] = \frac{\text{bit}}{\text{Symbol}}. \quad (2.20)$$

Der Übergang zur Berechnung der Kanalkapazität bei komplexen zeitdiskreten AWGN-Kanälen kann sehr einfach vorgenommen werden, in dem der komplexe AWGN-Kanal als zwei orthogonale reelle AWGN Kanäle der gleichen Bandbreite W mit jeweils der Rauschleistungsdichte $N_0/2$ betrachtet wird, und die mittlere Energie jedes komplexen Sendesymbols gleichermaßen auf die beiden reellen Dimensionen aufgeteilt wird:

$$C_k = \text{ld} \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \right) \quad \text{mit} \quad [C_k] = \frac{\text{bit}}{\text{Symbol}}. \quad (2.21)$$

Abbildung 2.6 zeigt die Kanalkapazitäten für den reellen und komplexen AWGN Kanal nach Shannon in Abhängigkeit vom SNR.

Aus (2.20) und (2.21) lässt sich die maximale Informationsdatenrate R' der gesendeten Informationsbits berechnen, bei der bei einem vorgegebenem SNR eine fehlerfreie Datenübertragung nach Shannon möglich ist. Dies soll nun am Beispiel der Kanalkapazität des reellen AWGN Kanals erläutert werden, wobei sich die Ergebnisse analog auf den komplexen AWGN Kanal übertragen lassen.

Die mittlere Energie eines Informationsbits berechnet sich in Abhängigkeit der mittleren Energie E_s des Sendesymbols, der Anzahl Bits pro Sendesymbol B und der Coderate R wie folgt:

$$E_b = \frac{E_s}{R \cdot B}. \quad (2.22)$$

Somit ergibt sich die Informationsbitrate zu $R' = R \cdot B$ Informationsbits pro Sendesymbol, und für die mittlere Energie eines Informationsbits gilt:

$$E_b = \frac{E_s}{R'}. \quad (2.23)$$

Die Informationsbitrate R' kann, im Gegensatz zur Coderate R , bei mehreren Bits pro Sendesymbol aufweisenden Modulationsarten auch größer eins werden. Somit kann die Kanalkapazität des reellen AWGN-Kanals mit (2.23) und (2.20) wie folgt angegeben werden:

$$C_r = \frac{1}{2} \text{ld} \left(1 + \frac{2E_b \cdot R'}{N_0} \right). \quad (2.24)$$

Hiermit kann für eine vorgegebene Informationsbitrate R' das minimal benötigte E_b/N_0 folgendermaßen bestimmt werden:

$$R' \leq C_r = \frac{1}{2} \text{ld} \left(1 + \frac{2E_b \cdot R'}{N_0} \right), \quad (2.25)$$

$$\frac{E_b}{N_0} \geq \frac{2^{2R'} - 1}{2 \cdot R'}.$$

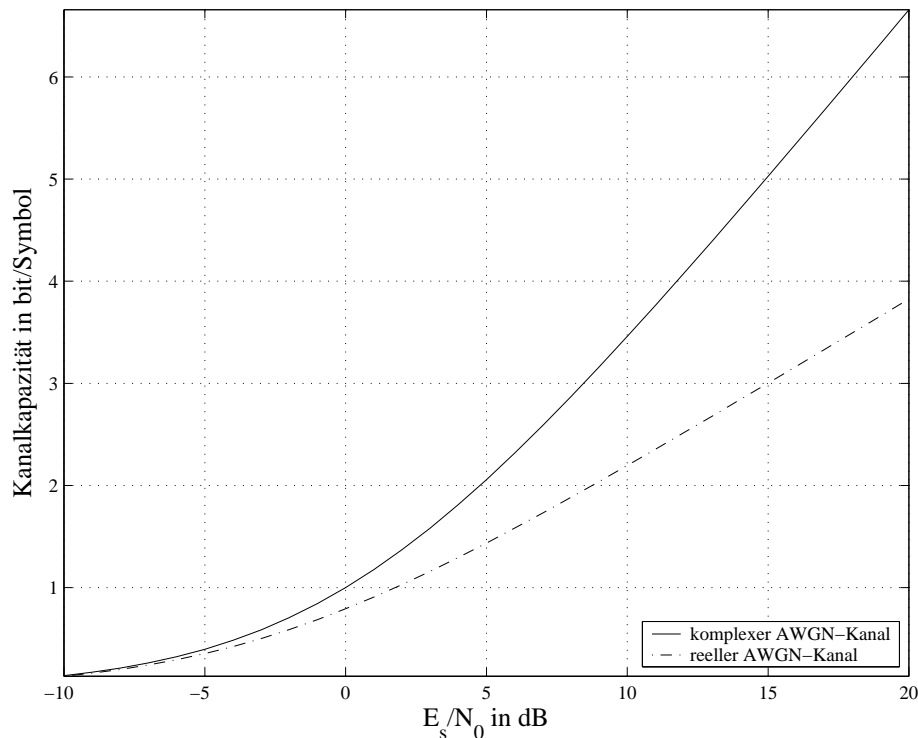


Abbildung 2.6: Kanalkapazitäten nach Shannon für den reellen und komplexen AWGN-Kanal

Somit können, eine optimale Codierung vorausgesetzt, Daten trotz eines gestörten Kanals fehlerfrei übertragen werden, solange die Informationsbitrate R' unterhalb der Grenze der Kanalkapazität C nach Shannon liegt.

Des Weiteren lässt sich aus (2.25) das minimale E_b/N_0 bestimmen, bei dem eine fehlerfreie Datenübertragung möglich ist. Dieses minimale E_b/N_0 bestimmt sich aus (2.25) bei einer infinitesimal kleinen Informationsbitrate $R' \rightarrow 0$ und lässt sich unter Zuhilfnahme der Approximation $e^x \approx 1 + x$ für kleine x wie folgt angeben:

$$\frac{2^{2R'} - 1}{2 \cdot R'} = \frac{(e^{\ln 2})^{2R'} - 1}{2 \cdot R'} \approx \frac{(1 + 2R' \cdot \ln 2) - 1}{2 \cdot R'} = \ln 2. \quad (2.26)$$

Im Umkehrschluß lässt sich somit festhalten, dass unterhalb von $10 \cdot \lg \frac{E_b}{N_0} \approx -1.6$ dB keine fehlerfreie Datenübertragung in einem reellen AWGN-Kanal möglich ist. Genau diese Untergrenze von $10 \cdot \lg \frac{E_b}{N_0} \approx -1.6$ dB ergibt sich auch für den komplexen AWGN-Kanal.

2.4.2 Kanalkapazität von frequenzselektiven AWGN Kanälen

Da sich diese Arbeit mit der Entzerrung von Intersymbolinterferenzen beschäftigt, welche von frequenzselektiven Kanälen verursacht werden, ist es ferner interessant, die Kanalkapazität für frequenzselektive Kanäle zu bestimmen. Daher wird in diesem Abschnitt zunächst allgemein die Berechnung der Kanalkapazität von frequenzselektiven AWGN-Kanälen für das exemplarische Beispiel eines reellen AWGN-Kanals erläutert, wobei sich die Ergebnisse direkt auf den komplexen AWGN-Kanal übertragen lassen. Anschließend wird eine vereinfachte Berechnungsvorschrift der Kanalkapazität frequenzselektiver Kanäle basierend auf der Diskreten Fourier Transformation (DFT) angegeben, welche in [HM88] veröffentlicht wurde. Auf eine genauere Herleitung dieser vereinfachten Berechnungsvorschrift wird hier aus Übersichtsgründen verzichtet, hier sei auf [HM88] verwiesen.

Ein frequenzselektiver AWGN-Kanal kann als aus unendlich vielen im Frequenzbereich benachbarten nicht-frequenzselektiven AWGN Kanälen angenommen werden, wobei jeder der Subkanäle eine infinitesimal kleine Bandbreite Δf hat, wie in Abbildung 2.7 dargestellt. Somit kann die Rauschleistung im i -ten Subkanal bei der Frequenz f_i wie folgt beschrieben werden:

$$N_i = \frac{N_0}{|H(f_i)|^2} \Delta f. \quad (2.27)$$

Ist die Übertragungsfunktion des frequenzselektiven AWGN-Kanals senderseitig bekannt, so wird die Kanalkapazität durch das sog. *Waterfilling* optimiert, in dem die gesamte mittlere Energie E_s pro Kanalbenutzung derart auf die einzelnen Subkanäle aufgeteilt wird, dass die Transinformation maximal wird [CT91]. Vereinfacht zusammengefasst wird der Hauptteil der Energie auf Subkanäle mit geringer Dämpfung verteilt, während über Subkanäle mit hoher Dämpfung kaum oder überhaupt keine Energie übertragen wird.

In dieser Arbeit wird jedoch angenommen, dass dem Sender die Übertragungsfunktion des

Kanals nicht bekannt ist. Für diesen Fall wird die mittlere Energie E_s gleichmäßig im gesamten Frequenzbereich $-\frac{1}{2T_s} \leq f \leq \frac{1}{2T_s}$ auf die einzelnen Subkanäle verteilt, und die Kanalkapazität berechnet sich aus der Summation über die infinitesimal kleinen Subkanäle, welche in folgendes Integral überführt werden kann:

$$C_r = \int_{-\frac{1}{2T_s}}^{\frac{1}{2T_s}} \frac{1}{2} \text{ld} \left(1 + \frac{2E_s |H(f_i)|^2}{N_0} \right) df \quad (2.28)$$

Zur Vereinfachung der Berechnung der Kanalkapazität (2.28) wird in [HM88] eine Berechnungsvorschrift auf Grundlage der DFT vorgestellt, womit die numerische Integration in (2.28) umgangen werden kann.

Hierbei wird angenommen, dass ein Block mit N^c Sendesymbolen über den Kanal übertragen wird, und dass die letzten $L-1$ Sendesymbole die in Abbildung 2.3 gezeigten Speicherelemente des Kanals initialisieren und somit zweifach über den Kanal gesendet werden, ähnlich einem zyklischen Präfix bei OFDM-Sendesignalen. In [HM88] wird zunächst ein um $N^c - L$ Nullen erweitertes zirkuläres zeitdiskretes Kanalmodell

$$\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}_0 \ \tilde{h}_1 \ \dots \ \tilde{h}_{N^c-1}]^T = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L-1} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad (2.29)$$

definiert, so dass sich ein Empfangssymbol \tilde{r}_n des gesendeten Blockes mit

$$\tilde{r}_n = \sum_{i=0}^{N^c-1} \tilde{h}_i d_{((n-i))_{N^c}} + w_n, \quad \text{mit } 0 \leq n < N^c, \quad (2.30)$$

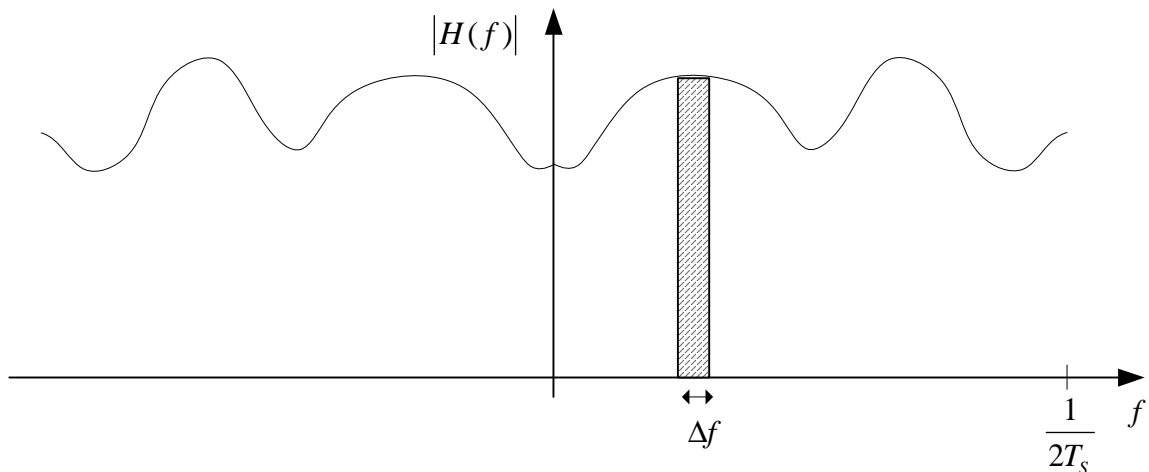


Abbildung 2.7: Frequenzselektiver AWGN Kanal: Betrag der Übertragungsfunktion

berechnen lässt, wobei $((\cdot))_{|N^c}$ Modulo N^c bedeutet und für die Blocklänge $N^c > L - 1$ gilt. Unter Verwendung der zirkulären Kanalfaltungsmatrix

$$\mathbf{H}^c = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{L-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_{L-1} & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \ddots & & \ddots & & \\ h_{L-1} & 0 & & \dots & 0 & h_0 & \dots & h_{L-1} \\ & \ddots & \ddots & & & \ddots & \ddots & \\ h_1 & \dots & h_{L-1} & 0 & \dots & 0 & h_0 & \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

kann der gesamte Empfangsvektor $\tilde{\mathbf{r}}$ des über das zirkulare Kanalmodell übertragenen Blockes von N^c Sendesymbolen wie folgt beschrieben werden:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{r}_{N-1} \\ \vdots \\ \tilde{r}_0 \\ \vdots \\ \tilde{r}_{N-1} \\ \vdots \\ \tilde{r}_0 \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \mathbf{H}^c \underbrace{\begin{bmatrix} d_{N-1} \\ \vdots \\ d_0 \\ \vdots \\ d_{N-1} \\ \vdots \\ d_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{d}} + \underbrace{\begin{bmatrix} w_{N-1} \\ \vdots \\ w_0 \\ \vdots \\ w_{N-1} \\ \vdots \\ w_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}}. \quad (2.32)$$

Mit Hilfe der DFT können die einzelnen Frequenzkomponenten \tilde{H}_i des zeitdiskreten zirkulären Kanalimpulsantwort $\tilde{\mathbf{h}}$ bestimmt werden:

$$\tilde{H}_i = \sum_{m=0}^{N^c-1} \tilde{h}_m e^{-j \frac{2\pi i m}{N^c}}, \quad \text{mit } 0 \leq i < N^c. \quad (2.33)$$

Somit berechnet sich die Kanalkapazität eines reellen frequenzselektiven AWGN-Kanals zu

$$C_r = \frac{1}{2 \cdot N^c} \sum_{i=0}^{N^c-1} \text{Id} \left(1 + \frac{2E_s}{N_0} \cdot |\tilde{H}_i|^2 \right). \quad (2.34)$$

In [HM88] wurde gezeigt, dass diese Kanalkapazität des zirkulären Kanalmodells für eine unendliche große Blocklänge $N^c \rightarrow \infty$ gleich der des nicht-zirkulären Kanalmodells ohne zyklischen Präfix ist. Dies ist auch anschaulich ersichtlich, da für sehr große Blocklängen von N^c der zyklische Präfix vernachlässigt werden kann.

Die Abbildungen 2.8 und 2.9 zeigen die Kanalkapazitäten der zuvor in Abschnitt 2.3 eingeführten frequenzselektiven Kanäle, d.h. dem Proakis C Kanal (2.14) und dem minimalphasigen Kanal (2.15), zum einen für ein rein reelles Übertragungssystem in Abbildung 2.8

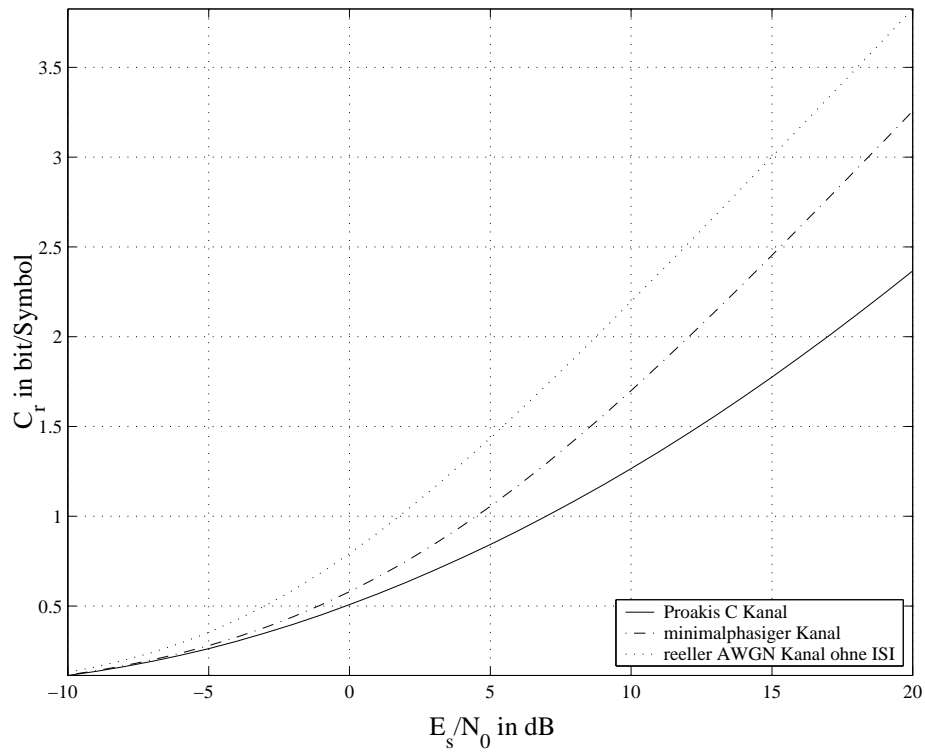


Abbildung 2.8: Kanalkapazitäten für reelle Übertragungssysteme mit reellen frequenselektiven Kanalmodelle

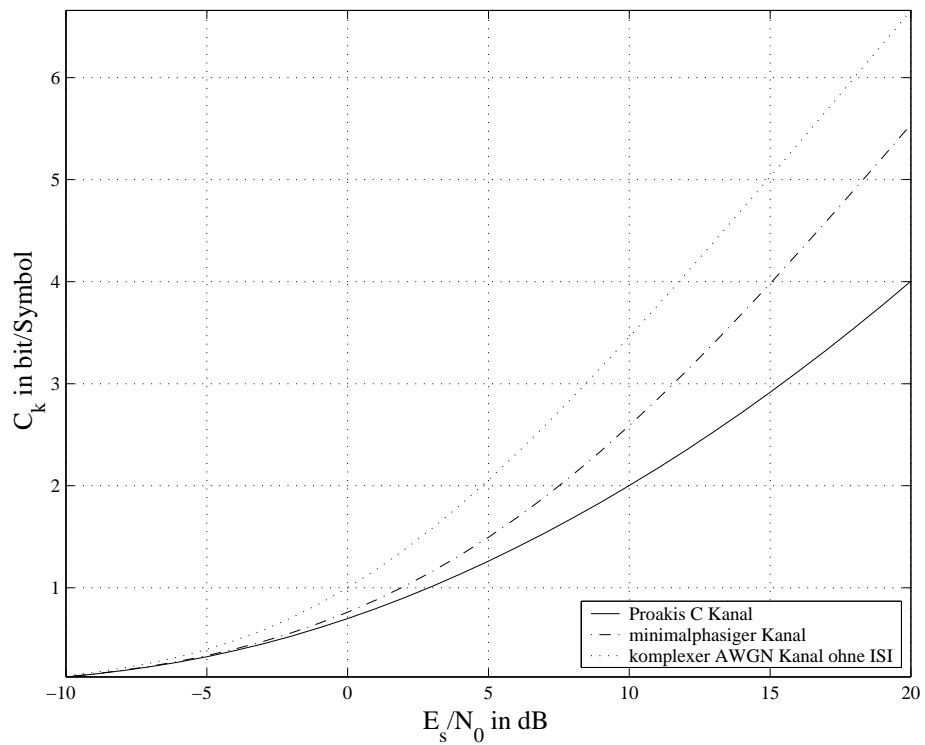


Abbildung 2.9: Kanalkapazitäten für komplexe Übertragungssysteme mit frequenselektiven Kanalmodellen

und zum anderen für ein komplexes Übertragungssystem, d.h. ein System mit komplexen Sendesymbolen, in Abbildung 2.9. Für die Berechnung der Kanalkapazitäten wurde eine Blocklänge von $N^c = 1024$ gewählt. Des Weiteren ist in beiden Abbildungen zum Vergleich die Kanalkapazität des nicht-frequenzselektiven AWGN Kanals eingezeichnet.

Es ist deutlich zu erkennen, dass die Kanalkapazität der beiden frequenzselektiven Kanäle unterhalb derjenigen des nicht-frequenzselektiven AWGN Kanals liegt. Insbesondere der starke Intersymbolinterferenzen verursachende Proakis C Kanal weist eine starke Degradation bezüglich der Kanalkapazität auf.

Interessant ist ein direkter Vergleich bezüglich der Shannongrenze des nicht-frequenzselektiven AWGN-Kanal gegenüber der Übertragungsgrenze der frequenzselektiven Kanäle bei einer vorgegebenen Informationsbitrate R' . Hierbei sei für diese Arbeit definiert, dass sich der Begriff *Shannongrenze* auf die Übertragungsgrenze für nicht-frequenzselektive Kanäle bezieht, wie in [Sha48] publiziert, während der Begriff *Übertragungsgrenze* insbesondere auch auf frequenzselektive Kanäle bezogen ist.

Abbildung 2.10 zeigt einen vergrößerten Ausschnitt der Abbildung 2.8 für die Kanalkapazität der reellen Kanäle, welche grafisch anzeigt, bei welchem minimalen E_s/N_0 jeweils eine Kanalkapazität von $C_r = 0.5$ bit/Symbol erreicht werden kann. Somit visualisiert die Abbildung 2.10, welches minimale E_s/N_0 für eine Informationsbitrate von $R' = 0.5$

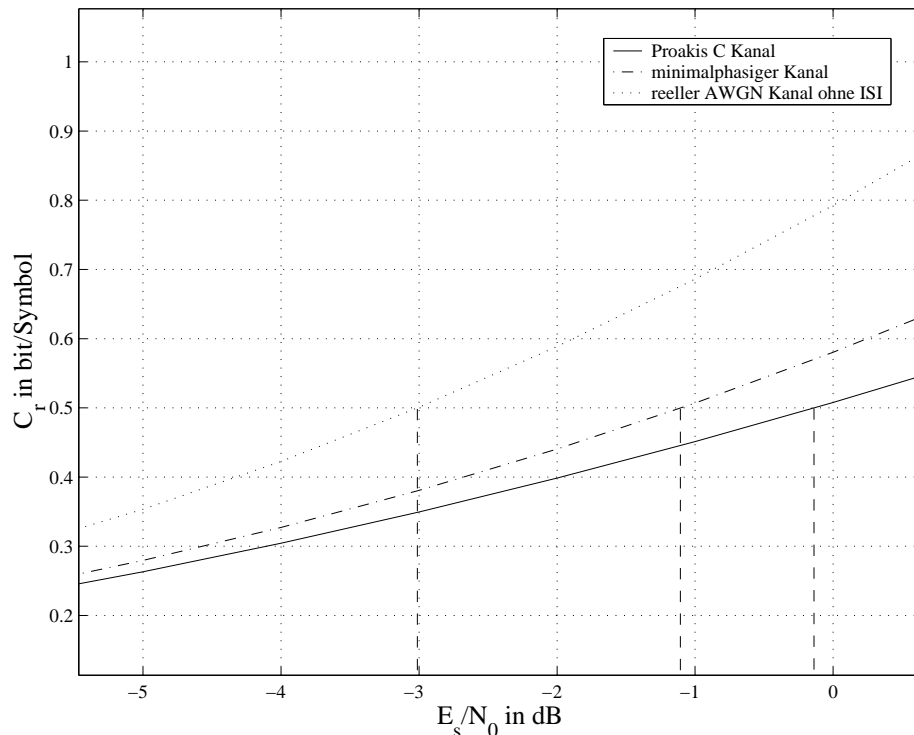


Abbildung 2.10: Kanalkapazitäten für reelle frequenzselektive Kanalmodelle

bit/Symbol für eine fehlerfreie Übertragung notwendig ist.

Umgerechnet auf das Verhältnis von Informationsbitenergie zu Rauschenergie in $10 \cdot \lg(E_b/E_0)$ ergibt sich bezüglich der Informationsbitrate $R' = 0.5$ bit/symbol für den reellen nicht-frequenzselektiven AWGN-Kanal die Shannongrenze von 0 dB, während die Übertragungsgrenze beim minimalphasigen reellen Kanal ca. 1.9 dB beträgt und beim Proakis C Kanal sogar auf ca. 2.8 dB verschoben wird.

Hieraus ergibt sich die Motivation, auch bei frequenzselektiven Kanälen, welche stark reduzierte Kanalkapazitäten aufweisen, durch leistungsfähige Algorithmen im Empfänger möglichst nahe an die ohnehin schon gegenüber dem nicht-frequenzselektiven AWGN-Kanal in höhere SNR-Bereiche verschobene Übertragungsgrenze zu gelangen.

Kapitel 3

Zustandsbasierte Turbo-Entzerrung

In diesem Kapitel wird zunächst eine kurze Einführung in das generelle Turbo-Prinzip gegeben, dessen Ursprung in der iterativen Decodierung von parallel verketteten Codes liegt. Im Folgenden wird dieses Turbo-Prinzip auf die Turbo-Entzerrung übertragen, die als Detektion eines seriell verketteten Codes betrachtet werden kann.

Zentrale Elemente eines jeden Turbo-Empfänger sind die sog. Soft-In-Soft-Out (SISO) Komponenten, die weiche Zuverlässigkeitsinformationen berechnen und untereinander austauschen. Auf diese SISO-Komponenten und deren Einbettung in Turbo-Empfängern wird in Abschnitt 3.1 eingegangen. Darüberhinaus wird in Abschnitt 3.2 die Bedeutung und das Design der Interleaver im Turbo-System erläutert.

In Abschnitt 3.3.1 wird die Berechnungsvorschrift für den BCJR-MAP Algorithmus [BC+74] hergeleitet, welcher der mathematisch optimale Symboldetektor und damit auch der optimale SISO-Entzerrer ist. Anschließend wird in Abschnitt 3.3.2 mit dem MAX-LOG-MAP [KB90], [RVH95] Algorithmus eine komplexitätsreduzierte Variante des BCJR-MAP Entzerrers vorgestellt, die einen guten Kompromiß aus Leistungsfähigkeit und Implementierbarkeit darstellt. Eine Übersicht über weitere komplexitätsreduzierte zustandsbasierte Entzerrer wird in Abschnitt 3.3.3 gegeben.

In Abschnitt 3.3.4 wird eine asymptotische Grenze für die maximale Leistungsfähigkeit vom BCJR-MAP und MAX-LOG-MAP SISO Entzerrer hergeleitet, die zeigt, daß bei idealer A-Priori Information die Matched-Filter Grenze erreicht wird. Simulationsergebnisse der zustandsbasierten SISO Entzerrer bei der Verwendung im Turbo-Empfänger werden in Abschnitt 3.3.5 präsentiert. Abschließend wird das EXIT-Chart vorgestellt, welches ursprünglich zur Konvergenzanalyse bei der iterativen Detektion von verketteten Codes eingesetzt wurde. Diese Analysetechnik kann direkt auf die Turbo-Entzerrung übertragen werden, hiermit läßt sich sehr gut der Austausch der sogenannten extrinsischen Information zwischen den SISO Komponenten visualisieren und damit ohne aufwendige Bitfehlerraten-Simulationen die Konvergenz von Turbo-Detektoren voraussagen.

3.1 Turbo-Decodierung und Turbo-Entzerrung in verketteten Systemen

Ein sehr wichtiger Gradmesser für die Leistungsfähigkeit von Kommunikationssystemen ist die 1948 von Claude E. Shannon veröffentlichte Shannon-Grenze [Sha48], welche in Abschnitt 2.4 erläutert wurde. Diese besagt, daß es unter Verwendung fehlerkorrigierender Codes möglich ist, Daten trotz eines gestörten Kanals fehlerfrei zu übertragen, solange die Informationsrate R' unterhalb der Grenze der Kanalkapazität C liegt. Ziel der Informationstechnik ist es seitdem, dieser Shannon-Grenze durch den Einsatz von geeigneten Codes möglichst nahe zu kommen.

Forney publizierte hierzu als erster den Vorschlag, die Kanalcodierung durch die serielle Verkettung von zwei simplen Teilcodes zu realisieren [For66]. Diese Verkettung erzeugt einen leistungsfähigen Gesamtkanalcod. Optimal wäre eine Decodierung des verketteten Codes in einem einzigen Decoder, jedoch ist die Realisierung eines solchen Gesamtdcoders extrem aufwendig. Aus Komplexitätsgründen läßt sich die Decodierung der jeweiligen Komponentencodes jedoch auch einzeln in serieller Abfolge nacheinander ausführen. Abbildung 3.1 zeigt solch einen seriell verketteten Code und die dazugehörige Decodierung im Empfänger.

Die in Abbildung 3.1 eingesetzten Interleaver Π und Deinterleaver Π^{-1} zwischen den Teilcodes und Decodern sorgen für die statistische Unabhängigkeit der jeweiligen Eingangsinformation. In Abschnitt 3.2 wird genauer auf diese Bedeutung und auch auf mögliche Konstruktionsvorschriften für Interleaver eingegangen.

Für eine leistungsfähige Decodierung ist es notwendig, daß am Eingang eines jeden Decoders weiche Entscheidungen, sogenannte Soft-Werte, anliegen [Hag92]. Diese Soft-Werte beinhalten neben der harten Entscheidung über das jeweilige Symbol oder Bit auch Information über die Zuverlässigkeit der Entscheidung. In verketteten Systemen, wie z.B. in Abbildung 3.1 dargestellt, ist es daher hinsichtlich einer hohen Gesamtleistungsfähigkeit des Systems notwendig, daß der innere Decoder weiche Entscheidungen an den äußeren Decoder weitergibt. Hierfür werden Soft-In-Soft-Out (SISO) Decoder benötigt, welche z.B. durch den BCJR Maximum A-Posteriori Probability (MAP) [BC+74] oder Soft-Output Viterbi Algorithmus (SOVA) [HH89] realisiert werden können.

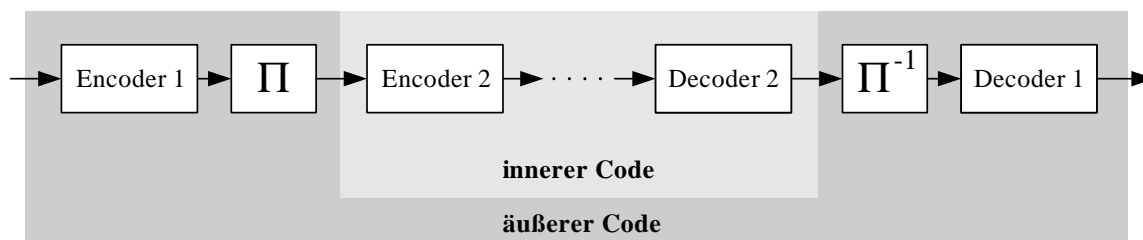


Abbildung 3.1: Serielle Codeverkettung

In Systemen mit verketteten Codes wird häufig ein innerer Faltungscoder mit einem äußerem Reed-Solomon Code verknüpft. Die Decodierung des Faltungscodes wird mittels eines Soft-In-Soft-Out Decoders durchgeführt, dessen weiche Information dann vom nachfolgenden Reed-Solomon-Decoder weiterverarbeitet wird. Der Reed-Solomon-Code eignet sich sehr gut zur Korrektur von Bündelfehlern, und kann somit Fehlerbündel am Ausgang des inneren Decoders korrigieren. Mithilfe eines solchen verketteten Codes wurde z.B. beim CCSDS-Standard [CCS87] die Shannon-Grenze bis auf 2.2 dB erreicht, was bis 1993 das beste Ergebnis für nicht-iterative Systeme darstellte. Verkettete Faltungs/Reed-Solomon-Codes werden z.B. bei aktuellen NASA Weltraummissionen eingesetzt (Mars Pathfinder, Galileo), und erreichen dabei die Shannon-Grenze bis auf 2.0 dB [CH+98].

Den entscheidenden Durchbruch bei der Decodierung von verketteten Systemen erzielten 1993 die Franzosen Berrou, Glavieux und Thitimajshima mit der Erfindung der *Turbo-Decodierung* [BGT93]. Senderseitig verwendeten sie zwei parallel verkettete Faltungscoder, die im Empfänger nach einem iterativen Schema (*Turbo-Decodierung*) decodiert werden. Hiermit gelang es, sich der Kapazitätsgrenze nach Shannon bis auf 0.5 dB zu nähern. Mit einem einfachen Block-Turbo-Code der Coderate $R = 0.981$ wurde 1997 in [NHB97], [HNB97] die Shannon-Grenze um nur 0.27 dB verfehlt. Mittlerweile kann die Shannon-Grenze mit geeigneten Turbo-Codes bis auf wenige Hundertstel dB erreicht werden. In [CF+01] wird z.B. ein Turbo-Code vorgestellt, der basierend auf Low-Density Parity-Check Codes [Gal63], [RSU01] die Shannon-Kapazitätsgrenze lediglich um 0.0045 dB verfehlt.

Dieses leistungsfähige Verfahren der iterativen Decodierung kann auch auf andere verkettete Systeme übertragen werden, wie z.B. auf seriell verkettete Codes, Multiuserdetektion in codierten Systemen [Poo04], Taktrückgewinnung in codierten Systemen [BK+04], iterative Detektion in Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) Systemen, oder auf gemeinsame Decodierung und Entzerrung, die sog. *Turbo-Entzerrung*. Aufgrund der vielfältigen Einsatzmöglichkeiten der iterativen Detektion wird mittlerweile vom *Turbo-Prinzip* [Hag97] gesprochen.

Das Verfahren der Turbo-Entzerrung wurde erstmalig 1995 in [DJ+95] veröffentlicht, wobei der Intersymbol-Interferenz (ISI) Kanal als nicht-rekursiver Faltungscoder mit der Coderate $R = 1$ betrachtet wird. Damit entspricht der ISI-Kanal dem inneren Encoder des seriell verketteten Codesystems in Abbildung 3.1. In [DJ+95] wurden die SISO Komponenten für die Entzerrung und Decodierung mit dem Soft-Output-Viterbi Algorithmus realisiert. Im Folgenden wird auf das Turbo-Prinzip und die Turbo-Entzerrung im speziellen eingegangen.

Bei der Turbo-Entzerrung wird der senderseitige Encoder und der frequenzselektive Kanal als seriell verkettetes Codesystem betrachtet. Abbildung 3.2 zeigt diese serielle Verkettung des Encoders als äußeren Code mit dem ISI-Kanal, der einem inneren nichtrekursiven Faltungscoder der Coderate $R = 1$ entspricht. Das dargestellte Schema zeigt den Fall der *Bit Interleaved Coded Modulation* (BICM) [CTB98], bei der die Codebits $c'_{n,i}$ einzeln durch den Interleaver verwürfelt und anschließend moduliert werden. Das Verfahren der Turbo-Entzerrung kann auch auf nicht-bitweise-verwürfelte verkettete Systeme, wie z.B. TCM, an-

gewendet werden [MD+99]. In dieser Arbeit werden ausschließlich BICM-Systeme betrachtet. Eine verkettete Anordnung nach dem Prinzip in Abbildung 3.3 ist Voraussetzung für die iterative Entzerrung nach dem Turbo-Prinzip im Empfänger, welche in Abbildung 3.3 dargestellt ist

Zentrale Elemente bei der Turbo-Entzerrung sind die SISO Komponenten, die weiche Zuverlässigkeitsinformationen im gegenseitigen Wechsel austauschen. Diese weichen Informationen werden in der Regel durch Log-Likelihood-Verhältnisse, die sog. L-Werte, ausgedrückt. Der L-Wert eines Bits, z.B. des Codebits $c_{n,i} \in \{0, 1\}$, wird durch

$$L(c_{n,i}) = \ln \frac{P(c_{n,i} = 1)}{P(c_{n,i} = 0)} \quad (3.1)$$

definiert. Aus dem L-Wert eines Bits lassen sich damit direkt die Wahrscheinlichkeiten

$$P(c_{n,i} = 1) = \frac{e^{L(c_{n,i})}}{1 + e^{L(c_{n,i})}}, \quad (3.2)$$

$$P(c_{n,i} = 0) = \frac{1}{1 + e^{L(c_{n,i})}} \quad (3.3)$$

berechnen.

Die beiden SISO-Komponenten in Abbildung 3.3 unterscheiden sich durch die jeweils am Eingang anliegenden Informationen. Der SISO-Entzerrer wird zum einen mit der Kanalinformation über die gesendeten Codesymbole d_n gespeist, die in Form der beobachteten Ausgangswerte r_n des Empfangsfilters vorliegen. Darüberhinaus kann A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$, d.h. zusätzliche unabhängige Information über die Codebits oder Codesymbole, für die Entzerrung verwendet werden. Diese A-Priori Information wird beim Turbo-Prinzip aus einem anderen Komponentendecoder generiert, kann aber auch noch zusätzliche Information, z.B. aus der Quellenstatistik, beinhalten. Im Fall der in Abbildung 3.3 illustrierten Turbo-Entzerrung wird zusätzliche Information des SISO-Kanaldecoders als A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ für den SISO-Entzerrer benutzt. Bei nicht-binärer Übertragung lassen sich L-Werte $L_a^E(d_n)$ über die Code- bzw. Sendesymbole direkt in L-Werte über die Codebits $L_a^E(c_{n,i})$ umrechnen [Ber97]. Wir werden im Folgenden, auch bei nicht-binären Übertragungen, immer mit L-Werten auf Bitebene rechnen.

Grundprinzip der originalen Turbo-Decodierung [BGT93] ist der iterative Austausch der

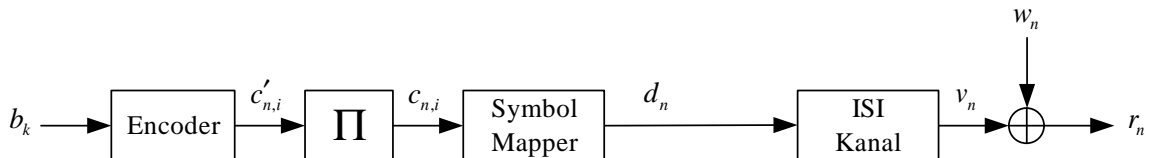


Abbildung 3.2: Sender - Serielle Verkettung von Encoder und ISI-Kanal

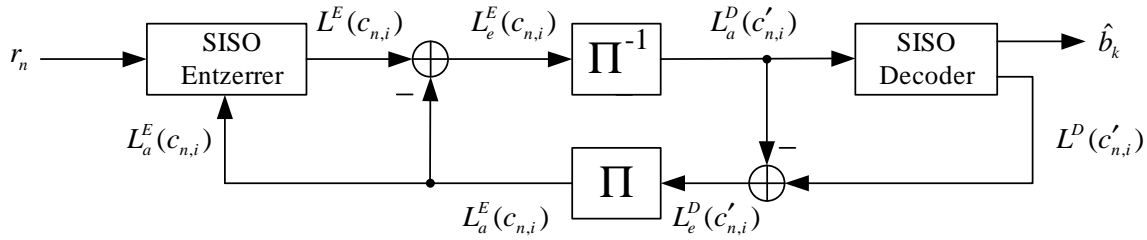


Abbildung 3.3: Empfänger - Turbo-Entzerrung mit zustandsbasierten SISO Komponenten

sog. extrinsischen Information zwischen den einzelnen Komponentendecodern. Diese extrinsische Information beinhaltet ausschließlich den durch einen Decodier- bzw. Detektionsvorgang neu dazugewonnenen Informationsgehalt. Zur Berechnung der extrinsischen Information des SISO-Entzerrers wird deshalb, wie in Abbildung 3.3 dargestellt, die am Eingang anliegende A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ von der A-Posteriori Information $L^E(c_{n,i})$ am Ausgang abgezogen:

$$L_e^E(c_{n,i}) = L^E(c_{n,i}) - L_a^E(c_{n,i}). \quad (3.4)$$

Die extrinsische Information des SISO-Entzerrers $L_e^E(c_{n,i})$ beinhaltet damit ausschließlich Information aus der reinen Übertragung über den AWGN-ISI-Kanal und hat deshalb keinerlei Informationsgehalt aus der Kanalcodierung des äußeren Codes. Gemäß dem Turbo-Prinzip wird diese extrinsischen Information, nach dem Vorgang des Deinterleavings, als A-Priori Information $L_a^D(c'_{n,i})$ am Eingang des SISO-Kanaldecoders verwendet. Damit liegt dem SISO-Kanaldecoder weiche Zuverlässigkeitsinformation aus der Übertragung über den ISI-Kanal vor. In Abschnitt 3.3.4 wird gezeigt, daß diese Kanalinformation bei MAP-Detektion und perfekter A-Priori Information keinerlei störenden Anteile aus Intersymbol-Interferenzen enthält.

Analog zur Vorgehensweise beim SISO-Entzerrer wird die extrinsische Information des SISO-Kanaldecoders durch Subtraktion der A-Priori Information von der A-Posteriori Information $L^D(c'_{n,i})$ berechnet:

$$L_e^D(c'_{n,i}) = L^D(c'_{n,i}) - L_a^D(c'_{n,i}). \quad (3.5)$$

$L_e^D(c'_{n,i})$ beinhaltet nunmehr ausschließlich Information aus der Kanaldecodierung, und wird, nach dem Interleaving, als A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ für den SISO-Entzerrer verwendet. Ziel der Turbo-Entzerrung ist hierbei, die Güte der ausgetauschten extrinsischen Informationen zwischen SISO-Entzerrer und SISO-Kanaldecoder sukzessive zu verbessern, und damit die Bitfehlerwahrscheinlichkeit des Gesamtsystems zu minimieren. Dieser Austausch der extrinsischen Information in Turbo-Systemen läßt sich mit dem Extrinsic Information Transfer (EXIT) Chart [Bri01] visualisieren. In Abschnitt 3.4 wird auf die Anwendung des EXIT-Charts zur Konvergenzanalyse von zustandsbasierten Turbo-Entzerrern eingegangen.

Ein entscheidender Vorteil zu nicht-iterativen Verfahren liegt darin, daß dem SISO-Entzerrer, der den inneren Decoder des seriell verketteten Codesystems darstellt, Information des äußeren Decoders zur Verfügung steht. Dies wäre bei der nicht-iterativen Decodierung nach Abbildung 3.1 nicht der Fall; hier liegt nur dem äußeren Decoder 2 Information des inneren Decoders 1 vor, aber nicht umgekehrt. Dieser Nachteil wird durch das Turbo-Prinzip aufgehoben, da dem SISO-Entzerrer Information aus der Kanaldecodierung zur Verfügung gestellt wird und sich damit die Entzerrung durch die fortlaufenden Iterationen verbessern läßt. Beim ersten Entzerrvorgang, d.h. in der nullten Iterationsstufe, liegt dem Entzerrer selbstverständlich keine A-Priori Information vor.

Wie zuvor erwähnt, ist es bei der Anwendung des klassischen Turbo-Prinzips grundsätzlich wichtig, daß zwischen den Komponentendecodern nur die extrinsische Information ausgetauscht wird [BGT93]. In Abschnitt 5.1 wird gezeigt, daß dies auch bei der Turbo-Entzerrung mit MAP bzw. MLSE SISO Entzerrern essentiell ist, da ansonsten Kanalinformation aus früheren Iterationen als A-Priori Information in den SISO Entzerrer gespeist und damit mehrfach verwendet wird. Dies würde dazu führen, daß die Zweigmeteriken bei der Berechnung der Zustandsübergänge im Trellisdiagramm falsch berechnet werden. Werden jedoch filterbasierte Entzerreralgorithmen eingesetzt, bedarf es einer genauen Analyse der für die Entzerrung zu verwendenden A-Priori Information [VH03a]. Eine tiefergehende Betrachtung hierüber erfolgt in Kapitel 5.

3.2 Der Interleaver in verketteten Systemen

Der Interleaver spielt bei verketteten Systemen eine sehr wichtige Rolle. Die Aufgabe des Interleavers besteht darin, einen Block von Bits oder Soft-Werten entsprechend einer festen Interleaver-Vorschrift zu permutieren:

$$\{c_{n,i}\} = \Pi \{c'_{n,i}\}. \quad (3.6)$$

Durch diese Permutation, oder auch Verwürfelung genannt, wird eine Dekorrelation der Eingangssequenzen der verschiedenen Komponentendecoder erzielt. Bei hinreichend großer Blocklänge und günstigen Interleaver-Vorschriften können damit die A-Priori-Informationen am Eingang der SISO-Komponenten in Abbildung 3.3 als statistisch unabhängig angenommen werden.

Ein weiterer Vorteil des Interleavings besteht in der Spreizung von Bündelfehlern, die z.B. durch Fading-Kanäle entstehen können. Diese Bündelfehler werden damit über den gesamten Block verteilt, und können daher vom nachfolgenden Komponentendecoder besser korrigiert werden.

In dem Bereich des Interleaver-Entwurfs sind schon zahlreiche wissenschaftliche Arbeiten entstanden, so werden z.B. in [HW99] verschiedene Entwurfsvorschriften für Interleaver vorgestellt. Es hat sich hierbei herauskristallisiert, daß pseudo-zufällig generierte Interleaver eine bessere Leistungsfähigkeit zeigen als Interleaver mit einer regelmäßigen Verwürfelungsstruktur, wie sie z.B. bei Block-Interleavern eingesetzt werden. Daher wird bei dem in

den Kapiteln 3-5 eingesetzten Simulationsszenario ein pseudo-zufälliger Interleaver nach dem Prinzip des S-Random Interleavers [DD95] verwendet. Dieser S-Random Interleaver garantiert bei einer Blocklänge von K_c Bits eine Mindestdistanz

$$S = 0.5 \cdot \sqrt{0.5 \cdot K_c}, \quad (3.7)$$

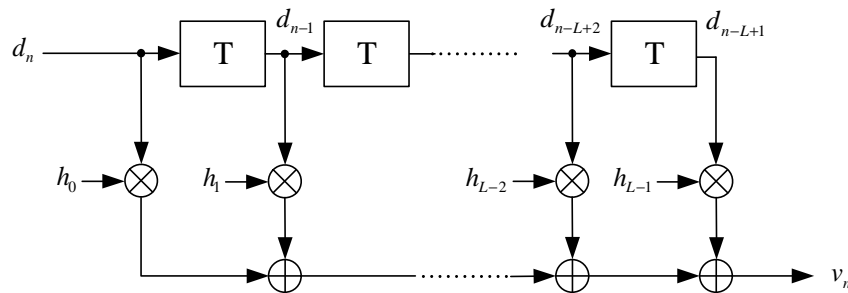
d.h. jeweils S benachbarte Bits im zu verwürfeln Block haben nach der Permutation durch den S-Random Interleaver mindestens eine Distanz von S Bits zueinander.

3.3 Zustandsbasierte Detektionsverfahren

Nachdem 1993 die französischen Wissenschaftler Berrou, Glavieux und Thitijashima die Turbo-Codes vorgestellt hatten, wurde 1995 das Verfahren der Turbo-Decodierung erstmalig auf die Entzerrung übertragen [DJ+95]. Da der ISI-Kanal als Faltungscoder der Coderate $R = 1$ betrachtet werden kann, bieten sich die aus der Decodierung bekannten zustandsbasierten Decodierverfahren auch zur Entzerrung an. Direkt angelehnt an die originale Turbo-Decodierung [BGT93] erfolgte daher in [DJ+95] die SISO-Entzerrung mit dem Soft-Output-Viterbi Algorithmus. Die Leistungsfähigkeit verschiedener gängiger zustandsbasierter SISO-Komponenten im Einsatz als Turbo-Entzerrer wurde in [BF98b] von Bauch und Franz untersucht. Im Folgenden wird auf verschiedene gängige zustandsbasierte SISO Entzerrer eingegangen.

In Abschnitt 3.3.1 wird der hinsichtlich der Minimierung der Symbolfehlerwahrscheinlichkeit mathematisch optimale Algorithmus, der *BCJR-Symbol-by-Symbol-Maximum-A-Posteriori-Algorithmus* [BC+74], beschrieben. Dieser BCJR-MAP Algorithmus ist auch für die Berechnung der Soft-Werte optimal. Da die Komplexität des BCJR-MAP Algorithmus relativ hoch ist, existieren in der Literatur verschiedene suboptimale Algorithmen, die direkt aus dem BCJR-MAP-Algorithmus abgeleitet werden können. Von diesen suboptimalen Algorithmen hat sich der *Max-Log-MAP Algorithmus* [KB90], [RVH95] als günstig hinsichtlich des Abtausches zwischen Leistungsfähigkeit und Komplexität herausgestellt, deshalb wird der Max-Log-MAP Algorithmus in Abschnitt 3.3.2 dediziert vorgestellt. Auf weitere suboptimale zustandsbasierte Detektionsalgorithmen, wie den *Soft-Output Viterbi Algorithmus* (SOVA) [HH89] und den *Soft-Output Viterbi Entzerrer* (SOVE) [KB90], wird kurz in Abschnitt 3.3.3 eingegangen.

Darüberhinaus wird in Abschnitt 3.3.4 für den BCJR-MAP und Max-Log-MAP SISO Entzerrer die theoretisch maximal erreichbare Leistungsfähigkeit bei perfekter A-Priori Information berechnet. Abschließend erfolgt in Abschnitt 3.3.5 eine Analyse der Leistungsfähigkeit des BCJR-MAP und Max-Log-MAP Algorithmus' als Turbo-Entzerrer mittels Simulationen in einem Test-Szenario.

Abbildung 3.4: ISI-Kanal als Faltungscoder der Rate $R=1$

3.3.1 BCJR-Maximum-A-Posteriori (BCJR-MAP) - Algorithmus

In diesem Abschnitt wird der BCJR-MAP Algorithmus für die Verwendung als SISO Entzerrer hergeleitet. Die Vorschrift für den BCJR-MAP SISO Kanaldecoder ist in Abschnitt 7.2.1 beschrieben. Diese Aufteilung in Entzerrung und Decodierung wird aus Gründen der Übersichtlichkeit vorgenommen.

Der ISI-Kanal im Systemmodell, siehe z.B. Abbildung 3.4, kann als nichtrekursiver Faltungscoder mit der Coderate $R = 1$ betrachtet werden. Dieser Faltungscoder bildet eine Markov-Kette, welche bei einem aktuellen inneren Zustand S_n und einem Eingangssymbol $d_n \in \mathcal{Y}$ ein fest definiertes Ausgangssymbol v_n generiert. Der innere Zustand hängt hierbei von den $L - 1$ zuletzt gesendeten Symbolen ab:

$$S_n = f(d_{n-1}, d_{n-2}, \dots, d_{n-L+1}). \quad (3.8)$$

Die Anzahl der Zustände der Markov-Kette hängt exponentiell von der Anzahl der Symbole im Sendalphabet A und der Länge der Kanalimpulsantwort L ab:

$$Z = A^{L-1}. \quad (3.9)$$

An dieser Stelle wird ersichtlich, daß die Anzahl der Zustände der Markov-Kette für hochstufige Modulationsarten mit vielen Sendesymbolen A und für Kanäle mit einer langen Impulsantwort L durch die exponentielle Berechnung recht schnell sehr groß werden und sich somit eine zustandsbasierte Detektion entsprechend aufwendig gestalten kann.

Das mathematisch optimale Verfahren, welches die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit der geschätzten Sendesymbole minimiert, ist der BCJR-MAP Algorithmus [BC+74], der 1974 von Bahl, Cocke, Jelinek und Raviv vorgestellt worden ist. Der BCJR-MAP Algorithmus verwendet für die Detektion der Sendesymbole sämtliche in einem Block N_r empfangenen Symbole

$$\mathbf{r}_1^{N_r} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_{N_r}]^T \quad (3.10)$$

und eventuell vorliegende zusätzliche A-Priori Information über die Sendesymbole.

Zunächst berechnet der BCJR-MAP-Algorithmus die Verbundwahrscheinlichkeit

$p(S_n, S_{n+1}, \mathbf{r}_1^{N_r})$ für jeden Trellisübergang (S_n, S_{n+1}) . Bei der Turbo-Entzerrung werden die L-Werte für die gesendeten Codebits $\{c_{n,i}\}$ benötigt, diese A-Posteriori Information läßt sich aus den jeweiligen Verbundwahrscheinlichkeit wie folgt berechnen:

$$L^E(c_{n,i}) = \ln \frac{P(c_{n,i} = +1 | \mathbf{r}_1^{N_r})}{P(c_{n,i} = 0 | \mathbf{r}_1^{N_r})} = \ln \frac{\sum_{\substack{(S_n, S_{n+1}) \\ c_{n,i}(S_n, S_{n+1}) = +1}} p(S_n, S_{n+1}, \mathbf{r}_1^{N_r})}{\sum_{\substack{(S_n, S_{n+1}) \\ c_{n,i}(S_n, S_{n+1}) = 0}} p(S_n, S_{n+1}, \mathbf{r}_1^{N_r})}. \quad (3.11)$$

Hierbei beinhaltet die Summe im Zähler von (3.11) genau diejenigen Trellisübergänge (S_n, S_{n+1}) , die mit dem Codebit $c_{n,i} = +1$ verknüpft sind. Umgekehrt werden im Nenner alle Trellisübergänge nachgebildet, die zu $c_{n,i} = 0$ führen. Abbildung 3.5 verdeutlicht einen solchen Trellisübergang.

Die zu berechnende Verbundwahrscheinlichkeit $p(S_n, S_{n+1}, \mathbf{r}_1^{N_r})$ läßt sich nach [BC+74] in das Produkt der drei Faktoren

$$p(S_n, S_{n+1}, \mathbf{r}_1^{N_r}) = \alpha'_n(S_n) \cdot \gamma'_n(S_n, S_{n+1}) \cdot \beta'_{n+1}(S_{n+1}) \quad (3.12)$$

zerlegen, wobei

$$\alpha'_n(S_n) = p(S_n, \mathbf{r}_1^n) \quad (3.13)$$

die Wahrscheinlichkeit angibt, daß der Trellispfad vom Startzustand S_0 zum Zustand S_n der korrekte Pfad ist. Äquivalent hierzu berechnet

$$\beta'_{n+1}(S_{n+1}) = p(S_{n+1}, \mathbf{r}_{n+1}^{N_r}) \quad (3.14)$$

die Wahrscheinlichkeit, daß der Trellis vom Endzustand S_{N_r} rückwärts zum Zustand S_{n+1} richtig durchlaufen ist. Der Faktor

$$\gamma'_n(S_n, S_{n+1}) = p(r_n | S_n, S_{n+1}) \cdot P(S_{n+1} | S_n) \quad (3.15)$$

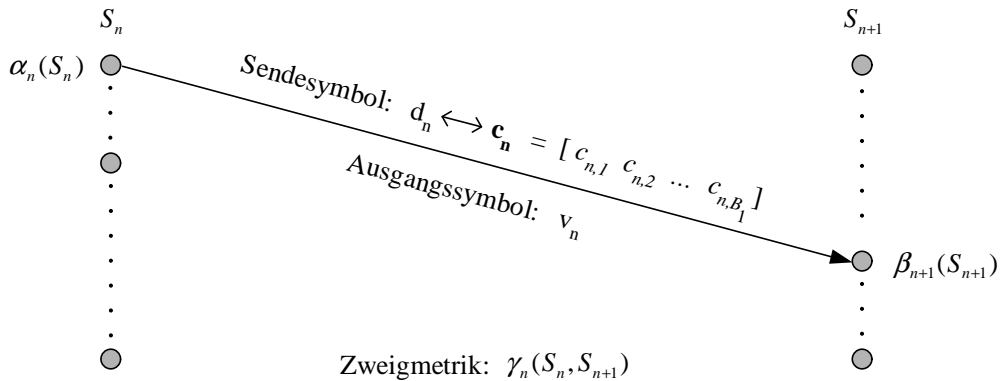


Abbildung 3.5: Trellisübergang BCJR-MAP-Detektor

in (3.12), auch Zweigmetrik im Trellisübergang genannt, bestimmt hingegen die Wahrscheinlichkeit des korrekt empfangenen Symbols r_n bei einem Trellisübergang von einem vorgegebenen Zustand S_n auf einen beliebigen Zustand S_{n+1} . Durch die Eigenschaft der Markov-Kette, daß bei einem bekannten Zustand S_n im Trellisdiagramm die darauffolgenden Ereignisse nicht mehr von den zurückliegenden Empfangssymbolen \mathbf{r}_1^n abhängig sind, lassen sich die Wahrscheinlichkeiten $\alpha'_n(S_n)$ und $\beta'_n(S_n)$ wie folgt als Vorwärts- bzw. Rückwärtsrekursion im Trellisdiagramm darstellen:

$$\begin{aligned}\alpha'_n(S_n) &= \sum_{S_{n-1}} \alpha'_{n-1}(S_{n-1}) \cdot \gamma'_{n-1}(S_{n-1}, S_n), \\ \beta'_n(S_n) &= \sum_{S_{n+1}} \beta'_{n+1}(S_{n+1}) \cdot \gamma'_n(S_n, S_{n+1}).\end{aligned}\quad (3.16)$$

Sind jeweils der Startzustand $S_1 = S^S$ oder der Endzustand $S_{N_r+1} = S^E$ im Trellisdiagramm bekannt, so kann die zugehörige Vorwärts- oder Rückwärtsrekursion in (3.16) initialisiert werden:

$$\begin{aligned}\alpha'_1(S^S) &= 1 & \text{und} & & \alpha'_1(S_1) &= 0 & \forall & S_0 \neq S^S, \\ \beta'_{T+1}(S^E) &= 1 & \text{und} & & \beta'_{T+1}(S_{T+1}) &= 0 & \forall & S_{T+1} \neq S^E.\end{aligned}$$

Liegt jedoch kein bekannter Start- oder Endzustand vor, weil z.B. der Trellis nicht terminiert worden ist, so werden alle $\alpha'_1(S_1)$ und $\beta'_{T+1}(S_{T+1})$ für jeden Zustand gleichwahrscheinlich angesetzt.

Die Zweigmetrik $\gamma'_n(S_n, S_{n+1})$ (3.15) läßt sich in die Kanalinformation $p(r_n|S_n, S_{n+1})$ und eine unabhängige A-Priori Information $P(S_{n+1}|S_n)$ aufteilen [Bau00]. Bei der Berechnung der Kanalinformation muß zwischen reellwertigen und komplexwertigen Übertragungssystemen unterschieden werden. Bei reellwertigen Systemen liegen Modulationsverfahren mit reellen Sendesymbolen (z.B. BPSK oder GMSK) vor, die Kanalimpulsantwort und das AWGN sei auch reell, und damit sind auch die Empfangssymbole $\mathbf{r}_1^{N_r}$ reellwertig. Umgekehrt liegen bei komplexwertigen Übertragungssystemen höhere Modulationsarten mit komplexen Sende- und Empfangssymbolen vor (z.B. 8-PSK oder QAM), welche dementsprechend mit komplexem AWGN gestört sind.

Die Kanalinformation berechnet sich für diese beiden Fälle wie folgt:

$$p(r_n|S_n, S_{n+1}) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \cdot e^{-\frac{\left| r_n - \sum_{i=0}^{L-1} h_i d_{n-i}(S_n, S_{n+1}) \right|^2}{2\sigma_w^2}} & \text{für reellwertige Systeme} \\ \frac{1}{\pi\sigma_w^2} \cdot e^{-\frac{\left| r_n - \sum_{i=0}^{L-1} h_i d_{n-i}(S_n, S_{n+1}) \right|^2}{\sigma_w^2}} & \text{für komplexwertige Systeme.} \end{cases} \quad (3.17)$$

Damit läßt sich die Kanalinformation $p(r_n|S_n, S_{n+1})$ direkt aus den Empfangssymbolen r_n bestimmen. Im Folgenden wird aus Übersichtlichkeitsgründen nur der Fall des reellwertigen Übertragungssystems betrachtet, da dieses Szenario (BPSK-Modulation) in den

Kapiteln 3-5 für die Simulationen verwendet wird. Beim in Kapitel 6 untersuchten EDGE-Standard, der eine 8-PSK Modulation verwendet, wird die Kanalinformation für komplexwertige Übertragungssysteme benutzt.

Die A-Priori Information $P(S_{n+1}|S_n)$ wird für alle nicht existierenden Übergänge in der Markov-Kette zu Null gesetzt:

$$P(S_{n+1}|S_n) \hat{=} 0 \quad \text{für } (S_n \rightarrow S_{n+1}) \text{ nicht existent.} \quad (3.18)$$

Da alle existierenden Zustandsübergänge (S_n, S_{n+1}) in der Markov-Kette direkt mit einem eindeutigen Sendesymbol $d_n(S_n, S_{n+1}) \in \Upsilon$ verknüpft sind, kann an dieser Stelle A-Priori Information über die Sendesymbole d_n bei der Berechnung von $P(S_{n+1}|S_n)$ mitberücksichtigt werden:

$$P(S_{n+1}|S_n) = P(\alpha_j = d_n(S_n, S_{n+1})). \quad (3.19)$$

Die Sendesymbole sind, abhängig von der Modulation, über den Signalmapper mit den Codebits $c_{n,i}(S_n, S_{n+1}) \in \{0, 1\}$ verknüpft, daher läßt sich, wie im Anhang B hergeleitet, die Wahrscheinlichkeit $P(S_{n+1}|S_n)$ in (3.19) direkt in Abhängigkeit der L-Werte der Codebits berechnen:

$$\begin{aligned} P(d_n(S_n, S_{n+1})) &= \prod_{i=1}^B P(c_{n,i}(S_n, S_{n+1})) \\ &= \prod_{i=1}^B \frac{1}{1 + e^{L_a(c_{n,i})}} \cdot e^{c_{n,i}(S_n, S_{n+1}) \cdot L_a(c_{n,i})} \\ &= \underbrace{\left(\prod_{i=1}^B \frac{1}{1 + e^{L_a(c_{n,i})}} \right)}_{\text{unabhängig von Zuständen } S_n, S_{n+1}} \cdot \prod_{i=1}^B e^{c_{n,i}(S_n, S_{n+1}) \cdot L_a(c_{n,i})}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Hierbei wird vorausgesetzt, daß die Codebits $c_{n,i}$ statistisch unabhängig sind, da sonst $P(d_n(S_n, S_{n+1}))$ nicht gleich dem Produkt der einzelnen Auftrittswahrscheinlichkeiten $P(c_{n,i}(S_n, S_{n+1}))$ der zum Sendesymbol gehörenden Codebits ist. Diese Bedingung kann durch die Verwendung eines Interleavers zwischen dem Kanalencoder und dem Signalmapper erfüllt werden, wie zuvor in Abschnitt 3.2 erwähnt. Liegt keine A-Priori Information über die Codebits vor ($L_a(c_{n,i}) = 0$), so wird $P(d_n(S_n, S_{n+1}))$ für jedes einzelne mögliche Symbol aus der Menge des Sendesymbolalphabets ($\forall d_n \in \Upsilon$) als gleichwahrscheinlich angesetzt, wie auch aus (3.20) direkt hervorgeht.

Die A-Posteriori Soft-Information $L^E(c_{n,i})$ über die gesendeten Codebits $c_{n,i}$ läßt sich nun direkt aus (3.11) mit (3.12) bis (3.20) ermitteln:

$$L^E(c_{n,i}) = \ln \frac{\sum_{\substack{(S_n, S_{n+1}) \\ c_{n,i}(S_n, S_{n+1}) = +1}} \alpha'_n(S_n) \cdot \gamma'_n(S_n, S_{n+1}) \cdot \beta'_{n+1}(S_{n+1})}{\sum_{\substack{(S_n, S_{n+1}) \\ c_{n,i}(S_n, S_{n+1}) = 0}} \alpha'_n(S_n) \cdot \gamma'_n(S_n, S_{n+1}) \cdot \beta'_{n+1}(S_{n+1})}. \quad (3.21)$$

Die in (3.20) enthaltene Konstante k_0 kürzt sich bei der Berechnung von (3.21) heraus und kann daher vernachlässigt werden. Diese Soft-Information $L^E(c_{n,i})$ setzt sich wie folgt aus der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ und der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ zusammen:

$$L^E(c_{n,i}) = L_a^E(c_{n,i}) + L_e^E(c_{n,i}). \quad (3.22)$$

Hierbei beinhaltet die extrinsische Information zum einem die direkt aus (3.17) berechnete Kanalinformation und darüberhinaus durch den BCJR-MAP Detektion neu hinzugewonnene Information. Da diese neu hinzugewonnene Information aus der Markov-Kette des ISI-Kanals gewonnen wird, kann diese als zusätzliche Kanalinformation bezeichnet werden. Damit enthält $L_e^E(c_{n,i})$, wie schon in Abschnitt 3.1 erwähnt, eine durch die BCJR-MAP Entzerrer verbesserte Kanalinformation.

Da gemäß dem Turbo-Prinzip nur die extrinsische Information an den darauffolgenden Detektor/Decoder weitergeleitet werden darf, muß nach dem BCJR-MAP-Detektionsvorgang die A-Priori Information von $L^E(c_{n,i})$ abgezogen werden:

$$L_e^E(c_{n,i}) = L^E(c_{n,i}) - L_a^E(c_{n,i}). \quad (3.23)$$

3.3.2 Der Max-Log-MAP Algorithmus

Bei der Implementierung des originalen BCJR-MAP-Algorithmus aus Unterkapitel 3.3.1 kann es sehr leicht zu numerischen Problemen kommen, da zur Berechnung der Größen $\alpha'_n(S_n)$, $\gamma'_n(S_n, S_{n+1})$ und $\beta'_{n+1}(S_{n+1})$ häufig sehr kleine Werte miteinander zu multiplizieren sind. Deshalb wird in der Praxis der natürliche Logarithmus dieser Größen gewählt

$$\begin{aligned} \tilde{\alpha}_n(S_n) &= \ln \alpha'_n(S_n), \\ \tilde{\beta}_n(S_n) &= \ln \beta'_n(S_n), \\ \tilde{\gamma}_n(S_n, S_{n+1}) &= \ln \gamma'_n(S_n, S_{n+1}), \end{aligned} \quad (3.24)$$

so dass sich die rekursive Berechnung von $\tilde{\alpha}_n(S_n)$ und $\tilde{\beta}_n(S_n)$ wie folgt umschreiben läßt:

$$\begin{aligned} \tilde{\alpha}_n(S_n) &= \ln \sum_{S_{n-1}} e^{\tilde{\alpha}_{n-1}(S_{n-1}) + \tilde{\gamma}_{n-1}(S_{n-1}, S_n)}, \\ \tilde{\beta}_n(S_n) &= \ln \sum_{S_{n+1}} e^{\tilde{\beta}_{n+1}(S_{n+1}) + \tilde{\gamma}_n(S_n, S_{n+1})}. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Der Rechenaufwand in (3.25) wird durch die Summenberechnung der e-Funktionen ($e^{a_1} + e^{a_2}$) relativ hoch, diese Berechnung kann aber durch Einsatz des Jacobi-Algorithmus

$$\ln(e^{a_1} + e^{a_2}) = \max\{a_1, a_2\} + f_k(|a_1 - a_2|) \quad (3.26)$$

und der Korrekturfunktion

$$f_k(|a_1 - a_2|) = \ln\left(1 + e^{-|a_1 - a_2|}\right) \quad (3.27)$$

umgeschrieben werden. Die Korrekturfunktion f_k kann beispielsweise mittels einer Lookup-Tabelle realisiert werden. Aufgrund der Berechnung in der Log-Ebene wird dieser Algorithmus Log-MAP Algorithmus genannt, wobei keine Einschränkung der Leistungsfähigkeit gegenüber dem originalen MAP-Algorithmus eintritt.

Der Max-Log-MAP Algorithmus hingegen stellt eine komplexitätsreduzierte, dafür aber suboptimale Variante des Log-MAP Algorithmus dar. Hierzu verwendet der Max-Log-MAP Algorithmus für die Summen-Berechnung von beliebig vielen e-Funktionen die folgende Näherung:

$$\ln(e^{a_1} + \dots + e^{a_K}) \approx \ln\left(\max_{i \in \{1 \dots K\}}(e^{a_i})\right) = \max_{i \in \{1 \dots K\}}(a_i). \quad (3.28)$$

Damit berücksichtigt der Max-Log-MAP Algorithmus die Korrekturfunktion f_k (3.27) in (3.26) nicht; der daraus resultierende Fehler wird desto kleiner, je größer die Differenz zwischen $|a_1|$ und $|a_2|$ ist.

Die Anwendung der Näherung (3.28) auf die Berechnung der Vor- und Rückwärtsrekursion (3.25) führt dazu, daß nur der wahrscheinlichste Pfad, der in dem gerade betrachteten Zustand S_n endet, berücksichtigt wird, und alle anderen weniger wahrscheinlichen Pfade an dieser Stelle verworfen werden. Damit lassen sich $\tilde{\alpha}_n(S_n)$ und $\tilde{\beta}_{n+1}(S_{n+1})$ durch folgende Vorschrift, die nur einfache Additionen und eine Auswahlfunktion enthält, ermitteln:

$$\begin{aligned} \tilde{\alpha}_n(S_n) &= \max_{S_{n-1}} \{ \tilde{\alpha}_{n-1}(S_{n-1}) + \tilde{\gamma}_{n-1}(S_{n-1}, S_n) \}, \\ \tilde{\beta}_n(S_n) &= \max_{S_{n+1}} \{ \tilde{\beta}_{n+1}(S_{n+1}) + \tilde{\gamma}_{n-1}(S_n, S_{n+1}) \}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Diese Berechnungsvorschrift von $\tilde{\alpha}_n(S_n)$ entspricht dem klassischen Viterbi-Algorithmus, bei dem der Trellis vom Start bis zum Ende durchlaufen wird. Zusätzlich hierzu wird beim Max-Log-MAP-Detektor der Trellis zur Berechnung von $\tilde{\beta}_{n+1}(S_{n+1})$ rückwärts vom Ende bis zum Start durchlaufen. Die Kanalinformation $p(r_n|S_n, S_{n+1})$ aus (3.17) berechnet sich nun in der Log-Ebene für das reellwertige Übertragungssystem zu

$$\tilde{p}(r_n|S_n, S_{n+1}) = \ln p(r_n|S_n, S_{n+1}) = k_1 - \frac{1}{2\sigma_w^2} \cdot \left| r_n - \sum_{i=0}^{L-1} h_i \cdot d_{n-i}(S_n, S_{n+1}) \right|^2, \quad (3.30)$$

mit der Konstanten

$$k_1 = \ln \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}}. \quad (3.31)$$

Zusammengesetzt mit der auf (3.20) basierenden logarithmierten A-Priori Information

$$\begin{aligned} \tilde{P}(d_n(S_n, S_{n+1})) &= \ln P(d_n(S_n, S_{n+1})) \\ &= k_{2,n} + \sum_{i=1}^B c_{n,i}(S_n, S_{n+1}) \cdot L_a(c_{n,i}) \\ \text{mit } k_{2,n} &= \sum_{i=1}^B \ln \frac{1}{1 + e^{L_a(c_{n,i})}} \end{aligned} \quad (3.32)$$

und der Kanalinformation (3.30) läßt sich damit die Zweigmetrik durch eine einfache Addition berechnen:

$$\tilde{\gamma}_n(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1}) = \tilde{p}(r_n | \mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1}) + \tilde{P}(d_n(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1})). \quad (3.33)$$

Abschließend wird die Näherung (3.28) auch noch für die Berechnung der A-Posteriori $L^E(c_{n,i})$ in (3.21) eingesetzt, so daß beim Max-Log-MAP Algorithmus nur der jeweils am wahrscheinlichsten auftretende Trellisübergang $(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1})$ für $c_{n,i} = +1$ und $c_{n,i} = 0$ ausgewertet wird:

$$\begin{aligned} L^E(c_{n,i}) &= \max_{\substack{(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1}) \\ c_{n,i}(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1}) = +1}} \left\{ \tilde{\alpha}_n(\mathcal{S}_n) + \tilde{\gamma}_n(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1}) + \tilde{\beta}_{n+1}(\mathcal{S}_{n+1}) \right\} \\ &- \max_{\substack{(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1}) \\ c_{n,i}(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1}) = 0}} \left\{ \tilde{\alpha}_n(\mathcal{S}_n) + \tilde{\gamma}_n(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1}) + \tilde{\beta}_{n+1}(\mathcal{S}_{n+1}) \right\}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Damit werden analog zur Berechnung der Vor- und Rückwärtsrekursionen in (3.29) nur Additionen und Auswahlfunktionen benötigt und implementierungsaufwendige Multiplikationen vermieden. Die Konstanten k_1 und $k_{2,n}$ in der Zweigmetrik $\tilde{\gamma}_n(\mathcal{S}_n, \mathcal{S}_{n+1})$ kürzen sich bei der Berechnung der A-Posteriori Information in (3.34) heraus und müssen daher nicht näher bestimmt werden.

Für die Implementierung des Max-Log-MAP Algorithmus existieren in der Literatur zahlreiche Veröffentlichungen wie z.B. [DGM93], [BWG03] und [WLW01].

3.3.3 Weitere suboptimale zustandsbasierte Detektionsverfahren

Neben den in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Maximum-A-Posteriori (MAP) Detektionsalgorithmen können für die SISO Entzerrung auch Maximum-Likelihood-Sequence-Estimation (MLSE) Algorithmen, wie z.B. der Soft-Output Viterbi-Algorithmus (SOVA) [HH89] oder der Soft-Output Viterbi Equalizer (SOVE) [KB90] verwendet werden. Diese MLSE-Algorithmen basieren auf dem Viterbi-Algorithmus, der erstmalig 1972 von Forney [For72] zur Entzerrung von ISI-Kanälen eingesetzt wurde. Da beim Viterbi-Algorithmus ausschließlich eine Vorwärtsrekursion durch das Trellisdiagramm erfolgt, bieten die MLSE-Algorithmen zwar eine geringere Komplexität als die MAP-Algorithmen [VY00], zeigen dafür aber auch eine schlechte Leistungsfähigkeit hinsichtlich der zu erzielenden Bitfehlerraten [Bau00]. Der Komplexitätsvorteil dieser MLSE-Algorithmen gegenüber den MAP-Algorithmen fällt allerdings nur gering aus, da die Anzahl der Zustände im Trellisdiagramm bei beiden Verfahren gleich hoch ist. Bei nicht-binärer Übertragung wächst die Komplexität des SOVA sogar deutlich an [Höh90b], so dass sich der Komplexitätsvorteil gegenüber den MAP-Detektoren weiter verringert.

Eine deutliche Komplexitätsreduktion läßt sich durch die Verwendung von zustandsreduzierten zustandsbasierten Entzerrern erzielen. Hierbei besteht eine Möglichkeit darin, den Viterbi-Algorithmus mit einem DFE zu kombinieren und damit die effektive Kanallänge

für die Berechnung der Zweigmetrik zu verkürzen [VH74]. Dieses Verfahren wurde 1988 von Duel-Hallen und Heegard [DH89] unter der Bezeichnung Delayed-Decision Feedback Sequence Estimation (DDFSE) für die Entzerrung wieder aufgegriffen. Für den Einsatz in iterativen Detektionsprozessen wurde in [LZC00] ein auf dem DDFSE basierender komplexitätsreduzierter SISO MAP Entzerrer vorgestellt. Eine weitere Möglichkeit zur Zustandsreduktion wurde von Eyuboglu und Qureshi in [EQ88] präsentiert, wobei die Reduktion durch eine Partitionierung der Signalraumkonstellation erzielt wird.

Neben diesen Verfahren der Zustandsreduktion kann die Komplexität von zustandsbasierten Detektionsverfahren auch durch vereinfachte Suchalgorithmen im Trellisdiagramm erzielt werden. Gängige Verfahren sind hierbei der M- [LA86], [AM84] und T-Algorithmus [Sim90], die nur eine limitierte Anzahl von Pfaden zu jedem Zeitpunkt im Trellisdiagramm betrachten.

Eine sehr ausführlich Analyse von verschiedenen zustandsreduzierten Trellis-Detektoren für das 1000BASE-T Gigabit Ethernet [IE+99] erfolgte in [Har04], wobei sich der DDFSE als günstig hinsichtlich des Abtausches zwischen der Komplexität und Leistungsfähigkeit herauskristallisierte.

3.3.4 Asymptotische Grenze der Leistungsfähigkeit bei Maximum-A-Posteriori Detektion

In diesem Abschnitt wird eine obere asymptotische Grenze für die Leistungsfähigkeit von MAP SISO Entzerrern bei perfekter A-Priori Information hergeleitet. Diese obere Grenze gilt sowohl für den BCJR-MAP, als auch den Max-Log-MAP Entzerrer.

Für den Fall perfekter A-Priori Information sind alle Sendesymbole eines Blocks, die im Vektor

$$\mathbf{d}_1^{K_d} = [d_1 \quad d_2 \quad \dots \quad d_{K_d}] \quad (3.35)$$

zusammengefasst werden können, und damit auch sämtliche Codebits $\{c_{n,i}\}$, komplett bekannt. Hiermit läßt sich die A-Posteriori Information über ein Codebit $c_{n,i}$, basierend auf (3.11), durch den Ausdruck

$$L^E(c_{n,i}) = \ln \frac{P(c_{n,i} = 1 | \mathbf{r}_1^{N_r}, \mathbf{d}_1^{n-1}, \tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}, \mathbf{d}_{n+1}^{K_d})}{P(c_{n,i} = 0 | \mathbf{r}_1^{N_r}, \mathbf{d}_1^{n-1}, \tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}, \mathbf{d}_{n+1}^{K_d})} \quad (3.36)$$

berechnen, wobei der Vektor

$$\tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i} = [c_{n,1} \quad \dots \quad c_{n,i-1} \quad c_{n,i+1} \quad \dots \quad c_{n,B}] \quad (3.37)$$

alle zum Symbol d_n gehörenden Codebits, bis auf das zu detektierende Bit $c_{n,i}$, beinhaltet. Mithilfe der Kettenregel für bedingte Wahrscheinlichkeiten¹ kann die Berechnung der A-

¹ $p(a_1, \dots, a_K) = p(a_1)p(a_2|a_1) \cdots p(a_K|a_1, \dots, a_{K-1})$

Posteriori Information (3.36) wie folgt umgeformt werden:

$$L^E(c_{n,i}) = \underbrace{\ln \frac{P(c_{n,i} = 1)}{P(c_{n,i} = 0)}}_{L_a^E(c_{n,i})} + \underbrace{\ln \frac{P(\mathbf{d}_1^{n-1}, \tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}, \mathbf{d}_{n+1}^{K_d} | c_{n,i} = 1)}{P(\mathbf{d}_1^{n-1}, \tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}, \mathbf{d}_{n+1}^{K_d} | c_{n,i} = 0)}}_{=0} + \ln \frac{p(\mathbf{r}_1^{N_r} | \mathbf{d}_1^{n-1}, \tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}, \mathbf{d}_{n+1}^{K_d}, c_{n,i} = 1)}{p(\mathbf{r}_1^{N_r} | \mathbf{d}_1^{n-1}, \tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}, \mathbf{d}_{n+1}^{K_d}, c_{n,i} = 0)}. \quad (3.38)$$

Der erste Teil von (3.38) entspricht exakt der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ des zu detektierenden Codebits. Darüberhinaus fällt der mittlere Ausdruck weg, da die Codebits und Sendesymbole durch den senderseitigen Interleaver als statistisch unabhängig angenommen werden können. Nun läßt sich mit

$$L_e^E(c_{n,i}) = L^E(c_{n,i}) - L_a^E(c_{n,i}) \quad (3.39)$$

aus (3.38) direkt die extrinsische Information des MAP Detektors extrahieren:

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{p(\mathbf{r}_1^{N_r} | \mathbf{d}_1^{n-1}, \tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}, \mathbf{d}_{n+1}^{K_d}, c_{n,i} = 1)}{p(\mathbf{r}_1^{N_r} | \mathbf{d}_1^{n-1}, \tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}, \mathbf{d}_{n+1}^{K_d}, c_{n,i} = 0)}. \quad (3.40)$$

Unter Annahme des ISI-Kanals nach Abbildung 3.4 mit der Länge L ist zu erkennen, daß die beobachteten Symbole r_k für $k < n$ und $k \geq L + n$ keinen Einfluß auf die Berechnung der extrinsischen Information in (3.40) haben. Zusätzlich definieren wir an dieser Stelle mit d_n^0 und d_n^1 die beiden Symbole aus der Menge des Sendalphabets \mathcal{Y} , welche durch den Vektor $\tilde{\mathbf{c}}_{\mathbf{n},i}$ und das jeweils verschiedene Bit $c_{n,i} = (0, 1)$ vollständig definiert sind. Damit vereinfacht sich $L_e^E(c_{n,i})$ zu

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{\prod_{k=0}^{L-1} p(r_{n+k} | \mathbf{d}_{n-L+1+k}^{n-1}, \mathbf{d}_{n+1}^{n+k}, d_n^1)}{\prod_{k=0}^{L-1} p(r_{n+k} | \mathbf{d}_{n-L+1+k}^{n-1}, \mathbf{d}_{n+1}^{n+k}, d_n^0)}, \quad (3.41)$$

wobei sich die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen in (3.41) unter der Annahme eines reellwertigen Übertragungssystems wie folgt berechnen lassen:

$$p(r_{n+k} | \mathbf{d}_{n-L+1+k}^{n-1}, \mathbf{d}_{n+1}^{n+k}, d_n^x) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma_w^2}} e^{-\frac{\left| r_{n+k} - d_n^x h_k - \sum_{l \neq k} d_{n+k-l} h_l \right|^2}{2\sigma_w^2}} \quad \text{mit } x \in \{0, 1\}. \quad (3.42)$$

Mit (3.42) läßt sich die Berechnung der extrinsischen Information in 3.41 nochmals vereinfacht darstellen:

$$L_e^E(c_{n,i}) = \frac{1}{2\sigma_w^2} \sum_{k=0}^{L-1} \left[\left| r_{n+k} - d_n^0 h_k - \sum_{l \neq k} d_{n+k-l} h_l \right|^2 - \left| r_{n+k} - d_n^1 h_k - \sum_{l \neq k} d_{n+k-l} h_l \right|^2 \right]. \quad (3.43)$$

Wird die Berechnungsvorschrift des jeweils empfangenen Symbols

$$r_n = \sum_{k=0}^{L-1} d_{n-k} h_k + w_n \quad (3.44)$$

in (3.43) eingesetzt, so läßt sich die extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ folgendermaßen berechnen:

$$L_e^E(c_{n,i}) = \frac{1}{2\sigma_w^2} \sum_{k=0}^{L-1} \left[|(d_n^0 - d_n) h_k + w_{n+k}|^2 - |(d_n^1 - d_n) h_k + w_{n+k}|^2 \right]. \quad (3.45)$$

Nach weiteren Umformungen von (3.45), unter Verwendung der Summe der Energie

$$E_h = \sum_{k=0}^{L-1} |h_k|^2 \quad (3.46)$$

der einzelnen Kanalkoeffizienten und des Ausdrucks

$$y_n = E_h d_n + \sum_{k=0}^{L-1} h_k w_{n+k}, \quad (3.47)$$

läßt sich $L_e^E(c_{n,i})$ letztendlich zu

$$L_e^E(c_{n,i}) = \frac{1}{2E_h \sigma_w^2} \left[|y_n - E_h d_n^0|^2 - |y_n - E_h d_n^1|^2 \right] = \ln \frac{p(y_n | d_n = d_n^1)}{p(y_n | d_n = d_n^0)} \quad (3.48)$$

zusammenfassen. Hierbei entspricht y_n der Beobachtung des Sendesymbols am Ausgang eines intersymbolinterferenzfreien Kanals mit dem Verstärkungsfaktor E_h und additivem gefärbtem gaußischem Rauschen der Varianz $E_h \sigma_w^2$. D.h., der MAP-Entzerrer wandelt bei perfekter A-Priori Information den ursprünglichen ISI-Kanal in einen äquivalenten, ISI-freien Kanal mit dem Verstärkungsfaktor E_h und gefärbtem gaußischem Rauschen um. Der Störabstand am Ausgang dieses äquivalenten Kanals berechnet sich somit zu

$$SNR = SNR_{MFB} = E_h \frac{E_s}{\sigma_w^2} \quad (3.49)$$

und erreicht somit die Matched-Filter-Grenze [Pro95]. Damit kann der MAP-Entzerrer im Idealfall die Intersymbol-Interferenzen komplett auslöschen, ohne den Störabstand zu senken. Das hier theoretisch gewonnene Ergebnis wird in Abschnitt 3.3.5 mit Simulationen bestätigt: Das Gesamtsystem mit dem MAP Turbo-Entzerrer erreicht bei sehr guter A-Priori Information die Leistungsfähigkeit eines codierten Übertragungssystem über einen AWGN-Kanal ohne Intersymbol-Interferenzen.

Des Weiteren wird durch (3.48) die Aussage aus Abschnitt 3.1 bestätigt, daß $L_e^E(c_{n,i})$ ausschließlich Information aus der Übertragung über den AWGN-ISI-Kanal enthält, und folglich passend mit dem Begriff Kanalinformation bezeichnet werden kann.

3.3.5 Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt werden die zuvor vorgestellten BCJR-MAP und Max-Log-MAP SISO Detektoren unter Anwendung des in Abschnitt 3.1 beschriebenen Turbo-Prinzips als Turbo-Entzerrer im Empfänger eingesetzt und hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit, d.h. der Bitfehlerquote der Informationsbits des Gesamtsystems, miteinander verglichen.

Abbildung 3.6 verdeutlicht den Aufbau des hier verwendeten Übertragungssystems: Ein Block von $K_b = 32768$ Informationsbits $\{b_k\}$ wird durch einen rekursiv-systematischen Faltungscoder der Rate $R = 1/2$ und der Generatormatrix

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 7 \\ 5 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

zu einer Sequenz von $K_c = 65538$ Codebits $\{c'_{n,i}\}$ codiert. Anschließend werden diese Codebits durch den in Abschnitt 3.2 vorgestellten S-Random Interleaver mit $S = 90$ verwürfelt:

$$\{c_{n,i}\} = \Pi(\{c'_{n,i}\}). \quad (3.51)$$

Diese Verwürfelung ist äußerst wichtig bei verketteten Codesystemen, ein Weglassen der Interleaver würde zu einer starken Einschränkung hinsichtlich der Bitfehlerquote führen.

Die codierten Sendebits $\{c_{n,i}\}$ werden in Abhängigkeit von der Modulationsart durch den Signal-Mapper auf die Sendesymbole d_n abgebildet. Bei dem hier vorliegendem Szenario wird eine BPSK-Modulation verwendet. Der zeitdiskrete und im Symboltakt optimal abgetastete ISI-Kanal wird wie in Abbildung 3.4 dargestellt, als FIR-Filter modelliert. Die Kanalkoeffizienten h_i des ISI-Kanals werden sowohl durch die physikalischen Übertragungsbedingungen im eigentlichen Kanal als auch durch die Sende- und Empfangsfilter bestimmt, wie in Abschnitt 2.2 erläutert.

Für die Simulation wird der ISI-Kanal durch den in Abschnitt 2.3 vorgestellten Proakis C Kanal [Pro95] modelliert, der sehr starke Intersymbol-Interferenzen verursacht. Die Kanalkoeffizienten (2.14) werden für die folgenden Simulationen als im Empfänger bekannt vorausgesetzt. Dieser zeitdiskrete ISI-Kanal wird mit den Sendesymbolen d_n gespeist; die am Kanalausgang anliegenden Symbole v_n werden mit additivem mittelwertfreien weissen gaußischem Rauschen gestört und liegen schließlich als empfangene Symbole r_n am Empfänger an. Die SISO-Kanaldecodierung wird durch einen BCJR-MAP Decoder ausgeführt.

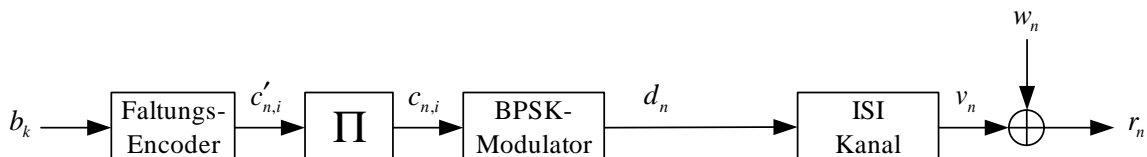


Abbildung 3.6: Sender und ISI-Kanal: Seriell verkettetes Codesystem

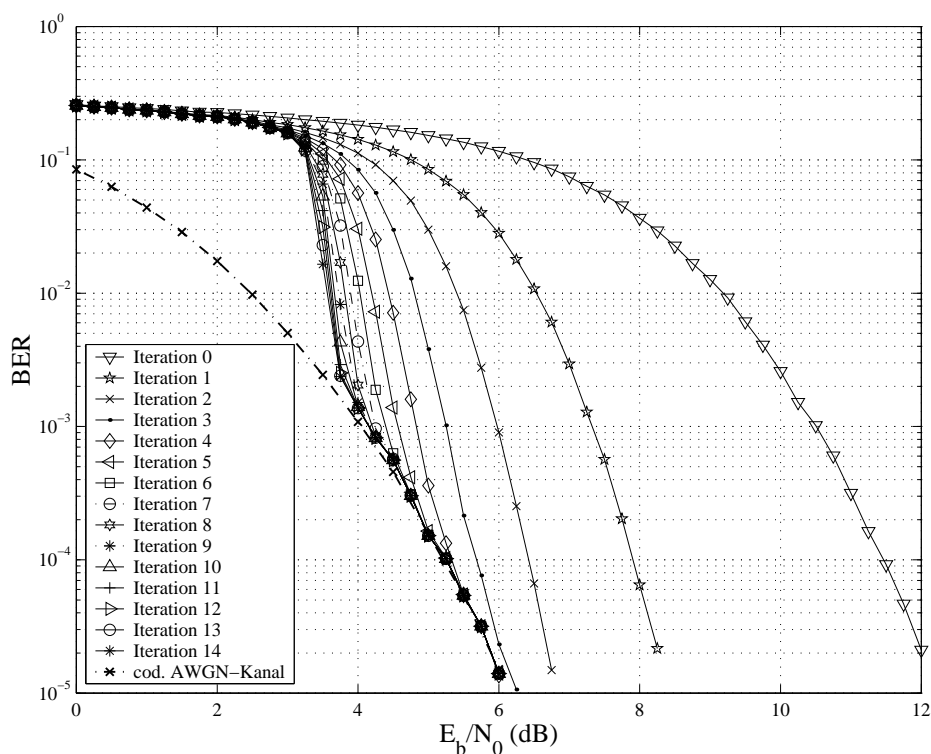


Abbildung 3.7: Bitfehlerrate für BCJR-MAP Turbo-Entzerrung, Proakis C Kanal

Exakt dieses Testszenario wurde von Tüchler in [TKS02] eingeführt und seither in vielen Publikationen wiederverwendet. Durch dieses standardisierte Simulationsszenario lassen sich die verschiedenen Algorithmen der Turbo-Entzerrung sehr gut hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit miteinander vergleichen.

Die Abbildung 3.7 zeigt die Bitfehlerrate der decodierten Informationsbits \hat{b}_k bei Verwendung des BCJR-MAP Turbo-Entzerrers im angegebenen Simulationsszenario. Zusätzlich ist die Bitfehlerratenkurve für die codierte Übertragung über einen nicht-frequenzselektiven AWGN-Kanal, d.h. einen Kanal ohne Intersymbol-Interferenzen, dargestellt. Schon die erste Turbo-Iteration erzielt bei einer Bitfehlerrate von 10^{-4} einen Gewinn von 3.7 dB im Vergleich zur nicht-iterativen Detektion. Nach weiteren vier Iterationen erreicht der BCJR-MAP Turbo-Entzerrter bei derselben Bitfehlerrate die Übertragungseigenschaften des codierten Systems über den nicht-frequenzselektiven AWGN-Kanal. Damit entzerrt der BCJR-MAP Turbo-Entzerrter die Intersymbol-Interferenzen vollständig, ohne dabei das SNR abzusenken, und erreicht die in Abschnitt 3.3.4 hergeleitete Matched-Filter-Grenze. Schon ab einem Störabstand E_b/N_0 von 3.7 dB erzielt der BCJR-MAP Turbo-Entzerrter nach der 14. Iteration nahezu die Leistungsfähigkeit des codierten Systems mit nicht-frequenzselektivem AWGN-Kanal.

Unterhalb dieses Störabstandes zeigt der BCJR-MAP Turbo-Entzerrter jedoch sehr schlech-

te Konvergenzeigenschaften, über die verschiedenen Iterationen läßt sich das Detektionsergebnis nur minimal verbessern. Dieser Effekt ist typisch für Turbo-Systeme, da bei sehr geringem SNR der Informationsgehalt der ausgetauschten extrinsischen Information zwischen den Komponentendecodern relativ gering ist und damit nur zu einer unzureichend besseren Decodierung der nachfolgenden SISO-Komponente beitragen kann. Auf dieses Konvergenzverhalten von Turbo-Systemen wird in Abschnitt 3.4 mithilfe des EXIT-Charts [Bri01] genauer eingegangen.

In Abbildung 3.8 wird die Leistungsfähigkeit des suboptimalen Max-Log-MAP mit dem BCJR-MAP Turbo-Entzerrer verglichen. Hierzu sind die Bitfehlerraten nach 14 Iterationen eingetragen, zusätzlich wiederum die Bitfehlerrate bei codierter Übertragung über einen nicht-frequenzselektiven AWGN-Kanal. Die Degradation durch den suboptimalen Max-Log-MAP Entzerrer beträgt bei einer Bitfehlerrate von 10^{-2} nur 0.6 dB, ab einem Störabstand E_b/N_0 von 4.5 dB erreicht auch die Turbo-Detektion mit dem Max-Log-MAP Entzerrer nach 14 Iterationen die Leistungsfähigkeit des codierten Systems mit nicht-frequenzselektivem AWGN-Kanal. Die geringfügig schlechteren Konvergenzeigenschaften des Max-Log-MAP Entzerrers liegen darin begründet, daß der Max-Log-MAP SISO-Detektor bei schwacher A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ eine schlechtere extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ als der BCJR-MAP SISO-Detektor berechnet. Bei A-Priori Information mit hohem Infor-

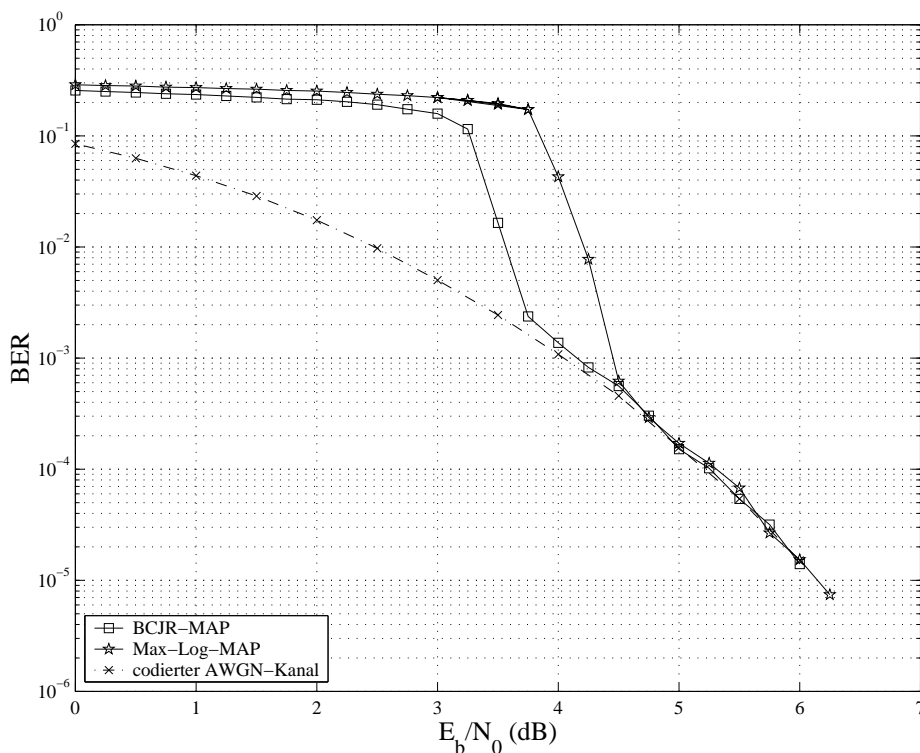


Abbildung 3.8: Bitfehlerrate nach 14 Iterationen, Proakis C Kanal

mationsgehalt hingegen zeigt der Max-Log-MAP Entzerrer ein nahezu gleich gutes Detektionsverhalten wie der BCJR-MAP SISO-Detektor, was genauer in Abschnitt 3.4 gezeigt wird.

3.4 EXIT-Chart: Konvergenzanalyse von verketteten Systemen

In diesem Abschnitt wird die Anwendung des *EXtrinsic Information Transfer* (EXIT) Charts, einem Konvergenzanalysetool für verkettete Systeme, für die Turbo-Entzerrung erläutert.

Das EXIT Chart wurde original von Ten Brink [Bri01], [Bri99] für die Konvergenzanalyse von seriell und parallel verketteten Turbo Codes entwickelt. Grundidee hierbei ist die Visualisierung des Austausches der extrinsischen Information zwischen den einzelnen Soft-Input Soft-Output Decodern in einer graphischen Darstellung. Mittels des EXIT Charts lassen sich die Systemparameter, wie z.B. die Wahl der Encoder im Sender, optimieren und das Konvergenzverhalten des zu untersuchenden Systems über die verschiedenen Iteration voraussagen. Da sich der ISI-Kanal mit einem Faltungscoder der Coderate $R = 1$ modellieren läßt, kann das EXIT Chart nach Ten Brink auch für die Turbo-Entzerrung verwendet werden [TKS02].

3.4.1 Modellierung der Übertragungscharakteristik von SISO Komponenten

Beim EXIT Chart wird für jede Soft-Input Soft-Output Komponente die Übertragungscharakteristik zwischen der am Eingang anliegenden A-Priori Information $L_a(c_{n,i})$ und der extrinsischen Information $L_e(c_{n,i})$ am Ausgang ermittelt. Grundlegend bei Ten Brinks Ansatz ist die Annahme, daß sich die A-Priori Information am Eingang einer SISO-Komponente durch eine gaußverteilte, mittelwertfreie Zufallsvariable $w_{a,n}$ mit der Varianz $\sigma_a^2 = E\{|w_{a,n}|^2\}$ in Abhängigkeit der bekannten übertragenen Bits $c_{n,i}$, modellieren läßt:

$$L_a(c_{n,i}) = \mu_a \cdot (2 \cdot c_{n,i} - 1) + w_{a,n}. \quad (3.52)$$

Ten Brink weist in [Bri01] nach, daß sich der Mittelwert μ_a direkt in Abhängigkeit der Varianz σ_a^2 berechnen läßt, so daß sich folgende Abhängigkeit zwischen den beiden Werten ergibt:

$$\mu_a = \frac{\sigma_a^2}{2}. \quad (3.53)$$

Hiermit zeigt sich ein entscheidender Vorteil von Ten Brinks Modell: Durch die Abhängig-

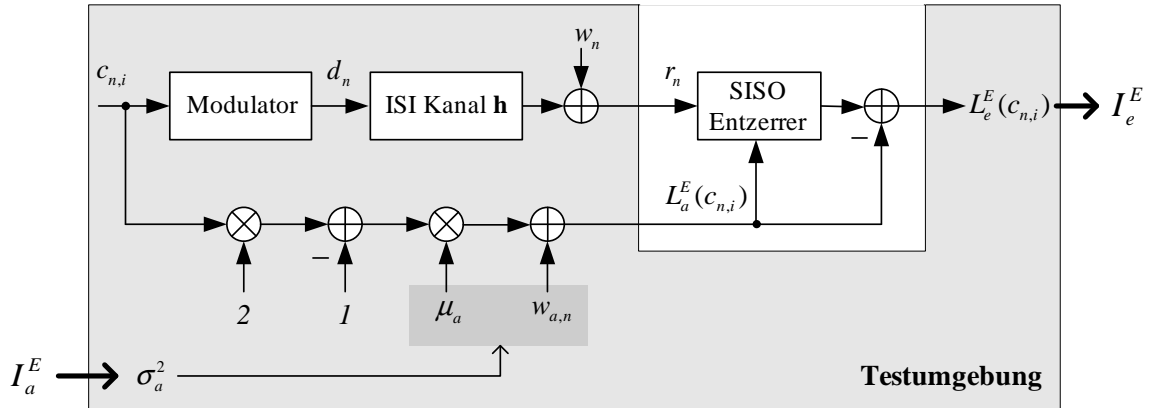


Abbildung 3.9: EXIT Chart, Einbettung des SISO Entzerrers in Testumgebung

keit zwischen Mittelwert μ_a und Varianz σ_a^2 gemäß (3.53) läßt sich die A-Priori Information $L_a(c_{n,i})$ in (3.52) alleinig durch die Varianz σ_a^2 und die bekannten Sendebits vollständig modellieren. Damit kann die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für alle L-Werte innerhalb eines Blocks mit

$$p_{L_a}(\xi|C=c) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_a^2}} \cdot e^{-\frac{\left(\xi - \frac{\sigma_a^2}{2}(2c-1)\right)^2}{2\sigma_a^2}}, \quad \text{mit } c \in \{0,1\} \quad (3.54)$$

angegeben werden. Mithilfe dieser Verbundwahrscheinlichkeitsdichte und der Annahme, daß die Sendebits statistisch unabhängig sind, läßt sich der gemeinsame Informationsgehalt $I_a = I(C; L_a)$ [CT91], [Ham86] mit $0 \leq I_a \leq 1$ zwischen den übertragenen Bits C und den L-Werten L_a wie folgt berechnen:

$$I_a = \frac{1}{2} \cdot \sum_{c=0,1} \int_{-\infty}^{+\infty} p_{L_a}(\xi|C=c) \frac{2 \cdot p_{L_a}(\xi|C=c)}{p_{L_a}(\xi|C=0) + p_{L_a}(\xi|C=1)} d\xi. \quad (3.55)$$

Im Folgenden wird dieser gemeinsame Informationsgehalt zwischen den gesendeten Codebits und den L-Werten einfachheitshalber als Informationsgehalt bezeichnet. Unter der Verwendung von (3.54) und (3.55) kann der Informationsgehalt

$$I_a(\sigma_a^2) = 1 - \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_a^2}} \cdot e^{-\frac{\left(\xi - \frac{\sigma_a^2}{2}(2c-1)\right)^2}{2\sigma_a^2}} \cdot \text{ld} [1 + e^{-\xi}] d\xi \quad (3.56)$$

der modellierten A-Priori Information bestimmt werden, wobei I_a ausschließlich von der Varianz σ_a^2 abhängt. Die Extrema $I_a(\sigma_a^2 = 0) = 0$ und $I_a(\sigma_a^2 \rightarrow \infty) = 1$ beschreiben somit nicht vorhandene und perfekt bekannte A-Priori Information. Der Informationsgehalt I_e der

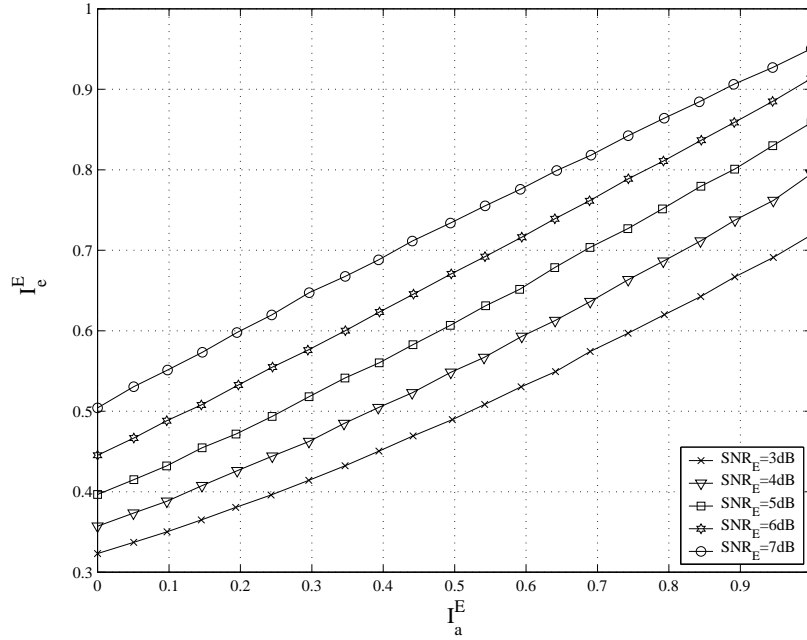


Abbildung 3.10: Übertragungskennlinie für BCJR-MAP Entzerrer bei verschiedenen Störabständen, Proakis C Kanal, BPSK Modulation

extrinsischen Information am Ausgang der SISO Komponente kann analog zu (3.55) mit

$$I_e = \frac{1}{2} \cdot \sum_{c=0,1} \int_{-\infty}^{+\infty} p_{L_e}(\xi|C=c) \frac{2 \cdot p_{L_e}(\xi|C=c)}{p_{L_e}(\xi|C=0) + p_{L_e}(\xi|C=1)} d\xi \quad (3.57)$$

berechnet werden.

Damit läßt sich nun die Übertragungscharakteristik der Ausgangsinformation I_e in Abhängigkeit des Informationsgehaltes der A-Priori Information I_a für einzelne SISO Komponente aufstellen:

$$I_e = T(I_a). \quad (3.58)$$

Für die Ermittlung von $T(I_a)$ einer SISO Komponente wird diese in eine Testumgebung eingebettet; Abbildung 3.9 zeigt eine solche Anordnung für einen SISO Entzerrer. Der SISO Entzerrer wird mit dem empfangenen Symbolen r_n und der A-Priori Information L_a^E gespeist. Diese A-Priori Information wird nach Vorschrift 3.52 generiert und durch die Wahl der Varianz σ_a^2 , die mit Verknüpfung über (3.56) einem Informationsgehalt I_a^E entspricht, charakterisiert. Am Eingang des zu testenden SISO Entzerrers liegt damit A-Priori Information mit fest definiertem Informationsgehalt I_a^E an.

Am Entzerrerausgang soll der Informationsgehalt I_e^E der extrinsischen Information bestimmt werden. Zur Berechnung von I_e^E muß die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte $p_{L_e^E}(\xi|C=c)$ bekannt sein. Da eine Gaußverteilung für $p_{L_e^E}(\xi|C=c)$ nicht vorausgesetzt werden kann, werden in Ten Brinks Ansatz die Verbundwahrscheinlichkeitsdichten

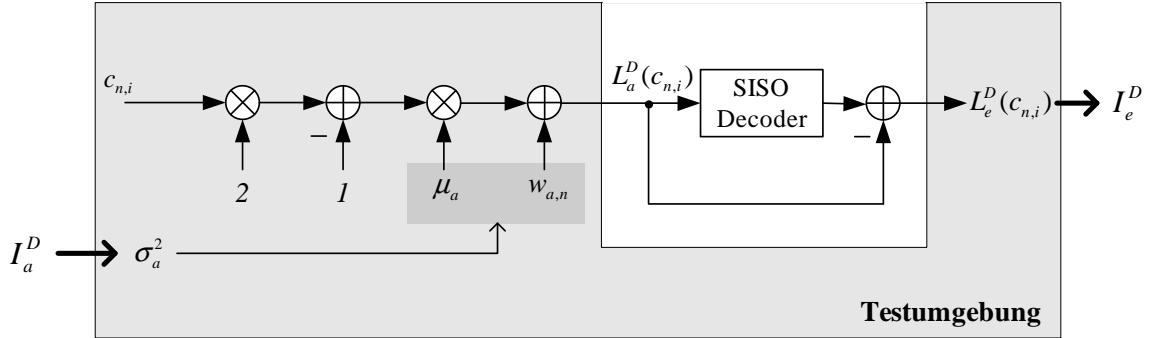


Abbildung 3.11: EXIT Chart, Einbettung des SISO Kanaldecoders in Testumgebung

$p_{L_e^E}(\xi|C=0)$ und $p_{L_e^E}(\xi|C=1)$ mittels eines Histogramms über den Block aller L-Werte $L_e^E(c_{n,i})$ bestimmt. Mithilfe numerischer Intergration läßt sich aus den so gewonnenen Verbundwahrscheinlichkeitsdichten $p_{L_e^E}(\xi|C=0)$ und $p_{L_e^E}(\xi|C=1)$ der Informationsgehalt I_e^E der extrinsischen Information unter Verwendung von (3.54) und (3.57) berechnen. Damit läßt sich für den SISO Entzerrer schrittweise die Übertragungscharakteristik

$$I_e^E = T(I_a^E, \text{SNR}_E, \mathbf{h}, \text{MOD}) \quad (3.59)$$

mittels der Einbettung des Entzerrers in die Testumgebung nach Abbildung 3.9 bestimmen, wobei die Rahmenparameter wie das Signal-zu-Rauschverhältnis $\text{SNR}_E = \frac{E\{|d_n|^2\}}{E\{|w_n|^2\}}$, die Kanalimpulsantwort \mathbf{h} und die Modulation konstant gehalten werden müssen. Abbildung 3.10 zeigt diese Übertragungscharakteristik des BCJR-MAP SISO Entzerrers für das Simulationsszenario aus Abschnitt 3.3.5 (Proakis C Kanal, BPSK-Modulation) für verschiedene Signal-zu-Rauschverhältnisse. Die jeweiligen Kurven starten bei $I_a^E = 0$, d.h. dem BCJR-MAP Entzerrer liegt keine A-Priori Information vor. Dies entspricht einem BCJR-MAP Entzerrer in einem nicht-iterativen Empfänger. In Abbildung 3.10 ist gut zu erkennen, daß sich der Informationsgehalt I_e^E der extrinsischen Information des Entzerrers durch den Einsatz von A-Priori Information erheblich steigern läßt. Bei einem Störabstand von z.B. $\text{SNR}_E = 5$ dB läßt sich dadurch der extrinsische Informationsgehalt von $I_e^E = 0.36$ bis auf maximal $I_e^E = 0.86$ erhöhen.

Analog zu der Vorgehensweise beim SISO Entzerrer kann die Übertragungscharakteristik

$$I_e^D = T(I_a^D, \text{COD}) \quad (3.60)$$

des SISO Kanaldecoders bestimmt werden; hierzu wird der Decoder für die vorgegebene Codeart (COD) in die modifizierte Testumgebung nach Abbildung 3.11 eingebettet. Wiederum wird der Informationsgehalt I_a^D der A-Priori Information über die Varianz σ_a^2 vorgegeben und der dazugehörige Informationsgehalt I_e^D der extrinsischen Information L_e^D am Decoderausgang ermittelt. Schrittweise läßt sich nun wie zuvor beim Entzerrer die Übertragungscharakteristik für den SISO Kanaldecoder bestimmen. Abbildung 3.12 zeigt

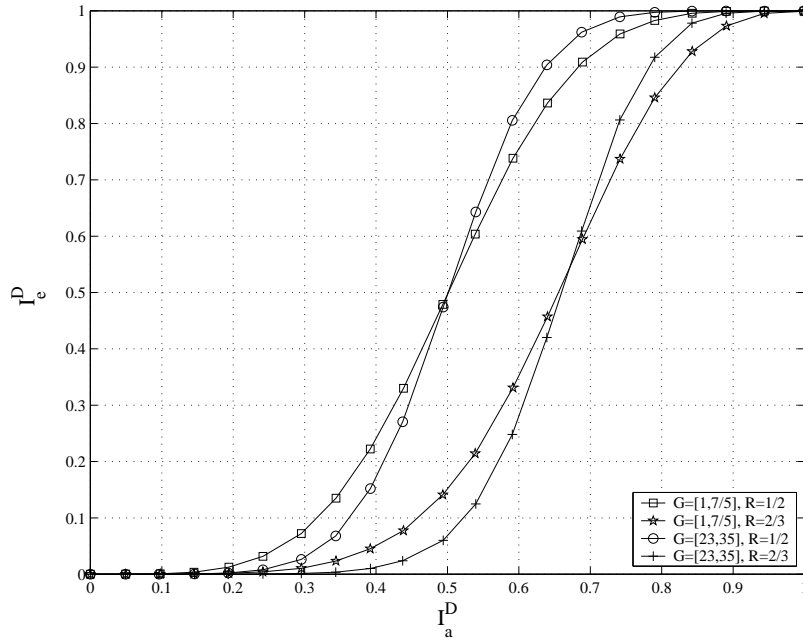


Abbildung 3.12: Übertragungskennlinie für verschiedene Faltungcodes

$I_e^D = T(I_a^D, \text{COD})$ für einen BCJR-MAP Kanaldecoder mit verschiedenen Faltungcodes der Codiererate $R = 1/2$ und den jeweils dazugehörigen punktierten Versionen mit $R = 2/3$. Die Generatorpolynome G sind in oktaler Schreibweise angegeben.

Wie zu erwarten, benötigen die nicht-punktierten Faltungcodes der Rate $R = 1/2$ für eine leistungsfähige Decodierung einen geringeren Informationsgehalt I_a^D als die punktierten Varianten. Darüberhinaus ist zu beobachten, daß der SISO Decoder beim einfacheren Code $G = [1, 7/5]$ mit dem kurzen Codegedächtnis $D = 2$ bei schwacher A-Priori Information ($I_a^D < 0.5$) eine bessere extrinsische Information berechnet, als der mit dem längeren Codegedächtnis $D = 4$ versehene Code $G = [23, 35]$. Dieser Effekt kehrt sich jedoch bei starker A-Priori Information um, hier zeigt der Code mit dem längeren Gedächtnis bessere Ergebnisse.

3.4.2 Konvergenzanalyse bei der Turbo-Entzerrung

In diesem Abschnitt wird die Technik der EXIT-Chart Analyse auf die Turbo-Entzerrung angewendet. Nach dem in Abschnitt 3.4.1 vorgestellten Verfahren läßt sich der Informationsgehalt der extrinsischen Information am Ausgang einer SISO-Komponente in Abhängigkeit der eingangsseitigen A-Priori Information in einer Übertragungsfunktion darstellen. So beschreibt z.B.

$$I_e^E = T(I_a^E, \text{SNR}_E, \mathbf{h}, \text{MOD}) \quad (3.61)$$

die Übertragungscharakteristik eines SISO Entzerrers. Da nach dem Turbo-Prinzip die extrinsische Information des Entzerrers als A-Priori Information für den Kanaldecoder verwendet wird, haben folglich die am Eingang des Kanaldecoders anliegenden L-Werte L_a^D den Informationsgehalt

$$I_a^D = I_e^E, \tag{3.62}$$

der dem Informationsgehalt der extrinsischen Information des Entzerrers entspricht. Umgekehrtes gilt ebenso für den Informationsgehalt der A-Priori Information L_a^E des Entzerrers:

$$I_a^E = I_e^D. \tag{3.63}$$

Dieser Austausch des Informationsgehaltes der extrinsischen Informationen zwischen den SISO-Komponenten ist in Abbildung 3.13 dargestellt. Mit (3.62) und (3.63) können nun die Übertragungsfunktionen vom SISO Entzerrer und SISO Kanaldecoder in einem Diagramm zusammengefasst werden, dem sog. EXIT Chart. Hierfür müssen allerdings die Abzisse und Ordinate des äußeren Decoders, also des SISO Kanaldecoders, gegeneinander ausgetauscht werden.

Abbildung 3.14 zeigt das EXIT-Chart für den BCJR-MAP Entzerrer und den nicht-punktierten Faltungcode $G = [1, 7/5]$. Zusätzlich ist der Austausch der extrinsischen Information bei einem Störabstand von $E_b/N_0 = 4$ dB in Form einer ‘‘Zick-Zack‘‘-Trajektion im EXIT Chart visualisiert. Nach neun Iterationen erreicht der BCJR-MAP Turbo-Entzerrer keine Verbesserung des extrinsischen Informationsgehaltes, da sich die Kurven von SISO Entzerrer und Decoder in Sättigungspunkt A schneiden. Die Lage dieses Sättigungspunktes erklärt, warum der BCJR-MAP Turbo-Entzerrer bei $E_b/N_0 = 4$ dB in der Bitfehlerratenkurve nach Abbildung 3.7 die Leistungsfähigkeit des Referenzsystems, d.h. des codierten AWGN-Systems ohne ISI-Kanal, nicht ganz erreicht: Der Informationsgehalt der A-Priori Information des Entzerrers erreicht nicht ganz den Optimalwert von $I_a^E = 1.0$, daher kann

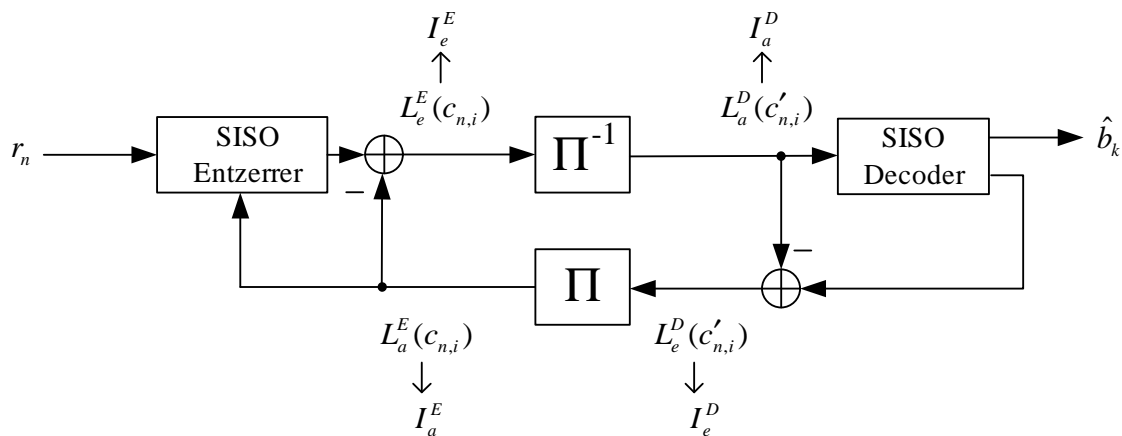


Abbildung 3.13: Austausch Informationsgehalt der extrinsischen Informationen

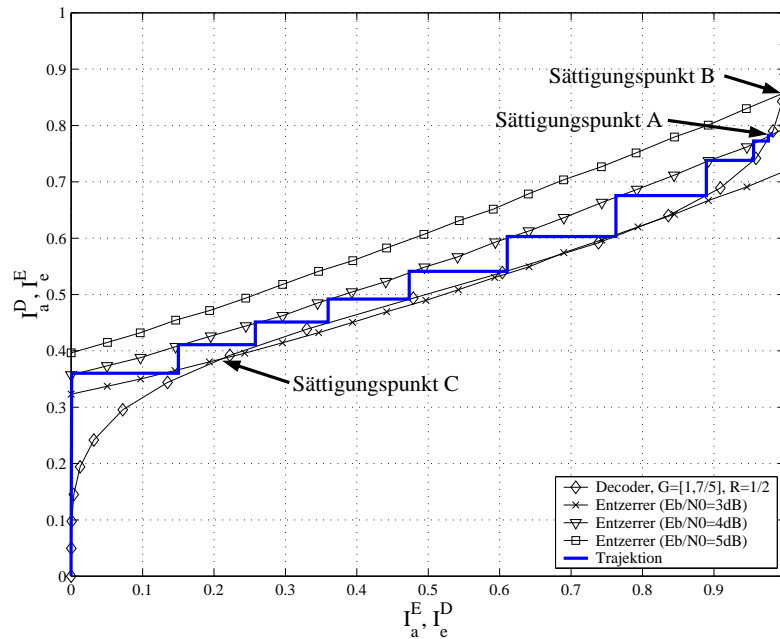


Abbildung 3.14: EXIT Chart für BCJR-MAP Entzerrer, Proakis C Kanal, BPSK Modulation

der SISO BCJR-MAP Entzerrer nicht sämtliche Intersymbol-Interferenzen beseitigen. Bei einem Störabstand von $E_b/N_0 = 5$ dB würde der BCJR-MAP Turbo-Entzerrer nach einigen Iterationen Sättigungspunkt B erreichen, womit dem Entzerrer mit $I_a^E \approx 1.0$ nahezu perfekte A-Priori Information vorläge und damit die Leistungsfähigkeit des Referenzsystems erreicht würde. Dies wird auch durch die per Simulation gewonnene Bitfehlerratenkurve in Abbildung 3.7 bestätigt und untermauert die in Abschnitt 3.3.4 hergeleitete Matched-Filter-Leistungsfähigkeit des BCJR-MAP SISO Entzerrers bei idealer A-Priori Information.

Des Weiteren läßt sich mit dem EXIT-Chart der Mindest-Störabstand für die Konvergenz des BCJR-MAP Turbo-Entzerrers ermitteln. Bei $E_b/N_0 = 3$ dB schneiden sich die Kurven von Entzerrer und Decoder im Sättigungspunkt C sehr früh und die Konvergenz stoppt an dieser Stelle. Es muß also eine Art Tunnel zwischen den Übertragungskennlinien von Entzerrer und Decoder existieren, damit sich die extrinsische Information sukzessive von Iteration zu Iteration verbessern kann.

Abschließend werden in Abbildung 3.15 die Konvergenzeigenschaften des suboptimalen Max-Log-MAP Entzerrers mit dem BCJR-MAP bei einem Störabstand von $E_b/N_0 = 4$ dB verglichen. Bei schwacher A-Priori Information $I_a^E < 0.5$ liegt die Übertragungskennlinie des Max-Log-MAP Entzerrers deutlich unterhalb der des mathematisch optimalen BCJR-MAP Entzerrers, während beide Kennlinien bei sehr starker A-Priori Information zusammenlaufen. Dies erklärt sich durch die beim Max-Log-MAP Entzerrer verwendete Appro-

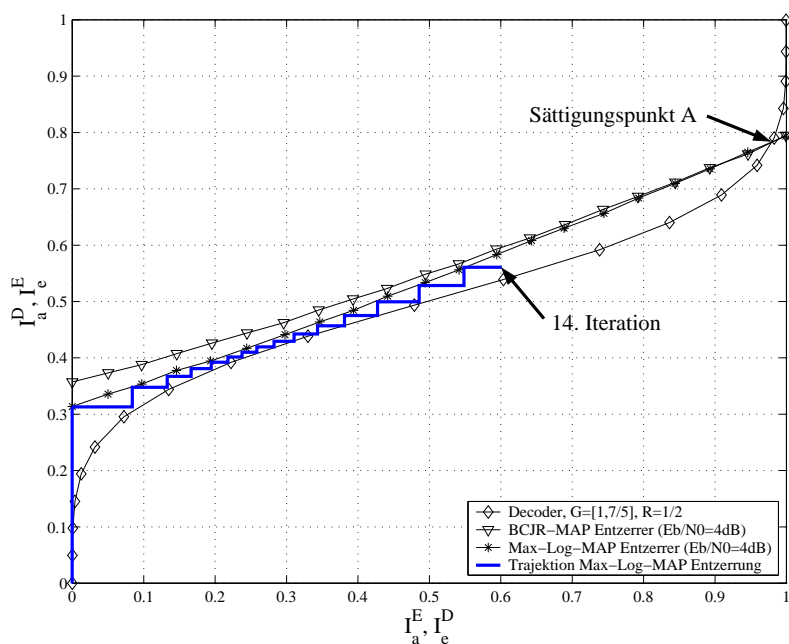


Abbildung 3.15: EXIT Chart für BCJR-MAP und Max-Log-MAP Entzerrer, Proakis C Kanal, BPSK Modulation

ximation (3.28), durch die bei der Berechnung der Vor- und Rückwärtsrekursionen (3.29) nur der wahrscheinlichste in einen Zustand S_n mündende Pfad verwendet wird. Die Näherung ist bei starker A-Priori Information sehr gut, da hierbei der richtige Pfad, der den real ausgesendeten Symbolen und den dazugehörigen Übergängen im Trellisdiagramm entspricht, eine sehr hohe Wahrscheinlichkeit bekommt, und damit alle anderen Pfade vernachlässigt werden können. Bei schwacher A-Priori Information hingegen können durchaus mehrere Pfade ähnlich hohe Wahrscheinlichkeiten besitzen, so daß wertvolle Information durch die Approximation (3.28) und damit das Weglassen der übrigen Pfade verloren geht.

Das EXIT-Chart in Abbildung 3.15 zeigt, daß sich bei $E_b/N_0 = 4$ dB die Übertragungskennlinien vom Max-Log-MAP Entzerrer und SISO Kanaldecoder beinahe berühren, so daß sehr viele Iterationen nötig wären, um den Tunnel zwischen diesen Kurven zu durchlaufen und in den theoretisch möglichen Sättigungspunkt A zu gelangen. Ferner ist die durch Simulation gewonnene Trajektion über 14 Iterationen eingetragen, die dem Simulationsszenario aus Abschnitt 3.3.5 entspricht. Hierbei erreicht der Max-Log-MAP Entzerrer allerdings noch längst nicht Sättigungspunkt A, somit ist die Bitfehlerratenquote des Gesamtsystems suboptimal. Dies wird auch durch die Bitfehlerratenkurve in Abbildung 3.8 bestätigt. Zwar zeigt sich eine Verbesserung der Bitfehlerrate über die Turbo-Iterationen, allerdings wird die Leistungsfähigkeit des Referenzsystems bei weitem verfehlt.

Darüberhinaus ist in Abbildung 3.15 zu erkennen, daß nach ca. 13 Iterationen die Trajektion

des simulierten Max-Log-MAP Entzerrers nicht mehr exakt der Vorgabe der Übertragungskennlinien folgt. Dieser Effekt erklärt sich durch den nicht perfekten Interleaver im simulierten System. Die Konvergenzanalyse mit dem EXIT-Chart setzt statistisch unabhängige A-Priori Information voraus. Hierfür müßte jedoch der in einem Turbo-System eingesetzte Interleaver unendlich groß sein, folglich wäre auch die Blocklänge von Informations- und Codebits unendlich hoch. Der hier verwendete S-Random Interleaver mit einer Blocklänge von $K_c = 65538$ kommt diesem idealen Interleaver jedoch schon recht nahe. Bei kleineren Blocklängen zeigen sich teilweise erhebliche Leistungseinbußen [TKS02], und das EXIT-Chart kann nicht mehr sinnvoll zur Voraussage der Konvergenzeigenschaften eingesetzt werden.

3.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden zunächst die Grundlagen des Turbo-Prinzips erläutert, das generell auf verkettete Systeme - sowohl seriell als auch parallel verkettet - angewendet werden kann. Ursprünglich wurde dieses Prinzip für die iterative Decodierung von verketteten Codes eingesetzt, der sogenannten Turbo-Decodierung. Bei der Turbo-Entzerrung werden Kanalcodierung und der ISI-Kanal als seriell verkettetes Codesystem betrachtet; daher kann im Empfänger eine iterative Detektion nach dem Turbo-Prinzip erfolgen. Zentrale Elemente dieser iterativen Detektion sind die SISO Komponenten, welche abwechselnd weiche Zuverlässigkeitsinformation untereinander austauschen. Angelehnt an die Turbo-Decodierung, wurden in diesem Kapitel mit dem BCJR-MAP und Max-Log-MAP zustandsbasierte SISO Entzerrer vorgestellt, die den ISI-Kanal als nichtrekursiven Faltungscoder mit der Rate $R = 1$ behandeln. Der BCJR-MAP SISO Entzerrer ist dabei der mathematisch optimale Detektor bezüglich der Symbolfehlerwahrscheinlichkeit, allerdings ist hierbei die Komplexität relativ hoch. Mit dem Max-Log-MAP Algorithmus kann die Komplexität deutlich gesenkt werden.

Des Weiteren wurde eine obere Grenze der Leistungsfähigkeit der zustandsbasierten SISO Entzerrer bei perfekter A-Priori Information hergeleitet. Es wurde gezeigt, daß für diesen Fall die Matched-Filter Grenze erreicht wird.

Mithilfe von Simulationen in einem Testszenario mit stark frequenzselektivem Kanal wurde gezeigt, daß sich durch die Iterationen bei der Turbo-Iterationen große Gewinne erzielen lassen. Hierbei wurde auch das Erreichen der zuvor hergeleiteten Matched-Filter Grenze für den BCJR-MAP und Max-Log-MAP Turbo-Entzerrer bestätigt. Allerdings ist hierfür ein bestimmter Störabstand nötig, vorher setzt keine Konvergenz des Turbo-Systems ein. Der komplexitätsreduzierte Max-Log-MAP ist hinsichtlich der Konvergenzeigenschaften nur geringfügig schlechter als der optimale BCJR-MAP SISO Entzerrer. Abschließend wurde mit dem EXIT-Chart ein Verfahren zur Konvergenzanalyse bei verketteten System vorgestellt und auf die Turbo-Entzerrung mit den zustandsbasierten SISO Entzerrern beim zuvor betrachteten Simulationsszenario angewendet.

Ein großer Vorteil der Turbo-Entzerrung besteht darin, daß sie ausschließlich die Signalverarbeitung im Empfänger betrifft. D.h., die Turbo-Entzerrung kann generell bei bestehenden Systemen eingesetzt werden, falls ein verkettetes System aus Kanalencoder und frequenzselektivem Kanal vorliegt. Damit kann das Verfahren der Turbo-Entzerrung sehr gut nachträglich zu Verbesserung der Leistungsfähigkeit von Empfängern verwendet werden, ohne Änderungen am jeweiligen Standard vornehmen zu müssen.

Kapitel 4

Filterbasierte MMSE Turbo-Entzerrung

Generell lassen sich SISO Entzerrer in die Klassen der zustandsbasierten und der filterbasierten Entzerrer einordnen. Die in dem vorangegangenen Kapitel vorgestellten zustandsbasierten SISO Entzerrer zeigen einerseits sehr gute Konvergenzeigenschaften und Bitfehlerquoten im Gesamtsystem, andererseits wird dieser Vorteil durch eine exponentielle Abhängigkeit der Komplexität von der Alphabetgröße der Sendesymbole und der Länge des Kanalgedächtnisses erkauft. Damit wird der praktische Einsatz dieser zustandsbasierten SISO-Entzerrer in Übertragungssystemen stark eingeschränkt, insbesondere dann, wenn höherstufige Modulationsarten und weitgespreizte ISI-Kanäle mit dementsprechend langem Kanalgedächtnis vorliegen. Auf dem Gebiet der zustandsbasierten SISO Entzerrer hat es deshalb verschiedene Vorschläge zur Komplexitätsreduktion gegeben, welche in Abschnitt 3.3.3 kurz aufgeführt und erläutert sind.

Die Klasse der filterbasierten Entzerrer wurde erstmalig 1997 von Laot, Glavieux und Labat für die Turbo-Detektion verwendet [Lao97], [GLL97]. Hierbei setzt Laot eine Struktur bestehend aus zwei adaptiven linearen Filtern ein: Das eine Filter dient als Empfangsfilter, während das zweite Filter die Intersymbol-Interferenzen schätzt und vom Ausgang des ersten Filters abzieht. Dazu wird das zweite Filter mit den aus der extrinsischen Information des Kanaldecoders geschätzten Sendesymbolen gespeist. Die Filterkoeffizienten werden durch den *Least Mean Square* (LMS) oder *Recursive Least Square* (RLS) Algorithmus nach dem MMSE-Kriterium adaptiv eingestellt [Hay96].

Der entscheidende Durchbruch hinsichtlich der iterativen filterbasierten MMSE Detektion gelang 1998 Wang und Poor [WP98], [WP99], welche einen linearen SISO MMSE Detektor mit weicher Intersymbolinterferenz-Auslöschung in einem codierten CDMA-System einsetzten. Hierbei besteht der MMSE Detektor wie beim Laotschen Entzerrer aus zwei linearen Filtern, allerdings werden deren zeitvarianten Koeffizienten direkt in Abhängigkeit von der A-Priori Information für jedes empfangene Symbol neu berechnet. Die Grundlagen dieses MMSE Detektors unter Einbeziehung von A-Priori Information sind in [Poo94] beschrieben.

Singer, Nelson und Kötter stellten in [SNK99] einen dem Wang/Poor MMSE Detektor sehr

ähnlichen filterbasierten MMSE Turbo-Entzerrer vor, dessen zwei lineare Filter ebenfalls direkt in Abhängigkeit der A-Priori Information berechnet werden. Im Folgenden wurde die Einbettung dieses linearen MMSE SISO Entzerrers mit zeitvarianten Filterkoeffizienten im Empfänger als Turbo-Entzerrer von Tüchler sehr ausführlich untersucht [TSK03], [Tüc00] und [TKS02].

Die Komplexität dieser linearen MMSE Detektoren mit zeitvarianten Filterkoeffizienten hängt zwar nicht mehr von der Größe des Sendesymbolalphabets ab, allerdings muß pro empfangenes Symbol eine Matrix der Dimension $N \times N$ invertiert werden, wobei N die Filterlänge des MMSE Entzerrers darstellt. Deshalb stellten Wang und Poor in [WP99] zwei Varianten des MMSE SISO Detektors vor, die zeitinvariante Filterkoeffizienten verwenden. Damit entfällt die Matrixinversion pro empfangenes Symbol zur Berechnung der Filterkoeffizienten. Diese beiden komplexitätsreduzierten Varianten wurden von Tüchler in [TKS02] als MMSE SISO Entzerrer in der Turbo-Entzerrung verwendet. Darüberhinaus stellte Tüchler in [TSK03] einen weiteren komplexitätsreduzierten MMSE SISO Entzerrer mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten vor, der dementsprechend auch nur eine Matrixinversion pro empfangenen Block benötigt, dabei aber im Gegensatz zu den beiden vorherigen komplexitätsreduzierten Varianten die Qualität der vorliegenden A-Priori Information bei der Filterkoeffizientenberechnung mitberücksichtigt.

Leicht zeitverzögert zu den Arbeiten von Tüchler übertrug auch Wang seinen MMSE Detektor aus [WP99] auf das Gebiet der Turbo-Entzerrung [RW01]. Die Erweiterung des zeitvarianten linearen MMSE Turbo Entzerrers auf höherstufige nicht-CM¹ Modulationen wurde z.B. in [DV02] und [VZH02] vorgestellt und untersucht.

Als Erweiterung zum linearen MMSE Turbo Entzerrer wurde in [Wit03] ein erweitert-lineares Filter zur iterativen MMSE Detektion verwendet. Dieses erweitert-lineare Filter ist in der Lage, ein rotationsvariantes Eingangssignal auszuwerten, wodurch die Leistungsfähigkeit gegenüber dem streng linearen MMSE Detektor erhöht werden kann. Diese Charakteristik kann das Eingangssignal während der Turboiterationen annehmen, da die rotationsvariante A-Priori Information vom Kanaldecoder zum erweitert-linearen Filter zurückgeführt wird. Das erweitert-lineare Filter besteht aus zwei Filtern, wobei für die exakte Berechnung dieser beiden Filter zwei Matrixinversionen notwendig sind. Somit erhöhen sich die Implementierungskosten im Vergleich zum eingangs erwähnten linearen MMSE Turbo Entzerrer deutlich. In [DMU05] wurde gezeigt, dass die Leistungsfähigkeit des erweitert-linearen Filters bei der Verwendung als iterativer MMSE Entzerrer nach einigen Iterationen nicht wesentlich über der Leistungsfähigkeit des iterativen streng linearen MMSE Entzerrers liegt. Daher wird das erweitert-lineare Filter zur iterativen MMSE Detektion für die Turbo-Entzerrung im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter untersucht.

In Abschnitt 4.1 wird zunächst der lineare MMSE SISO Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten in Abhängigkeit von A-Priori Information hergeleitet. Danach werden in den Abschnitten 4.2.1 - 4.2.3 die verschiedenen komplexitätsreduzierten MMSE SISO Entzerrer mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten vorgestellt. Diese drei komplexitätsreduzierten Entzerrer lassen sich direkt aus dem in Abschnitt 4.1 hergeleiteten zeitvarianten

¹Constant-Modulus

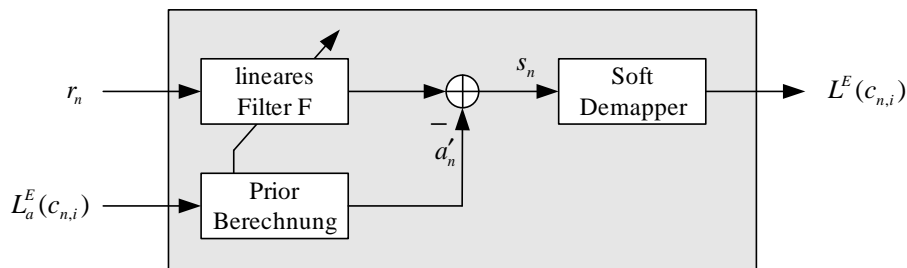


Abbildung 4.1: Grundstruktur SISO Entzerrung mit zeitvarianten Filterkoeffizienten

Ansatz ableiten. Zusätzlich wird in Abschnitt 4.2.2 eine asymptotische Grenze der Leistungsfähigkeit für den MMSE SISO Entzerrer bei idealer A-Priori Information hergeleitet. Zur Vollständigkeit wird in Abschnitt 4.3 der auf einer LMS bzw. RLS-Adaption basierende MMSE Entzerrer nach Laot vorgestellt.

Nachfolgend wird die Leistungsfähigkeit dieser filterbasierten MMSE Entzerrer im iterativen Empfänger als Turbo-Entzerrer anhand von Simulationen bei verschiedenen ISI-Kanälen untersucht und verglichen. Parallel zu diesen Bitfehlerraten-Simulationen werden die Konvergenzeigenschaften der verschiedenen Entzerrer mithilfe des in Abschnitt 3.4 vorgestellten EXIT-Charts analysiert.

Ferner wird die Komplexität der verschiedenen in diesem Kapitel behandelten filterbasierten SISO Entzerrer verglichen, wobei die Komplexität durch die Anzahl der arithmetischen Operation, d.h. durch die erforderlichen Multiplikationen, Additionen und Divisionen angegeben wird. Abschließend wird auf die Verwendung des rangreduzierten mehrstufigen Wienerfilters (*MSWF*) als Turbo-Entzerrung eingegangen, welches eine kostengünstige Approximation des Wienerfilters darstellt und somit als komplexitätsreduzierte Approximation für die in den Abschnitten 4.1, 4.2.1 und 4.2.3 erläuterten filterbasierten SISO Entzerrer verwendet werden kann. Auch hier erfolgt eine Analyse der Komplexität anhand der Ermittlung der erforderlichen arithmetischen Operationen.

4.1 Lineare MMSE SISO Detektion mit zeitvarianten Filterkoeffizienten

Die Grundidee, einen linearen MMSE-Detektor mit zeitvarianten Filterkoeffizienten als SISO-Detektor in Abhängigkeit der vorliegenden A-Priori Information in iterativen Empfängerstrukturen zu verwenden, wurde von Wang/Poor in [WP98] und [WP99] veröffentlicht. Hierbei wurde der lineare MMSE SISO Detektor für die iterative Multiuser-Detektion in CDMA-Systemen eingesetzt. Der Übergang von der iterativen Multiuser-Detektion zur iterativen Entzerrung ist naheliegend, da die iterative Entzerrung den Trivialfall der Multiuser-Detektion in [WP99] für $K = 1$ Benutzer darstellt.

Die Struktur des linearen MMSE SISO Detektors bzw. Entzerrers ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Das lineare Filter F mit $N = N_1 + N_2 + 1$ zeitvarianten Filterkoeffizienten

$$\mathbf{f}'_{\mathbf{n}} = [f_{-N_1,n}^* \ f_{-N_1+1,n}^* \ \dots \ f_{N_2,n}^*]^T \quad (4.1)$$

wird mit den Empfangssymbolen r_n gespeist, die in dem Vektor

$$\mathbf{r}_{\mathbf{n}} = [r_{n+N_1} \ r_{n+N_1-1} \ \dots \ r_{n-N_2}]^T \quad (4.2)$$

zusammengefasst werden. Dieser Empfangsvektor $\mathbf{r}_{\mathbf{n}}$ wird durch den Ausdruck

$$\mathbf{r}_{\mathbf{n}} = \mathbf{H}\mathbf{d}_{\mathbf{n}} + \mathbf{w}_{\mathbf{n}}, \quad (4.3)$$

berechnet, wobei \mathbf{H} die $N \times (L + N - 1)$ Kanalfaltungsmatrix

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{L-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_{L-1} & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_{L-1} \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

darstellt, der Vektor $\mathbf{d}_{\mathbf{n}}$ die übertragenen Symbole

$$\mathbf{d}_{\mathbf{n}} = [d_{n+N_1} \ d_{n+N_1-1} \ \dots \ d_{n-N_2-L+1}]^T \quad (4.5)$$

beinhaltet und $\mathbf{w}_{\mathbf{n}}$ den Rauschvektor beschreibt:

$$\mathbf{w}_{\mathbf{n}} = [w_{n+N_1} \ w_{n+N_1-1} \ \dots \ w_{n-N_2}]^T. \quad (4.6)$$

Damit kann das zum Zeitpunkt n entzerrte Symbol s_n am Ausgang des Entzerrers folgendermaßen berechnet werden

$$s_n = \mathbf{f}'_{\mathbf{n}}{}^H \mathbf{r}_{\mathbf{n}} - a'_n, \quad (4.7)$$

wobei a'_n die zunächst nicht exakter spezifizierte Prior-Information darstellt, die vom Ausgang des linearen Filters F abgezogen wird. Auf die Berechnung und die eigentliche nachrichtentechnische Bedeutung dieser Prior-Information wird im Folgenden genauer eingegangen. Zur Berechnung der Filterkoeffizienten $\mathbf{f}'_{\mathbf{n}}$ und der Prior-Information a'_n wird der quadratische Fehler zwischen dem Sendesymbol d_n und dem entzerrten Symbol s_n in Abhängigkeit der A-Priori Information minimiert:

$$(\mathbf{f}'_{\mathbf{n}}, a'_n) = \arg \min_{(\mathbf{f}'_{\mathbf{n}}, a'_n)} \mathbb{E} \left\{ |s_n - d_n|^2 \mid \{L_a^E(c_{n,i})\} \right\}. \quad (4.8)$$

Zur Lösung dieses MMSE Kriteriums wird (4.8) nach dem Filterkoeffizientenvektor und der Prior Information abgeleitet und zu Null gesetzt:

$$\frac{\partial \mathbb{E} \left\{ |s_n - d_n|^2 \right\}}{\partial \mathbf{f}'_{\mathbf{n}}} = 2 \cdot \mathbb{E} \left\{ \left(\mathbf{f}'_{\mathbf{n}}{}^H \mathbf{H} \mathbf{d}_{\mathbf{n}} + \mathbf{f}'_{\mathbf{n}}{}^H \mathbf{w}_{\mathbf{n}} - a'_n - d_n \right) \cdot \left(\mathbf{d}_{\mathbf{n}}^H \mathbf{H}^H + \mathbf{w}_{\mathbf{n}}^H \right) \right\} = 0 \quad (4.9)$$

$$\frac{\partial \mathbb{E} \left\{ |s_n - d_n|^2 \right\}}{\partial a'_n} = 2 \cdot \mathbb{E} \left\{ \left(\mathbf{f}'_{\mathbf{n}}{}^H \mathbf{H} \mathbf{d}_{\mathbf{n}} + \mathbf{f}'_{\mathbf{n}}{}^H \mathbf{w}_{\mathbf{n}} - a'_n - d_n \right) \right\} = 0. \quad (4.10)$$

Die Prior-Information läßt sich direkt aus (4.10) in Abhängigkeit der Filterkoeffizienten \mathbf{f}'_n und der A-Priori Information angeben:

$$a'_n = \mathbf{f}'_n \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} \{ \mathbf{d}_n | \{L_a^E(c_{n,i})\} \} - \mathbf{E} \{ d_n | \{L_a^E(c_{n,i})\} \}. \quad (4.11)$$

Durch Einsetzen der in (4.11) berechneten Prior-Information a'_n in (4.9) lassen sich die Filterkoeffizienten

$$\mathbf{f}'_n = (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda'_n \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{g}'_n \quad (4.12)$$

in Abhängigkeit von $\{L_a^E(c_{n,i})\}$ ermitteln. Hierbei stellt \mathbf{I}_N die $N \times N$ Einheitsmatrix, Λ'_n die Kovarianzmatrix

$$\begin{aligned} \Lambda'_n &= \mathbf{E} \{ \mathbf{d}_n \mathbf{d}_n^H | \{L_a^E(c_{n,i})\} \} - \mathbf{E} \{ \mathbf{d}_n | \{L_a^E(c_{n,i})\} \} \mathbf{E} \{ \mathbf{d}_n^H | \{L_a^E(c_{n,i})\} \} \\ &= \text{Cov}(\mathbf{d}_n, \mathbf{d}_n | \{L_a^E(c_{n,i})\}) \end{aligned} \quad (4.13)$$

des Sendesymbolvektors \mathbf{d}_n , und \mathbf{g}'_n den Vektor

$$\begin{aligned} \mathbf{g}'_n &= \mathbf{H} \cdot (\mathbf{E} \{ \mathbf{d}_n d_n^* | \{L_a^E(c_{n,i})\} \} - \mathbf{E} \{ \mathbf{d}_n | \{L_a^E(c_{n,i})\} \} \mathbf{E} \{ d_n^* | \{L_a^E(c_{n,i})\} \}) \\ &= \mathbf{H} \cdot \text{Cov}(\mathbf{d}_n, d_n | \{L_a^E(c_{n,i})\}) \end{aligned} \quad (4.14)$$

dar. An dieser Stelle treffen Wang/Poor [WP99] und Tüchler [TSK03] die Annahme, daß die verwendete A-Priori Information $\{L_a^E(c_{n,i})\}$ statistisch unabhängig ist, da es sich hierbei gemäß dem Turbo-Prinzip um die vom Interleaver verwürfelte und damit quasi statistisch unabhängige extrinsische Information

$$\{L_a^E(c_{n,i})\} = \Pi \{L_e^D(c'_{n,i})\} \quad (4.15)$$

des Kanaldecoders handelt. Somit kann die Kovarianz von unterschiedlichen Sendesymbolen zu Null gesetzt werden:

$$\text{Cov}(d_n, d_m | \{L_a^E(c_{n,i})\}) = 0 \quad \forall n \neq m. \quad (4.16)$$

Damit reduziert sich die Kovarianzmatrix Λ'_n zur Diagonalmatrix

$$\Lambda'_n = \text{diag}[\lambda_{n+N_1} \quad \lambda_{n+N_1-1} \quad \dots \quad \lambda_{n-N_2-L+1}], \quad (4.17)$$

$$\text{mit } \lambda_n = \mathbf{E} \{ d_n d_n^* | L_a^E(c_{n,i}) \} - \mathbf{E} \{ d_n | L_a^E(c_{n,i}) \} \mathbf{E} \{ d_n^* | L_a^E(c_{n,i}) \}, \quad (4.18)$$

und Vektor \mathbf{g}'_n läßt sich mit

$$\begin{aligned} \mathbf{g}'_n &= \mathbf{H} \mathbf{u} \cdot \text{Cov}(d_n, d_n | \{L_a^E(c_{n,i})\}) = \mathbf{H} \mathbf{u} \lambda_n, \\ \text{mit } \mathbf{u} &= [\mathbf{0}_{1 \times (N_1)} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{1 \times (N_2+L-1)}]^T \end{aligned} \quad (4.19)$$

in Abhängigkeit der A-Priori Information angeben.

Aus (4.11) und (4.12) geht hervor, daß zur Berechnung der Prior-Information a'_n und der Filterkoeffizienten \mathbf{f}'_n der Erwartungswert $\hat{d}_n = \mathbf{E} \{ d_n | L_a^E(c_{n,i}) \}$ und die Kovarianz $\lambda_n =$

$\text{Cov}(d_n d_n^* | L_a^E(c_{n,i}))$ der Sendesymbole berechnet werden müssen. Diese Aufgabe übernimmt der in Abbildung 4.2 dargestellte Soft-Mapper, der in Abschnitt 4.1.1 genauer beschrieben wird.

Gemäß dem Turbo-Prinzip darf die neue berechnete extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ am Ausgang des Entzerrers nicht von der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ abhängig sein, somit wird zum Zeitpunkt n die A-Priori Information am Entzerrereingang zu Null gesetzt:

$$L_a^E(c_{n,i}) = 0 \quad \forall i \in \{1, \dots, B\}. \quad (4.20)$$

Daher ergeben sich die zeitvarianten Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n für den MMSE SISO Entzerrer mit nun ausschließlicher extrinsischer Ausgangsinformation zu

$$\mathbf{f}_n = E_s (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u}, \quad (4.21)$$

$$\Lambda_n = \text{diag}[\lambda_{n+N_1} \quad \lambda_{n+N_1-1} \quad \dots \quad \lambda_{+1} \quad E_s \quad \lambda_{-1} \quad \dots \quad \lambda_{n-N_2-L+1}], \quad (4.22)$$

wobei $E_s = \sigma_d^2$ die Energie der mittelwertfreien Sendesymbole ohne A-Priori Information darstellt. Analog hierzu läßt sich die zeitvariante Prior-Information a_n folgendermaßen berechnen:

$$a_n = \mathbf{f}_n^H (\mathbf{H} \hat{\mathbf{d}}_n - \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H \hat{\mathbf{d}}_n). \quad (4.23)$$

Betrachtet man nun die Berechnung der Prior-Information a_n in (4.23) genauer, so wird ersichtlich, daß es sich hierbei um ein mit den geschätzten Sendesymbolen $\hat{\mathbf{d}}_n$ gespeistes Transversalfilter \mathbf{Q} mit zeitvarianten Filterkoeffizienten \mathbf{q}_n handelt, das die durch Faltung der Kanalimpulsantwort \mathbf{h} mit dem zeitvarianten Filter \mathbf{f}_n entstandenen Intersymbol-Interferenzen schätzt und diese vom Ausgang des Filters f_n abzieht. Die Filterkoeffizienten dieses ISI-Schätzers \mathbf{Q} lassen sich deshalb in dem Vektor

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_n &= [q_{-N_1,n} \quad q_{-N_1+1,n} \quad \dots \quad q_{-1,n} \quad 0 \quad q_{1,n} \quad \dots \quad q_{N_2+L-1,n}] \\ &= \mathbf{f}_n^H \mathbf{H} - \mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H \end{aligned} \quad (4.24)$$

zusammenfassen. Führt man noch den Vektor

$$\hat{\mathbf{d}}_n = [\hat{d}_{n+N_1} \quad \hat{d}_{n+N_1-1} \quad \dots \quad \hat{d}_{n-N_2-L+1}]^T \quad (4.25)$$

über die geschätzten Sendesymbole ein, so lassen sich die durch Filter \mathbf{Q} geschätzten Intersymbol-Interferenzen zu

$$a_n = \mathbf{q}_n \hat{\mathbf{d}}_n \quad (4.26)$$

berechnen. Abbildung 4.2 zeigt den hergeleiteten MMSE SISO-Entzerrer mit den beiden zeitvarianten linearen Filtern \mathbf{F} und \mathbf{Q} , wobei Filter \mathbf{F} mit den Empfangssymbolen und der ISI Schätzer \mathbf{Q} mit den geschätzten Sendesymbolen gespeist wird. Die extrinsische Information $L_a^E(c_{n,i})$ am Entzerrerausgang wird mit dem Soft-Demapper aus den entzerrten Symbolen s_n und der A-Priori Information berechnet. Auf die genaue Funktionsweise des Soft-Demappers wird in Abschnitt 4.1.2 eingegangen.

Der lineare MMSE SISO Entzerrer basiert somit auf zwei zeitvarianten Filtern, die mittels

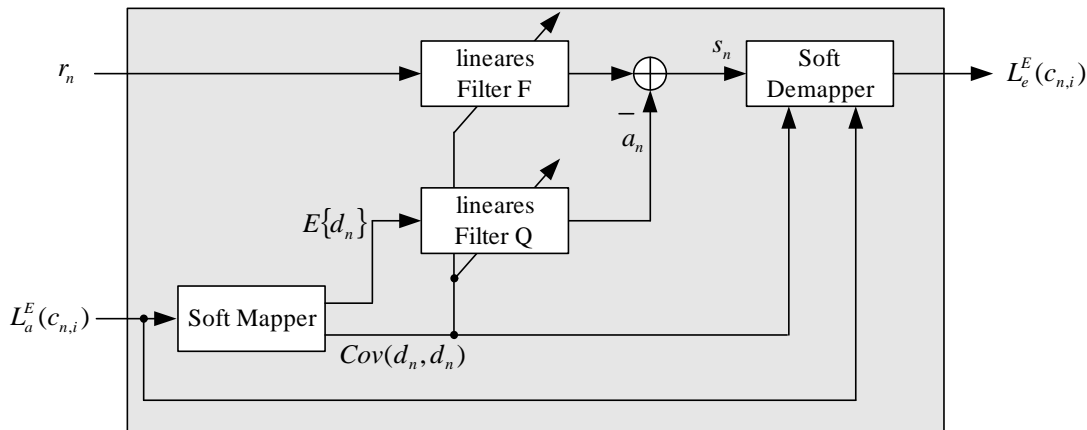


Abbildung 4.2: SISO Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten und extrinsischer Ausgangsinformation

des MMSE-Kriteriums optimal für die anliegende zeitlich nicht korrelierte A-Priori Information berechnet werden. Im Folgenden sei dieser SISO Entzerrer aufgrund der zeitinvarianten Filterkoeffizienten mit der Abkürzung *TV-IFC* gekennzeichnet, wobei die Abkürzung *TV* die Zeitvarianz und die Abkürzung *IFC* für 'Interference-Canceller' das Eliminieren der ISI durch den ISI-Schätzer Q verdeutlichen soll.

Hauptnachteil des TV-IFC SISO Entzerrers ist die sehr hohe Komplexität, da für die Berechnung der Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n mit (4.21) eine $N \times N$ Matrix invertiert werden muß. Tüchler schlägt deshalb zur Komplexitätsreduktion in [TSK03] eine rekursive Lösung mittels der Levinson-Durbin Rekursion zur Berechnung von \mathbf{f}_n vor. Allerdings wird hierbei eine Startlösung benötigt, für die wiederum eine $N \times N$ Matrix zu invertieren ist, des Weiteren ist auch die Berechnung mittels der Levinson-Durbin Rekursion recht aufwendig. Insofern stellt dieser Vorschlag für eine reales System keine signifikante Komplexitätsreduzierung dar.

In der Veröffentlichung von Wang/Poor [WP99], in dem ein solcher linearer MMSE Detektor in einem iterativen System (CDMA-Multiuser Detektion) eingesetzt wurde, werden daher zwei komplexitätsreduzierte MMSE-Detektoren vorgestellt, die anstatt zeitvarianter Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n zeitinvariante Filterkoeffizienten \mathbf{f} verwenden. Zusätzlich hierzu stellte Tüchler in [TSK03] eine weitere komplexitätsreduzierte Variante des MMSE SISO Detektors mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten vor. Auf diese drei komplexitätsreduzierten Varianten wird in den Abschnitten 4.2.1 - 4.2.3 eingegangen.

4.1.1 Soft Mapper

Der Soft Mapper in Abbildung 4.2 berechnet zum einen die aus der A-Priori Information geschätzten Sendesymbole d_n , darüberhinaus wird mit der Kovarianz $\lambda_n = \text{Cov}(d_n, d_n)$ ein

Maß über die Zuverlässigkeit von d_n bestimmt.

Der Erwartungswert $E\{d_n\}$ entspricht den geschätzten Sendesymbolen \hat{d}_n und läßt sich in Abhängigkeit von $L_a^E(c_{n,i})$ mit der Auftrittswahrscheinlichkeit der einzelnen Sendesymbole $P(d_n = \alpha_j | L_a^E(c_{n,i}))$ zu

$$\begin{aligned}\hat{d}_n &= E\{d_n | L_a^E(c_{n,i})\} \quad \text{mit } i \in \{1, \dots, B\} \\ &= \sum_{\alpha_j \in \Upsilon} \alpha_j \cdot P(d_n = \alpha_j | L_a^E(c_{n,i}))\end{aligned}\quad (4.27)$$

berechnen. Da ein fest definiertes Sendesymbol $d_n = \alpha_j \in \Upsilon$ direkt einem Bitvektor $\mathbf{m}_j = [m_{j,1} \ m_{j,2} \ \dots \ m_{j,B}]$ zugeordnet wird, kann die Auftrittswahrscheinlichkeit $P(d_n = \alpha_j)$ in (4.27) wie folgt aus der A-Priori Information bestimmt werden:

$$\begin{aligned}P(d_n = \alpha_j | L_a^E(c_{n,i})) &= \prod_{i=1}^B P(m_{j,i} | L_a^E(c_{n,i})) \\ &= \prod_{i=1}^B \frac{1}{2} \cdot \left(1 + (2 \cdot m_{j,i} - 1) \cdot \tanh\left(\frac{L_a(c_{n,i})}{2}\right) \right).\end{aligned}\quad (4.28)$$

Die vom Soft Mapper berechnete Kovarianz $\lambda_n = \text{Cov}(d_n, d_n | L_a(c_{n,i}))$ ergibt sich zu

$$\lambda_n = E\{|d_n - \hat{d}_n | L_a(c_{n,i})\} = \sum_{\alpha_j \in \Upsilon} |\alpha_j|^2 \cdot P(d_n = \alpha_j | L_a^E(c_{n,i})) - |\hat{d}_n|^2 \quad (4.29)$$

und stellt somit ein Maß über die Zuverlässigkeit der geschätzten Sendesymbole \hat{d}_n dar. Ein Spezialfall ergibt sich bei der Berechnung von (4.29) bei der Verwendung von *Constant Modulus* (CM) Modulationsverfahren, da hierbei die Sendesymbole $\alpha_j^{CM} \in \Upsilon$ allesamt das gleiche Betragsquadrat besitzen:

$$|\alpha_j^{CM}|^2 = \text{const} = E_s \quad \text{mit } j \in \{1, \dots, A\}. \quad (4.30)$$

Für diesen CM-Fall läßt sich die Kovarianz λ_n^{CM} direkt aus den geschätzten Sendesymbolen berechnen:

$$\lambda_n^{CM} = E\{|d_n - \hat{d}_n | L_a(c_{n,i})\} = E_s - |\hat{d}_n|^2. \quad (4.31)$$

Der hier in Abschnitt 4.1 hergeleitete SISO MMSE Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten wurde zunächst von Tüchler für CM Modulationsverfahren (BPSK, QPSK, 8-PSK) vorgestellt [TSK03], die Erweiterung auf höherstufige, nicht-CM Modulationsverfahren erfolgte in [DV02] und [VZH02].

4.1.2 Soft Demapper

Die Aufgabe des Soft Demappers besteht darin, aus der Menge der entzerrten Symbole $\{s_n\}$ die extrinsischen L-Werte $\{L_e^E(c_{n,i})\}$ zu berechnen. Durch die Faltung von ISI-Kanal

und Filter F hat ein gesendetes Symbol d_n Einfluss auf $N + L - 1$ entzerrte Symbole, die sich in dem Vektor

$$\mathbf{s}_n = [s_{n-N_1} \ s_{n-N_1+1} \ \dots \ s_{n+N_2+L-1}] \quad (4.32)$$

zusammenfassen lassen. Damit hängt auch der L-Wert $L_e^E(c_{n,i})$ vom den in Vektor (4.32) beinhalteten entzerrten Symbolen ab, und die extrinsische Information berechnet sich wie folgt:

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{P(c_{n,i} = 1 | \mathbf{s}_n)}{P(c_{n,i} = 0 | \mathbf{s}_n)}. \quad (4.33)$$

Nach der Bayesschen Regel und der Turbo-Bedingung, daß die extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ nicht von der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ abhängen darf, läßt sich (4.33) zu

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{P(\mathbf{s}_n | c_{n,i} = 1)}{P(\mathbf{s}_n | c_{n,i} = 0)} \quad (4.34)$$

umformen. Unter der Annahme von gaußverteilten entzerrten Symbolen s_n könnten die Verbundwahrscheinlichkeiten in (4.34) durch eine $(N + L - 1)$ -dimensionale Gaußverteilungen modelliert werden. Allerdings würde dies zu einem immens hohem Rechenaufwand führen, deshalb wurde schon in [GLL97] vorgeschlagen, $L_e^E(c_{n,i})$ nur in Abhängigkeit des einzelnen entzerrten Symbol s_n zu berechnen:

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{P(c_{n,i} = 1 | s_n)}{P(c_{n,i} = 0 | s_n)}. \quad (4.35)$$

Diese Vereinfachung ist insofern sinnvoll, da die Hauptenergie des gesendeten Symbols d_n im entzerrten Symbol s_n steckt. Die Auftrittswahrscheinlichkeit $P(c_{n,i} = 1 | s_n)$ in (4.35) kann nach der Bayeschen Regel umgeformt werden, so daß die Wahrscheinlichkeit berechnet wird, daß ein Symbol $\alpha_j \in \Upsilon$ mit dem dazugehörigen Bitmuster

$$\mathbf{m}_j = [m_{j,1} \ m_{j,2} \ \dots \ m_{j,B}] \quad \text{mit } m_{j,i} = 1 \quad (4.36)$$

gesendet wurde:

$$P(c_{n,i} = 1 | s_n) = \sum_{\forall \mathbf{m}_j: m_{j,i}=1} \frac{p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) \cdot P(\mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j)}{p(s_n)}. \quad (4.37)$$

Da in (4.38) nur die extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ berechnet werden soll, darf diese nicht von der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ abhängig sein. Deshalb wird bei der Zerlegung der Auftrittswahrscheinlichkeit $P(\mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j)$ in das Produkt der Auftrittswahrscheinlichkeiten der einzelnen Bits $c_{n,i'} = m_{j,i'}$ die Wahrscheinlichkeitsinformation über das aktuelle Bit $i' = i$ zu Null gesetzt ($L_a^E(c_{n,i}) = 0$):

$$P^i(\mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) = \frac{1}{2} \cdot \prod_{\forall i': i' \neq i} P(c_{n,i'} = m_{j,i'}). \quad (4.38)$$

Äquivalent zu (4.37) läßt sich die Auftrittswahrscheinlichkeit $P(c_{n,i} = 0|s_n)$ ermitteln, so daß sich die extrinsische Information zu (4.33-4.38)

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{m}_j; m_{j,i}=1} p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) \prod_{\forall i': i' \neq i} P(c_{n,i'} = m_{j,i'})}{\sum_{\forall \mathbf{m}_j; m_{j,i}=0} p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) \prod_{\forall i': i' \neq i} P(c_{n,i'} = m_{j,i'})} \quad (4.39)$$

ergibt. Die Auftrittswahrscheinlichkeit $P(c_{n,i'} = m_{j,i'})$ in (4.39) läßt sich mit (3.2) bzw. (3.3) direkt aus der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ bestimmen.

Betrachtet man die Verbundwahrscheinlichkeit $p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j)$ genauer, so ist zu erkennen, daß das entzerrte Symbol s_n neben Bitvektor \mathbf{c}_n auch von den $N + L - 2$ Sendesymbolen $(d_{n-N_2-L+1} \dots d_{n-1})$ und $(d_{n+1} \dots d_{n+N_1})$ abhängt. Fasst man diese Sendesymbole in Vektor

$$\mathbf{d}_n^e = [d_{n-N_2-L+1} \dots d_{n-1} \ d_{n+1} \dots d_{n+N_1}] \quad (4.40)$$

zusammen, und wendet den Satz der totalen Wahrscheinlichkeit auf die Verbundwahrscheinlichkeit an, so ergibt sich für diese die Berechnungsvorschrift

$$p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) = \prod_{d_{n-N_2-L+1}=\alpha_1}^{\alpha_A} \dots \prod_{d_{n-1}=\alpha_1}^{\alpha_A} \cdot \prod_{d_{n+1}=\alpha_1}^{\alpha_A} \dots \prod_{d_{n+N_1}=\alpha_1}^{\alpha_A} p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \mathbf{d}_n^e) \cdot P(\mathbf{d}_n^e). \quad (4.41)$$

Bei einem Sendesymbolalphabet der Größe A ergeben sich somit bei der Berechnung von (4.41) A^{N+L-2} Permutationen im Sendevektor \mathbf{d}_n^e , was deutlich über der Anzahl der Zustände der in Abschnitt 3.3 vorgestellten zustandsbasierten Detektoren liegt. Zur Komplexitätsreduktion wird daher im Folgenden auf diese Permutation verzichtet, und die Sendesymbole in (4.40) werden durch die A-Priori Information $\{L_a^E(c_{n,i})\}$ geschätzt. Damit, und unter der Annahme, daß die Verbundwahrscheinlichkeit $p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n})$ einer Gaußverteilung entspricht, kann diese wie folgt für reell- bzw. komplexwertige Übertragungssysteme berechnet werden [WP99]:

$$p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{|s_n - \mu_{n,j}|^2}{2\sigma_n^2}} & \text{für reellwertige Systeme} \\ \frac{1}{\pi\sigma_n^2} e^{-\frac{|s_n - \mu_{n,j}|^2}{\sigma_n^2}} & \text{für komplexwertige Systeme.} \end{cases} \quad (4.42)$$

Die in (4.42) eingeführten Variablen $\mu_{n,j}$ und σ_n^2 stellen den Mittelwert und die Varianz von s_n unter der Voraussetzung, dass das Symbol $d_n = \alpha_j$ gesendet wurde und die A-Priori Information $\{L_a^E(c_{n,i})\}$ vorliegt, dar. Im Folgenden wird gezeigt, daß die Varianz σ_n^2 im Gegensatz zu $\mu_{n,j}$ nicht vom Symbol $d_n = \alpha_j$ abhängt.

Damit berechnet sich der Mittelwert zu

$$\begin{aligned} \mu_{n,j} &= \mathbf{E} \{s_n | d_n = \alpha_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}\} \\ &= \mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{E} \{ \mathbf{d}_n | d_n = \alpha_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n} \} - \mathbf{q}_n \hat{\mathbf{d}}_n = \alpha_j \cdot \underbrace{\mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{u}}_{\mu_n} = \alpha_j \cdot \mu_n, \end{aligned} \quad (4.43)$$

wobei μ_n den Hauptwert aus der Faltung vom ISI-Kanal und Filter F darstellt. Die Varianz berechnet sich für ein beliebiges Sendesymbol $d_n = \alpha_j$ in (4.42) zu

$$\begin{aligned}
\sigma_n^2 &= \text{Cov}(s_n, s_n | d_n = \alpha_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}) = \mathbf{f}_n^H \text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n | d_n = \alpha_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}) \mathbf{f}_n \\
&= \mathbf{f}_n^H (\sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^H - E_s \cdot \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H \mathbf{H}^H) \mathbf{f}_n \\
&= \mathbf{f}_n^H \underbrace{(\sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^H)}_{E_s \cdot \mathbf{H} \mathbf{u}} - E_s \cdot \mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H \mathbf{H}^H \mathbf{f}_n \\
&= E_s \cdot (\mu_n - |\mu_n|^2).
\end{aligned} \tag{4.44}$$

Im Appendix ist die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ nach (4.39) mit (4.42)-(4.44) für die gängigen Modulationsarten BPSK und 8-PSK angegeben.

4.2 Komplexitätsreduzierte Lineare MMSE SISO Detektion

Der entscheidende Hauptnachteil des linearen MMSE SISO Detektors mit zeitvarianten Filterkoeffizienten aus Abschnitt 4.1 ist die sehr hohe Komplexität durch die $N \times N$ Matrixinversion für die Berechnung der zeitvarianten Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n . Diese Matrixinversion muss für jeden Symboltakt ausgeführt werden, da die Kovarianzmatrix Λ_n in (4.21) von der sich ändernden A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ abhängt. Wang/Poor schlagen daher in [WP99] zwei komplexitätsreduzierte MMSE SISO Detektoren mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten vor; die zum einen für relativ schwache A-Priori Information, und zum anderen für relativ starke A-Priori Information berechnet werden. Darüberhinaus wird eine weitere komplexitätsreduzierte Variante des MMSE SISO Detektors mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten erläutert, welche die Güte der A-Priori Information in die Berechnung der Koeffizienten miteinbezieht. Dieser MMSE SISO Entzerrer wurde von Tüchler in [TSK03] veröffentlicht.

Diese drei verschiedenen komplexitätsreduzierten Varianten werden in den folgenden Abschnitten vorgestellt.

4.2.1 Komplexitätsreduzierte lineare MMSE SISO Detektion für schwache A-Priori Information (LE-IFC)

Ziel dieses komplexitätsreduzierten MMSE SISO Detektors ist die Vermeidung der $N \times N$ Matrixinversion pro Symboltakt, die für die Berechnung der Filterkoeffizienten nach (4.21) nötig wäre. Wang/Poor schlagen in [WP99] für den Fall relativ schwacher A-Priori

Information $L_a^E(c_{n,i})$ vor, die A-Priori Information zur Berechnung der Kovarianzmatrix Λ_n in (4.21) wie folgt zu Null zu setzen:

$$L_a^E(c_{n,i}) = 0, \quad \forall n, i. \quad (4.45)$$

Damit lassen sich die Kovarianzen zu $\lambda_n = E_s$ setzen, die Kovarianzmatrix Λ_n verliert die Zeitvarianz und läßt sich in der Matrix

$$\Lambda_{LE} = E_s \cdot \text{Diag} [\mathbf{1}_{1 \times (N+L-1)}] \quad (4.46)$$

zusammenfassen. Damit ist auch die Berechnung der Filterkoeffizienten unabhängig von der realen A-Priori Information, und die jetzt zeitinvarianten Filterkoeffizienten \mathbf{f}_{LE} ergeben sich zu

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{LE} &= E_s \cdot (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_{LE} \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u} \\ &= E_s \cdot (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + E_s \cdot \mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u}. \end{aligned} \quad (4.47)$$

Die Filterkoeffizienten \mathbf{f}_{LE} entsprechen damit exakt denen eines linearen MMSE Entzerrers [TKS02], daher wird auch der Index LE in (4.46) und (4.47) gewählt. Im Folgenden wird dieser Entzerrertyp als *LE-IFC* bezeichnet.

Allerdings wird für die Berechnung dieser Koeffizienten immer noch eine einmalig durchzuführende Matrix-Inversion benötigt. Falls im Sendesignal eine dem Empfänger bekannte Trainingssequenz enthalten ist, dann können diese Entzerrerkoeffizienten \mathbf{f}_{LE} z.B. durch einen LMS- oder RLS-Algorithmus geschätzt werden [Hay96]. Bei der Verwendung des LMS-Algorithmus wäre dann auch keine aufwendige Matrixinversion vonnöten.

Die Berechnung der Koeffizienten \mathbf{q}_{LE} von Filter Q erfolgt analog zu (4.24) mit

$$\mathbf{q}_{LE} = \mathbf{f}_{LE}^H \mathbf{H} - \mathbf{f}_{LE}^H \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H, \quad (4.48)$$

somit ergeben sich die geschätzten Intersymbol-Interferenzen zu

$$a_n = \mathbf{q}_{LE} \hat{\mathbf{d}}_n, \quad (4.49)$$

wobei für die Berechnung von $\hat{\mathbf{d}}_n$ nun wieder die A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ verwendet wird. Damit fungiert das Filter Q wiederum als ISI-Schätzer, der mithilfe der A-Priori Information die vom ISI-Kanal und Filter F verursachten Intersymbol-Interferenz schätzt. Das entzerrte Symbol berechnet sich schließlich zu

$$s_n = \mathbf{f}_{LE} \mathbf{r}_n - a_n. \quad (4.50)$$

Die extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ läßt sich mit dem in Abschnitt 4.1.2 hergeleiteten Soft Demapper nach (4.39) und (4.42) berechnen. Die Berechnung von Mittelwert $\mu_{n,j}$ und Varianz σ_n^2 der gaußverteilten Verbundwahrscheinlichkeit $p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{n' \neq n})$ in (4.42) muß dabei für den komplexitätsreduzierten MMSE Entzerrer zu

$$\mu_{n,j} = \alpha_j \cdot \mathbf{f}_{LE}^H \mathbf{H} \mathbf{u} \quad (4.51)$$

und

$$\begin{aligned}\sigma_n^2 &= \mathbf{f}_{\text{LE}}^H \text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n | d_n = \alpha_j) \mathbf{f}_{\text{LE}} \\ &= \mathbf{f}_{\text{LE}}^H (\sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^H - E_s \cdot \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H \mathbf{H}^H) \mathbf{f}_{\text{LE}}\end{aligned}\quad (4.52)$$

angepasst werden. Im Gegensatz zur Berechnung der Filterkoeffizienten wird die Kovarianzmatrix Λ_n in (4.52) für die exakte Berechnung der Varianz weiterhin in Abhängigkeit der A-Priori Information nach (4.21) bestimmt.

4.2.2 Komplexitätsreduzierte lineare MMSE SISO Detektion für starke A-Priori Information (MF-IFC)

Analog zum in Kapitel 4.2.1 vorgestellten komplexitätsreduzierten linearen MMSE SISO Entzerrer mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten für zu Null gesetzte A-Priori Information leiten Wang/Poor in [WP99] zusätzlich einen linearen MMSE Detektor mit zeitvarianten Filterkoeffizienten für A-Priori Information mit absolut perfekter Information, d.h.

$$|L_a^E(c_{n,i})| \rightarrow \infty \quad \forall n, i \quad (4.53)$$

ab. Da sich unter Verwendung von (4.53) die Kovarianzen λ_n in (4.17) zu Null ergeben ($\lambda_n = 0, \forall n$), läßt sich die neue zeitinvariante Kovarianzmatrix mit

$$\Lambda_{MF} = \text{Diag} [\mathbf{0}_{1 \times (N_1+L_1)} \quad E_s \quad \mathbf{0}_{1 \times (N_2+L_2)}] = E_s \cdot \mathbf{u} \mathbf{u}^H \quad (4.54)$$

angeben. Der Index **MF** steht hierbei für *Matched Filter*, worauf in diesem Abschnitt noch gesondert eingegangen wird. Im Folgenden wird dieser Entzerrertyp als *MF-IFC* bezeichnet. Mit (4.54) lassen sich die Koeffizienten des linearen MMSE Filters zu

$$\mathbf{f}_{\text{MF}} = E_s \cdot (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + E_s \cdot \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u} \quad (4.55)$$

berechnen. Die durch die $N \times N$ Matrixinversion bedingte sehr hohe Komplexität in (4.55) läßt sich durch Verwendung des Matrix-Inversion Lemmas [GL96] deutlich reduzieren [OTM01], da nunmehr nur noch eine 1×1 Matrixinversion zur Berechnung von \mathbf{f}_{MF} benötigt wird:

$$\mathbf{f}_{\text{MF}} = \left(\frac{E_s}{\sigma_w^2} \mathbf{I}_N - \frac{E_s}{\sigma_w^2} \mathbf{I}_N \mathbf{H} \mathbf{u} \left(1 + \frac{E_s}{\sigma_w^2} \mathbf{u}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{u} \right)^{-1} \mathbf{u}^H \mathbf{H}^H \frac{E_s}{\sigma_w^2} \mathbf{I}_N \right) \mathbf{H} \mathbf{u} \quad (4.56)$$

Der Ausdruck $\mathbf{u}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{u}$ entspricht der schon in (3.46) definierten Energie

$$E_h = \mathbf{u}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{u} = \sum_{i=0}^{L-1} |h_i|^2 \quad (4.57)$$

der Kanalkoeffizienten, somit lassen sich mit (4.56) und (4.57) die Filterkoeffizienten des linearen MMSE Entzerrers mit der sehr einfach zu berechnenden Vorschrift

$$\mathbf{f}_{\text{MF}} = \underbrace{\frac{E_s}{\sigma_w^2 + E_s \cdot E_h}}_{k_{\text{MF}}} \cdot \mathbf{H}\mathbf{u} \quad (4.58)$$

ermitteln. Die Filterkoeffizienten \mathbf{f}_{MF} nach (4.58) entsprechen damit denen eines mit Faktor $k_{\text{MF}} = E_s/(\sigma_w^2 + E_s \cdot E_h)$ normierten Matched-Filter zur Kanalimpulsantwort \mathbf{h} . Idealerweise wird daher die Länge N_{MF} dieses Matched Filters gleich der Länge der Kanalimpulsantwort gesetzt:

$$N_{\text{MF}} = L. \quad (4.59)$$

Im Folgenden sei die Einhaltung der in (4.59) definierten Mindestlänge für Filter F vorausgesetzt. Dementsprechend berechnen sich die Koeffizienten des ISI-Cancellers Q zu

$$\mathbf{q}_{\text{MF}} = \mathbf{f}_{\text{MF}}^{\text{H}} \mathbf{H} - \mathbf{f}_{\text{MF}}^{\text{H}} \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^{\text{H}}, \quad (4.60)$$

und die geschätzten Intersymbol-Interferenzen a_n lassen sich mit

$$a_n = \mathbf{q}_{\text{MF}} \hat{\mathbf{d}}_n \quad (4.61)$$

bestimmen. Die abschließende Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ aus dem entzerrten Symbol

$$s_n = \mathbf{f}_{\text{MF}} \mathbf{r}_n - a_n \quad (4.62)$$

erfolgt wiederum durch (4.39) und (4.42), wobei sich der Mittelwert zu

$$\mu_{n,j} = \alpha_j \mathbf{f}_{\text{MF}}^{\text{H}} \mathbf{H} \mathbf{u} = \alpha_j k_{\text{MF}} E_h \quad (4.63)$$

ergibt und sich die Varianz wie folgt berechnen läßt:

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \mathbf{f}_{\text{MF}}^{\text{H}} \text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n | d_n = \alpha_j) \mathbf{f}_{\text{MF}} \\ &= k_{\text{MF}}^2 \cdot E_h \cdot \sigma_w^2 + \sum_{i=-N_1}^{-1} \lambda_{-i} q_i q_i^* + \sum_{i=1}^{L+N_2-1} \lambda_{-i} q_i q_i^*. \end{aligned} \quad (4.64)$$

Entscheidender Hauptvorteil dieses SISO Entzerrers ist die sehr geringe Komplexität, da sich die Filterkoeffizienten des Matched Filters (4.58) und des ISI-Schätzers Q (4.60) direkt ohne eine Matrixinversion aus der Kanalimpulsantwort \mathbf{h} berechnen lassen.

Analog zu der in Abschnitt 3.3.4 hergeleiteten oberen Grenze der Leistungsfähigkeit von MAP Entzerrern läßt sich mit den in diesem Abschnitt berechneten Formeln eine asymptotische Grenze für den Störabstand am Ausgang des linearen MMSE SISO Entzerrers mit zeitvarianten Filterkoeffizienten aus Abschnitt 4.1 und den Matched-Filter SISO Entzerrer herleiten, da die Matched-Filter Lösung unter der vorausgesetzten Annahme perfekter A-Priori Information exakt dem MMSE SISO Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten

entspricht.

Bei perfekter A-Priori Information werden die Intersymbol-Interferenzen durch Filter Q exakt geschätzt; ist darüberhinaus auch die Länge N von Filter F nach (4.59) hinreichend groß genug gewählt, so kann das Matched-Filter die Energie des gesendeten Symbols aus allen Kanalkoeffizienten sammeln, und das entzerrte Symbol berechnet sich zu

$$s_n = k_{MF} \cdot \underbrace{\left(E_h d_n + \sum_{k=0}^{L-1} h_{L-k-1}^* w_{n+k} \right)}_{y_n^{MF}}. \quad (4.65)$$

Für die Berechnung der extrinsischen Information seien analog zu Abschnitt 3.3.4 mit d_n^0 und d_n^1 die beiden Symbole aus der Menge des Sendalphabetes Υ definiert, welche durch die perfekte A-Priori Information und dem daraus resultierendem Vektor $\tilde{c}_{n,i}$ (3.37) und das jeweils verschiedene Bit $c_{n,i} = (0, 1)$ vollständig bestimmt sind. Somit berechnet sich die extrinsische Information am Ausgang des Matched-Filter (MF) SISO Entzerrers mit (4.39), (4.42), (5.42), (4.64) und (4.65) zu

$$\begin{aligned} L_e^E(c_{n,i}) &= \frac{1}{2k_{MF}E_h\sigma_w^2} \left[|s_n - k_{MF}E_h d_n^0|^2 - |s_n - k_{MF}E_h d_n^1|^2 \right] \\ &= \frac{1}{2E_h\sigma_w^2} \left[|y_n^{MF} - E_h d_n^0|^2 - |y_n^{MF} - E_h d_n^1|^2 \right] = \ln \frac{p(y_n^{MF} | d_n = d_n^1)}{p(y_n^{MF} | d_n = d_n^0)}. \end{aligned} \quad (4.66)$$

Der Unbias-Faktor k_{MF} kürzt sich dabei in (4.66) heraus, der Faktor k_{MF} kann ohne Einschränkung der Leistungsfähigkeit bei der Berechnung der Filterkoeffizienten F in (4.58) vernachlässigt werden.

Damit wandelt der MF SISO Entzerrer bei perfekter A-Priori Information den ursprünglichen ISI-Kanal in einen äquivalenten, ISI-freien Kanal mit dem Verstärkungsfaktor E_h und gefärbtem gaußschen Rauschen um. Der MF-IFC SISO Entzerrer und damit auch der TV-IFC SISO Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten aus Abschnitt 4.1 verhalten sich somit bei perfekter A-Priori Information ähnlich dem MAP-Detektor (3.47) und erreichen dieselbe Leistungsfähigkeit im Gesamtsystem.

Wie aus der Herleitung dieses SISO Entzerrers mit ISI-Auslöschung für perfekte A-Priori Information mit der Annahme (4.53) schon zu vermuten ist und in Abschnitt 4.4 anhand der Simulationsergebnisse bestätigt wird, erreicht dieser komplexitätsreduzierte Entzerrer im Turbo-System nur dann nur eine gute Bitfehlerquote, wenn die A-Priori-Information $L_a^E(c_{n,i})$ eine hohe Qualität besitzt.

4.2.3 Adaptive komplexitätsreduzierte lineare MMSE SISO Detektion (AD-IFC)

Ein weiterer komplexitätsreduzierter MMSE SISO Entzerrer mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten, basierend auf der Struktur von Empfangsfilter P und ISI-Schätzer Q aus Abschnitt

4.1, wurde von Tüchler in [TSK03] vorgestellt. Dieser komplexitätsreduzierte MMSE SISO Entzerrer berücksichtigt - im Gegensatz zu den Varianten aus den vorherigen Abschnitten - die Güte der A-Priori Information bei der Berechnung der zeitinvarianten Filterkoeffizienten. Hierzu schlägt Tüchler vor, den Zeitmittelwert $\bar{\lambda}$ über alle Kovarianzen (4.18) des jeweiligen Blocks zu berechnen:

$$\bar{\lambda} = \frac{1}{N_d} \sum_{n=0}^{N_d-1} \lambda_n. \quad (4.67)$$

Dieser Mittelwert ist damit ein Maß über die Zuverlässigkeit der aus der A-Priori Information geschätzten Symbole $\{\hat{d}_n\}$, und wird mit der zeitinvarianten Kovarianzmatrix

$$\Lambda_{AD} = \bar{\lambda} \cdot \text{Diag} [\mathbf{1}_{1 \times (N+L-1)}] + (E_s - \bar{\lambda}) \cdot \mathbf{u}\mathbf{u}^H \quad (4.68)$$

für die Berechnung der Filterkoeffizienten (4.21) verwendet. Der Index AD in (4.68) steht für adaptiv, im Folgenden wird dieser Entzerrer als AD -IFC bezeichnet.

Liegt keine A-Priori Information vor, so ergeben sich die gleichen Filterkoeffizienten wie beim LE-IFC; umgekehrt wird die Matched-Filter Lösung aus Abschnitt 4.2.2 erzielt, wenn die A-Priori Information perfekt ist. Der AD-IFC stellt sich damit auf die durchschnittliche Qualität der A-Priori Information ein, die für einen zu detektierenden Block vorliegt. Zur Berechnung der Filterkoeffizienten

$$\mathbf{f}_{AD} = E_s \cdot (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}\Lambda_{AD}\mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H}\mathbf{u} \quad (4.69)$$

wird wie beim LE-IFC eine Matrixinversion der Dimension $N \times N$ benötigt, damit ist diese Berechnung bedeutend komplexer als beim MF-IFC, dessen Koeffizienten direkt ohne aufwendige Matrixinversionen aus der Kanalimpulsantwort bestimmt werden können.

Der ISI-Schätzer Q berechnet sich wie zuvor aus Faltung von Kanal und Filterkoeffizienten Q :

$$\mathbf{q}_{AD} = \mathbf{f}_{AD}^H \mathbf{H} - \mathbf{f}_{AD}^H \mathbf{H}\mathbf{u}\mathbf{u}^H. \quad (4.70)$$

Die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ erfolgt analog zu der in Abschnitt 4.2.1 vorgestellten Weise.

Ein nahezu identischer komplexitätsreduzierter MMSE SISO Entzerrer wurde von Le Bidan [LBi03] beschrieben, wobei der Zeitmittelwert der Kovarianz mit folgender - im Vergleich zu (4.67) leicht abgeänderter - Vorschrift berechnet wird:

$$\bar{\lambda} = E_s - \frac{1}{N_d} \sum_{n=0}^{N_d-1} |\hat{d}_n|^2. \quad (4.71)$$

Bei Constant Modulus Modulationsschemata ist die Berechnung dieses Zeitmittelwertes nach Le Bidan (4.71) identisch mit der von Tüchler vorgestellten Lösung (4.67).

Darüberhinaus stellte Le Bidan in [LBi03], [LLL03] und [LLL04] einen Implementierungsvorschlag für die Berechnung der Filterkoeffizienten des AD-IFC Entzerrers vor. Der

Hauptteil der Komplexität wird durch die einmal pro empfangenen Block durchzuführende Matrixinversion in (4.69) verursacht. Durch die Berechnung der Filterkoeffizienten im Frequenzbereich, was eine FFT und eine IFFT bedingt, kann die Komplexität auf $O(2 \times 5N \log_2 N)$ verringert werden. Hierbei darf die Filterlänge N nicht zu gering gewählt werden, da ansonsten die Approximation durch die FFT zu ungenau ausfällt. Le Bidan schlägt deshalb eine Mindestlänge von $N = 32$ vor [LBi03]. In [LLL04] stellt Le Bidan eine Realisierung des AD-IFC Turbo-Entzerrers mit Filterkoeffizientenberechnung im Frequenzbereich auf einem Festkomma-DSP vor. Die Grundidee, die Filterkoeffizientenberechnung bei MMSE SISO Entzerrern im Frequenzbereich durchzuführen, wurde erstmalig 2000 von Tüchler in [TH00a] [TH00b] veröffentlicht.

4.3 Filterbasierte adaptive Turbo-Entzerrung nach Laot (LMS-IFC)

Schon vor den Veröffentlichungen von Wang/Poor [WP98], [WP99] stellte Laot in [GLL97] einen linearen MMSE SISO Detektor für die Turbo-Entzerrung vor. Die prinzipielle Struktur des von Laot verwendeten Entzerrers mit zwei linearen Transversalfiltern F und Q ist hierbei die gleiche wie bei dem in Abschnitt 4.1 vorgestellten MMSE SISO Entzerrern. Das Filter F besteht hierbei wiederum aus N zeitvarianten Koeffizienten

$$\mathbf{f}_n^{\text{LA}} = [f_{-N_1,n}^{\text{LA}*} \ f_{-N_1+1,n}^{\text{LA}*} \ \dots \ f_{N_2,n}^{\text{LA}*}]^T \quad (4.72)$$

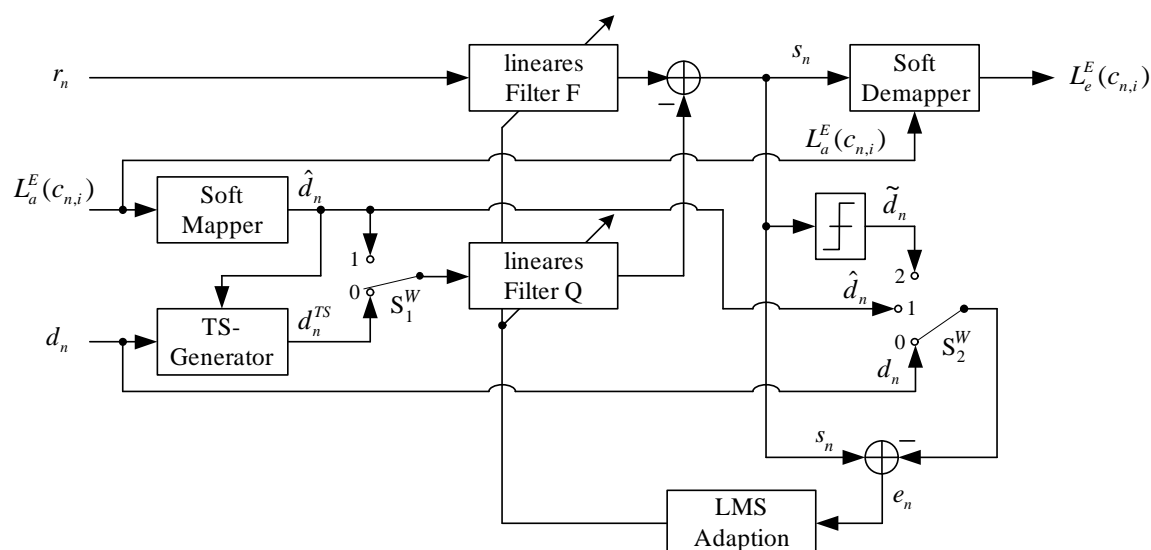


Abbildung 4.3: Filterbasierte Turbo Entzerrung mittels LMS-Adaption nach Laot

und wird mit den empfangenen Symbolen

$$\mathbf{r}_n = \mathbf{H}\mathbf{d}_n + \mathbf{w}_n. \quad (4.73)$$

gespeist. Die Koeffizienten des Filters Q, das die Intersymbol-Interferenzen am Ausgang von Filter F schätzt, faßt Laot im Vektor

$$\mathbf{q}_n^{\text{LA}} = \left[q_{-N_1,n}^{\text{LA}} \cdots q_{-1,n}^{\text{LA}} \ 0 \ q_{1,n}^{\text{LA}} \cdots q_{L+N_2,n}^{\text{LA}} \right] \quad (4.74)$$

zusammen. Dieser Interference Canceller Q wird mit den aus der A-Priori Information geschätzten Sendesymbolen

$$\hat{\mathbf{d}}_n = \left[\hat{d}_{n+N_1} \ \hat{d}_{n+N_1+L-1} \ \cdots \ \hat{d}_{n-N_2-L_2} \right]^T \quad (4.75)$$

gespeist. Laot setzt in (4.74) den Hauptwert $q_{0,n}^{\text{LA}}$ zu Null, so daß eine Abhängigkeit des entzerrten Symbols von \hat{d}_n und damit der A-Priori Information $L_a(c_{n,i})$ von vornherein ausgeschlossen wird.

Das entzerrte Symbol s_n berechnet sich damit zu

$$s_n = \mathbf{f}_n^{\text{LAH}} \mathbf{r}_n - \mathbf{q}_n^{\text{LA}} \hat{\mathbf{d}}_n. \quad (4.76)$$

Die zu minimierende Zielfunktion zur Berechnung der Filterkoeffizienten von F und Q ist wie zuvor beim MMSE SISO Entzerrer mit zeitvarianten Koeffizienten aus Abschnitt 4.1 der quadratische Fehler

$$e_n = |s_n - d_n|^2 \quad (4.77)$$

zwischen entzerrtem Symbol und dem dazugehörenden Sendesymbol.

Während beim TV-IFC SISO Entzerrer mit zeitvarianten Koeffizienten die Filterkoeffizienten von F und Q in jedem Symboltakt mittels einer Matrixinversion optimal berechnet werden, statistisch unabhängige A-Priori Information vorausgesetzt, so wählt Laot für die Berechnung der Filterkoeffizienten eine adaptive Lösung. Laot schlägt hierzu für zeitinvariante Kanäle den LMS-Algorithmus vor, während er bei zeitvarianten Kanälen aus Gründen der Konvergenzgeschwindigkeit den RLS-Algorithmus favorisiert. Da bei der Adaption mittels des RLS-Algorithmus wiederum eine Matrix-Inversion pro Symboltakt benötigt wird und sich damit kein signifikanter Komplexitätsvorteil gegenüber dem Poor-Entzerrer ergibt, wird im Folgenden nur der LMS-Algorithmus betrachtet. Die Filterkoeffizienten werden demnach gemäß der LMS-Vorschrift [Hay96]

$$\mathbf{f}_{n+1}^{\text{LA}} = \mathbf{f}_n^{\text{LA}} - \mu_{\text{LA}} \cdot \mathbf{r}_n^* (s_n - \hat{d}_n), \quad (4.78)$$

$$\mathbf{q}_{n+1}^{\text{LA}} = \mathbf{q}_n^{\text{LA}} + \mu_{\text{LA}} \cdot \mathbf{d}_n^* (s_n - \hat{d}_n), \quad (4.79)$$

adaptiv eingestellt, wobei der Parameter μ_{LA} die Schrittweite des LMS-Algorithmus darstellt.

Vorteil dieser LMS-Lösung sind die sehr geringen Implementierungskosten, da keine Matrixinversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten benötigt wird. Allerdings setzt Laot hierbei eine Trainingssequenz mit den dem Empfänger bekannten Sendesymbolen voraus, damit sich die beiden Filter F und Q zu Beginn der Übertragung hinreichend adaptieren können. In [GLL97], [LGL01] z.B. verwendet Laot hierfür eine Trainingssequenz mit 2048 Symbolen. Zur Beschleunigung der Konvergenz während der Trainingsphase, die in Abbildung 4.3 durch die Schalterstellungen ($S_1^W = 0, S_2^W = 0$) gekennzeichnet ist, benutzt Laot eine relativ große Schrittweite von $\mu_{LA,1} = 0.03$, während anschließend in der sogenannten Trackingphase ($S_1^W = 1, S_2^W = 1$) die kleinere Schrittweite $\mu_{LA,2} = 0.0005$ eingestellt wird.

Wird der Interference Canceller mit den bekannten Sendesymbolen gespeist ($\hat{d}_n = d_n$), so stellt sich der Laotsche Turbo-Entzerrer auf die in Abschnitt 4.2.2 berechnete Matched-Filter Lösung ein [Lao04]:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}^{\text{LA}} &= \frac{E_s}{\sigma_w^2 + E_s E_h} \cdot \mathbf{H} \mathbf{u}, \\ \mathbf{q}^{\text{LA}} &= \mathbf{f}'_{\text{LA}} \mathbf{H} - \mathbf{f}'_{\text{LA}} \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H. \end{aligned} \quad (4.80)$$

Fälschlicherweise wird diese Matched-Filter Lösung mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten unter der Annahme perfekter A-Priori Information $|L_a^E(c_{n,i})| \rightarrow \infty$ aus Abschnitt 4.2.2 in der Literatur häufig als Laot-Entzerrer bezeichnet [FR+00], [TKS02]. Der echte Laotsche Entzerrer in [GLL97], [LGL01] verwendet jedoch immer zeitvariante Filterkoeffizienten und wird ständig adaptiv nachgeführt. Während dieser Nachführung und Berechnung der Filterkoeffizienten wird die Qualität der A-Priori Information automatisch über die geschätzten Sendesymbole \hat{d}_n mitberücksichtigt, daher können die Entzerrerkoeffizienten stark von der Matched-Filter Lösung (4.80) abweichen. Damit ähnelt der Laotsche Turbo-Entzerrer vom Grundsatz her vielmehr dem MMSE SISO Detektor nach Wang/Poor [WP99] mit zeitvarianten Filterkoeffizienten (TV-IFC), nur daß die Koeffizienten nicht durch eine aufwendige Matrixinversion bestimmt werden müssen, sondern durch den wesentlich einfacher zu implementierenden LMS-Algorithmus ermittelt werden [Lao04].

Damit die Filterkoeffizienten während der Trainingsphase nicht automatisch gegen die Matched-Filter Lösung (4.80) konvergieren, was bei der Verwendung der originalen Sendesymbole geschehen würde, führt Laot den folgenden heuristischen Skalierungsfaktor zur Berechnung der Trainingssymbole d_n^{TS} ein [Lao04]:

$$d_n^{TS} = \frac{\sigma_T^2}{E_s} \cdot d_n + \sqrt{1 - \frac{\sigma_T^2}{E_s}} \cdot w_n^{TS}. \quad (4.81)$$

Die Varianz σ_T^2 in (4.81) ermittelt Laot mit

$$\sigma_T^2 = \text{E} \{ |\hat{d}_n|^2 \} \quad (4.82)$$

aus den aus der A-Priori Information berechneten Symbolen \hat{d}_n , während w_n^{TS} eine gaußverteilte, mittelwertfreie Zufallsvariable darstellt. Diese Trainingssymbole d_n^{TS} werden in

Filter Q gespeist und ersetzen damit während der Trainingsphase die geschätzten Symbole \hat{d}_n in (4.76).

Sinn dieser Skalierung in (4.81) ist die Einbeziehung der Qualität der aus der A-Priori Information geschätzten Symbole d_n schon während der Trainingsphase. Ist die Qualität von $L_a^E(c_{n,i})$ sehr schlecht, d.h. der Betrag der L-Werte gering, so skaliert der Soft-Mapper nach (4.27) gleichfalls die Amplitude der geschätzten Sendesymbole \hat{d}_n nach unten. Für den Grenzfall komplett unbekannter A-Priori Information ergibt sich σ_T^2 zu $\sigma_T^2 = 0$, und im Gegensatz hierzu gilt für komplett bekannte A-Priori Information $\sigma_T^2 = E_s$. Damit konvergiert Filter P des Laot-Entzerrers bei fehlender A-Priori Information ($\sigma_T^2 = 0$) zu einem linearen MMSE Entzerrer und Filter Q hat keine Funktion, während bei $\sigma_T^2 = E_s$ die Trainingssymbole direkt den Sendesymbolen entsprechen und sich die Matched-Filter Lösung einstellt. Durch diese Skalierung der Trainingssymbole stellt sich der Laot-Entzerrer schon während der Trainingsphase auf die Qualität der A-Priori Information ein und verhält sich damit ähnlich wie der MMSE SISO Detektor mit zeitvarianten Filterkoeffizienten nach Wang/Poor. Die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ am Entzerrerausgang aus dem entzerrten Symbol s_n erfolgt wie in Abschnitt 4.1.2 durch (4.39), wobei sich der Mittelwert $\mu_{n,j}$ in der als gaußverteilt angenommenen Verbundwahrscheinlichkeit $p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j)$ zu

$$\mu_{n,j} = \alpha_j \cdot \mathbf{f}_n^{\mathbf{L}^{\mathbf{A}^{\mathbf{H}}}} \mathbf{H} \mathbf{u} \quad (4.83)$$

ergibt, während sich die Varianz in (4.39) mit

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \mathbf{f}_n^{\mathbf{L}^{\mathbf{A}^{\mathbf{H}}}} \text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n | d_n = \alpha_j) \mathbf{f}_n^{\mathbf{L}^{\mathbf{A}}} \\ &= \mathbf{f}_n^{\mathbf{L}^{\mathbf{A}^{\mathbf{H}}}} (\sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^{\mathbf{H}} - E_s \cdot \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^{\mathbf{H}} \mathbf{H}^{\mathbf{H}}) \mathbf{f}_n^{\mathbf{L}^{\mathbf{A}}} \end{aligned} \quad (4.84)$$

berechnen läßt. Laot gibt in [GLL97], [LGL01] für die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ eine stark vereinfachte Lösung an, die hier vorgestellte Berechnung mittels (4.39), (4.83) und (4.84) stellt jedoch die mathematisch bessere Lösung dar. Liegt keine A-Priori Information vor und damit keine geschätzten Sendesymbole \hat{d}_n , wie z.B. während der nullten Iteration, so wird Filter Q abgeschaltet und die Entzerrung ausschließlich von Filter F durchgeführt:

$$s_n = \mathbf{f}_n^{\mathbf{L}^{\mathbf{A}^{\mathbf{H}}}} \mathbf{r}_n. \quad (4.85)$$

Während der Trainingsphase stellt sich Filter F damit auf ein lineares MMSE Filter ein [GLL97]. Da in der anschließend folgenden Trackingphase keine geschätzten Sendesymbole \hat{d}_n aus der A-Priori Information für die Adaption von Filter F vorliegen, werden die in 4.78 benötigten Symbole \hat{d}_n mittels eines Slicers aus den geraden entzerrten Symbolen s_n geschätzt ($S_2^W = 2$):

$$\hat{d}_n = \tilde{d}_n \quad \text{mit} \quad \tilde{d}_n = f(s_n), \quad \tilde{d}_n \in \Upsilon. \quad (4.86)$$

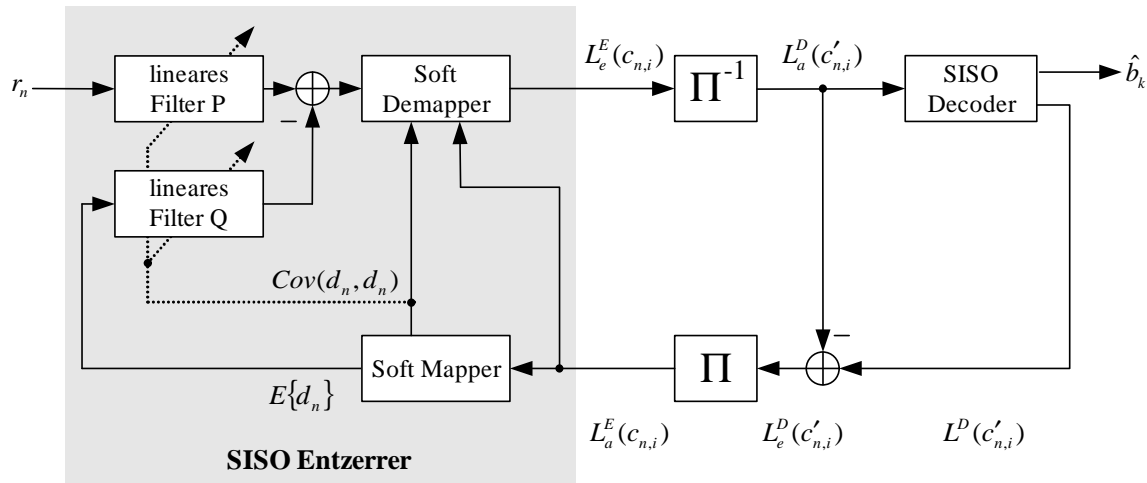


Abbildung 4.4: Einbettung filterbasierter MMSE SISO Entzerrer im Turbo-Empfänger

4.4 Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt wird die Leistungsfähigkeit der in Kapitel 4 vorgestellten filterbasierten SISO Detektoren als Turbo-Entzerrer untersucht. Hierzu werden die SISO Detektoren strikt nach dem Turbo-Prinzip, wie in Abbildung 3.3 gezeigt, im Empfänger eingebettet. Dies bedeutet, daß die filterbasierten SISO Entzerrer, genau wie zuvor die zustandsbasierten SISO Entzerrer aus Kapitel 3, mit der extrinsischen Information des Kanaldecoders gespeist werden [GLL97], [TKS04]. Für die Simulationen wird das Sendesystem aus Abschnitt 3.3.5 verwendet; d.h. BPSK-Modulation, ein rekursiv-systematischer Faltungscodex mit $G = [1, 7/5]$ und ein S-Random Interleaver der Größe 65538 mit $S = 90$ [DD95]. Damit entspricht das Übertragungssystem dem Szenario aus [TKS02]. Die Filterlänge der MMSE Entzerrer wird analog wie in [TKS02] zu $N = 15$ mit $N_1 = 9, N_2 = 5$ gesetzt. Die SISO Kanaldecodierung erfolgt mit dem BCJR-MAP Algorithmus.

In Abschnitt 4.4.1 wird zunächst die Leistungsfähigkeit der verschiedenen filterbasierten SISO Entzerrer in der Umgebung des Proakis C Kanals untersucht, der sehr starke Intersymbol-Interferenzen verursacht. Parallel zu den simulierten Bitfehlerquoten werden mittels der EXIT-Chart Analyse die Konvergenzeigenschaften der verschiedenen SISO Entzerrer untersucht. Die Impulsantwort des Kanals wird hierbei als dem Empfänger bekannt angenommen.

Zusätzlich wird im darauffolgenden Abschnitt die Leistungsfähigkeit der einzelnen Entzerrer unter Verwendung des minimalphasigen Kanals (2.15) aus [DJ+95] betrachtet. Dieser Kanal erzeugt wesentlich schwächere Intersymbol-Interferenzen als der Proakis C Kanal. Die Präsentation und Auswertung der Simulationsergebnisse ist hierbei jeweils, d.h. sowohl beim Proakis C Kanal als auch beim minimalphasigen Kanal, in zwei Teile aufgeteilt: Zunächst werden die Fehlerraten der Informationsbits der verschiedenen Turbo-Entzerrer

nach 14 Iterationen verglichen. Weitere Iterationen erzielen nur noch minimale Gewinne, daher können die Ergebnisse nach diesen 14 Iterationen als quasi maximal zu erreichenden Turbo-Gewinn betrachtet werden. Darüberhinaus werden im zweiten Teil die Fehlerraten nach nur drei Iterationen miteinander verglichen. Dieses Szenario ist für den Einsatz in praktischen Systemen realistischer, da jede Turbo-Iteration eine weitere Verzögerung der Detektion bedingt und damit die Gesamtlatenz des Übertragungssystems verlängert.

4.4.1 Proakis C Kanal

Abbildung 4.5 zeigt die aus Simulationen gewonnenen Bitfehlerraten der verschiedenen filterbasierten SISO Entzerrer nach 14 Turbo-Iterationen in Umgebung des Proakis C Kanals. Darüberhinaus ist die Bitfehlerrate des BCJR-MAP Entzerrers und des codierten Übertragungssystem mit nicht-frequenzselektivem AWGN-Kanal - das sog. Referenzsystem - dargestellt.

Zunächst wird die Leistungsfähigkeit des BCJR-MAP Entzerrers, welcher mathematisch optimal entzerrt, und die Leistungsfähigkeit des MMSE SISO Entzerrers mit zeitvarianten Filterkoeffizienten (TV-IFC), welcher für jedes zu entzerrenden Symbol basierend auf dem MMSE-Kriterium die Filterkoeffizienten neu berechnet, untersucht. Wie in Abbildung 4.5 dargestellt, erreicht der BCJR-MAP Entzerrer nach 14 Iterationen schon ab einem Störabstand von $E_b/N_0 = 4$ dB die Bitfehlerrate des ISI-freien Referenzsystems. Keiner der anderen untersuchten iterativen Entzerrer erreicht bei $E_b/N_0 = 4$ dB die Bitfehlerrate des ISI-freien Referenzsystems.

Der TV-IFC erzielt von den filterbasierten Entzerrern die beste Leistungsfähigkeit und erreicht bei einem Störabstand von $E_b/N_0 = 5$ dB nach 14 Iterationen die Bitfehlerrate des ISI-freien Referenzsystems, d.h. die Intersymbol-Interferenzen werden komplett gelöscht, ohne den Störabstand abzusenken. Verglichen zum BCJR-MAP Entzerrer zeigt der TV-IFC eine Leistungseinbuße von ca. 1.0 dB im Übergangsbereich zwischen 3.0 – 5.0 dB. Ferner wird die in Abschnitt 4.2.2 hergeleitete asymptotische Grenze für die Leistungsfähigkeit des TV-IFCs bestätigt, d.h. die Filterkoeffizienten des TV-IFCs konvergieren bei sehr guter A-Priori Information gegen die Matched-Filter-Lösung und der TV-IFC kann die Intersymbolinterferenzen vollständig löschen, ohne dabei den Störabstand zu senken.

Der Austausch der extrinsischen Information zwischen dem TV-IFC SISO Entzerrer und dem Kanaldecoder bei $E_b/N_0 = 5$ dB ist im EXIT Chart in Abbildung 4.6 illustriert. Bei diesem Störabstand ist ein enger Tunnel zwischen den Übertragungskennlinien von Entzerrer und Decoder vorhanden, der nach ca. 12 Iterationen durchlaufen ist und im Sättigungspunkt A endet. Parallel dazu ist die Übertragungskennlinie des BCJR-MAP Entzerrers für $E_b/N_0 = 5$ dB eingetragen, die im gleichen Sättigungspunkt A die Kennlinie des Decoders schneidet. Beide Entzerrer wandeln an diesem Punkt den ISI-Kanal in einen quasi Intersymbol-Interferenzfreien Kanal mit additivem gefärbtem gaußschen Rauschen um, da der Informationsgehalt I_a^E der A-Priori Information nahezu 1 ist. Deshalb erreichen BCJR-MAP und TV-IFC in der Bitfehlerratensimulation in Abbildung 4.5 bei $E_b/N_0 = 5$ dB die

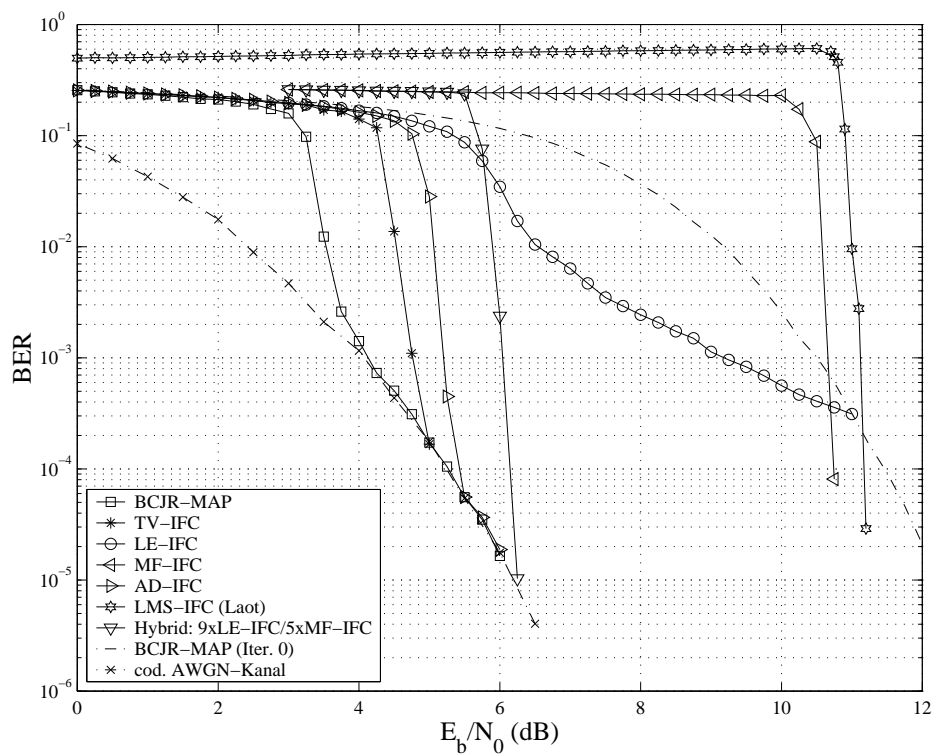


Abbildung 4.5: Bitfehlerraten für filterbasierte Turbo-Entzerrer nach 14 Iterationen, Proakis C Kanal, BPSK

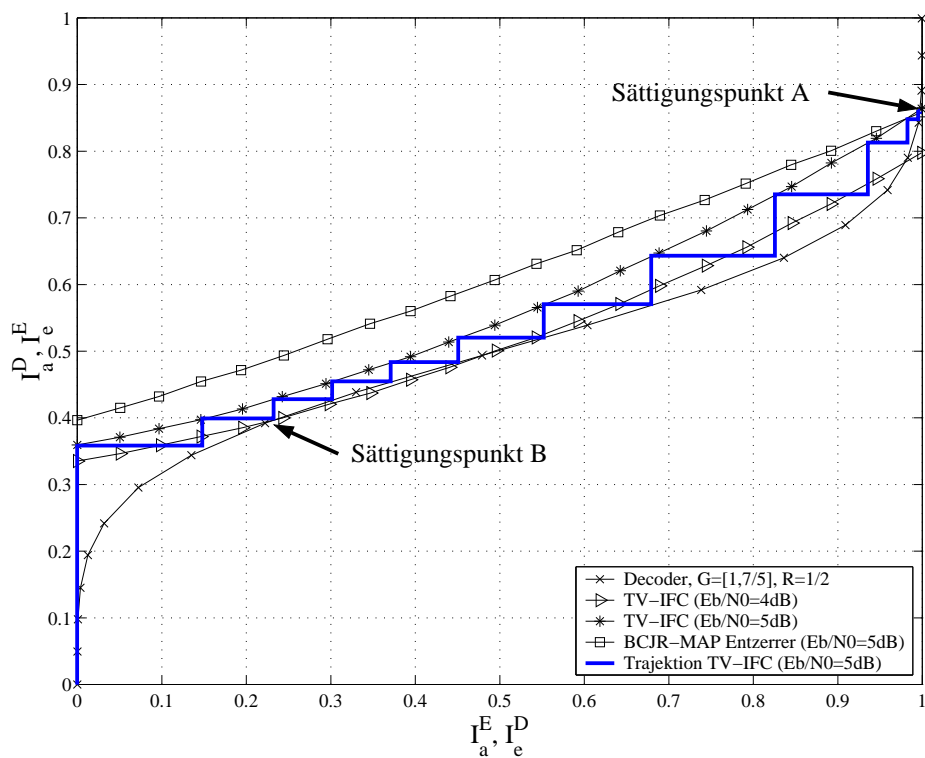


Abbildung 4.6: Exit-Chart, Proakis C Kanal, BPSK

Leistungsfähigkeit des Referenzsystems.

Nun wird die Leistungsfähigkeit der komplexitätsreduzierten filterbasierten MMSE SISO Entzerrer aus den Abschnitten 4.2.1-4.2.3, d.h. die des LE-IFCs, welcher für schwache A-Priori Information ausgelegt ist, die des MF-IFCs, welcher für starke A-Priori Information ausgelegt ist und die des AD-IFCs, der für einen zu detektierenden Block von Symbolen mittels einer Matrixinversion in Abhängigkeit der für diesen Block vorliegenden A-Priori Information adaptiv die Filterkoeffizienten berechnet, untersucht.

Der AD-IFC erzielt von diesen komplexitätsreduzierten filterbasierten MMSE SISO Entzerrern die beste Leistungsfähigkeit und weist lediglich Einbußen von ca. 0.5 dB im Vergleich zum TV-IFC bezüglich der Bitfehlerratenleistungsfähigkeit auf. Ab einem Störabstand von $E_b/N_0=5.5$ dB erreicht auch der AD-IFC die Bitfehlerratenkurve des Referenzsystems.

Nachteilig an dem AD-IFC ist jedoch die große Latenz, da vor der Berechnung der Filterkoeffizienten die Berechnung der gemittelten Kovarianz von allen geschätzten Sendesymbolen des zu detektieren Blocks nach (4.67) durchzuführen ist. Insbesondere bei Sprachapplikationen, wie z.B. Telefonie, darf die Latenz der Übertragung einen Maximalwert nicht überschreiten, da eine zu große Verzögerungszeit als störend für die Teilnehmer betrachtet wird. So beträgt z.B. die maximal zulässige Latenz bei Sprachapplikation 150 ms.

Der LE-IFC zeigt nur bei einem geringen SNR < 6.0 dB eine gute Bitfehlerratenleistungsfähigkeit, danach lässt die Leistungsfähigkeit stark nach und eine Bitfehlerrate von 10^{-4} kann selbst bei einem hohen SNR=11.0 dB nach 14 Iterationen nicht erreicht werden. Der LE-IFC ist für schwache A-Priori Information optimiert, kann jedoch bei starker A-Priori Information nicht mit der Leistungsfähigkeit des TV-IFC oder MF-IFC SISO Entzerrers mithalten, wie auch das in Abbildung 4.7 dargestellte EXIT-Diagramm zeigt:

Die Übertragungskennlinie des LE-IFC SISO Entzerrers zeigt für den Bereich schwacher A-Priori Information $I_a^E < 0.3$ nahezu die gleiche Leistungsfähigkeit wie der TV-IFC. Bei stärkerer A-Priori Information hingegen verliert der LE-IFC SISO Entzerrer immer weiter an Leistungsfähigkeit gegenüber dem TV-IFC. Selbst bei idealer A-Priori Information mit $I_a^E = 1$ kann die Matched-Filter Grenze nicht erreicht werden.

Umgekehrtes Verhalten im EXIT Chart in Abbildung 4.7 zeigt der für starke A-Priori Information vorgesehene MF-IFC SISO Entzerrer. Bei schwacher A-Priori Information fällt die Degradation im Vergleich zum TV-IFC sehr stark aus, während sich die Übertragungskennlinie des MF-IFC SISO Entzerrers bei zunehmendem Informationsgehalt I_a^E immer weiter der des TV-IFCs annähert und mit dieser bei idealer A-Priori Information ($I_a^E = 1$) zusammenläuft. In diesem Punkt wird die in Abschnitt 4.2.2 hergeleitete Matched-Filter Grenze erreicht.

Wegen dieser äußerst schlechten Eigenschaften bei nicht vorhandener A-Priori Information wird in der Literatur häufig während der nullten Iteration das Filter Q abgeschaltet und Filter P als linearer MMSE Entzerrer berechnet [GLL97], [OTM01]. Die Bitfehlerrate für einen solchen MF-IFC Turbo-Entzerrer nach 14 Iterationen ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Erst ab einem sehr hohem Störabstand von knapp 11 dB erreicht dieser MF-IFC die Konvergenz und die Bitfehlerrate sinkt drastisch. Allerdings ergibt sich bei einer Bitfehlerrate

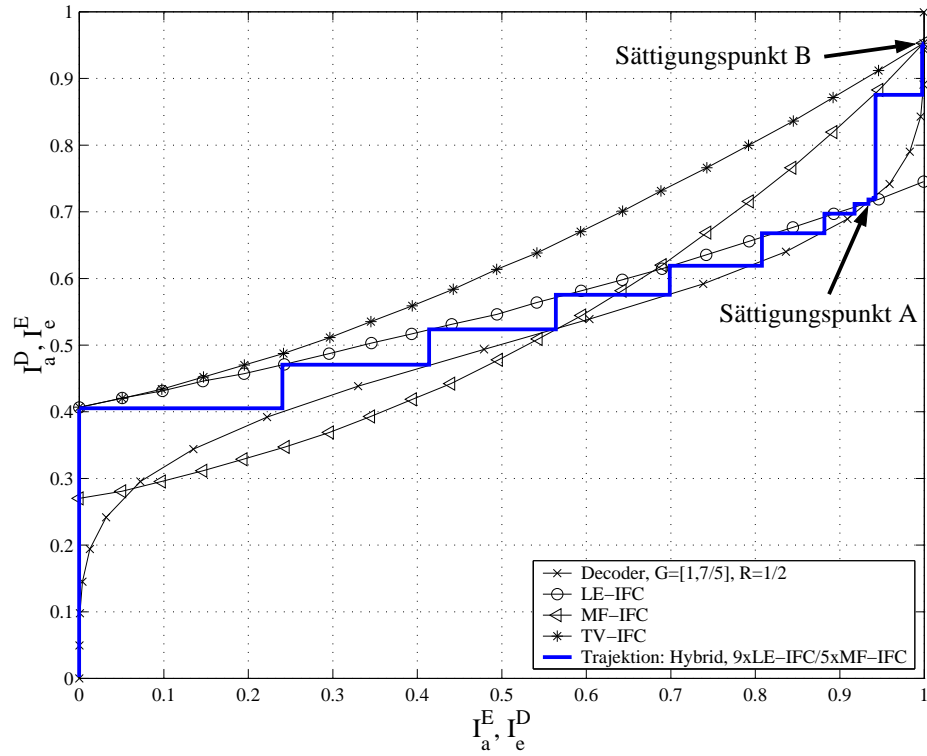
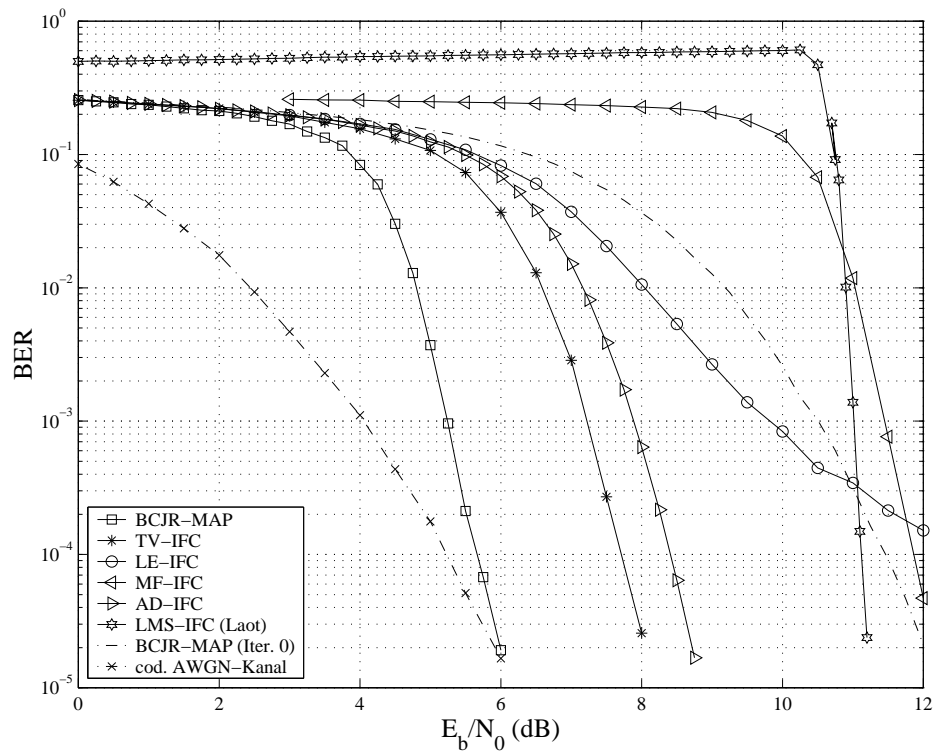
Abbildung 4.7: Exit-Chart bei $E_b/N_0=7$ dB, Proakis C Kanal, BPSK

Abbildung 4.8: Bitfehlerraten für filterbasierte Turbo-Entzerrer nach 3 Iterationen, Proakis C Kanal, BPSK

von 10^{-4} ein Verlust von ca. 6 dB im Vergleich zum TV-IFC.

Basierend auf der Erkenntnis, dass sich der LE-IFC SISO Entzerrer insbesondere für schwache A-Priori Information und der MF-IFC SISO Entzerrer insbesondere für starke A-Priori Information eignet, bietet sich die sinnvolle Kombination von LE-IFC und MF-IFC SISO Entzerrer in einem hybriden Detektionsprozess an. Hierbei kommt während der ersten Turbo-Iterationen der LE-IFC zum Einsatz, da dieser trotz der relativen schwachen A-Priori Information gute Leistungsfähigkeit zeigt. Nach einer geeigneten Anzahl von Iterationen wird dann auf den MF-IFC Entzerrer umgeschaltet, der wiederum mit der nun schon recht starken A-Priori Information besser als der LE-IFC entzerren kann und im Optimalfall sogar die Matched-Filter Grenze erreicht. Diese hybride Detektionsstrategie wurde von Tüchler in [TKS02] eingeführt. Abbildung 4.5 zeigt die Bitfehlerrate für solch einen hybriden Entzerrer, wobei die ersten neun Iterationen mit dem LE-IFC und die folgenden fünf Iterationen mit dem MF-IFC erfolgen. Im Vergleich zu den jeweils separat ausgeführten LE-IFC und MF-IFC Turbo-Entzerrern zeigt die hybride Lösung deutlich verbesserte Konvergenzeigenschaften. So wird trotz der zeitinvarianten Filterkoeffizienten schon bei einem Störabstand von $E_b/N_0 = 6.25$ dB die Leistungsfähigkeit des codierten AWGN Kanals ohne ISI erreicht. Die Trajektion dieses hybriden Entzerrers bei $E_b/N_0 = 7$ dB im EXIT Chart ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

Abschliessend ist in Abbildung 4.5 die Bitfehlerratenkurve für den mittels des LMS-Algorithmus' adaptierten MMSE Turbo-Entzerrer nach Laot (LMS-IFC) nach 14 Iterationen gezeigt. Der LMS-IFC weist geringfügig schlechtere Konvergenzeigenschaften als der MF-IFC Turbo-Entzerrer auf, die Konvergenz setzt hier erst bei ca. 11 dB ein. Für die anfängliche Adaption des LMS-IFC wird eine Sequenz mit 2048 bekannten Trainingssymbolen und der Schrittweite $\mu_{LA,1} = 0.003$ gewählt. Danach wird während der Trackingphase auf die Schrittweite $\mu_{LA,2} = 0.0005$ umgeschaltet.

Die Degradation des LMS-IFC erklärt sich durch die implizit durchgeführte Kanalschätzung bei der Filterkoeffizientenberechnung mittels des LMS-Algorithmus. Während bei den anderen zuvor betrachteten filterbasierten MMSE SISO Entzerrern der Kanal als bekannt vorausgesetzt wurde, benötigt der LMS-IFC keine Kenntnis über die Kanalimpulsantwort, da die Filterkoeffizienten automatisch durch den LMS-Algorithmus nachgeführt werden. Allerdings ist bei der LMS-Nachführung insbesondere ein schlechtes SNR auf dem Kanal von Nachteil und kann die Leistungsfähigkeit des LMS-IFC senken.

Die Abbildung 4.8 zeigt die Bitfehlerraten der verschiedenen Turbo-Entzerrer nach nur drei Iterationen. Dieses Simulationsszenario ist aufgrund der oft begrenzten Latenz in Übertragungssystemen sehr interessant. Wie zuvor schon erläutert, darf die maximale Latenz bei Sprachübertragungen maximal 150 ms betragen.

Nach drei Iterationen zeigt der BCJR-MAP Entzerrer wiederum die beste Leistungsfähigkeit und erreicht bei einem Störabstand von $E_b/N_0 = 6$ dB die Bitfehlerkurve des Referenzsystems. Bei einer Bitfehlerrate von 10^{-4} beträgt die Degradation durch den TV-IFC im Vergleich zum BCJR-MAP Entzerrer ca. 2 dB. Interessant ist hierbei, daß der LMS-IFC ein besseres Konvergenzverhalten als der MF-IFC Entzerrer zeigt, und bei einer Bitfehlerrate von 10^{-4} gegenüber diesem einen Gewinn von ca. 0.8 dB erzielt.

Iter.	BCJR-MAP	TV-IFC	AD-IFC	LE-IFC	MF-IFC	Hyb.-IFC	LMS-IFC
3	5.25dB	7.2dB	7.8dB	9.8dB	11.4dB	9.8dB	11.0dB
14	4.1dB	4.75dB	5.2dB	9.1dB	10.7dB	6.0dB	11.0dB

Tabelle 4.1: Erforderlicher Störabstand E_b/N_0 (dB) zur Erzielung von Bitfehlerrate $< 10^{-3}$ bei verschiedenen Turbo-Entzerrern, Proakis C Kanal, BPSK

Zum abschließenden Vergleich sind in Tabelle 4.1 die jeweils notwendigen Störabstände der verschiedenen in diesem Abschnitt verwendeten SISO Entzerrer eingetragen, ab denen eine Bitfehlerrate von 10^{-3} erzielt wird.

4.4.2 Minimalphasiger Kanal

In diesem Abschnitt wird die Leistungsfähigkeit der verschiedenen filterbasierten SISO Turbo-Entzerrer beim Einsatz in einem Übertragungssystem mit dem minimalphasigen Kanal nach (2.15) untersucht. Hierzu sind in Abbildung 4.9 die durch Simulationen gewonnenen Bitfehlerraten nach der 14. Turbo-Iteration dargestellt.

Es zeigt sich, daß der MMSE SISO Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten (TV-IFC) nahezu die Leistungsfähigkeit des mathematisch optimalen BCJR-MAP Entzerrers erzielt. Beide Entzerrer erreichen ab einem Störabstand von $E_b/N_0 = 4.0$ dB nahezu die Bitfehlerratenkurve des Referenzsystems, d.h. der codierten Übertragung über einen ISI-freien AWGN-Kanal. Auch der komplexitätsreduzierte MF-IFC Turbo Entzerrer erreicht ab $E_b/N_0 = 5.5$ dB die Leistungsfähigkeit des Referenzsystems, wobei wie im vorigen Abschnitt während der nullten Iterationsstufe Filter P als linearer MMSE-Entzerrer angenommen wird.

Durch den Einsatz eines hybriden Turbo-Entzerrers, der die Entzerrung während der ersten Iterationsstufen zunächst mit dem LE-IFC ausführt, und dann für die restlichen Iterationen auf den MF-IFC Entzerrer umschaltet, läßt sich das Konvergenzverhalten bei Verwendung von komplexitätsreduzierten filterbasierten Entzerrern mit zeitinvarianten Koeffizienten weiter verbessern. Für das in Abbildung 4.9 untersuchte Testszenario hat sich eine Kombination aus zunächst drei Turbo-Iterationen mit dem LE-IFC SISO Entzerrer und nachfolgenden elf Iterationen mit dem MF-IFC SISO Entzerrer als sehr gut herausgestellt. Im Vergleich zum MF-IFC setzt die Konvergenz dieses hybriden Turbo-Entzerrers ca. 0.5 dB früher ein.

Zusätzlich ist in Abbildung 4.9 die Bitfehlerratenkurve des AD-IFCs eingetragen. Dieser verfehlt die Kurve des TV-IFCs nur um ca. 0.3 dB, ab einem Störabstand von ca. 4.0 dB wird quasi die Leistungsfähigkeit des AD-IFCs erreicht und damit auch nahezu die des Referenzsystems. Allerdings fallen beim AD-IFC immer noch 15 Matrix-Inversionen zur Filterkoeffizientenberechnung an, damit ist die Komplexität des AD-IFCs bedeutend

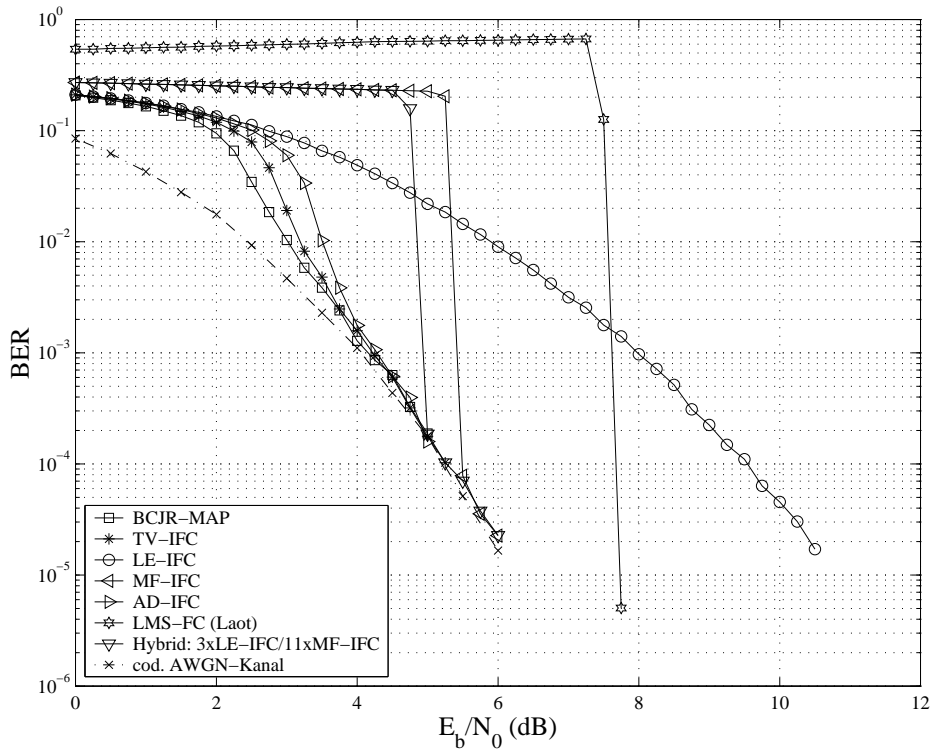


Abbildung 4.9: Bitfehlerraten für filterbasierte Turbo-Entzerrer nach 14 Iterationen, minimalphasiger Kanal, BPSK

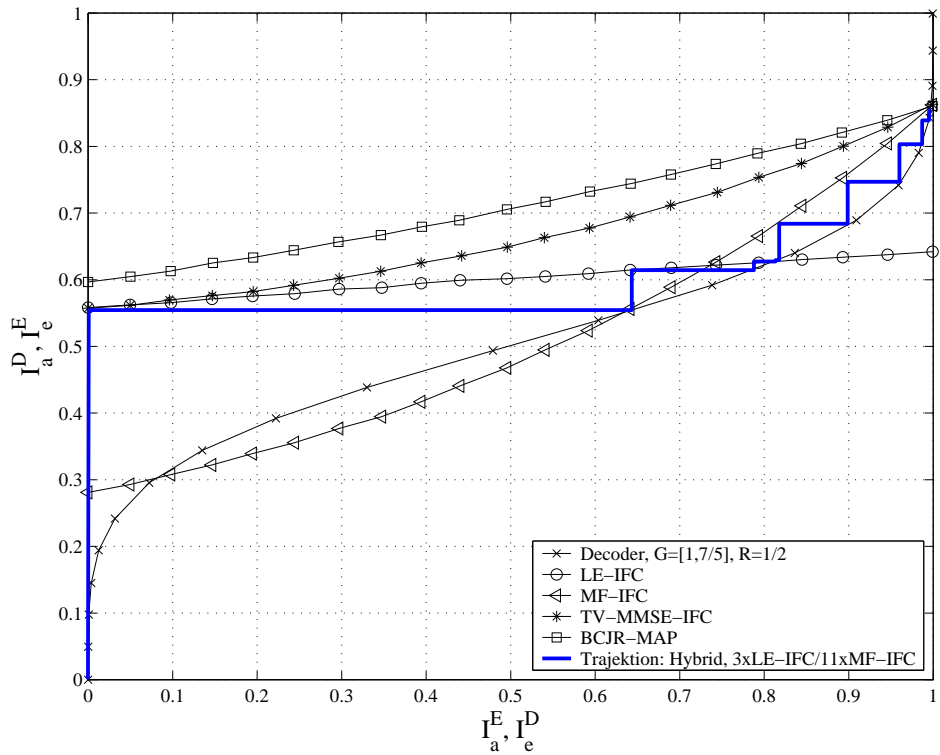


Abbildung 4.10: Exit-Chart bei $E_b/N_0=5$ dB, minimalphasiger Kanal, BPSK

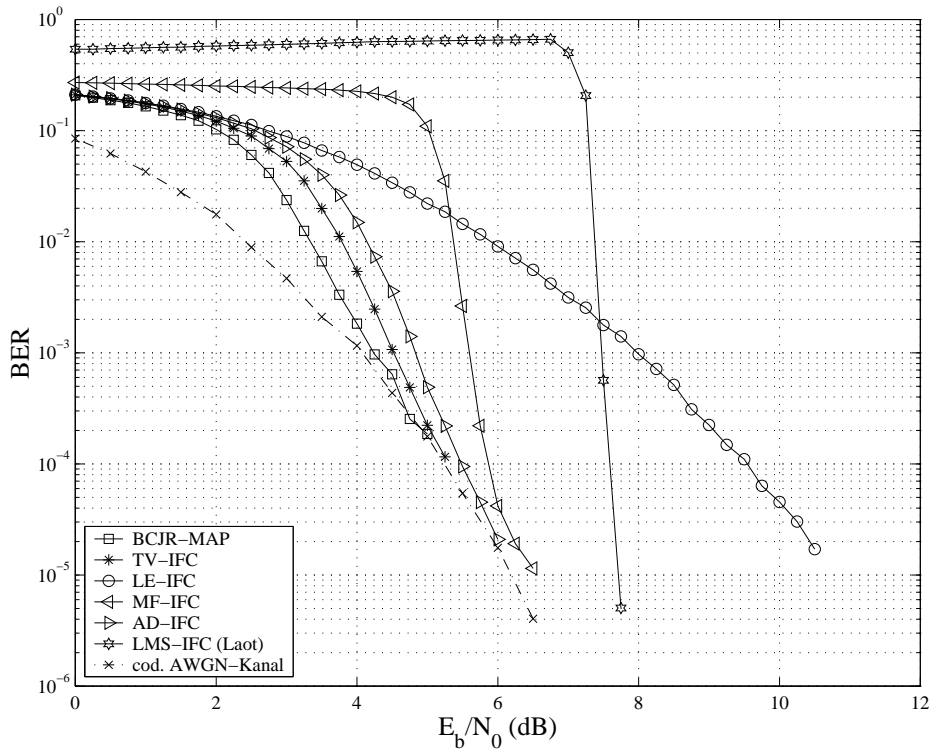


Abbildung 4.11: Bitfehlerraten für filterbasierte Turbo-Entzerrer nach 3 Iterationen, minimalphasiger Kanal, BPSK

größer als die des zuvor vorgestellten hybriden Turbo-Entzerrers.

Abbildung 4.10 zeigt das EXIT-Chart für verschiedene Entzerrer bei einem Störabstand von $E_b/N_0 = 5.0$ dB. Zusätzlich ist die simulierte Trajektion des hybriden Turbo-Entzerrers bestehend aus LE-IFC und MF-IFC eingetragen. Durch das Umschalten nach drei Iterationen vom LE-IFC zum MF-IFC kann ein Tunnel zwischen den Entzerrer-Übertragungskennlinien und der des Decoders gefunden werden.

Der mittels des LMS-Algorithmus' adaptierte Turbo-Entzerrer nach Laot zeigt in Abbildung 4.9 relativ schlechte Konvergenzeigenschaften, da die Konvergenz erst ca. 2.5 dB später als beim hybriden Turbo-Entzerrer einsetzt.

Analog zum vorangegangenen Abschnitt wird zusätzlich die Leistungsfähigkeit der verschiedenen Entzerrer nach nur drei Turbo-Iterationen untersucht; diese Ergebnisse sind in Abbildung 4.11 dargestellt. Wiederum erzielt der TV-IFC beinahe die Leistungsfähigkeit des BCJR-MAP Entzerrers. Lediglich die Konvergenz des BCJR-MAP Entzerrers setzt ca. 0.3 dB früher ein, ab $E_b/N_0 = 5.0$ dB erreicht aber auch der TV-IFC Entzerrer die Bitfehlerrate des Referenzsystems. Auch der komplexitätsreduzierte MF-IFC Turbo-Entzerrer zeigt eine gute Leistungsfähigkeit und verfehlt das Referenzsystem bei einer Bitfehlerrate von 10^{-5} lediglich um ca. 0.2 dB. Ein hybrider Turbo-Entzerrer aus einer Kombination von LE-

Iter.	BCJR-MAP	TV-IFC	AD-IFC	LE-IFC	MF-IFC	Hyb.-IFC	LMS-IFC
3	4.2dB	4.5dB	4.8dB	8.0dB	5.6dB	-	7.5dB
14	4.1dB	4.2dB	4.3dB	4.3dB	5.4dB	4.9dB	7.5dB

Tabelle 4.2: Erforderlicher Störabstand E_b/N_0 (dB) zur Erzielung von Bitfehlerrate $< 10^{-3}$ bei verschiedenen Turbo-Entzerrern, minimalphasiger Kanal, BPSK

IFC und MF-IFC erzielt bei nur drei Gesamtiterationen keine Verbesserung gegenüber dem MF-IFC und ist deshalb in Abbildung 4.11 nicht aufgeführt. Der AD-IFC zeigt wiederum sehr gute Konvergenzeigenschaften und verfehlt die Leistungsfähigkeit des TV-IFCs um maximal 0.3 dB.

Die Bitfehlerratenkurve des LMS-IFC nach Laot ist nach drei Iterationen nahezu mit derjenigen nach 14 Iterationen aus Abbildung 4.9 identisch. Dies liegt daran, daß die Adaption der Filterkoeffizienten Q und P mit dem LMS-Algorithmus erst ab einem Störabstand von ca. 7.5 dB funktioniert, sich dann aber durch die korrekt eingestellten Koeffizienten bei diesem Störabstand sehr gute Konvergenzeigenschaften ergeben. Damit erreicht der LMS-IFC bei diesem Störabstand schon nach wenigen Iterationen die Matched-Filter Grenze.

Wiederum sind zum abschließenden Vergleich in Tabelle 4.2 die jeweils notwendigen Störabstände der verschiedenen in diesem Abschnitt verwendeten SISO Entzerrer eingetragen, ab denen eine Bitfehlerrate von 10^{-3} erzielt wird.

Verglichen zum vorangegangenen Simulationsszenario beim Proakis C Kanal zeigt insbesondere der iterative MF-IFC SISO Entzerrer beim in diesem Abschnitt verwendeten minimalphasigen Kanal deutlich verbesserte Konvergenzeigenschaften. Dies ist darin begründet, dass die initiale Entzerrung in der nullten Iterationsstufe schon bei einem recht geringen SNR gute extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ erzeugen kann und somit die nachfolgende Kanaldecodierung eine ausreichend starke A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ für den MF-IFC in der nächsten Iterationsstufe bereitstellen kann.

4.5 Komplexität

In diesem Abschnitt soll die Komplexität der verschiedenen in diesem Kapitel behandelten filterbasierten SISO Entzerrer betrachtet werden. Die Komplexität wird durch die Anzahl der arithmetischen Operationen, d.h. durch die erforderlichen Multiplikationen, Additionen und Divisionen angegeben. Der tatsächliche Implementierungsaufwand einer Hardwarelösung hängt jedoch vom jeweiligen System und dessen spezifischen Randbedingungen, wie z.B. Wortbreiten und verwendetem Prozessortyp, ab, so dass die hier angegebene Komplexität anhand der Anzahl der arithmetischen Operationen nur als ungefähre Abschätzung zu verstehen ist.

Zum Vergleich der Komplexität der verschiedenen filterbasierten Entzerrer wird die Komplexität der Berechnung der Empfangsfilterkoeffizienten \mathbf{f} pro zu entzerrendem Block von K_d Symbolen bestimmt. Die Komplexität der Filterkoeffizientenberechnung des ISI-Schätzers \mathbf{q} ist für alle filterbasierten SISO Entzerrer gleich, und auch die Berechnung der L-Werte durch den Soft-Demapper nach (4.39) und (4.42) weist für alle verschiedene filterbasierten SISO Entzerrer in etwa die gleiche Komplexität auf, daher werden diese Komponenten hier nicht näher betrachtet.

Die Addition zweier $i \times j$ -Matrizen führt zu $i \cdot j$ Additionen, und die Multiplikation einer $i \times j$ -Matrix mit einer $j \times k$ -Matrix führt zu $i \cdot k \cdot (j - 1)$ Additionen und $i \cdot j \cdot k$ Multiplikationen. Stellt bei der Matrixmultiplikation die zweite Matrix eine $j \times j$ Diagonalmatrix dar, so entfallen die Additionen und der Aufwand reduziert sich auf $i \cdot j$ Multiplikationen.

Bei der Berechnung der Komplexität einer Matrixinversion sei angenommen, dass die Matrixinversion durch eine Gauß-Elimination durchgeführt werde. Dies stellt bezüglich der Komplexität eine Obergrenze dar, da sich bedingt durch spezielle Eigenschaften der Matrizen die Komplexität der Matrixinversion weiter reduzieren lässt. Hier sei beispielsweise auf eine Komplexitätsreduktion bei der für den AD-IFC benötigten Matrixinversion durch ein rangreduziertes *Multi Stage Wiener Filter* hingewiesen (MSWF) [DMU04], auf welches in Abschnitt 4.6 genauer eingegangen wird.

Des Weiteren sei für die Berechnung der Komplexität angenommen, dass die Kanalfaltungsmatrix \mathbf{H} , die Kovarianzen λ_i und die Rauschvarianz σ_w^2 bekannt sind.

Zur besseren Transparenz wird die Komplexitätsberechnung für die Filterkoeffizientenberechnung in mehrere Zwischenschritte unterteilt, wobei jeweils die Komplexität zur Berechnung einer Zwischenmatrix wie z.B. \mathbf{Z}_1 bzw. \mathbf{Z}_2 angegeben wird.

Die Tabelle 4.3 zeigt, welche Rechenschritte zur Berechnung der Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n beim TV-IFC nach (4.93) notwendig sind, wobei als Endergebnis die Gesamtsumme der benötigten Rechenschritte für die Filterkoeffizientenberechnung bei K_d zu entzerrenden Symbolen angegeben ist. Der TV-IFC muss die Filterkoeffizienten für jedes zu entzerrende Symbol in Abhängigkeit der A-Priori Information neu berechnen, daher müssen bei einem Block von K_d zu entzerrenden Symbolen jeweils K_d Matrixinversion durchgeführt

	Additionen	Multiplikationen	Divisionen
$\mathbf{Z}_1 = \sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^H$	$N^2(N + L - 2) + N$	$(N + L - 1)(N^2 + N)$	0
$\mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_1^{-1}$	$N^3 - 2N^2 + N$	$N^3 - 1$	N
$\mathbf{f}_n = E_s \mathbf{Z}_2 \mathbf{H} \mathbf{u}$	$(N + L - 1)(N - 1)$	$N(N + L - 1)$	0
Summe pro Block von K_d Symbolen	$K_d(2N^3 + N^2(L - 2) + N(2L - 1) - L - 1)$	$K_d(2N^3 + N^2(L + 1) + N(2L - 1) - 1)$	$K_d N$

Tabelle 4.3: Komplexitätsabschätzung für TV-IFC SISO Entzerrer bei K_d zu entzerrenden Symbolen

	Additionen	Multiplikationen	Divisionen
Summe pro Block von K_d Symbolen	$2N^3 + N^2(L - 2) +$ $N(2L - 1) - L - 1$	$2N^3 + N^2(L + 1) +$ $N(2L - 1) - 1$	N

Tabelle 4.4: Komplexitätsabschätzung für AD-IFC SISO Entzerrer bei K_d zu entzerrenden Symbolen

	Additionen	Multiplikationen	Divisionen
$\mathbf{Z}_1 = \frac{\sigma_w^2}{E_s} \mathbf{I}_N + \mathbf{H}\mathbf{H}^H$	$N^2(N + L - 2) + N$	$N^2(N + L - 1)$	0
$\mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_1^{-1}$	$N^3 - 2N^2 + N$	$N^3 - 1$	N
$\mathbf{f}_{LE} = E_s \mathbf{Z}_2 \mathbf{H}\mathbf{u}$	$(N + L - 1)(N - 1)$	$N(N + L - 1)$	0
Summe pro Block von K_d Symbolen	$2N^3 + N^2(L - 3) +$ $N(L - 1) - L - 1$	$2N^3 + N^2L +$ $N(L - 1) - 1$	N

Tabelle 4.5: Komplexitätsabschätzung für LE-IFC SISO Entzerrer bei K_d zu entzerrenden Symbolen

werden. In Bezug hierauf sei jedoch angemerkt, dass in [TSK03] eine komplexitätsreduzierte Lösung basierend auf der Levinson-Durbin-Rekursion vorgeschlagen wird, wobei allerdings für die Startlösung die Matrixinversion durchzuführen ist.

In Tabelle 4.4 ist die Gesamtsumme der Rechenoperationen für die Filterkoeffizientenberechnung beim AD-IFC angegeben. Die einzelnen Rechenoperationen zur Berechnung der Filterkoeffiziente \mathbf{f}_{AD} entsprechen hierbei denen beim TV-IFC und sind daher nicht nochmals aufgeführt. Jedoch ist diese Berechnung nur einmal pro Block von K_d zu entzerrenden Symbolen durchzuführen, womit sich eine signifikante Komplexitätsreduktion im Vergleich zum TV-IFC ergibt. Nicht berücksichtigt bei dieser Komplexitätsbetrachtung ist jedoch die Berechnung der gemittelten Kovarianzmatrix Λ_{AD} nach (4.68).

In Tabelle 4.5 sind die Rechenoperationen für die Filterkoeffizientenberechnung beim LE-

	Additionen	Multiplikationen	Divisionen
$\mathbf{f}_{MF} = k_{MF} \cdot \mathbf{H}\mathbf{u}$	0	N	0
Summe pro Block von K_d Symbolen	0	N	0

Tabelle 4.6: Komplexitätsabschätzung für MF-IFC SISO Entzerrer bei K_d zu entzerrenden Symbolen

IFC angegeben. Im Gegensatz zum TV-IFC und AD-IFC, welche die Qualität der A-Priori Information für die Filterkoeffizientenberechnung mitberücksichtigen, sind die Filterkoeffizienten beim LE-IFC unabhängig von der realen A-Priori Information. Daher muss die Filterkoeffizientenberechnung, unabhängig von der Anzahl der Turbo-Iterationen, beim LE-IFC nur einmal durchgeführt werden, während beim AD-IFC und TV-IFC bei jeder weiteren Turbo-Iteration aufgrund der dann neu vorliegenden A-Priori Information die Filterkoeffizienten neu berechnet werden müssen.

Wie der Tabelle 4.6 zu entnehmen ist, liegt die Rechenkomplexität zur Filterkoeffizientenberechnung von $\mathbf{f}_{\mathbf{MF}}$ beim MF-IFC gemäß (4.58) deutlich unter der Komplexität der anderen filterbasierten Entzerrer. Während die Rechenkomplexität sowohl beim TV-IFC, beim AD-IFC und beim LE-IFC mit der dritten Potenz von der Filterlänge N abhängt, reduziert sich die Rechenkomplexität beim MF-IFC auf eine lineare Abhängigkeit von der Filterlänge N .

Zur Komplexitätsangabe in Tabelle 4.6 sei ferner angemerkt, dass die Multiplikation von $\mathbf{H}\mathbf{u}$ in der Realität nicht ausgeführt wird, da der Vektor

$$\mathbf{u} = [\mathbf{0}_{1 \times (N_1)} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{1 \times (N_2 + L - 1)}]^T \quad (4.87)$$

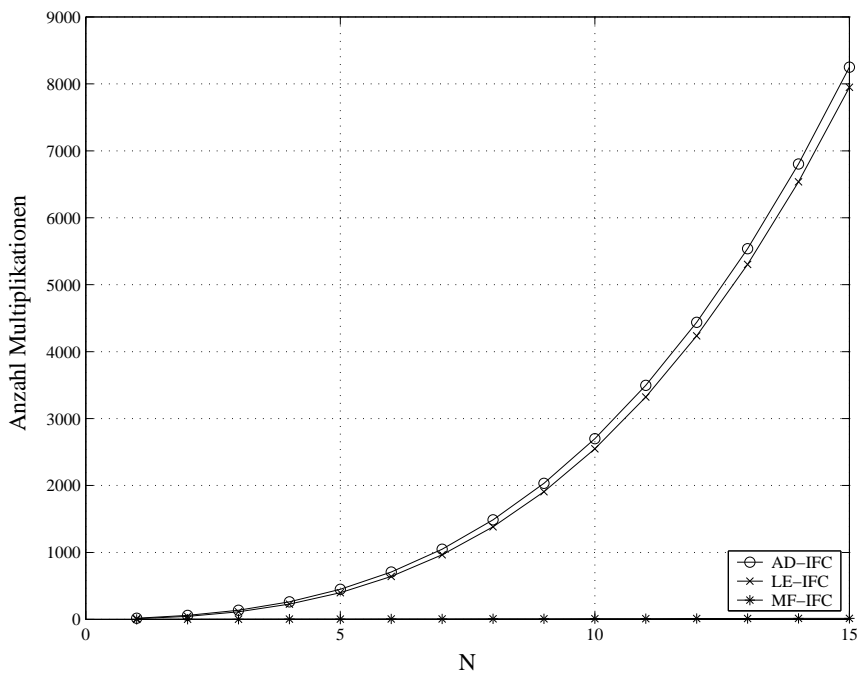


Abbildung 4.12: Anzahl der Multiplikationen für die Filterkoeffizientenberechnung in Abhängigkeit der Filterkoeffizientenlänge N bei verschiedenen filterbasierten SISO Entzerrern für Kanalimpulsantwortlänge $L=5$

lediglich die $(N_1 + 1)$ -te Spalte der Kanalmatrix \mathbf{H} kopiert und somit hierfür weder Multiplikationen noch Additionen anfallen. Dies wurde dementsprechend auch bei der Komplexitätsberechnung beim TV-IFC, AD-IFC und LE-IFC berücksichtigt.

Der MF-IFC stellt somit die mit Abstand implementierungsgünstigste Variante der filterbasierten SISO Entzerrer dar, wie auch der Abbildung 4.12 zu entnehmen ist, in welcher die Anzahl der Multiplikationen für die Filterkoeffizientenberechnung in Abhängigkeit der Filterkoeffizientenlänge N bei verschiedenen filterbasierten SISO Entzerrern für die Kanalimpulsantwortlänge $L=5$ angegeben ist. Der extrem aufwändige TV-IFC ist in Abbildung 4.12 aus Übersichtlichkeitsgründen nicht dargestellt.

Zusammenfassend sei nochmals angemerkt, dass die in diesem Abschnitt angegebenen Komplexitätsgrößen nur einer groben Orientierung dienen können. So lassen sich z.B. unter Berücksichtigung der Toeplitzstruktur der Kanalmatrix die Matrixmultiplikationen reduzieren und auch bei der Matrixinversion stellt das zugrunde gelegte Gauß-Eliminationsverfahren eine Obergrenze für die Komplexität dar. Signifikant ist jedoch, dass der MF-IFC die mit Abstand geringste Komplexität bezüglich der Filterkoeffizientenberechnung aufweist.

4.6 Rangreduzierte lineare MMSE SISO Detektion

Der in Abschnitt 4.1 erläuterte lineare MMSE SISO Detektor benötigt zur Berechnung der Filterkoeffizienten (4.93) eine Matrixinversion, wobei diese Matrixinversionen für jedes zu entzerrende Symbol auszuführen ist. Auch bei den in den Abschnitten 4.2.1 und 4.2.3 erläuterten komplexitätsreduzierten LE-IFC und AD-IFC MMSE SISO Detektoren fällt pro zu entzerrenden Block eine Matrixinversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten an.

Zur Komplexitätsreduktion wird in [DMU04], [Die06], [Die07] die Verwendung eines rangreduzierten mehrstufigen Wienerfilters für den linearen MMSE SISO Detektor vorgeschlagen. Das mehrstufige Wienerfilter (MSWF) wurde von Goldstein in [GSS98] hergeleitet und stellt eine kostengünstige Approximation des Wienerfilters dar, welche sich beispielsweise zur Approximation der MMSE-Filterkoeffizienten (4.93) des in Abschnitt 4.1 erläuterten TV-IFC SISO Entzerrers und der MMSE-Filterkoeffizienten der verschiedenen komplexitätsreduzierten filterbasierten SISO Entzerrer aus den Abschnitten 4.2.1 - 4.2.3 verwenden lässt.

Das rangreduzierte Wienerfilter $\mathbf{f}_n^{\mathbf{D}'}$ $\in \mathbb{C}^N$ stellt ein mit Rang $D < N$ approximiertes Filter des Wienerfilters \mathbf{f}_n (4.12) dar, welches in einem von D Spalten der Vorfiltermatrix $\mathbf{T}_n^{\mathbf{D}} \in \mathbb{C}^{N \times D}$ aufgespannten Unterraum liegt. Zusammen mit $\mathbf{g}_n^{\mathbf{D}'} \in \mathbb{C}^D$, welches ein dimensionsreduziertes Wienerfilter darstellt, kann das rangreduzierte MSWF mit

$$\mathbf{f}_n^{\mathbf{D}'} = \mathbf{T}_n^{\mathbf{D}} \mathbf{g}_n^{\mathbf{D}'} \quad (4.88)$$

angegeben werden [DMU04], wobei sich $\mathbf{g}_n^{\mathbf{D}'}$ mit dem MMSE-Ansatz analog zu (4.8) bestimmen lässt:

$$(\mathbf{g}_n^{\mathbf{D}'}, a_n^{\mathbf{D}'}) = \arg \min_{(\mathbf{g}_n^{\mathbf{D}'}, a_n^{\mathbf{D}'})} E \left\{ |s_n - d_n|^2 \mid \{L_a^E(c_{n,i})\} \right\}. \quad (4.89)$$

Die Lösung für (4.89) berechnet sich analog zu (4.12) und (4.11) wie folgt:

$$\mathbf{f}_n^{\mathbf{D}'} = \mathbf{T}_n^{\mathbf{D}} \left(\mathbf{T}_n^{\mathbf{D}\mathbf{H}} (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n' \mathbf{H}^{\mathbf{H}}) \mathbf{T}_n^{\mathbf{D}} \right)^{-1} \mathbf{T}_n^{\mathbf{D}\mathbf{H}} \mathbf{g}_n' \quad (4.90)$$

$$a_n^{\mathbf{D}'} = \mathbf{f}_n^{\mathbf{D}'\mathbf{H}} \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} \{ \mathbf{d}_n | \{ L_a^E(c_{n,i}) \} \} - \mathbf{E} \{ d_n | \{ L_a^E(c_{n,i}) \} \}. \quad (4.91)$$

Gemäß dem Turbo-Prinzip darf die neue berechnete extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ am Ausgang des Entzerrers nicht von der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ abhängen, somit wird die A-Priori Information zum Zeitpunkt n zu Null gesetzt:

$$L_a^E(c_{n,i}) = 0 \quad \forall i \in \{1, \dots, B\}. \quad (4.92)$$

Damit lassen sich die zeitvarianten Filterkoeffizienten $\mathbf{f}_n^{\mathbf{D}}$ und die Prior-Information $a_n^{\mathbf{D}}$ für das rangreduzierte MSWF unter der Bedingung (4.92) in Analogie zu (4.21), (4.23) und (4.26) wie folgt zusammenfassen, wobei der Wegfall der Kennung $'$ anzeigt, dass die Bedingung (4.92) erfüllt ist:

$$\mathbf{f}_n^{\mathbf{D}} = E_s \mathbf{T}_n^{\mathbf{D}} \left(\mathbf{T}_n^{\mathbf{D}\mathbf{H}} \underbrace{(\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^{\mathbf{H}})}_{\Gamma_n} \mathbf{T}_n^{\mathbf{D}} \right)^{-1} \mathbf{T}_n^{\mathbf{D}\mathbf{H}} \underbrace{\mathbf{H} \mathbf{u}}_{\gamma} \quad (4.93)$$

$$a_n^{\mathbf{D}} = \mathbf{q}_n \hat{\mathbf{d}}_n. \quad (4.94)$$

Abbildung 4.13 zeigt ein Blockschaltbild des rangreduzierten MSWFs nach [JS+01]. Die erste Spalte $\mathbf{t}_{1,n}$ der Vorfiltermatrix

$$\mathbf{T}_n^{\mathbf{D}} = [\mathbf{t}_{1,n}, \mathbf{t}_{2,n}, \dots, \mathbf{t}_{D,n}] \quad (4.95)$$

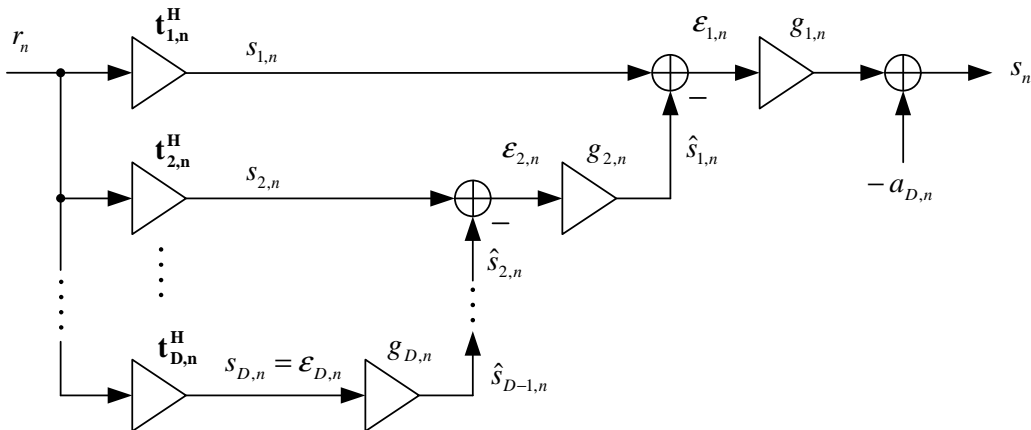


Abbildung 4.13: Rangreduziertes mehrstufiges Wienerfilter (MSWF)

wird als normiertes Matched-Filter zur Kanalimpulsantwort gewählt, und die i -te Spalte $\mathbf{t}_{i,n}$ mit $i \in \{2, 3, \dots, D\}$ maximiert den Realteil der Korrelation zwischen dem Ausgang $s_{i,n}$ des Vorfiltervektors $\mathbf{t}_{i,n}$ und dem Ausgang $s_{i-1,n}$ des vorangegangenen Vorfiltervektors $\mathbf{t}_{i-1,n}$:

$$\mathbf{t}_{i,n} = \arg \max_{\mathbf{t}_{i,n}} \operatorname{E} \{ \operatorname{Re} \{ s_{i,n} - s_{i-1,n} \} \}, \quad (4.96)$$

$$\text{mit } \mathbf{t}_{i,n}^H \mathbf{t}_{i,n} = 1 \quad \text{und} \quad \mathbf{t}_{i,n}^H \mathbf{t}_{j,n} = 0 \quad \text{für } 1 \leq j < i$$

Diese Lösung nach (4.96) ist identisch zum Lanczos-Algorithmus [Lan50], [JS+01], so dass beispielsweise der iterative Lanczos Algorithmus zur effizienten Berechnung des rangreduzierten mehrstufigen Wienerfilters (MSWF) verwendet werden [DMU04], [Die06]. Die Skalare $g_{i,n}$ des Vektors \mathbf{g}_n^D , mit $i \in \{1, 2, \dots, D\}$, schätzen das Ausgangssignal $s_{i-1,n}$ des vorangegangenen Vorfilters basierend auf der Beobachtung

$$\varepsilon_{i,n} = s_i - \hat{s}_i \quad (4.97)$$

nach dem MMSE-Kriterium [GSS98], [DU07]. In [HX01] und [JS+01] wurde gezeigt, dass die Spalten der Vorfiltermatrix \mathbf{T}_n^D Basisvektoren des D -dimensionalen Krylovunterraumes [Saa03]

$$\mathcal{K}^{(D)}(\Gamma_n, \gamma) = \operatorname{span} \{ \gamma, \Gamma_n \gamma, \dots, \Gamma_n^{D-1} \gamma \} \quad (4.98)$$

darstellen [DMU04]. Somit kann der MSWF als eine optimale Approximation des Wienerfilters in dem Krylovunterraum $\mathcal{K}^{(D)}(\Gamma_n, \gamma)$ betrachtet werden [DMU04].

In [Die06], [Die07] werden verschiedene Algorithmen zur Berechnung des rangreduzierten MSWFs vorgeschlagen und untersucht. Als günstig hinsichtlich einer effizienten Implementierung des rangreduzierten MSWFs hat sich hierbei die *Conjugate Gradient* (CG) [Ole80], [Saa03] Implementierung erwiesen. Im Folgenden sei in Tabelle 4.7 die Berechnungsvorschrift für die CG-Implementierung des rangreduzierten MSWFs angegeben; bezüglich der exakten Herleitung sei auf [Die06], [Die07] verwiesen. Der Vektor $\tilde{\mathbf{w}}_0$ muss nicht zwingend mit $\tilde{\mathbf{w}}_0 = \mathbf{0}_{N \times 1}$ initialisiert werden, sondern kann auch abweichend hiervon initialisiert werden, beispielsweise mit einem geeigneten Startfilterkoeffizientensatz. Somit kann bei der CG-Implementierung des rangreduzierten MSWFs A-Priori Information zur Wahl von $\tilde{\mathbf{w}}_0$ verwendet werden. Aus dem Vektor \mathbf{f}_n^D kann mittels (4.91) die Prior-Information a_n^D bestimmt werden. Die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ erfolgt mit dem SISO-Demapper aus Abschnitt 4.1.2.

Der rangreduzierte MSWF SISO Entzerrer kann für die verschiedenen in diesem Kapitel erläuterten filterbasierten SISO Entzerrer implementiert werden, wie z.B. für den TV-IFC SISO Entzerrer aus Abschnitt 4.1, welcher für jedes zu entzerrende Symbol die Filterkoeffizienten neu berechnet, oder für den in Abschnitt beschriebenen 4.2.3 AD-IFC SISO Entzerrer, welcher die Filterkoeffizienten einmalig für einen gesamten zu entzerrenden Block von N_d Symbol berechnet.

Wie in den vorangegangenen Simulationen gezeigt, weist der AD-IFC SISO Entzerrer gegenüber dem TV-IFC SISO Entzerrer bei der Verwendung als iterativer Entzerrer nur geringe Leistungseinbußen auf, daher wird im Folgenden auf die Approximation der AD-IFC

Filterkoeffizienten durch eine CG-Implementierung des rangreduzierten MSWFs eingegangen. Hiermit kann eine weitere deutliche Komplexitätsreduktion erzielt werden, wie am Ende dieses Abschnitts aufgezeigt wird. Wie in Abschnitt 4.2.3 erläutert, wird für einen zu entzerrenden Block der den Zeitmittelwert (4.67)

$$\bar{\lambda} = \frac{1}{N_d} \sum_{n=0}^{N_d-1} \lambda_n \quad (4.99)$$

über alle Kovarianzen (4.18) berechnet und in die Kovarianzmatrix Λ_n nach (4.22) eingesetzt.

Im Folgenden wird die Leistungsfähigkeit des CG-implementierten rangreduzierten MSWFs für den AD-IFC SISO Entzerrer als Turbo-Entzerrer in dem aus Abschnitt 4.4.1 bekannten Testszenario, d.h. mit dem Proakis C Kanal, untersucht. Hierzu wird die Analysetechnik des in Abschnitt 3.4 erläuterten EXIT-Charts verwendet, wobei in Abbildung 4.14 die Übertragungskennlinien für den CG-implementierten MSWF für Rang $D = 1$ und $D = 2$ bei einem Störabstand von $E_b/N_0 = 6$ dB eingetragen sind. Zum Vergleich ist ferner die Übertragungskennlinie des AD-IFC SISO Entzerrers eingetragen.

Bei $D = 1$ zeigt der MSWF verglichen zum AD-IFC eine bedeutend schlechtere Leistungsfähigkeit im EXIT-Chart. Die Übertragungskennlinie schneidet die Kanaldekoder-

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{w}}_0 &\leftarrow \mathbf{0}_{N \times 1} \\
\tilde{\mathbf{r}}_0 &\leftarrow \mathbf{H}\mathbf{u} \\
\tilde{g}_0 &\leftarrow \tilde{\mathbf{r}}_0^H \tilde{\mathbf{r}}_0 \\
\tilde{\mathbf{d}}_0 &\leftarrow \tilde{\mathbf{r}}_0 \\
\text{for } l = 0, 1, \dots, D-2 \ \wedge \ D > 1 \text{ do} \\
&\quad \tilde{\mathbf{v}} \leftarrow \Gamma_n \tilde{\mathbf{d}}_l \\
&\quad \phi_l \leftarrow (\tilde{\mathbf{d}}_l^H \tilde{\mathbf{v}})^{-1} \tilde{g}_l \\
&\quad \tilde{\mathbf{w}}_{l+1} \leftarrow \tilde{\mathbf{w}}_l + \tilde{\mathbf{d}}_l \cdot \phi_l \\
&\quad \tilde{\mathbf{r}}_{l+1} \leftarrow \tilde{\mathbf{r}}_l - \tilde{\mathbf{v}} \cdot \phi_l \\
&\quad \tilde{g}_{l+1} \leftarrow \tilde{\mathbf{r}}_{l+1}^H \tilde{\mathbf{r}}_{l+1} \\
&\quad \theta_l \leftarrow \frac{\tilde{g}_{l+1}}{\tilde{g}_l} \\
&\quad \tilde{\mathbf{d}}_l \leftarrow \tilde{\mathbf{r}}_{l+1} + d_l \cdot \theta_l \\
\text{end for} \\
\phi'_{D-1} &\leftarrow \frac{\tilde{g}_{D-1}^*}{\tilde{\mathbf{d}}_{D-1}^H \Gamma_n \tilde{\mathbf{d}}_{D-1}} \\
\mathbf{f}_n^D &\leftarrow \tilde{\mathbf{w}}_{D-1} + \tilde{\mathbf{d}}_{D-1} \phi'_{D-1}
\end{aligned}$$

Tabelle 4.7: CG-Implementierung des MSWFs

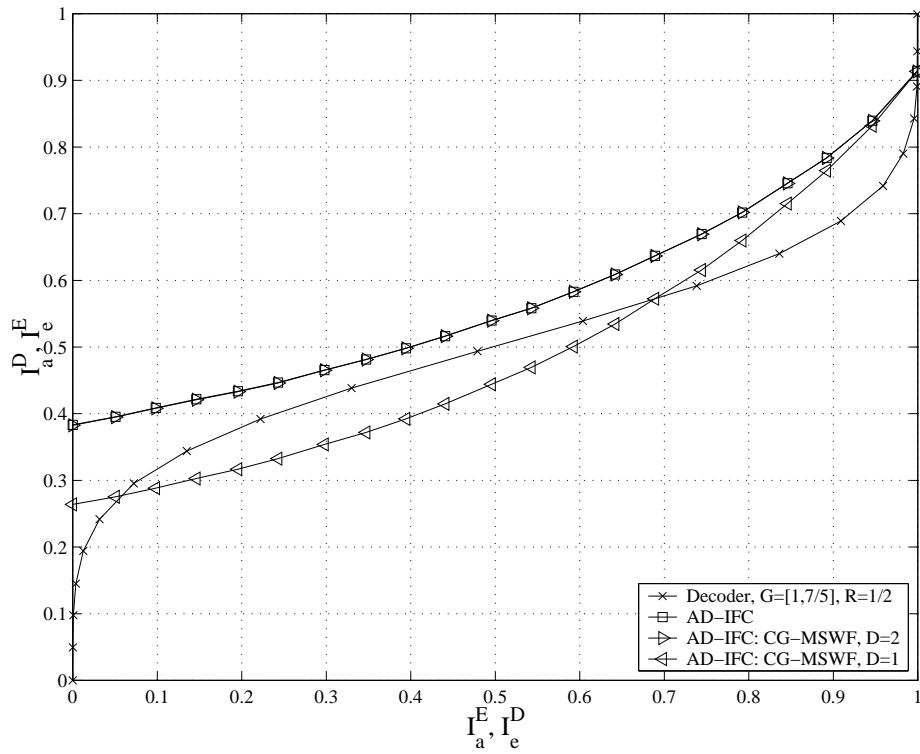


Abbildung 4.14: Exit-Chart bei $E_b/N_0=6$ dB, Proakis C Kanal, BPSK

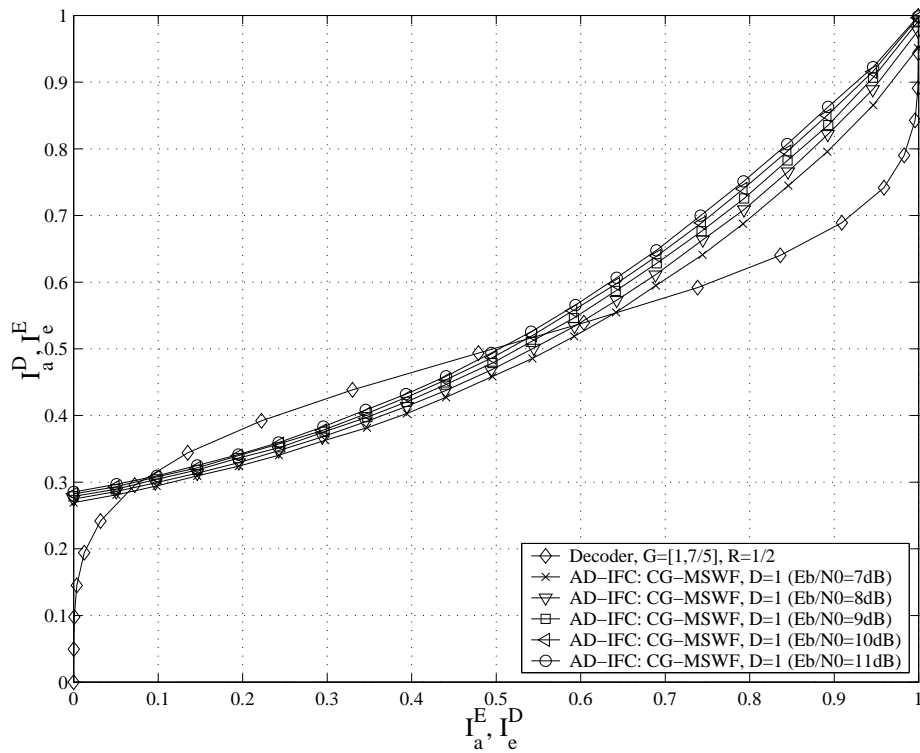


Abbildung 4.15: Exit-Chart für AD-IFC mit CG-MSWF Implementierung bei verschiedenen Störabständen, Proakis C Kanal, BPSK

	Additionen	Multiplikationen	Divisionen
$\tilde{\mathbf{r}}_0 = \mathbf{H}\mathbf{u}$	0	0	0
$\tilde{g}_0 = \tilde{\mathbf{r}}_0^H \tilde{\mathbf{r}}_0$	$N - 1$	N	0
$\Gamma_n = \sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}\Lambda_n \mathbf{H}^H$	$N^2(N + L - 2) + N$	$(N + L - 1)(N^2 + N)$	0
$\tilde{\mathbf{v}} = \Gamma_n \tilde{\mathbf{d}}_l$	$(D - 1)(N^2(N - 1))$	$(D - 1)(N^2)$	0
$\phi_l = (\tilde{\mathbf{d}}_l^H \tilde{\mathbf{v}})^{-1} \tilde{g}_l$	$(D - 1)(N - 1)$	$(D - 1)(N + 1)$	$D - 1$
$\tilde{\mathbf{w}}_{l+1} = \tilde{\mathbf{w}}_l + \tilde{\mathbf{d}}_l \cdot \phi_l$	$(D - 1)(N - 1)$	$(D - 1)N$	0
$\tilde{g}_{l+1} = \tilde{\mathbf{r}}_{l+1}^H \tilde{\mathbf{r}}_{l+1}$	$(D - 1)(N - 1)$	$(D - 1)N$	0
$\theta_l = \frac{\tilde{g}_{l+1}}{\tilde{g}_l}$	0	0	$D - 1$
$\tilde{\mathbf{r}}_{l+1} + d_l \cdot \theta_l$	$(D - 1)N$	$(D - 1)N$	$D - 1$
$\tilde{\mathbf{d}}_l = \phi'_{D-1} = \frac{\tilde{g}_{D-1}^*}{\tilde{\mathbf{a}}_{D-1}^H \Gamma_n \tilde{\mathbf{d}}_{D-1}}$	$N^3 - N^2 + N - 1$	$N^2 + N + 1$	1
$\mathbf{f}_n^D = \tilde{\mathbf{w}}_{D-1} + \tilde{\mathbf{d}}_{D-1} \phi'_{D-1}$	N	N	0
Summe pro Block von K_d Symbolen	$N^3(D + 1) + N^2(L - 3) +$ $N(3D - 13) + 1 - 3D$	$N^3 + N^2(L + D - 2) +$ $N(L + 4D - 4) + D$	$3(D - 1)$

Tabelle 4.8: Komplexitätsabschätzung pro zu entzerrenden Block für AD-IFC SISO Entzerrer bei MSWF CG-Implementierung

kennlinie, so dass bei $E_b/N_0 = 6$ dB keine Konvergenz bei Verwendung des MSWF mit $D = 1$ möglich ist. Auch bei höheren Störabständen kann mit dem MSWF bei $D = 1$ keine Konvergenz erzielt werden, wie dem EXIT-Chart in Abbildung 4.15 entnommen werden kann.

Die Übertragungskennlinie des MSWF mit $D = 2$ liegt jedoch näherungsweise auf der Übertragungskennlinie des AD-IFCs, wie in Abbildung 4.14 dargestellt. Somit zeigt der MSWF mit $D = 2$ im EXIT-Chart die gleiche Leistungsfähigkeit wie der exakt per Matrixinversion berechnete AD-IFC.

In Tabelle 4.8 ist, analog zu den Komplexitätsabschätzungen in Abschnitt 4.5, die Komplexität des CG-implementierten MSWF durch die Anzahl der arithmetischen Operationen, d.h. durch die erforderlichen Multiplikationen, Additionen und Divisionen angegeben. Wie schon in Abschnitt 4.5 erläutert, wird die Multiplikation von $\mathbf{H}\mathbf{u}$ in der Realität nicht ausgeführt, da der Vektor

$$\mathbf{u} = [\mathbf{0}_{1 \times (N_1)} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{1 \times (N_2 + L - 1)}]^T \quad (4.100)$$

lediglich die $(N_1 + 1)$ -te Spalte der Kanalmatrix \mathbf{H} kopiert und somit hierfür weder Multiplikationen noch Additionen anfallen.

In Abbildung 4.16 sind zur Visualisierung der Komplexität des CG-implementierten

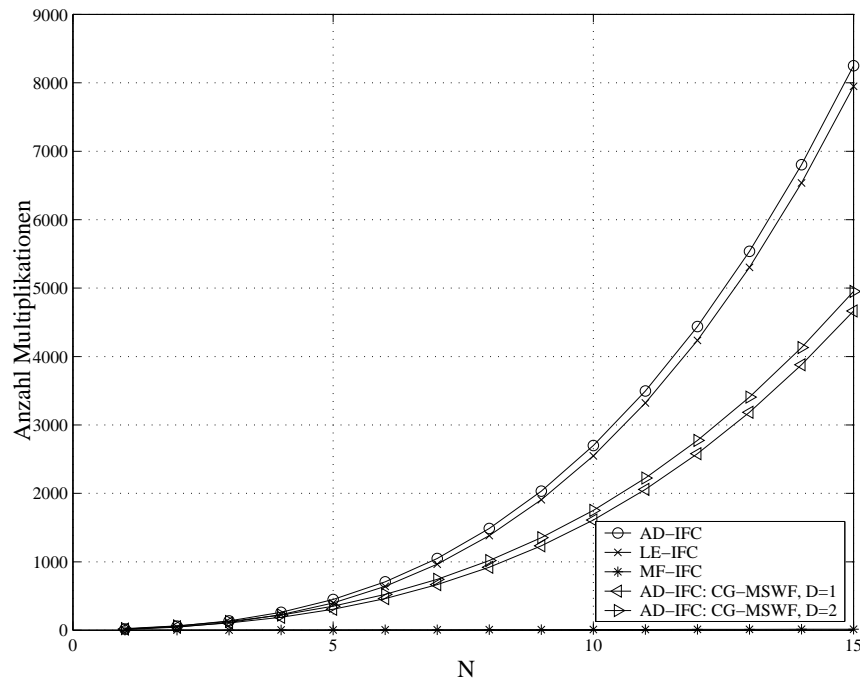


Abbildung 4.16: Anzahl der Multiplikationen für die Filterkoeffizientenberechnung in Abhängigkeit der Filterkoeffizientenlänge N bei verschiedenen filterbasierten SISO Entzerrern für Kanalimpulsantwortlänge $L=5$

MSWFs des AD-IFCs für $D = 1$ und $D = 2$ die Anzahl der benötigten Multiplikationen für die Filterkoeffizientenberechnung in Abhängigkeit der Filterkoeffizientenlänge N für die Kanalimpulsantwortlänge $L=5$ angegeben. Zum Vergleich sind ferner die aus Abbildung 4.12 bekannten Komplexitätskurven des exakt berechneten AD-IFC, LE-IFC und des MF-IFC SISO Entzerrers dargestellt. Der CG-implementierte MSWF benötigt bei sowohl bei $D = 1$ als auch bei $D = 2$ etwas über die Hälfte der Multiplikationen im Vergleich zu den Multiplikationen des exakt berechneten AD-IFCs. Die Anzahl der benötigten Multiplikationen des MSWF mit $D = 2$ liegt nur geringfügig über der Anzahl der Multiplikationen des MSWF mit $D = 1$. Dies liegt daran, dass der Hauptanteil der Multiplikationen durch die Berechnung der Kovarianzmatrix Γ_n anfällt, wie der Tabelle 4.8 entnommen werden kann. Diese Berechnung der Kovarianzmatrix Γ_n ist beim MSWF unabhängig vom Rang D genau einmal notwendig und fällt ebenso wie bei der exakten Berechnung des AD-IFCs an.

Im Vergleich zum MF-IFC benötigt der rangreduzierte MSWF jedoch wesentlich mehr Multiplikationen, selbst bei $D = 1$ ist der MSWF wesentlich aufwändiger als der MF-IFC. Dies liegt daran, dass die Berechnung der Kovarianzmatrix Λ_n bei der Filterkoeffizientenberechnung des MF-IFCs entfällt. Somit stellt der MF-IFC die mit Abstand am günstigsten zu implementierende Variante eines filterbasierten SISO Entzerrers dar.

Wie schon im vorangegangenen Abschnitt ausgeführt sei bezüglich der Komplexitätsbetrachtung angemerkt, dass die in diesem Abschnitt angegebenen Komplexitätsgrößen nur einer groben Orientierung dienen können. So lassen sich z.B. unter Berücksichtigung der Toeplitzstruktur der Kanalmatrix die Matrixmultiplikationen reduzieren, dies gilt auch für die Berechnung der Kovarianzmatrix Γ_n .

4.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden verschiedene gängige filterbasierte MMSE SISO Entzerrer vorgestellt und hinsichtlich ihrer Bitfehlerratenleistungsfähigkeit bei der Turbo-Entzerrung untersucht. Gemäß dem Turbo-Prinzip wurde die extrinsische Information des Kanaldecoders als A-Priori Information für den jeweils untersuchten MMSE SISO Entzerrer verwendet. Zunächst wurde mit dem TV-IFC der optimale MMSE SISO Entzerrer für statistisch unabhängige A-Priori Information hergeleitet. Dieser TV-IFC berechnet für jedes zu entzerrende Symbol die optimalen Filterkoeffizienten in Abhängigkeit der vorliegenden A-Priori Information, wobei die A-Priori Information als zeitlich nicht korreliert angenommen wird. Der TV-IFC Turbo-Entzerrer erreicht bei schwach frequenzselektiven Kanälen, wie dem minimalphasigen Kanal aus Abschnitt 4.4.2, nahezu die Leistungsfähigkeit des BCJR-MAP SISO Entzerrers; bei stark frequenzselektiven Kanälen (z.B. Proakis C) fällt die Degradation gegenüber dem BCJR-MAP etwas größer aus. Da jedoch beim TV-IFC eine Matrix-Inversion pro Symboltakt benötigt wird, ergibt sich unter normalen Systembedingungen kein Komplexitätsvorteil gegenüber den zustandsbasierten SISO Entzerrern aus Kapitel 3.

Im Folgenden wurden daher verschiedene komplexitätsreduzierte filterbasierte MMSE SISO Entzerrer untersucht, die jeweils zeitinvariante Filterkoeffizienten verwenden. Der LE-IFC und MF-IFC stellen jeweils eine Variante für sehr schwache und sehr starke A-Priori Information dar. Während beim LE-IFC eine Matrixinversion pro zu detektierenden Block benötigt wird, können beim MF-IFC die Filterkoeffizienten ohne Matrixinversion direkt aus den Kanalkoeffizienten berechnet werden. Damit zeigt sich der MF-IFC als besonders günstig hinsichtlich der Implementierung. Im realen System ergibt eine Kombination der beiden Entzerrertypen Sinn, bei der während der ersten Iterationen die Entzerrung vom LE-IFC vorgenommen wird, der bei schwacher A-Priori Information gut entzerrt. Für die weiteren Iterationen wird auf den MF-IFC umgeschaltet, der mit der nun stärkeren A-Priori Information bessere Ergebnisse als der LE-IFC liefert. Dieser hybride Ansatz wurde mithilfe des EXIT-Charts veranschaulicht. Die Leistungsfähigkeit dieses hybriden Ansatzes verfehlt die des TV-IFCs allerdings je nach Szenario um mehrere dB.

Ein weiterer komplexitätsreduzierter Entzerrer wurde mit dem AD-IFC betrachtet, der auch zeitinvariante Filterkoeffizienten verwendet, diese allerdings in Abhängigkeit von der durchschnittlichen Qualität der anliegenden A-Priori Information für einen zu entzerrenden Block an Symbolen berechnet. Hierfür muß der Zeitmittelwert über die Kovarianz

aller geschätzten Sendesymbole gebildet werden, was eine deutliche Verzögerung der Detektion im Gesamtsystem bedingt und damit die Latenz erhöht. Für die Berechnung der Filterkoeffizienten wird wie beim LE-IFC eine Matrixinversion pro Block benötigt. Dafür zeigt der AD-IFC eine recht gute Leistungsfähigkeit; er verfehlt die des TV-IFCs bei den verwendeten Simulationsszenarien um maximal 1.0 dB.

Ferner wurde der LMS-IFC untersucht, der schon 1997 von Laot vorgestellt worden ist und die gleiche Filterstruktur wie die vorangegangenen MMSE SISO Entzerrer besitzt, die Filterkoeffizienten jedoch mittels eines Adaptionsalgorithmus (z.B. LMS) in Abhängigkeit der A-Priori Information einstellt und nachführt. Damit erfolgt beim LMS-IFC automatisch eine Kanalschätzung, d.h. die Kanalkoeffizienten müssen nicht direkt vorliegen. Für den Einschwingvorgang wird jedoch eine Trainingssequenz benötigt. Von der Leistungsfähigkeit liegt der LMS-IFC ungefähr auf dem Niveau des MF-IFCs, somit wird die des TV-IFCs deutlich verfehlt. Insbesondere beim stark frequenzselektivem Proakis C Kanal zeigen sich deutliche Einbußen.

Ferner wurde die Komplexität der verschiedenen in diesem Kapitel behandelten filterbasierten SISO Entzerrer verglichen, wobei die Komplexität durch die Anzahl der arithmetischen Operation, d.h. durch die erforderlichen Multiplikationen, Additionen und Divisionen angegeben wurde. Hierbei kristallisierte sich der MF-IFC aus der Menge der untersuchten filterbasierten SISO Entzerrer als der mit Abstand am kostengünstigsten zu implementierende SISO Entzerrer heraus.

Abschließend wurde mit dem rangreduzierten MSWF SISO Entzerrer ein komplexitätsreduziertes Filter untersucht, welches eine kostengünstige Approximation des Wienerfilters darstellt, und somit als komplexitätsreduzierte Approximation für den TV-IFC, LE-IFC oder AD-IFC verwendet werden kann. Der rangreduzierte MSWF SISO Entzerrer erzielt schon bei dem Rang $D = 2$ die Leistungsfähigkeit der exakt berechneten Wienerlösung, allerdings liegt die Komplexität des rangreduzierten MSWF SISO Entzerrers selbst bei $D = 1$ deutlich über der Komplexität des MF-IFC SISO Entzerrers.

Kapitel 5

Optimierungsvorschlag für die filterbasierte Turbo-Entzerrung

In Kapitel 4 wurden ausführlich verschiedene aus der Literatur bekannte lineare MMSE SISO Entzerrer für die Turbo-Entzerrung vorgestellt und hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit in verschiedenen Simulationsszenarien miteinander verglichen, wobei diese verschiedenen linearen MMSE SISO Entzerrer nach dem klassischen Turbo-Konzept im Empfänger eingebettet wurden, d.h. zwischen dem jeweiligen linearen MMSE SISO Entzerrer und dem Kanaldecoder wurde die jeweils berechnete extrinsische Information ausgetauscht.

Die beste Leistungsfähigkeit hinsichtlich der Bitfehlerraten zeigte hierbei der TV-IFC mit zeitvarianten Filterkoeffizienten, welcher für jedes zu entzerrende Symbol die Filterkoeffizienten in Abhängigkeit der A-Priori Information berechnet und somit seine Filterkoeffizienten optimal auf die gerade vorliegende A-Priori Information einstellen kann, wobei die A-Priori Information als zeitlich nicht-korreliert und somit statistisch unabhängig angenommen wird. Jedoch wird hierfür eine Matrixinversion pro Symboltakt benötigt, so dass der TV-IFC von der Implementierung her gesehen sehr aufwändig wird.

Eine geringfügig schlechtere, aber dennoch recht gute Leistungsfähigkeit wird vom iterativen AD-IFC erreicht, allerdings benötigt der AD-IFC eine Matrixinversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten pro zu entzerrendem Block von Symbolen. Somit stellt der AD-IFC für ein reales zu implementierendes System, insbesondere im mobilen Bereich wie beispielsweise einem mobilen EDGE-Mobilfunkempfänger, keine günstige Alternative für die Realisierung eines Turbo-Entzerrers dar.

Der MF-IFC zeichnet sich hingegen durch seine sehr einfache Berechnungsvorschrift aus, wobei keine Matrixinversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten verwendet wird, allerdings zeigt der MF-IFC insbesondere bei Kanälen mit starken Intersymbolinterferenzen eine sehr schlechte Leistungsfähigkeit.

In diesem Kapitel wird daher ein neuer leistungsfähiger filterbasierter Entzerrer vorgeschlagen, dessen Filterkoeffizienten sich trotz seiner sehr guten Konvergenzeigenschaften bei der Turbo-Entzerrung sehr einfach, d.h. ohne Matrixinversion, berechnen lassen. Hier-

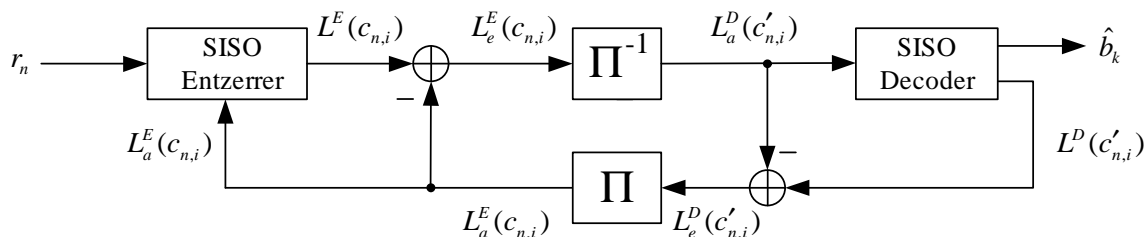


Abbildung 5.1: Turbo-Entzerrung - Austausch der extrinsischen Information

zu wird zunächst in Abschnitt 5.1 von der informationstheoretischen Seite ausgehend die A-Priori Information für SISO Entzerrer in iterativen Systemen betrachtet, wobei ein Vergleich zwischen den zustandsbasierten SISO Detektoren aus Kapitel 3 und den in Kapitel 4 vorgestellten filterbasierten linearen MMSE SISO Entzerrer erfolgt. Basierend auf diesem Vergleich wird vorgeschlagen, bei den filterbasierten linearen MMSE SISO Entzerrern die vollständige A-Posteriori Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information für die linearen MMSE SISO Entzerrer zu verwenden. Abschliessend wird mit dem *Soft-Feedback Interference Canceller* (SF-IFC) ein neuer leistungsfähiger filterbasierter Entzerrer vorgestellt, welcher die zuvor gewonnenen Erkenntnisse umsetzt und bei den verwendeten Simulationsszenarien eine sehr gute Leistungsfähigkeit bei sehr geringen Implementierungskosten bietet.

5.1 Betrachtung der A-Priori Information für SISO Entzerrer in Turbo-Systemen

Dem Prinzip der in [BGT93] vorgestellten Turbo-Decodierung liegt der iterative Austausch der extrinsischen Information zwischen den Komponentendecodern zugrunde, wie zuvor in Abschnitt 3.1 erläutert. Analog hierzu wurde dieser Austausch der extrinsischen Information auch bei der zustandsbasierten [DJ+95] und filterbasierten Turbo-Entzerrung wie z.B. in [GLL97], [WP98], [TKS02], [TKS04] verwendet. Abbildung 5.1 visualisiert diesen Austausch, bei dem die extrinsische Information $L_e^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders als A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ am Entzerrer anliegt, und umgekehrt die extrinsische Information $L_e^E(c'_{n,i})$ als A-Priori Information $L_a^D(c_{n,i})$ am Kanaldecoder anliegt.

Im Folgenden werden für die beiden unterschiedlichen in dieser Arbeit behandelten Entzerrertypen, d.h. für die Klasse der zustandsbasierten und die Klasse der filterbasierten Entzerrer aus Kapitel 3 bzw. Kapitel 4, die notwendigen informationstechnischen Eigenschaften der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ für die jeweiligen SISO Entzerrertypen untersucht und hierbei insbesondere die Auswirkungen des alleinigen Austauschs der extrinsischen Informationen $L_e^D(c'_{n,i})$ und $L_e^E(c_{n,i})$ zwischen Kanaldecoder und Entzerrer genauer betrach-

tet.

Wie in Abschnitt 3.1 detailliert erläutert wurde, beinhaltet die extrinsische Information ausschließlich die durch den Detektions- bzw. Decodiervorgang neu hinzugewonnene Information und beinhaltet somit keine Information von der A-Priori Information des jeweils zugeordneten Detektors bzw. Decoders. Somit enthält $L_e^E(c_{n,i})$ ausschließlich Information aus der Übertragung über den AWGN-ISI Kanal und $L_e^D(c'_{n,i})$ nur Information aus der Kanalcodierung. Demnach liegt dem SISO Entzerrer nach dem klassischen Turbo-Prinzip aus Abbildung 5.1 ausschließlich Information aus der Kanalcodierung als A-Priori Information vor. Des Weiteren wird der SISO Entzerrer noch mit den aus dem AWGN-ISI Kanal empfangenen Symbolen r_n , im Folgenden *Kanalbeobachtung* genannt, gespeist.

5.1.1 A-Priori Information bei zustandsbasierten SISO Entzerrern

Betrachten wir zunächst die Klasse der zustandsbasierten Entzerrer, so wird ersichtlich, daß die A-Priori Information und die Kanalbeobachtung in die Berechnung der Zweigmetrik nach (3.15) einfließen:

$$\gamma_n(S_n, S_{n+1}) = p(r_n | S_n, S_{n+1}) \cdot \underbrace{P(S_{n+1} | S_n)}_{f(L_a^E(c_{n,i}))}. \quad (5.1)$$

Die Zweigmetrik läßt sich damit wie folgt in die Bestandteile Kanalinformation, hier beispielsweise für reellwertige Systeme nach (3.17), und A-Priori Information aufteilen:

$$\begin{aligned} \text{Kanalinformation: } p(r_n | S_n, S_{n+1}) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \cdot e^{-\frac{\left| r_n - \sum_{i=0}^{L-1} h_i d_{n-i} \right|^2}{2\pi\sigma_w^2}}, \\ \text{A-Priori Information: } P(S_{n+1} | S_n) &= \prod_{i=1}^B P(c_{n,i}(S_n, S_{n+1})) = f(L_a^E(c_{n,i})). \end{aligned} \quad (5.2)$$

Die A-Priori Information läßt sich mit (3.20) direkt aus $L_a^E(c_{n,i})$ berechnen.

Generelles Ziel bei einem optimalen Detektionsvorgang ist es, sämtliche für ein zu detektierendes Symbol zur Verfügung stehende Information vollkommen auszunutzen. D.h., dass z.B. bei der Detektion eines Sendesymbols d_n bei der Übertragung über einen ISI-Kanal Information aus dem gesamten Block der N_r Empfangssymbole $\mathbf{r}_1^{N_r} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_{N_r}]^T$ verwendet werden sollte. Dieser Block $\mathbf{r}_1^{N_r}$ beinhaltet sowohl Kanalinformation aus der Übertragung aller Sendesymbole über den AWGN-ISI Kanal als auch die Information aus der Kanalcodierung.

Durch die Vorwärts- und Rückwärtsrekursionen verwendet der BCJR-MAP Entzerrer bei der Detektion eines Symbols sämtliche Zweigmetriken nach (5.1) innerhalb des Trellisdiagramms, damit wird automatisch Kanalinformation nach (5.2) aus allen im Block $\mathbf{r}_1^{N_r}$ zusammengefassten Empfangssymbolen für die Detektion miteinbezogen. Somit ist ersichtlich, daß die A-Priori Information auf keinen Fall Kanalinformation, z.B. die extrinsische Information des SISO Entzerrers aus der vorangegangenen Turbo-Iteration, beinhalten

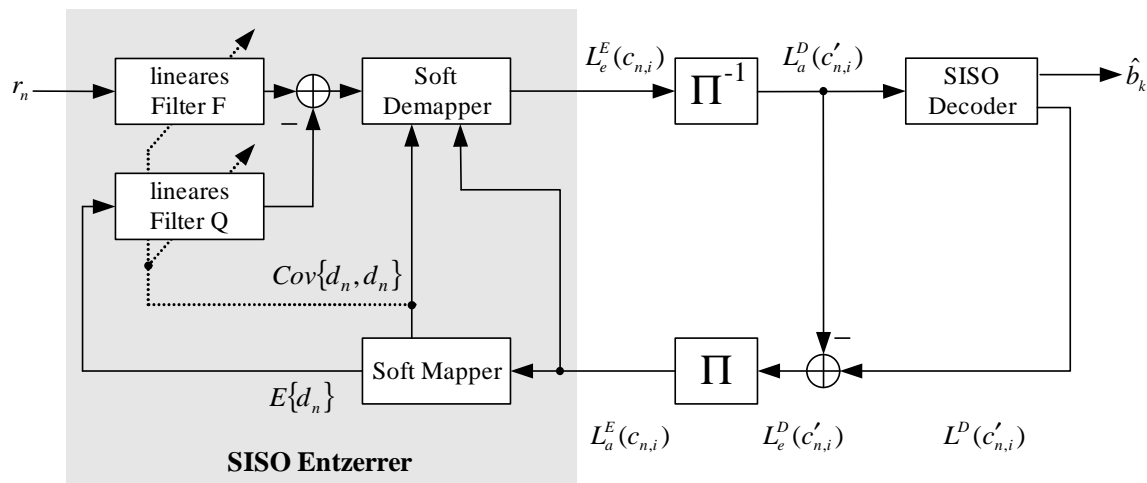


Abbildung 5.2: Filterbasierte lineare Turbo-Entzerrung bei Verwendung der extrinsischen Kanaldecoderinformation als A-Priori Information

darf, da diese sonst mehrfach in die Zweigmetrik (5.1) einfließen und damit übergewichtet werden würde.

Die A-Priori Information darf daher bei den zustandsbasierten Detektionsverfahren nur von anderen Komponentendecodern kommende zusätzliche Information beinhalten, sie darf aber keine Kanalinformation beinhalten. Diese zusätzliche Information ist im Falle der Turbo-Entzerrung die extrinsische Information aus dem SISO Kanaldecoder. Dies entspricht exakt dem Turbo-Prinzip [Hag97]. Folgerichtig wurde bei der 1995 erstmalig publizierten Turbo-Entzerrung [DJ+95], die einen zustandsbasierten Entzerrer (SOVA) [HH89] verwendet, der Austausch der jeweils extrinsischen Information zwischen dem Entzerrer und dem Kanaldecoder gemäß dem Turbo-Prinzip eingesetzt.

5.1.2 A-Priori Information bei filterbasierten SISO Entzerrern

Nun wenden wir uns der Klasse der filterbasierten SISO Entzerrer aus Kapitel 4 zu und betrachten den linearen MMSE Entzerrer mit zeitvarianten Koeffizienten aus Abschnitt 4.1, der nochmals in Abbildung 5.2 dargestellt ist. Der hier verwendete lineare MMSE SISO Entzerrer besteht aus den zwei Filtern F und Q. Das Empfangsfilter F wird mit der Kanalbeobachtung r_n gespeist, während Filter Q mit den aus der A-Priori Information geschätzten Sendesymbolen gespeist wird und damit die aus der Faltung von Kanalimpulsantwort und Empfangsfilter verursachten Intersymbol-Interferenzen berechnet. Dabei wird für den in Abbildung 5.2 dargestellten SISO Entzerrer ersichtlich, daß die Kanalbeobachtung r_n nur für Filter F und den Soft-Demapper zur Verfügung gestellt wird. Das Filter Q hingegen, welches die Intersymbol-Interferenzen schätzen soll, verwendet bei dem in Abbildung 5.2 dargestellten Schema lediglich die zur Verfügung stehende A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$

zur Schätzung der Intersymbol-Interferenzen.

Die A-Priori Information wird beim hier betrachteten linearen MMSE SISO Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten (TV-IFC) sowohl implizit über die Kovarianzmatrix Λ_n (4.22) für die Berechnung der Filterkoeffizienten von F und Q nach (4.21) und (4.24) mit

$$\mathbf{f}_n = E_s (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u}, \quad (5.3)$$

$$\mathbf{q}_n = \mathbf{f}_n^H \mathbf{H} - \mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{u} \mathbf{u}^H \quad (5.4)$$

als auch explizit für die Schätzung der Sendesymbole und damit der Intersymbol-Interferenzen verwendet (4.26). Im Gegensatz zu Kapitel 4 sei nun zunächst nicht angenommen, daß die A-Priori Information statistisch unabhängig ist. Somit berechnen sich die geschätzten Sendesymbole des Sendesymbolvektors (4.5), die in den ISI-Schätzer Q gespeist werden, und die Kovarianzmatrix (4.21) des Sendesymbolvektors in Abhängigkeit der A-Priori Information wie folgt:

$$\hat{\mathbf{d}}_n = E \left\{ \mathbf{d}_n \mid \{L_a^E(c_{n,i})\}_{|L_a^E(c_{n,i})=0} \right\}, \quad (5.5)$$

$$\Lambda_n = \text{Cov} \left(\mathbf{d}_n, \mathbf{d}_n \mid \{L_a^E(c_{n,i})\}_{|L_a^E(c_{n,i})=0} \right). \quad (5.6)$$

Die A-Priori Information für das aktuelle Symbol d_n muß gemäß dem Turbo-Prinzip zu Null gesetzt werden.

5.1.2.1 A-Priori Information bei filterbasierten SISO Entzerrern analog zum originalen Turbo-Prinzip

Für die Berechnung von (5.5), (5.6) schlagen Wang/Poor [WP98] und Tüchler [TKS02], [TKS04] analog zum originalen Turbo-Prinzip die Verwendung der extrinsischen Information aus der Kanaldecodierung als A-Priori Information vor. Auch bei der linearen Turbo Entzerrung mit zeitinvarianten Koeffizienten über parallel verkettete Kanäle von Singer, Nelson und Koetter [SNK99] verwendet der jeweilige SISO Entzerrer ausschließlich die extrinsische Information des anderen SISO Entzerrers als A-Priori Information.

Diese exklusive Verwendung der extrinsischen Information des anderen Komponentendecoders vereinfacht die Berechnung der Erwartungswerte (5.5) und der Kovarianzmatrix (5.6) deutlich, da die A-Priori Information durch die vom Interleaver verursachte Permutation

$$\{L_a^E(c_{n,i})\} = \Pi \{L_e^D(c'_{n,i})\} \quad (5.7)$$

als quasi statistisch unabhängig betrachtet werden kann, und damit die Kovarianz von benachbarten Symbolen zu Null gesetzt wird:

$$\text{Cov} (d_n, d_m \mid \{L_a^E(c_{n,i})\}) = 0 \quad \forall n \neq m. \quad (5.8)$$

Damit reduziert sich die Kovarianzmatrix Λ_n zu der Diagonalmatrix

$$\Lambda_n = \text{diag} [\lambda_{n+N_1} \ \lambda_{n+N_1-1} \ \dots \ \lambda_{+1} \ E_s \ \lambda_{-1} \ \dots \ \lambda_{n-N_2-L}] \quad (5.9)$$

$$\text{mit } \lambda_n = E \{ d_n d_n^* | L_a^E(c_{n,i}) \} - E \{ d_n | L_a^E(c_{n,i}) \} E \{ d_n^* | L_a^E(c_{n,i}) \}, \quad (5.10)$$

und die geschätzten Sendesymbole (5.5) für den ISI-Schätzer Q berechnen sich zu

$$\hat{d}_n = E \{ d_n | \{ L_a^E(c_{n,i}) \} \}. \quad (5.11)$$

Bei genauer Betrachtung ist allerdings zu erkennen, daß durch die exklusive Verwendung der extrinsischen Information des Kanaldecoders als A-Priori Information für den Entzerrer keine Kanalinformation zur Berechnung der Filterkoeffizienten (5.3) und zur Schätzung der Intersymbol-Interferenzen mit (5.11) verwendet wird.

In Abbildung 5.3 ist der hier verwendete lineare MMSE SISO Entzerrer nochmals dargestellt, wobei die Elemente zur Filterkoeffizientenberechnung und ISI-Schätzung grau unterlegt sind. Dieser Darstellung lässt sich visuell entnehmen, daß die Kanalbeobachtung r_n , aus der sich z.B. mittels (5.2) Kanalinformation berechnen liesse, für die grau unterlegten Elemente nicht zur Verfügung steht, da die Empfangssymbole r_n lediglich in Empfangsfilter F gespeist werden. Somit liegt für die Filterkoeffizientenberechnung und die Schätzung der Sendesymbole als Information über die Sendesymbole ausschließlich die A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ vor. Dies ist in Abbildung 5.3 dadurch visualisiert, daß lediglich ein eingehender Pfeil, welcher die A-Priori Information kennzeichnet, in den Block für die Filterkoeffizientenberechnung und die ISI-Schätzung führt. Genau diese A-Priori Information findet sich in der Berechnung der Kovarianzmatrix (5.6) und des geschätzten Sendesymbolvektors (5.5) wieder. Die Kanalimpulsantwort \mathbf{h} und die Varianz des gaußschen Rauschens σ_w^2 werden als bekannt vorausgesetzt und sind daher nicht in Abbildung 5.3 visualisiert.

Damit zeigt sich bei den hier betrachteten filterbasierten linearen SISO Entzerrern ein gravierender Unterschied zu den zustandsbasierten Entzerrern: Der hier verwendete lineare MMSE SISO Entzerrer nach Kapitel 4 verwendet keine intern vom Entzerrer berechnete Kanalinformation für weitere interne Berechnungen, wie z.B. für die Berechnung der Sendesymbole am Eingang des ISI-Schätzers Q und für die Berechnung der Filterkoeffizienten.

Wird daher gemäß dem Turbo-Prinzip nur die extrinsische Information $L_e^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders als A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ verwendet, wie in Abbildung 5.2 dargestellt, so wird die Information aus der Kanalübertragung, d.h. die Kanalinformation, nicht zur Schätzung der Sendesymbole (5.5) und nicht zur Berechnung der Filterkoeffizienten (5.6) verwendet.

Die extrinsische Information $L_e^D(c'_{n,i})$ enthält deshalb keine Kanalinformation $L_a^D(c'_{n,i})$ [Bau00], da exakt diese von der A-Posteriori Information $L^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders abgezogen wird, wie schon zuvor ausführlich in Abschnitt 3.1 erläutert wurde:

$$L_e^D(c'_{n,i}) = L^D(c'_{n,i}) - L_a^D(c'_{n,i}). \quad (5.12)$$

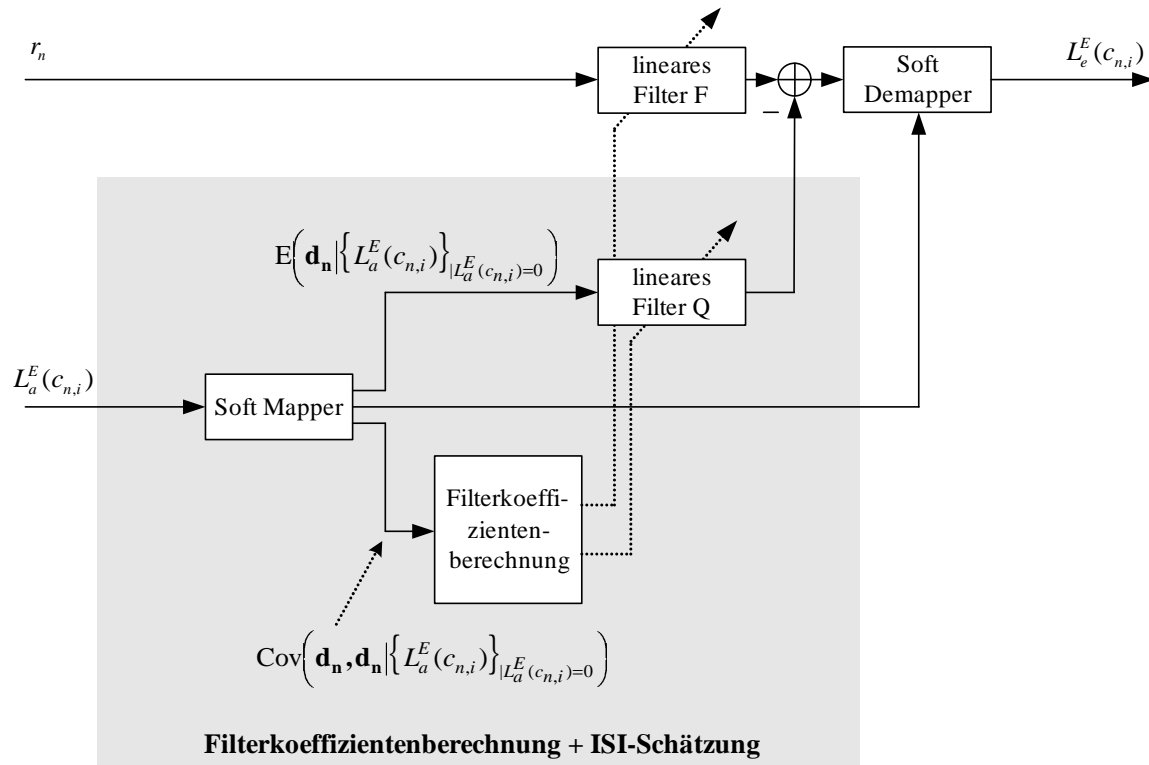


Abbildung 5.3: Linearer MMSE SISO Entzerrer

5.1.2.2 Erweiterte A-Priori Information bei filterbasierten SISO Entzerrern

Informationstheoretisch betrachtet führt jedoch ein Weglassen und damit ein Vernachlässigen von Information in der Regel zu suboptimalen Ergebnissen. Der Autor schlägt daher mit der zuvor erläuterten Begründung vor [VH03a], die volle A-Posteriori Information des Kanaldecoders $L^D(c'_{n,i})$ als A-Priori Information für den hier verwendeten linearen SISO Entzerrer zu benutzen, wie in Abbildung 5.4 dargestellt. Im Folgenden sei diese neu definierte erweiterte A-Priori Information für die filterbasierten Entzerrer durch $L_a^E(c_{n,i})$ gekennzeichnet, damit diese eindeutig von der nur die extrinsische Kanaldecoderinformation beinhaltende A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ aus den Kapiteln 3 und 4 unmittelbar zu unterscheiden ist. Diese erweiterte A-Priori Information beinhaltet damit sowohl die extrinsische Information des Kanaldecoders, als auch die Kanalinformation des Entzerrers aus der vorangegangenen Iteration. Die Bezeichnung A-Priori Information bei der erweiterten A-Priori Information ist insofern weiterhin korrekt, da die Komponenten zur Berechnung der Filterkoeffizienten und der Schätzung der Intersymbol-Interferenzen intern aus dem Entzerrer keine Kanalbeobachtung und damit auch keine Kanalinformation vorliegen haben, und somit diese Kanalinformation für die grau unterlegten Elemente der Koeffizientenberechnung und ISI-Schätzung in Abbildung 5.3 als von außen kommend betrachtet werden muss.

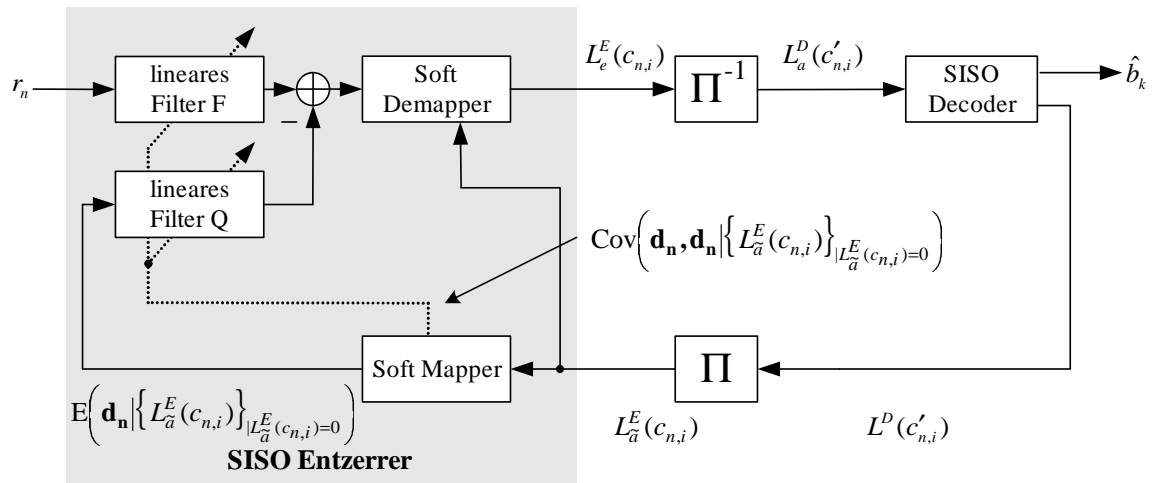


Abbildung 5.4: Filterbasierte lineare Turbo-Entzerrung bei Verwendung der A-Posteriori Kanaldecoderinformation als erweiterte A-Priori Information

5.2 Verwendung der Kanalinformation zur Schätzung von Interferenzen: Analogie zu bekannten Entzerrerstrukturen

In diesem Abschnitt wird anhand von verschiedenen aus der Literatur bekannten filterbasierten Entzerrerstrukturen nochmals die Aussage aus Abschnitt 5.1 untermauert, daß die aus Kapitel 4 bekannten linearen MMSE SISO Entzerrer intern keine Kanalinformation zur Schätzung der Intersymbol-Interferenzen und/oder zur Berechnung der Filterkoeffizienten zur Verfügung stellen bzw. verwenden. Der Begriff *intern* soll dabei verdeutlichen, daß die Kanalinformation innerhalb des jeweiligen Entzerrers berechnet wird.

5.2.1 Analogie zum Soft-DFE

Die einfachste Form eines filterbasierten Entzerrers mit kombinierter Schätzung und Subtraktion von Intersymbol-Interferenzen stellt der *Decision Feedback Equalizer* (DFE) [Aus67], [BP79] dar. Der DFE besteht aus einem linearen Empfangsfilter und einem zweiten Filter, in welches die aus der Kanalinformation detektierten harten Sendesymbole zurückgekoppelt werden. Dieses zweite kausale Filter schätzt Intersymbol-Interferenzen, welche dann vom Ausgang des Empfangsfilters abgezogen werden. Bei der Berechnung der

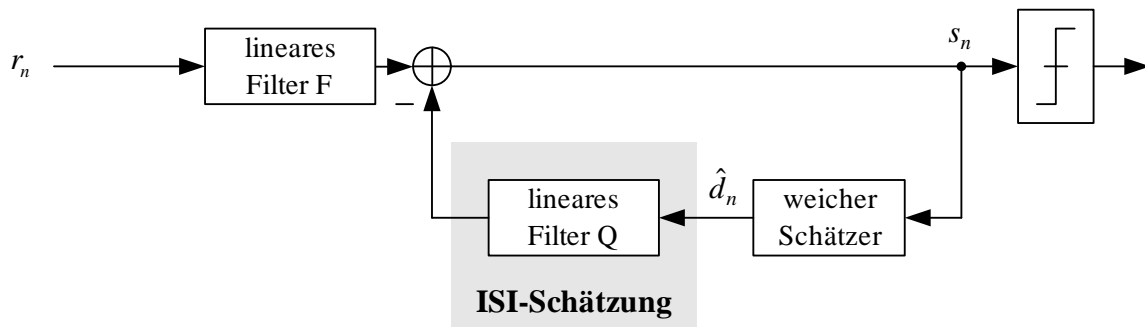


Abbildung 5.5: DFE mit weicher Rückkopplung nach Taylor

Filterkoeffizienten, z.B. nach dem MMSE-Kriterium, wird angenommen, daß die rückgekoppelten Symbole fehlerfrei sind.

Schon 1973 wurde von Taylor vorgeschlagen, den Rückkoppelzweig im DFE mit weich geschätzten Sendesymbolen zu speisen [Tay73]. Abbildung 5.5 stellt diesen DFE mit weicher Rückkopplung aus [Tay73] für BPSK dar. Es ist zu erkennen, daß die generelle Struktur dieses DFEs teilweise der Struktur der linearen SISO Entzerrer aus Kapitel 4 ähnelt: Beide Entzerrertypen verwenden ein Empfangsfilter und zusätzlich ein zweites Filter zur Schätzung von Intersymbol-Interferenzen, welche am Ausgang des Empfangsfilters abgezogen werden und damit zum entzerrten Symbol s_n führen. Dieser ISI-Schätzer, in Abbildung 5.5 grau unterlegt, wird bei beiden Entzerrertypen mit geschätzten Sendesymbolen gespeist, die aus weicher Zuverlässigkeitsinformation berechnet werden.

Ein entscheidender Unterschied zwischen den linearen SISO Entzerrern aus Kapitel 4 und dem Soft-DFE nach Taylor [Tay73] besteht allerdings darin, daß der Soft-DFE die vom DFE entzerrten Symbole intern zur Schätzung der Intersymbol-Interferenzen weiterverwendet. Damit verwendet der Soft-DFE, im Gegensatz zu den hier betrachteten linearen SISO Entzerrern, interne Kanalinformation zur Schätzung der Sendesymbole \hat{d}_n und damit zur ISI-Schätzung.

Ein Vergleich der Abbildungen 5.3 und 5.5 visualisiert diesen entscheidenden Unterschied nochmals: Die einzige Information, die beim linearen MMSE SISO Entzerrer in Abbildung 5.3 zur ISI-Schätzung verwendet wird, ist die A-Priori Information. Würde diese A-Priori Information zu Null gesetzt werden, wie es z.B. in der nullten Iterationsstufe der Fall wäre, so könnten die Intersymbol-Interferenzen mittels Filter Q nicht geschätzt werden, da der lineare MMSE SISO Entzerrer die interne Kanalinformation hierzu nicht verwendet. Der Soft-DFE kann hingegen durch den Rückkoppelzweig die interne Kanalinformation des DFEs zur Schätzung weiterverwenden, und so auch ohne weitere A-Priori Information das Filter Q des DFEs mit geschätzten Sendesymbolen speisen.

5.2.2 Analogie zum linearen MMSE Entzerrer

Sei umgekehrt die Hypothese angenommen, daß der lineare MMSE SISO Entzerrer aus Abbildung 5.3 automatisch die Kanalinformation zur ISI-Schätzung verwenden würde, dann dürfte dementsprechend der in Abbildung 5.5 dargestellte Soft-DFE auf keinen Fall den Rückkoppelzweig zu Filter Q verwenden, da genau dieser Rückkoppelzweig die Kanalinformation nochmals zum ISI-Schätzer speisen würde. Der Rückkoppelzweig müßte also entfallen, ergo wäre der DFE als solcher komplett in Frage gestellt. Die Hypothese ist demnach nicht korrekt, womit ersichtlich ist, daß der lineare MMSE SISO Filter aus Abbildung 5.3 keine interne Kanalinformation zur ISI-Schätzung verwendet.

Des Weiteren zeigt sich auch bei der Betrachtung des linearen MMSE-Entzerrers ohne A-Priori Information, der in Abschnitt 4.2.1 hergeleitet wurde, daß dieser lineare MMSE-Entzerrer keine interne Kanalinformation zur Berechnung von Filterkoeffizienten oder zur Schätzung der Intersymbol-Interferenzen verwendet. Die Filterkoeffizienten \mathbf{f}_{LE} des linearen MMSE Entzerrers ohne A-Priori Information berechnen sich nach (4.47) zu

$$\begin{aligned}\mathbf{f}_{LE} &= E_s \cdot (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_{LE} \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u}, \\ &= E_s \cdot (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + E_s \cdot \mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u}.\end{aligned}\quad (5.13)$$

Durch das Fehlen der A-Priori Information, wie in Abschnitt 4.2.1 erläutert, beinhaltet die Kovarianzmatrix Λ_{LE} , die eine Diagonalmatrix darstellt, ausschließlich die durchschnittliche Sendeenergie E_s der Symbole des Sendesymbolalphabets Υ :

$$\begin{aligned}\Lambda_{LE} &= \text{diag}[\lambda_{n+N_1} \quad \lambda_{n+N_1-1} \quad \dots \quad \lambda_{n-N_2-L+1}] \\ &= E_s \cdot \text{Diag}[\mathbf{1}_{1 \times (N+L-1)}].\end{aligned}\quad (5.14)$$

Wäre wiederum die Hypothese angenommen, dass der lineare MMSE Entzerrer automatisch interne Kanalinformation zur Berechnung der Filterkoeffizienten verwenden würde, so müsste diese Information an genau dieser Stelle in die Kovarianzmatrix einfließen, da hiermit auch ohne A-Priori Information die Kovarianz eines Sendesymbols (4.18) wie folgt zu schätzen wäre:

$$\begin{aligned}\lambda_n &= E\{d_n d_n^* | \text{Kanalinformation}\} - \\ &E\{d_n | \text{Kanalinformation}\} E\{d_n^* | \text{Kanalinformation}\}.\end{aligned}\quad (5.15)$$

Diese Verwendung einer internen Kanalinformation zur Berechnung der Filterkoeffizienten erfolgt allerdings beim klassischen linearen MMSE-Entzerrer eindeutig nicht [Pro95].

Damit kann zusammengefasst werden, daß die in Abschnitt 5.1 getroffene Aussage, daß die hier betrachteten linearen MMSE-SISO Entzerrer keine interne Kanalinformation zur ISI-Schätzung und zur Filterkoeffizientenberechnung verwenden, nicht im Widerspruch, sondern im Einklang mit bestehenden filterbasierten Entzerrern steht, wie dem linearen MMSE-Entzerrer ohne A-Priori Information [Pro95] oder den betrachteten DFEs [Aus67], [BP79], [Tay73].

5.3 Lineare MMSE SISO Entzerrung bei Verwendung von zeitlich korrelierter A-Priori Information

Wie in Abschnitt 5.1 erläutert, soll nun die komplette A-Posteriori Information $L^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information $L^E_{\bar{a}}(c_{n,i})$ für die linearen MMSE SISO Entzerrer verwendet werden, damit auch die Kanalinformation zur Filterkoeffizientenberechnung und zur ISI-Schätzung verwendet wird, wie in Abbildung 5.4 dargestellt. Somit lässt sich ein Block erweiterter A-Priori Information in Abhängigkeit der Interleavervorschrift und dem zugehörigem Block A-Posteriori Information des Kanaldecoders wie folgt ausdrücken:

$$\{L^E_{\bar{a}}(c_{n,i})\} = \Pi \{L^D(c'_{n,i})\}. \quad (5.16)$$

Abbildung 5.6 zeigt exemplarisch die Kaskadierung zweier SISO Entzerrer für zwei aufeinanderfolgende Turbo-Iterationen in einem Turbo-Empfänger gemäß Abbildung 5.4. Hierbei sind die in Abbildung 5.6 dargestellten L-Werte zusätzlich mit der diskreten Variablen $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$ gekennzeichnet, die angibt, in welcher Turbo-Iterationsstufe der zugehörige L-Wert berechnet wurde.

Im Unterschied zur in der Abbildung 5.2 dargestellten ausschließlichen Verwendung der extrinsischen Information $L^D_e(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders als A-Priori Information für den Entzerrer wird nunmehr die volle A-Posteriori Information $L^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders an den

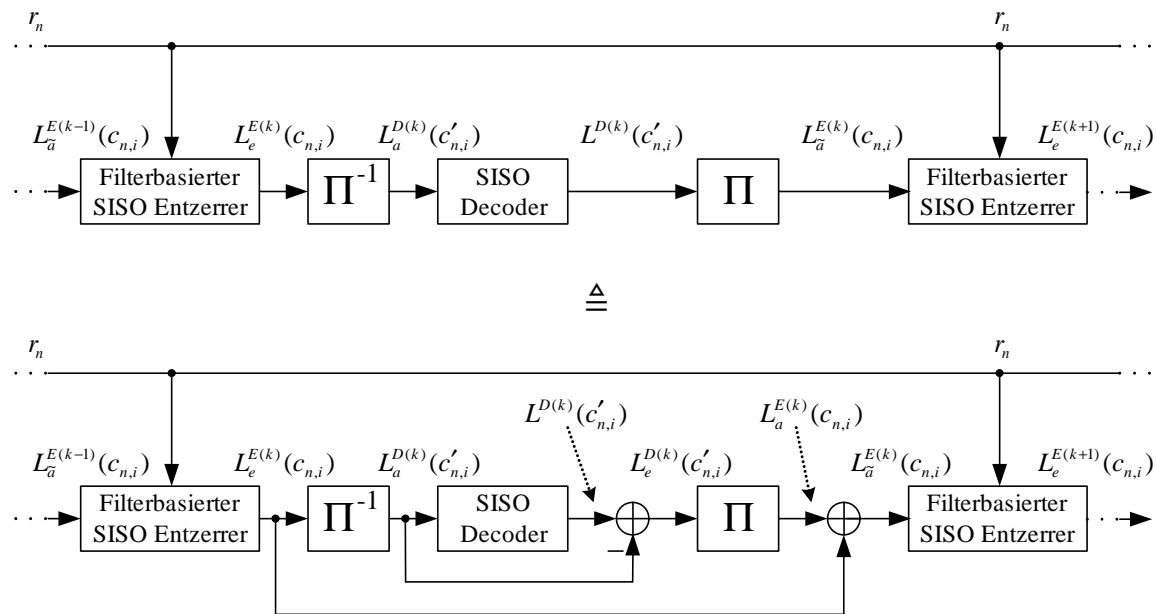


Abbildung 5.6: Filterbasierte Turbo-Entzerrung: Verwendung der kompletten Kanaldecoderinformation als erweiterte A-Priori Information

Interleaver geleitet und dann als erweiterte A-Priori Information $L_{\tilde{a}}^{E(k)}(c_{n,i})$ für die Entzerrung verwendet, wie in der oberen Hälfte der Abbildung 5.6 dargestellt.

Die untere Hälfte der Abbildung 5.6 zeigt eine mathematisch äquivalente Darstellung, welche visualisiert, dass sich die erweiterte A-Priori Information aus (5.16) in die folgenden zwei Bestandteile aufteilen lässt:

$$\left\{ L_{\tilde{a}}^{E(k)}(c_{n,i}) \right\} = \underbrace{\Pi \left\{ L_e^{D(k)}(c'_{n,i}) \right\}}_{\text{extr. Kanaldecoderinformation}} + \underbrace{\left\{ L_e^{E(k)}(c_{n,i}) \right\}}_{\text{Kanalinformation}}. \quad (5.17)$$

Während die extrinsische Information des Kanaldecoders durch den Interleaver permutiert wird und somit als quasi zeitlich nicht-korreliert betrachtet werden kann, wird die Kanalinformation direkt am Ausgang des filterbasierten MMSE SISO Entzerrers der Iterationsstufe k abgegriffen und weist damit eine zeitliche Korrelation auf. Folglich ist auch die erweiterte A-Priori Information zeitlich korreliert.

Diese zeitliche Korrelation der erweiterten A-Priori Information muss beim linearen SISO Entzerrern an den folgenden Stellen beachtet werden:

- Berechnung der Filterkoeffizienten nach (4.21),
- Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ nach (4.39) und (4.42) mittels des Soft-Demappers.

Zunächst wird im folgenden Abschnitt auf die Berechnung der Filterkoeffizienten eingegangen, danach wird die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ mittels des Soft-Demappers betrachtet.

5.3.1 Berechnung der Filterkoeffizienten des linearen MMSE SISO Entzerrers bei korrelierter A-Priori Information

Die Berechnung der Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n des linearen MMSE SISO Entzerrers aus Abschnitt 4.1 erfolgt nach (4.21) mit

$$\mathbf{f}_n = E_s \left(\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n \mathbf{H}^H \right)^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u}, \quad (5.18)$$

wobei die Kovarianzmatrix Λ_n zunächst in Abhängigkeit der erweiterten und zeitlich korrelierten A-Priori Information $L_{\tilde{a}}^E(c_{n,i})$ aufgestellt wird:

$$\begin{aligned} \Lambda_n &= \text{Cov} \left(\mathbf{d}_n, \mathbf{d}_n \mid \{ L_{\tilde{a}}^E(c_{n,i}) \} \mid_{L_{\tilde{a}}^E(c_{n,i})=0} \right) \\ &= \begin{bmatrix} \lambda_{n+N_1, n+N_1} & \cdots & \lambda_{n+N_1, n} & \cdots & \lambda_{n+N_1, n-N_2-L+1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{n, n+N_1} & \cdots & \lambda_{n, n} & \cdots & \lambda_{n, n-N_2-L+1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{n-N_2-L+1, n+N_1} & \cdots & \lambda_{n-N_2-L+1, n} & \cdots & \lambda_{n-N_2-L+1, n-N_2-L+1} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.19)$$

Gemäß dem Turbo-Prinzip, und wie in Abschnitt 4.1 und in [TSK03] erläutert, muss die A-Priori Information für das aktuelle Symbol d_n , das zum Zeitpunkt n detektiert werden soll, zu Null gesetzt werden. Die einzelnen Kovarianzen innerhalb der Kovarianzmatrix (5.19) berechnen sich wie folgt:

$$\begin{aligned}\lambda_{l,m} &= \text{Cov}\left(d_l, d_m \mid \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\} \mid L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0\right) \\ &= \text{E}\left\{d_l d_m^* \mid \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\} \mid L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0\right\} - \\ &\quad \text{E}\left\{d_l \mid \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\} \mid L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0\right\} \text{E}\left\{d_m^* \mid \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\} \mid L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0\right\}.\end{aligned}\quad (5.20)$$

Sei an dieser Stelle angenommen, daß die Kanalinformation $L_e^{E(k)}(c_{n,i})$ von einem linearen SISO MMSE Entzerrer nach Kapitel 4 berechnet wurde, der ein Filter F mit $N =$ Filterkoeffizienten verwendet, so gilt folgende Fallunterscheidung für die Berechnung der Kovarianz in Abhängigkeit der erweiterten A-Priori Information:

$$\begin{aligned}\lambda_{l,m} &= \text{Cov}\left(d_l, d_m \mid \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\} \mid L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0\right) \\ &= \begin{cases} 0 & \text{für } |l-m| \geq N+L \\ \text{E}\left\{d_l d_m^* \mid \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\} \mid L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0\right\} - \\ \quad \text{E}\left\{d_l \mid \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\} \mid L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0\right\} \cdot \\ \quad \text{E}\left\{d_m^* \mid \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\} \mid L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0\right\} & \text{für } 0 < |l-m| < N+L \\ E_s & \text{für } l=m \end{cases}\end{aligned}\quad (5.21)$$

Zur Berechnung der Kovarianz $\text{Cov}(d_l, d_m)$ für $0 < |l-m| < N+L$ in (5.21) sei zunächst die allgemeine Berechnungsvorschrift für die Kovarianz zwischen Symbol d_l und Symbol d_m angegeben:

$$\begin{aligned}\text{Cov}(d_l, d_m) &= \sum_{\alpha_j \in \Upsilon} \sum_{\alpha_k \in \Upsilon} \alpha_j \alpha_k^* \cdot P(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k) - \\ &\quad \left(\sum_{\alpha_j \in \Upsilon} \alpha_j \cdot P(d_l = \alpha_j) \right) \cdot \left(\sum_{\alpha_k \in \Upsilon} \alpha_k^* \cdot P(d_m = \alpha_k) \right).\end{aligned}\quad (5.22)$$

Problematisch bei dieser Kovarianzberechnung ist die Berechnung der Auftretswahrscheinlichkeiten $P(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ der beiden Symbole d_l und d_m , d.h. die Berücksichtigung der durch die erweiterte A-Priori Information $\{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\}$ verursachten Korrelation zwischen den Symbolen d_l und d_m . Die erweiterte A-Priori Information selbst enthält jedoch

nur Wahrscheinlichkeitsinformation über die gesendeten Codebits, allerdings keine explizite Information über die Korrelation zwischen den Codebits oder den codierten Sendesymbolen d_n .

Diese Auftrittswahrscheinlichkeiten $P(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ könnten beispielsweise ermittelt werden, in dem zunächst direkt nach dem MMSE SISO Entzerrer die Auftrittswahrscheinlichkeiten $P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ parallel zur Berechnung der L-Werte $L_e^E(c_{n,i})$ berechnet werden; dies könnte mit einem erweiterten Soft Demapper basierend auf den Ausführungen in Abschnitt 4.1.2 erfolgen. Die Aufgabe dieses erweiterten Soft Demappers läge damit darin, aus der Menge der entzerrten Symbole $\{s_n\}$ zusätzlich zu den extrinsischen L-Werten $L_e^E(c_{n,i})$ die Auftrittswahrscheinlichkeiten $P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ zu berechnen. Die Kennung $(\cdot)^E$ zeigt hierbei an, dass sich diese Auftrittswahrscheinlichkeiten auf den Entzerrerausgang und damit auf die zeitlich korrelierten L-Werte $L_e^E(c_{n,i})$ beziehen. Aus diesen Auftrittswahrscheinlichkeiten und den zeitlich nicht-korrelierten L-Werten $L_e^D(c_{n,i})$ der extrinschen Kanaldecoderinformation könnten nun die Auftrittswahrscheinlichkeiten $P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ für die Berechnung der Kovarianzen in (5.21) mittels (5.22) bestimmt werden.

Im Folgenden wird kurz auf den erweiterten Soft Demapper zur Berechnung von $P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ eingegangen. Wie in Abschnitt 4.1.2 in Bezug auf (4.32) erläutert, haben zwei Sendesymbole d_l und d_m mit $0 < |l - m| < N + L$ und $l < m$ Einfluss auf die folgenden im Vektor $\mathbf{s}_{l,m}$ zusammengefassten $N + L + m - l - 1$ entzerrten Symbole:

$$\mathbf{s}_{l,m} = [s_{l-N_1} \ s_{l-N_1+1} \ \dots \ s_{m+N_2+L-1}]. \quad (5.23)$$

Damit kann die Auftrittswahrscheinlichkeit $P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ aus Vektor $\mathbf{s}_{l,m}$ mittels Bayes bestimmt werden:

$$P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k | \mathbf{s}_{l,m}) = \frac{p(\mathbf{s}_{l,m} | d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k) \cdot P(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)}{P(\mathbf{s}_{l,m})}. \quad (5.24)$$

Die Berechnung der Verbundwahrscheinlichkeit $p(\mathbf{s}_{l,m} | d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ könnte durch eine $(N + L + m - l - 1)$ -dimensionale Gaußverteilung modelliert werden, deren Berechnung allerdings einen immens hohen Rechenaufwand benötigt. Im Gegensatz zu dem im Abschnitt 4.1.2 hergeleiteten Soft-Demapper kann zur sinnvollen Abschätzung der Verbundwahrscheinlichkeit $p(\mathbf{s}_{l,m} | d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ allerdings nicht auf nur ein einzelnes entzerrtes Symbol s_n zurückgegriffen werden, da hiermit die Abschätzung zu ungenau ausfallen würde.

Insgesamt läßt sich zusammenfassen, daß die Berechnung der Auftrittswahrscheinlichkeiten $P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ extrem aufwendig wird und in keinem Verhältnis zum Berechnungsaufwand eines MAP SISO Entzerrers steht, so daß es nicht sinnvoll erscheint, an dieser Stelle die Berechnung von $P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k)$ und damit die exakte Berechnung der Filterkoeffizienten eines linearen MMSE SISO Entzerrers für korrelierte A-Priori Information weiter zu verfolgen.

5.3.2 Berechnung der extrinsischen Information am Ausgang des SI-SO Entzerrers

Die zeitliche Korrelation der erweiterten A-Priori Information müsste auch bei der Berechnung der extrinsischen Information $L_e^{E(k+1)}(c'_{n,i})$ berücksichtigt werden. Würde hierfür z.B. zunächst das in Abschnitt 4.1.2 hergeleitete eindimensionale Gaussmodell verwendet werden, so liesse sich $L_e^{E(k+1)}(c'_{n,i})$ mit (4.39) und dem eindimensionalen Gaussmodell

$$p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \{L_{\bar{a}}^E(c'_{n',i})\}_{|n' \neq n}) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{|s_n - \mu'_{n,j}|^2}{2\sigma_n^2}} & \text{für reellwertige Systeme} \\ \frac{1}{\pi\sigma_n^2} e^{-\frac{|s_n - \mu'_{n,j}|^2}{\sigma_n^2}} & \text{für komplexwertige Systeme} \end{cases} \quad (5.25)$$

berechnen. Wiederum stellen die Variablen $\mu'_{n,j}$ und $\sigma_{n,j}^2$ Mittelwert und Varianz von s_n unter der Voraussetzung, daß das Symbol $d_n = \alpha_j$ ausgesendet wurde, dar.

Die Varianz berechnet sich in Abhängigkeit der A-Priori Information zu

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \text{Cov}(s_n, s_n | d_n = \alpha_j, \{L_{\bar{a}}^E(c'_{n',i})\}_{|n' \neq n}) = \mathbf{f}_n^H \text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n | d_n = \alpha_j, \{L_{\bar{a}}^E(c'_{n',i})\}_{|n' \neq n}) \mathbf{f}_n \\ &= \mathbf{f}_n^H (\sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{H} \Lambda_n^j \mathbf{H}^H) \mathbf{f}_n \end{aligned} \quad (5.26)$$

wobei die Kovarianzmatrix Λ_n^j neben der A-Priori Information auch vom Sendesymbol $d_n = \alpha_j$ abhängt und wie folgt aufgestellt wird:

$$\begin{aligned} \Lambda_n^j &= \text{Cov} \left(\mathbf{d}_n, \mathbf{d}_n | \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\}_{|L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0}, d_n = \alpha_j \right) \\ &= \begin{bmatrix} \lambda_{n+N_1, n+N_1}^j & \cdots & \lambda_{n+N_1, n}^j & \cdots & \lambda_{n+N_1, n-N_2-L+1}^j \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{n, n+N_1}^j & \cdots & \lambda_{n, n}^j & \cdots & \lambda_{n, n-N_2-L+1}^j \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{n-N_2-L+1, n+N_1}^j & \cdots & \lambda_{n-N_2-L+1, n}^j & \cdots & \lambda_{n-N_2-L+1, n-N_2-L+1}^j \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.27)$$

Die einzelnen Kovarianzen in (5.27) berechnen sich ähnlich zu (5.20) mit

$$\begin{aligned} \lambda_{l,m}^j &= \text{Cov} \left(d_l, d_m | \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\}_{|L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0}, d_n = \alpha_j \right) \\ &= \text{E} \left\{ d_l d_m^* | \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\}_{|L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0}, d_n = \alpha_j \right\} - \\ &\quad \text{E} \left\{ d_l | \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\}_{|L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0}, d_n = \alpha_j \right\} \text{E} \left\{ d_m^* | \{L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})\}_{|L_{\bar{a}}^E(c_{n,i})=0}, d_n = \alpha_j \right\}. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Zur Berechnung dieser Kovarianzen gelten dementsprechend die Ausführungen aus Abschnitt 5.3.1 mit leicht modifizierten Gleichungen (5.21 - 5.24), da nun die zu berechnende

Kovarianz $\lambda_{l,m}^j$ auch vom jeweiligen Sendesymbol $d_n = \alpha_j$ abhängt. Somit können die Auftretswahrscheinlichkeiten $P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k | \mathbf{s}_{l,m}, d_n = \alpha_j)$ in Anlehnung an (5.24) aus Vektor $\mathbf{s}_{l,m}$ mithilfe der Bayschen Regel wie folgt berechnet werden:

$$P^E(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k | \mathbf{s}_{l,m}, d_n = \alpha_j) = \frac{p(\mathbf{s}_{l,m} | d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k, d_n = \alpha_j)}{P(\mathbf{s}_{l,m}, d_n = \alpha_j)} \cdot P(d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k, d_n = \alpha_j) \quad (5.29)$$

Wie schon zuvor in Abschnitt 5.3.1 ausführlich erläutert, wäre die Berechnung der Verbundwahrscheinlichkeit $p(\mathbf{s}_{l,m} | d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k, d_n = \alpha_j)$ durch eine $(N + L + m - l - 1)$ -dimensionale Gaussverteilung extrem aufwendig und insbesondere im Vergleich zum Berechnungsaufwand eines MAP SISO Entzerrers nicht sinnvoll.

Ferner ergibt sich an dieser Stelle eine weitere Problematik bezüglich des eingangs erwähnten eindimensionalen Gaussmodells (5.25) zur Berechnung der extrinsischen L-Werte $L_e^{E(k+1)}(c'_{n,i})$. Dieses eindimensionale Gaussmodell resultiert aus der in Abschnitt 4.1.2 vorgenommenen Vereinfachung der $N + L - 1$ dimensionalen Gaussverteilung (siehe (4.33) - (4.35)):

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{P(c_{n,i} = 1 | \mathbf{s}_n)}{P(c_{n,i} = 0 | \mathbf{s}_n)} \approx \ln \frac{P(c_{n,i} = 1 | s_n)}{P(c_{n,i} = 0 | s_n)}. \quad (5.30)$$

Mit dieser Vereinfachung liegt allerdings für die Berechnung der L-Werte nach (5.25) nur ein reduziertes Markov-Modell im Vergleich zum Markov-Modell der für die Berechnung von (5.24) benötigten Verbundwahrscheinlichkeiten $p(\mathbf{s}_{l,m} | d_l = \alpha_j, d_m = \alpha_k, d_n = \alpha_j)$ zugrunde. Dementsprechend sollte für die Berechnung der L-Werte auch ein vollständiges Markov-Modell verwendet werden, damit bei den Berechnungen nicht zwischen verschiedenen Markov-Modellen gewechselt wird, d.h. es müsste die in Abschnitt 4.1.2 erwähnte $N + L - 1$ dimensionale Gaussverteilung für die Berechnung der Verbundwahrscheinlichkeiten in (5.30) verwendet werden. Dies würde wiederum zu einem immensen Anstieg der Komplexität führen.

5.3.3 Verwendung der vollständigen A-Posteriori Information des SISO Kanaldecoders für die filterbasierten MMSE SISO Entzerrer

Im vorangegangenen Abschnitt wurde auf die Problematik der Berechnung der korrekten Filterkoeffizienten bei korrelierter A-Priori Information eingegangen. Da in dieser Arbeit primär implementierungsgünstige Algorithmen der Turbo-Entzerrung behandelt werden sollen, wird die exakte Filterkoeffizientenberechnung aus Gründen der Komplexität nicht weiter berücksichtigt.

In diesem Abschnitt wird deshalb untersucht, welche Leistungsfähigkeit die filterbasierten

MMSE SISO Entzerrer aus Kapitel 4 bei Verwendung der vollen Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ nach Abbildung 5.7 zeigen, wenn diese eigentlich statistisch abhängige A-Priori Information als nicht zeitlich-korreliert angesehen wird und sowohl die Filterkoeffizienten, als auch die extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ des Entzerrers mit den in Kapitel 4 hergeleiteten Formeln berechnet werden. Durch diese inkorrekte Annahme wird zwar nun nicht mehr die zeitliche Korrelation der Kanalinformation $L_e^E(c_{n,i})$ berücksichtigt, was zu einer fehlerhaften Berechnung der Filterkoeffizienten und zu einer fehlerhaften Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ des Entzerrers führt, andererseits fällt die Kanalinformation im Gegensatz zum klassischen Ansatz aus Kapitel 4 und Abschnitt 5.1 nicht komplett weg.

Die Leistungsfähigkeit der verschiedenen filterbasierten MMSE SISO Entzerrer wird für das gleiche Simulationsszenario wie in Abschnitt 4.4 ermittelt. Untersucht werden jeweils der lineare MMSE SISO Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten (TV-IFC), der lineare MMSE SISO Entzerrer für schwache A-Priori Information (LE-IFC) und der lineare MMSE SISO Entzerrer für starke A-Priori Information (MF-IFC). Der adaptive lineare MMSE SISO Entzerrer mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten (AD-IFC) wird hier nicht betrachtet, da sich dieser Entzerrer durch die Adaption der Filterkoeffizienten grundlegend wie der TV-IFC verhält und deshalb keine weiteren Erkenntnisse zu erwarten sind. Diese drei verschiedenen linearen MMSE SISO Entzerrer (TV-IFC, LE-IFC, MF-IFC) werden zum einen wie in Kapitel 4 mit der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$, welche die extrinsische Information des Kanaldecoders enthält, gespeist, was in den Abbildungen durch den Vermerk (*extr.*) gekennzeichnet ist, und zum anderen mit der auch die Kanalinformation enthaltenden erweiterten A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ gespeist, was durch den Vermerk (*erw.*) gekennzeichnet ist.

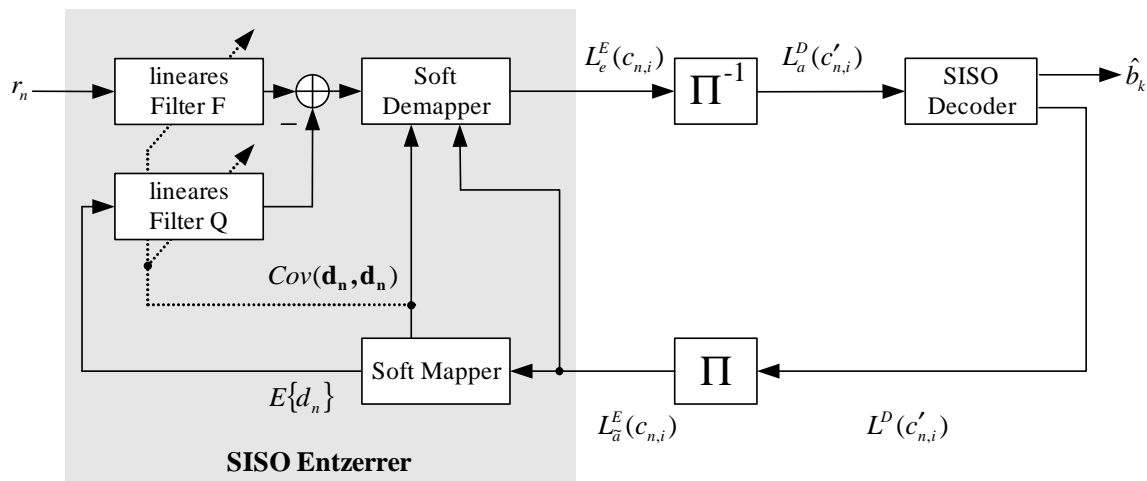


Abbildung 5.7: Filterbasierte Turbo-Entzerrung bei Verwendung der kompletten Kanaldecoderinformation als erweiterte A-Priori Information

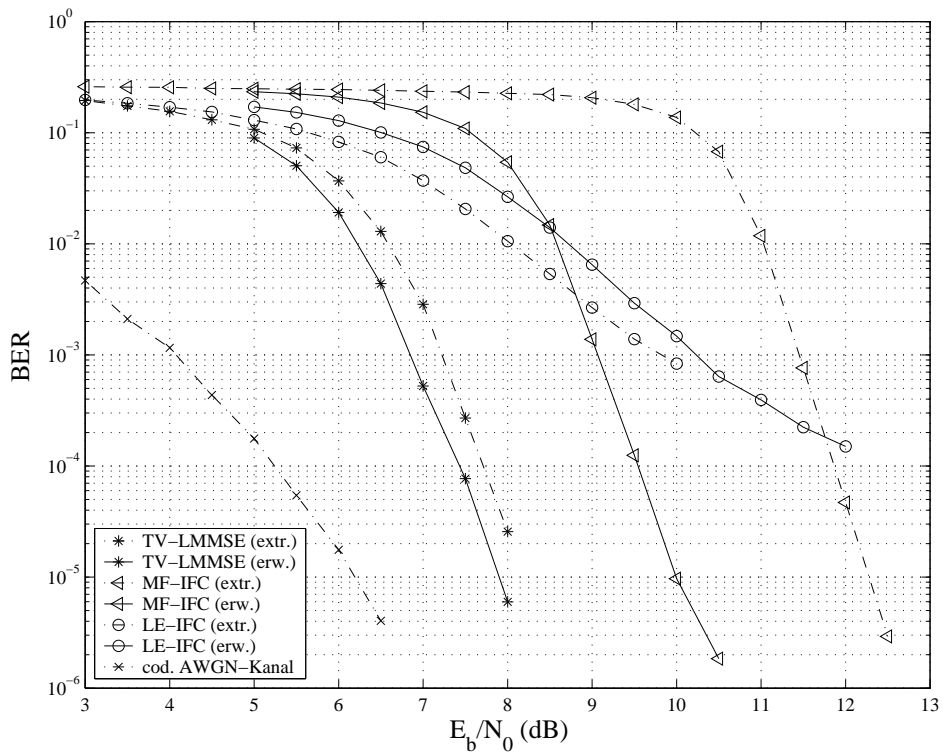


Abbildung 5.8: Lineare Turbo-Entzerrer, Vergleich extr. vs. erweiterte A-Priori Information, Proakis C Kanal, 3 Turbo-Iterationen

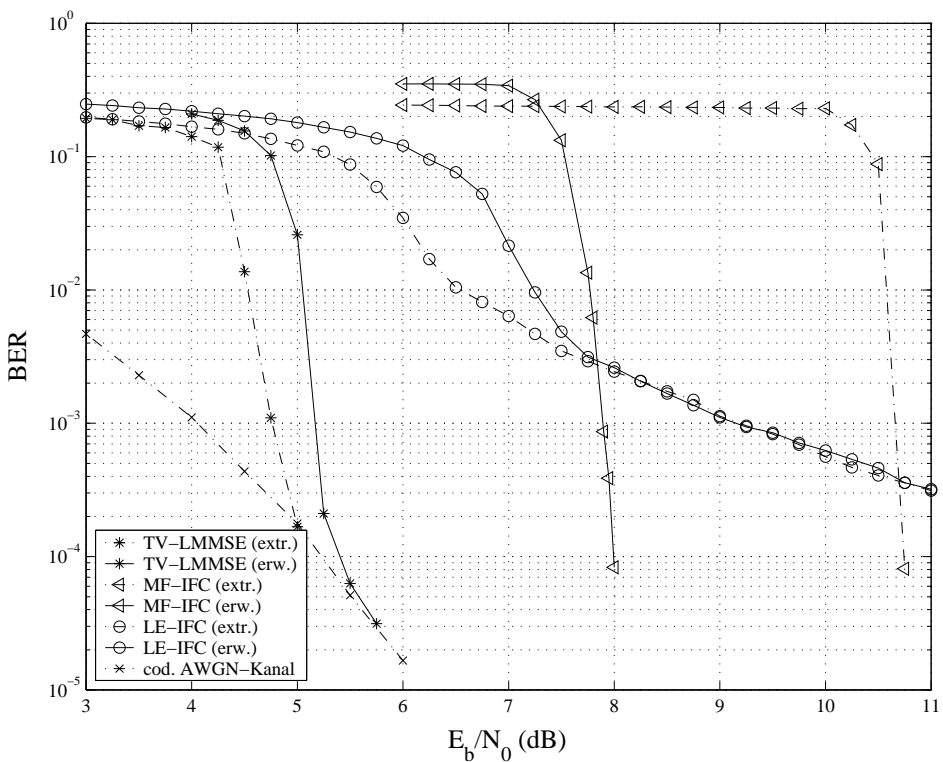


Abbildung 5.9: Lineare Turbo-Entzerrer, Vergleich extr. vs. erweiterte A-Priori Information, Proakis C Kanal, 14 Turbo-Iterationen

Zunächst werden diese verschiedenen Testszenarien für den Proakis C Kanal simuliert, der sehr starke Intersymbol-Interferenzen verursacht. Abbildung 5.8 zeigt die gemessenen Bitfehlerraten der verschiedenen linearen MMSE SISO Entzerrer nach drei Turbo-Iterationen; ferner ist auch die Bitfehlerrate für ein codiertes System mit AWGN-Kanal ohne Intersymbol-Interferenzen angegeben, dem sogenannten Referenzsystem. Die Bitfehlerratenkurven der linearen MMSE SISO Entzerrer, welche die erweiterte A-Priori Information verwenden, sind mit einer jeweils durchgezogenen Linie gekennzeichnet, während die Bitfehlerratenkurven der die extrinsische Information des Kanaldecoders als A-Priori Information verwendenden linearen MMSE SISO Entzerrer mit jeweils einer gestrichelten Linie gekennzeichnet sind.

Abbildung 5.8 zeigt die Bitfehlerraten dieser verschiedenen Testszenarien nach drei Turbo-Iterationen. Hierbei erzielt die Verwendung der erweiterten A-Priori Information beim TV-IFC (erw.) nach drei Turbo-Iterationen einen Gewinn von ca. 0.3 dB gegenüber dem TV-IFC (extr.), der lediglich die extrinsische Kanaldecoderinformation als A-Priori Information verwendet. Beim LE-IFC, der für schwache A-Priori Information ausgelegt ist, zeigt sich nach drei Turbo-Iterationen ein konträrer Effekt: Hier verschlechtert sich die Leistungsfähigkeit durch Verwendung der erweiterten A-Priori Information um bis zu 0.7 dB. Der die erweiterte A-Priori Information verwendende MF-IFC erzielt hingegen nach drei Turbo-Iterationen einen Gewinn von über 2.0 dB im Vergleich zum MF-IFC mit normaler A-Priori Information.

Werden die Simulationsergebnisse nach 14 Turbo-Iterationen betrachtet, so kehrt sich das Ergebnis beim TV-IFC um. Während der TV-IFC (erw.) nach drei Iterationen einen leichten Gewinn von ca. 0.7 dB an Leistungsfähigkeit bezüglich der Bitfehlerrate zeigt, erzielt der TV-IFC (erw.) nach 14 Turbo-Iterationen eine verschlechterte Leistungsfähigkeit im Vergleich zum TV-IFC (extr.). So erreicht der TV-IFC (extr.) schon bei $E_b/N_0 = 5.0$ dB die Bitfehlerratenkurve des Referenzsystems, während der TV-IFC (erw.) die Leistungsfähigkeit des Referenzsystems erst bei $E_b/N_0 = 5.5$ dB erreicht.

Beim LE-IFC zeigt sich auch nach 14 Turbo-Iterationen ein ähnliches Ergebnis wie zuvor nach drei Turbo-Iteration, wie in Abbildung 5.9 dargestellt ist. Insbesondere im SNR-Bereich von $E_b/N_0 < 7.5$ dB liegt die Leistungsfähigkeit des LE-IFC (erw.) bis zu 0.8 dB unter der des LE-IFC (extr.). Ab einem SNR von $E_b/N_0 = 8.0$ dB laufen die Bitfehlerratenkurven beider LE-IFCs zusammen. Der MF-IFC (erw.) hingegen zeigt auch nach 14 Turbo-Iteration eine deutlich bessere Leistungsfähigkeit verglichen zum MF-IFC (extr.). Der Gewinn beträgt hierbei ca. 2.7 dB, so erzielt der MF-IFC (erw.) eine Bitfehlerrate von $\text{BER} = 10^{-3}$ schon bei $E_b/N_0 = 7.9$ dB, während der MF-IFC (extr.) für diese Bitfehlerrate ein SNR von $E_b/N_0 = 10.7$ dB benötigt.

Die Bitfehlerraten für die verschiedenen Testszenarien in der Umgebung des minimalphasigen Kanals (2.15) sind für drei Turbo-Iterationen in Abbildung 5.10 und für 14 Turbo-Iterationen in Abbildung 5.11 dargestellt. Hier zeigen sich ähnliche Ergebnisse wie zuvor beim Proakis C Kanal. Der LE-IFC (erw.) zeigt sowohl nach drei, als auch nach 14 Iterationen eine schlechtere Leistungsfähigkeit. Der TV-IFC (erw.) erreicht nach drei Iterationen einen leichten Gewinn von ca. 0.1 dB, während die Bitfehlerratenkurven beider

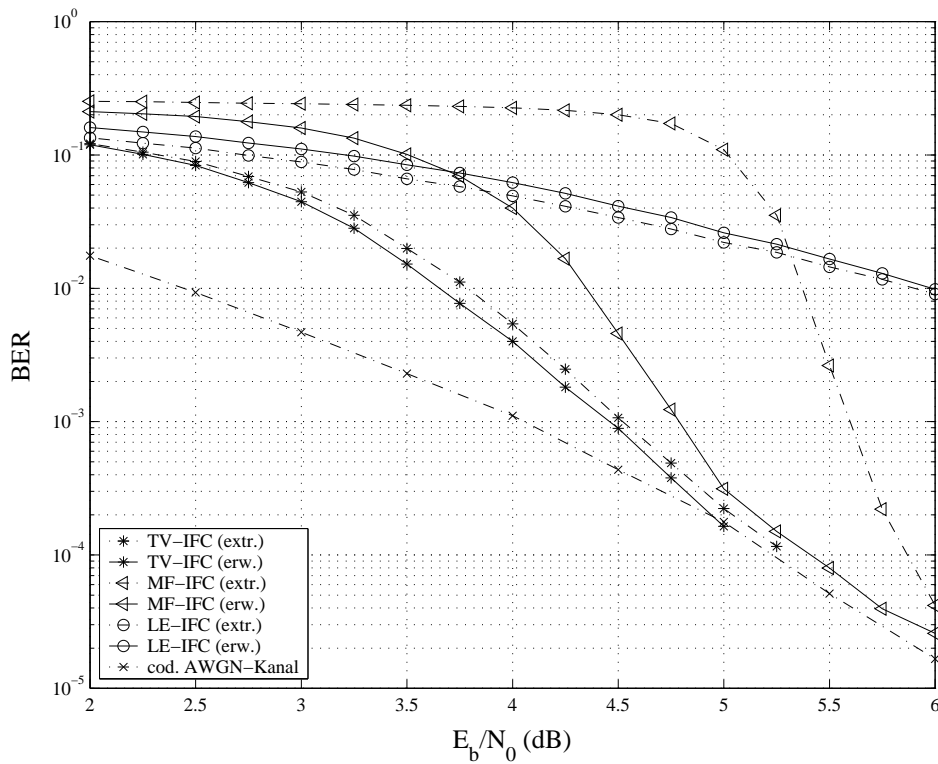


Abbildung 5.10: Lineare Turbo-Entzerrer, Vergleich extr. vs. erweiterte A-Priori Information, Minimalphasiger Kanal, 3 Turbo-Iterationen

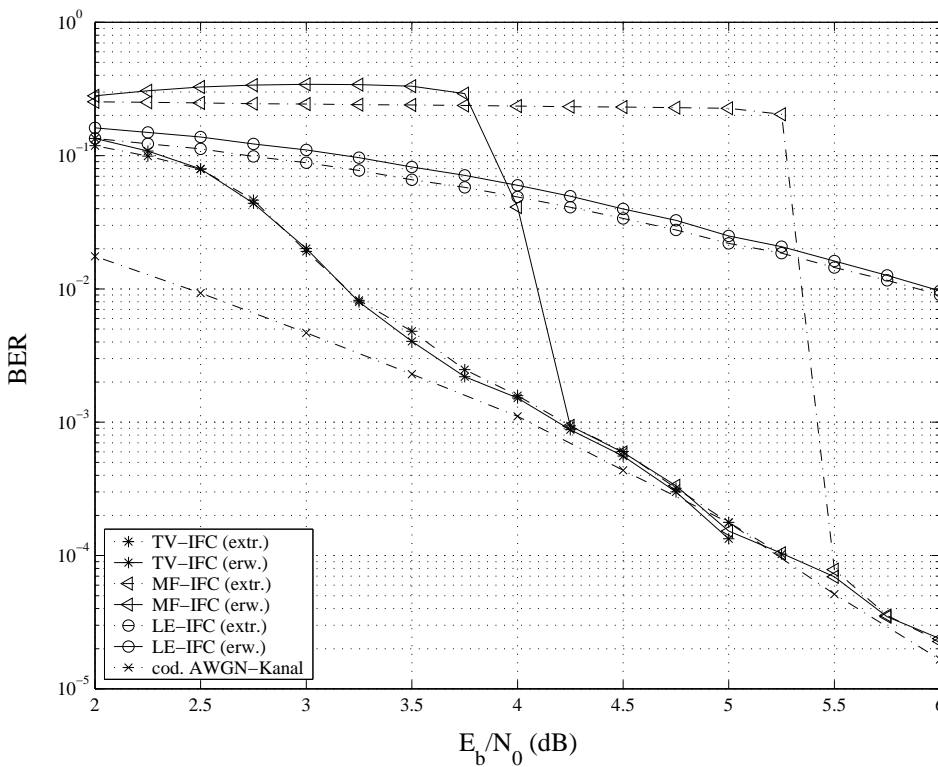


Abbildung 5.11: Lineare Turbo-Entzerrer, Vergleich extr. vs. erweiterte A-Priori Information, Minimalphasiger Kanal, 14 Turbo-Iterationen

TV-IFCs nach 14 Turbo-Iterationen praktisch identisch sind. Ein beträchtlicher Gewinn an Leistungsfähigkeit wird wiederum beim MF-IFC (erw.) erzielt, der Gewinn beträgt nach drei Iterationen bis zu 1.0 dB und nach 14 Iterationen bis zu 1.2 dB.

Damit kann zusammengefasst werden, dass insbesondere der MF-IFC bei den hier betrachteten Test-Szenarien unter der Verwendung der erweiterten A-Priori Information eine deutlich verbesserte Leistungsfähigkeit zeigt, während beim LE-IFC (erw.) leichte Einbußen bezüglich der Bitfehlerratenleistungsfähigkeit zu beobachten sind. Der MF-IFC scheint die erweiterte A-Priori Information, die wie in Abschnitt 5.3 erläutert zeitlich korreliert ist, gut verarbeiten zu können, während der LE-IFC durch die zeitliche Korrelation der L-Werte an Leistungsfähigkeit einbüsst. Es sei an dieser Stelle nochmals darauf hingewiesen, dass die in diesem Abschnitt untersuchten linearen MMSE SISO Entzerrer nicht für die zeitlich korrelierte A-Priori Information berechnet werden, sondern nur für zeitlich nicht-korrelierte A-Priori Information berechnet werden.

Der TV-IFC mit zeitvarianten Filterkoeffizienten verhält sich analog zum LE-IFC bzw. MF-IFC, je nachdem, ob sich der Filterkoeffizientensatz auf eine Lösung in der Nähe des LE-IFCs oder des MF-IFCs einstellt. In SNR-Bereichen, bei denen nach wenigen Turbo-Iterationen eine gute Bitfehlerrate, wie z.B. bei $\text{BER} = 10^{-3}$ beim minimalphasigen Kanal, erzielt werden kann, verbessert sich dementsprechend die Konvergenz durch Verwendung der erweiterten A-Priori Information, da hier schon in der nullten Iteration die extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ des Entzerrers eine ausreichende Qualität aufweist und folglich auch die nachfolgende Kanaldecodierung einen deutlichen Informationsgewinn liefert, so dass schon die erweiterte A-Priori Information in der ersten Iterationsstufe die Filterkoeffizienten des TF-IFC mehr in Richtung des MF-IFCs als in die des LE-IFCs einstellt. Da der MF-IFC die korrelierte erweiterte A-Priori Information gut verarbeiten kann und damit bessere Konvergenzeigenschaften erzielt, gilt dies dementsprechend auch für den TV-IFC, wenn sich der Filterkoeffizientensatz des TV-IFCs dem des MF-IFCs nähert.

Auch in [ARB05] und [Wit05] wurde festgestellt, dass die Verwendung der vollständigen A-Posteriori Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information bei filterbasierten Turbo-Entzerrern eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit bewirken kann. In [ARB05] wird hierbei explizit auf die Veröffentlichung [VH03a] des Autors dieser Arbeit verwiesen, in welcher die Essenz der informationstheoretischen Ausführungen aus Abschnitt 5.1 und das Ergebnis, dass insbesondere der MF-IFC SISO Entzerrer mit der erweiterten A-Priori Information verbesserte Leistungsfähigkeit zeigt, veröffentlicht wurde. In [Wit05] wird im Gegensatz zu dieser Arbeit keine informationstheoretische Erklärung, welche die Verwendung der vollständigen A-Posteriori Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information für filterbasierte Turbo-Entzerrer motiviert, gegeben.

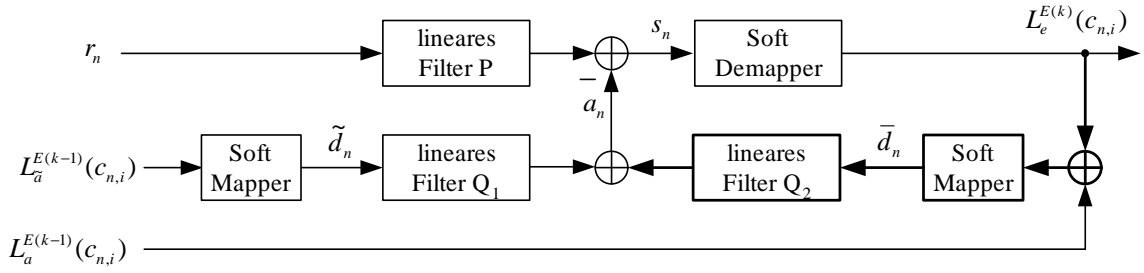


Abbildung 5.12: Filterbasierter SISO Entzerrer mit weicher Rückkopplung

5.4 Komplexitätsreduzierte SISO Entzerrung mit weicher Rückkopplung

In Abschnitt 5.3.3 wurde anhand von verschiedenen Simulationen beobachtet, daß insbesondere der MF-IFC bei Verwendung der erweiterten A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ anstatt nur der extrinsischen Information des Kanaldecoders bedeutend bessere Konvergenzeigenschaften ab der ersten Turbo-Iteration zeigt. Basierend auf dieser Beobachtung, wird in diesem Abschnitt ein auf dem MF-IFC aufbauender Entzerrer vorgestellt, der durch einen Rückkoppelzweig die Konvergenzeigenschaften nochmals deutlich verbessern kann. Das Grundprinzip dieses Entzerrers [VH05] liegt darin, sämtliche aktuell zu einem Zeitpunkt n vorliegende Information über die Sendesymbole für die Entzerrung zu verwenden. Wie in Abbildung 5.12 dargestellt, besteht dieser Entzerrer aus den drei Filtern P , Q_1 und Q_2 . Die Koeffizienten dieser drei Filter können in Vektorschreibweise zusammengefasst werden:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{p} &= [p_{-L+1}^* \quad p_{-L+2}^* \quad \dots \quad p_0^*]^T, \\
 \mathbf{q}_1 &= [q_{-L+1}^* \quad q_{-L+2}^* \quad \dots \quad q_{-1}^*]^T, \\
 \mathbf{q}_2 &= [q_1^* \quad q_2^* \quad \dots \quad q_{L-1}^*]^T.
 \end{aligned} \tag{5.31}$$

Das Filter P wird direkt mit den empfangenen Symbolen

$$\mathbf{r}_n = [r_n \quad r_{n-1} \quad \dots \quad r_{n-L+1}]^T \tag{5.32}$$

gespeist, während die geschätzten Sendesymbole

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{d}}_n &= [\tilde{d}_{n+L-1} \quad \tilde{d}_{n+L-2} \quad \dots \quad \tilde{d}_{n+1}]^T, \\
 \bar{\mathbf{d}}_n &= [\bar{d}_{n-1} \quad \bar{d}_{n-2} \quad \dots \quad \bar{d}_{n-L+1}]^T
 \end{aligned} \tag{5.33}$$

jeweils in Filter Q_1 und Q_2 verarbeitet werden. Das Filter Q_1 ist damit streng antikausal und das Filter Q_2 streng kausal, da Filter Q_1 ausschließlich geschätzte Sendesymbole nach

dem aktuellen Zeitpunkt n , und umgekehrt Q_2 ausschließlich geschätzte Sendesymbole vor dem Zeitpunkt n verarbeitet. Auf die genaue Schätzung und den Unterschied zwischen \tilde{d}_n und \bar{d}_n wird im weiteren Verlauf dieses Abschnittes genauer eingegangen. Mit (5.31-5.33) läßt sich das entzerrte Symbol s_n wie folgt berechnen:

$$s_n = \mathbf{p}^H \mathbf{r}_n - \mathbf{q}_1^H \tilde{\mathbf{d}}_n - \mathbf{q}_2^H \bar{\mathbf{d}}_n. \quad (5.34)$$

Unter der Annahme perfekt geschätzter Sendesymbole, d.h. $\tilde{d}_n = \bar{d}_n = d_n$, und Anwendung des MMSE Kriteriums

$$\arg \min_{(\mathbf{p}, \mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2)} E\{|s_n - d_n|^2\} \quad (5.35)$$

zur Berechnung der Filterkoeffizienten ergeben sich die Koeffizienten von Filter P zu denen eines Matched Filters zur Kanalimpulsantwort:

$$\begin{aligned} p_j &= \mu \cdot h_{-j}^*, \quad j \in [0, \dots, L-1], \\ \mu &= \frac{E_s}{E_s \cdot E_h + \sigma_w^2}. \end{aligned} \quad (5.36)$$

Im Folgenden wird der Unbias-Faktor μ vernachlässigt. Die Koeffizienten von Filter Q_1 und Q_2 berechnen sich aus der Faltung von der Kanalimpulsantwort und Matched Filter P :

$$q_l = \sum_{i=0}^{L-1} h_{i-l}^* h_i, \quad l \in [-L+1, \dots, -1, 1, \dots, L-1]. \quad (5.37)$$

Damit schätzt Filter Q_1 den antikausalen und Filter Q_2 den kausalen ISI-Anteil. Werden die beiden Filter mit perfekt geschätzten Sendesymbolen gespeist, so wird das vom Kanal und Filter P verursachte ISI korrekt geschätzt und vom Ausgang des Filters P abgezogen. Für diesen Fall verhält sich dieser Entzerrer gleich dem MF-IFC aus Abschnitt 4.2.2. Analog zum MF-IFC wird keine Matrix-Inversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten benötigt, die Komplexität dieser Berechnung hängt nur linear von der Länge L der Kanalimpulsantwort ab und ist damit bedeutend geringer als die des AD-IFCs aus Abschnitt 4.2.3. Aufgrund des Rückkoppelzweiges für die frische berechnete extrinsische Information des Entzerrers werde dieser SISO Entzerrer im folgenden Soft-Feedback-Interference-Canceller (SF-IFC) genannt.

Es soll nun die volle zur Verfügung stehende A-Priori Information, d.h. sowohl die extrinsische Information des Kanaldecoders, als auch die Kanalinformation aus dem Entzerrer zur Schätzung der Sendesymbole \tilde{d}_n und \bar{d}_n verwendet werden. Wie in Abschnitt 5.3.3 durch Simulationen gezeigt, kann die Verwendung der vollen A-Priori Information beim MF-IFC eine starke Verbesserung der Leistungsfähigkeit hinsichtlich der zu erzielenden Bitfehler-rate bewirken. Da der hier präsentierte SF-IFC dem MF-IFC ähnlich ist, kann dadurch auch beim SF-IFC eine deutliche Steigerung der Leistungsfähigkeit erwarten werden.

Für die Schätzung der Sendesymbole in Vektor $\tilde{\mathbf{d}}_n$, die im Filter Q_1 zur Berechnung des antikausalen ISI-Anteils benutzt werden, wird demnach die komplette Information des SISO

Kanaldecoders der letzten Iterationsstufe verwendet, welche aus der permutierten extrinsischen Information des Kanaldecoders $L_e^{D(k-1)}(c_{n,i})$ und der korrelierten Kanalinformation $L_e^{E(k-1)}(c_{n,i})$ des vorangegangenen SISO Entzerrers besteht:

$$\tilde{d}_n = \mathbb{E} \left\{ d_n | L_{\tilde{a}}^{E(k-1)}(c_{n,i}) \right\}. \quad (5.38)$$

Dies entspricht dem MF-IFC unter Verwendung der vollen A-Priori Information aus Abschnitt 5.3.3. Während beim MF-IFC die Information $L_{\tilde{a}}^{E(k-1)}(c_{n,i})$ auch zur Schätzung des kausalen ISI-Anteils verwendet wird, findet hierfür beim SF-IFC eine Aktualisierung der Kanalinformation des Entzerrers statt. Wie in Abbildung 5.12 dargestellt, wird die neu gewonnene Kanalinformation $L_e^{E(k)}(c_{n,i})$ des Entzerrers rückgekoppelt und zu $L_a^{E(k-1)}(c_{n,i})$ hinzuaddiert, welche die permutierte extrinsische Information des Kanaldecoders ist. Somit berechnen sich die Symbole \bar{d}_n , die in Filter Q_2 gespeist werden, zu

$$\bar{d}_n = \mathbb{E} \left\{ d_n | L_a^{E(k-1)}(c_{n,i}) + L_e^{E(k)}(c_{n,i}) \right\}. \quad (5.39)$$

Dabei wird angenommen, dass der gemeinsame Informationsgehalt

$$I_{L_e^{E(k)}} = I \left(L_e^{E(k)}(c_{n,i}), (c_{n,i}) \right) \quad (5.40)$$

zwischen der neu berechneten Kanalinformation und den gesendeten Codebits, definiert in (3.55), für jede darauffolgende Iteration ansteigt:

$$I_{L_e^{E(k)}} \geq I_{L_e^{E(k-1)}} \quad (5.41)$$

Falls die Annahme (5.41) nicht gilt, d.h. der SISO Entzerrer eine schlechtere Kanalinformation als in der vorausgegangenen Iterationsstufe berechnet, findet ohnehin keine Konvergenz statt. Umgekehrt wird bei Gültigkeit von (5.41) die Konvergenz des Entzerrers beschleunigt, da nun durch die Rückkopplung der Kanalinformation des Entzerrers - im Gegensatz zum MF-IFC - im Konvergenzbereich die bestmögliche zum Zeitpunkt n zur Verfügung stehende Information zur Schätzung des ISI verwendet wird.

Die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^{E(k)}(c_{n,i})$ des Entzerrers durch den Soft-Demapper wird mit dem Gauß-Modell aus Abschnitt 4.1.2 vorgenommen, d.h. auch hier wird die zeitliche Korrelation der A-Priori Information nicht berücksichtigt, wodurch die extrinsische Information $L_e^{E(k)}(c_{n,i})$ mit einem Fehler behaftet ist. Die Berechnung von $L_e^{E(k)}(c_{n,i})$ erfolgt mit (4.39) und (4.42), wobei analog zu Abschnitt 4.2.2 zum einen der Mittelwert

$$\mu_{n,j} = \alpha_j \mu, \quad (5.42)$$

und zum anderen die Varianz nach (4.64)

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \mathbf{f}_{\text{MF}}^H \text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n | d_n = \alpha_j) \mathbf{f}_{\text{MF}} \\ &\approx k_{\text{MF}}^2 \cdot E_h \cdot \sigma_w^2 + \sum_{i=-L+1}^{-1} \lambda_{-i} q_i q_i^* + \sum_{i=1}^{L-1} \lambda_{-i} q_i q_i^* \end{aligned} \quad (5.43)$$

benötigt werden.

Somit erfolgt die Filterkoeffizientenberechnung des SF-IFC SISO Entzerrers auf eine sehr einfache Art und Weise, da keine Matrixinversion benötigt wird. Die Ordnung der Komplexität der Filterkoeffizientenberechnung beträgt $O(N)$ mit $N = L$ und ist somit proportional zur Länge des ISI-Kanals. Die zur Berechnung der Filterkoeffizienten benötigten Additionen und Multiplikationen entsprechen exakt denen zur Berechnung der Koeffizienten des MF-IFC SISO Entzerrers, daher sei bezüglich der Additionen und Multiplikationen für den SF-IFC auf den MF-IFC in Tabelle 4.6 in Abschnitt 4.5 und in den Figuren 4.12 und 4.16 verwiesen. Folglich lässt sich der SF-IFC SISO Entzerrer wesentlich einfacher als der TV-IFC, der AD-IFC oder das rangreduzierte MSWF aus Abschnitt 4.6 implementieren.

5.4.1 Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt wird die Leistungsfähigkeit des in diesem Kapitel neu vorgestellten SF-IFC SISO Entzerrers als Turbo-Entzerrer untersucht. Hierzu wird der SF-IFC SISO Entzerrer aus Abbildung 5.12 in den aus Kapiteln 3 und 4 verwendeten Turbo-Empfänger eingebettet, wie in Abbildung 5.13 dargestellt.

Für die Simulationen wird das Sendesystem aus Abschnitt 3.3.5 verwendet; d.h. BPSK-Modulation, ein rekursiv-systematischer Faltungscodex mit $G = [1, 7/5]$ und ein S-Random Interleaver der Größe 65538 mit $S = 90$ [DD95]. Damit entspricht das Übertragungssystem dem Szenario aus [TKS02]. Die Filterlänge der MMSE Entzerrer wird analog wie in [TKS02] zu $N = 15$ mit $N_1 = 9$, $N_2 = 5$ gesetzt. Die SISO Kanaldecodierung erfolgt mit dem BCJR-MAP Algorithmus. In der nullten Iterationsstufe erfolgt die Entzerrung mit einem einfachen linearen Entzerrer. Zur Komplexitätsreduktion kann dieser lineare Entzerrer beispielsweise mit dem in Abschnitt 4.6 beschriebenen rangreduzierten MSWF implementiert werden.

In Abschnitt 5.4.1.1 wird zunächst die Leistungsfähigkeit des SF-IFC Turbo Entzerrers in der Umgebung des Proakis C Kanals untersucht, der sehr starke Intersymbol-Interferenzen verursacht, im nachfolgenden Abschnitt 5.4.1.2 wird dann der minimalphasige Kanal (2.15) aus [DJ+95] als ISI-Kanal verwendet.

Auf eine Untersuchung der Konvergenzeigenschaften des SF-IFC-Entzerrers mit Hilfe des EXIT-Charts aus Abschnitt 3.4 wurde im Rahmen dieser Arbeit verzichtet, da die EXIT-Chart Analyse auf der Annahme zeitlich nicht korrelierter L-Werte, die als extrinsische Information zwischen verschiedenen Komponentendecodern bzw. Detektoren ausgetauscht werden, beruht, wie in Abschnitt 3.4.1 erläutert. Diese Annahme gilt jedoch beim SF-IFC Entzerrer nicht mehr, da die zeitlich korrelierte extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ am Ausgang des Entzerrers für die Entzerrung wiederverwendet wird und auch die erweiterte A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ für den SF-IFC SISO Entzerrer zeitlich korreliert ist, womit die von ten Brink gefundene Modellierung der A-Priori und der extrinsischen Information mit einer gaußverteilten, mittelwertfreien Variablen nach 3.4 grundsätzlich für den SF-IFC Entzerrer nicht anwendbar ist.

5.4.1.1 Proakis C Kanal

Abbildung 5.14 zeigt die aus Simulationen ermittelten Bitfehlerraten des SF-IFC SISO Entzerrers im Vergleich zu verschiedenen im Kapitel 4 vorgestellten linearen SISO Entzerrern und dem MF-IFC SISO Entzerrer aus Abschnitt 5.3, welcher die komplette Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information verwendet (gekennzeichnet als MF-IFC (erw.)), nach 3 Turbo-Iterationen in Umgebung des Proakis C Kanals.

Gegenüber dem MF-IFC (erw.) erzielt der SF-IFC bei einer Bitfehlerrate von $BER = 10^{-3}$ einen Gewinn von ca. 0.8 dB, während der Gewinn bei einer Bitfehlerrate von $BER = 10^{-4}$ ca. 0.5 dB beträgt. Der SF-IFC erzielt bis $E_b/N_0 = 7.5$ dB die gleiche Bitfehlerrate wie der komplexere AD-IFC, welcher eine Matrixinversion pro zu entzerrendem Block benötigt. Erst oberhalb von $E_b/N_0 = 7.5$ dB zeigt der SF-IFC geringfügige Einbußen bezüglich der Bitfehlerrate verglichen zu der Bitfehlerrate des AD-IFCs; so benötigt der SF-IFC ein SNR von $E_b/N_0 = 9.0$ dB für $BER = 10^{-4}$, während der AD-IFC die $BER = 10^{-4}$ bei $E_b/N_0 = 8.4$ dB erzielt.

Nach 14 Turbo-Iterationen verringern sich die Leistungseinbußen des SF-IFCs gegenüber dem AD-IFC auf ca. 0.25 dB, und bereits ab einem Störabstand von ca. $E_b/N_0 = 5.75$ dB erzielt der SF-IFC die Bitfehlerrate des codierten AWGN-Kanals. Gegenüber dem hybriden Entzerrer aus Abschnitt 4.4.1, welcher für die ersten 9 Turbo-Iterationen den LE-IFC und die nachfolgenden 5 Turbo-Iterationen den MF-IFC verwendet, erzielt der SF-IFC einen Gewinn von über 0.5 dB.

Die Leistungsfähigkeit des SF-IFC Turbo Entzerrers lässt sich durch einen hybriden Ansatz, bei dem während der ersten 3 Turbo-Iterationen der LE-IFC mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten verwendet wird, und bei den nachfolgenden 11 Turbo-Iterationen der SF-IFC Entzerrer benutzt wird, verbessern. Dieser hybride SF-IFC Turbo Entzerrer zeigt quasi die gleiche Leistungsfähigkeit wie der AD-IFC, und die Leistungsfähigkeit des extrem aufwendigen TV-IFCs wird lediglich um ca. 0.6 dB verfehlt.

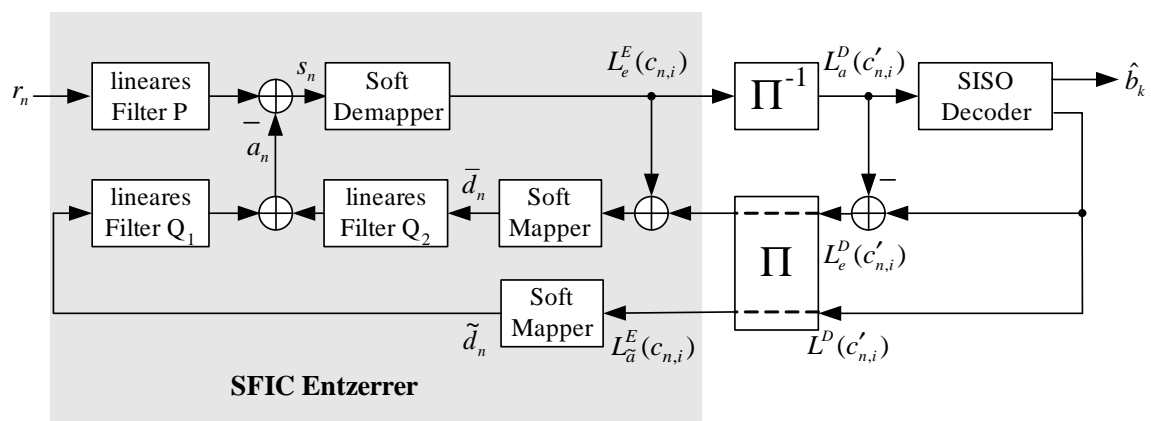


Abbildung 5.13: Einbettung SF-IFC SISO Entzerrer im Turbo-Empfänger

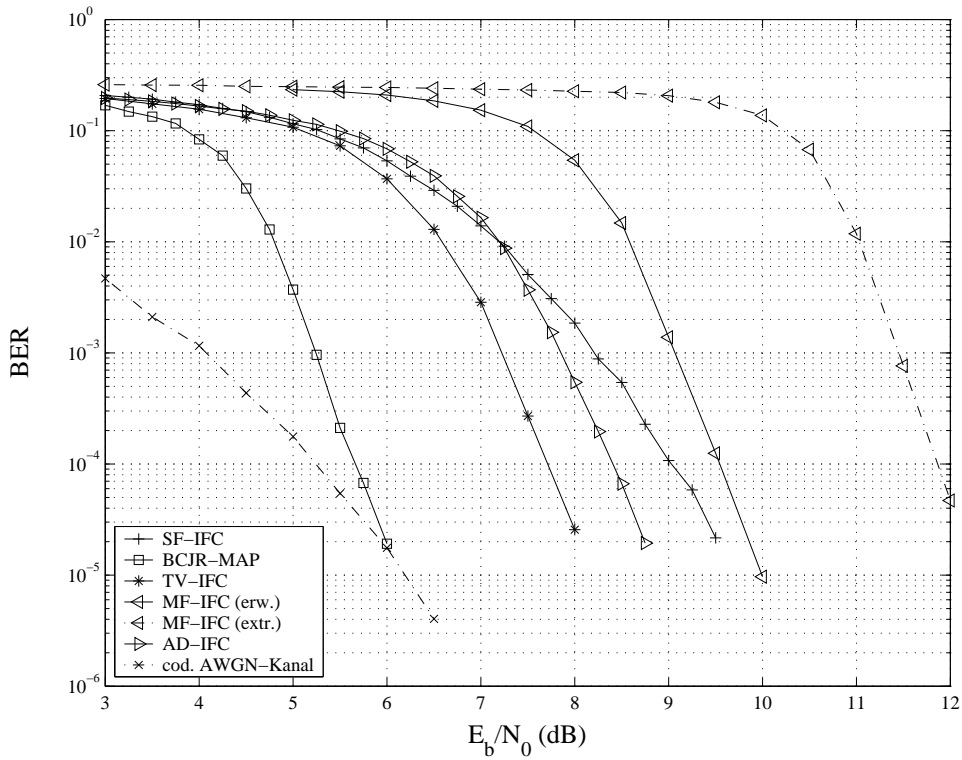


Abbildung 5.14: SFIC Turbo-Entzerrer, Proakis C Kanal, 3 Turbo-Iterationen

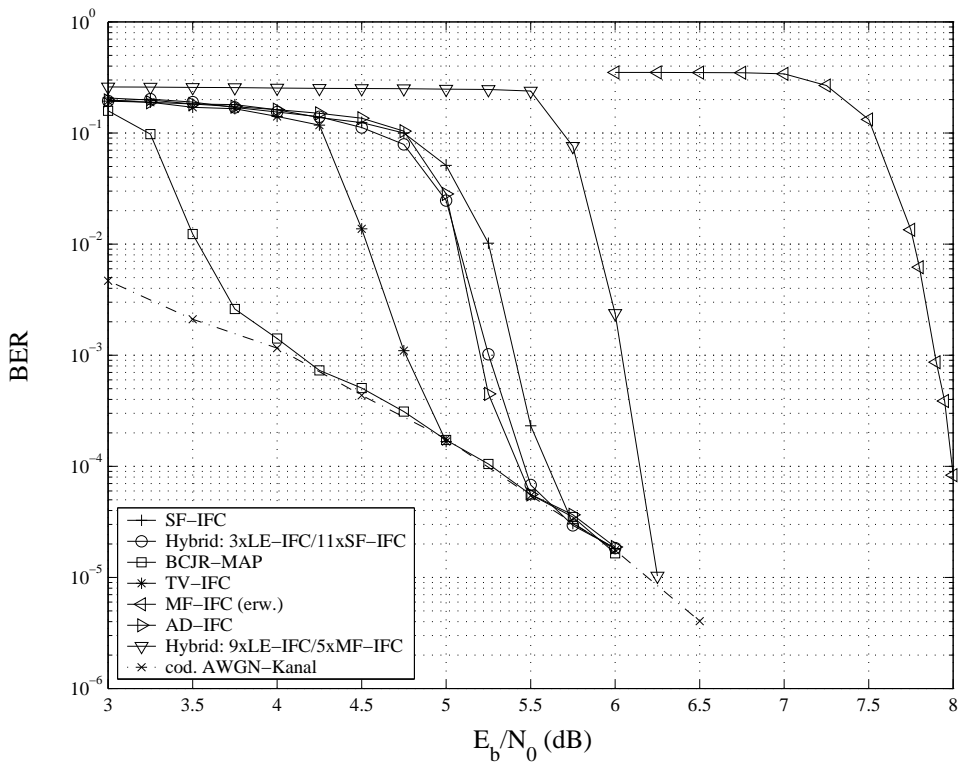


Abbildung 5.15: SFIC Turbo-Entzerrer, Proakis C Kanal, 14 Turbo-Iterationen

Iter.	SF-IFC	SF-IFC Hyb.	BCJR-MAP	TV-IFC	AD-IFC	Hyb. LE/MF-IFC
3	7.8dB	-	5.25dB	7.2dB	7.8dB	-
14	5.4dB	5.25dB	4.1dB	4.75dB	5.2dB	6.0dB

Tabelle 5.1: Erforderlicher Störabstand E_b/N_0 (dB) für $\text{BER} < 10^{-3}$ bei verschiedenen Turbo-Entzerrern, Proakis C Kanal, BPSK

Zum abschliessenden Vergleich sind in Tabelle 5.1 für die in diesem Abschnitt untersuchten SISO Entzerrer die jeweils nötigen Störabstände zur Erzielung einer Bitfehlerrate von $\text{BER} = 10^{-3}$ nach 3 bzw. 14 Turbo-Iterationen beim Proakis C Kanal dargestellt.

5.4.1.2 Minimalphasiger Kanal

Abbildung 5.16 zeigt die aus Simulationen ermittelten Bitfehlerraten des SF-IFC SISO Entzerrers im Vergleich zu verschiedenen im Kapitel 4 vorgestellten linearen SISO Entzerrern und dem MF-IFC SISO Entzerrer aus Abschnitt 5.3, welcher die komplette Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information verwendet (gekennzeichnet als MF-IFC (erw.)), nach 3 Turbo-Iterationen in Umgebung des minimalphasigen Kanals.

Der SF-IFC SISO Entzerrer zeigt hierbei die gleiche Leistungsfähigkeit wie der sehr aufwendige TV-IFC SISO Entzerrer, welcher für jedes zu entzerrende Symbol eine Matrixinversion ausführt. Des Weiteren erzielt der SF-IFC SISO Entzerrer sogar einen Gewinn von bis zu 0.7 dB gegenüber dem aufwendigeren AD-IFC SISO Entzerrer. Gegenüber dem mathematisch optimalen BCJR-MAP Entzerrer verliert der SF-IFC SISO Entzerrer lediglich 0.4 dB.

Abbildung 5.17 zeigt die Bitfehlerraten nach 14 Turbo-Iterationen. Auch nach 14 Turbo-Iterationen zeigt der SF-IFC SISO Entzerrer die gleiche Leistungsfähigkeit wie der TV-IFC. Der SF-IFC SISO Entzerrer erreicht bereits ab einem Störabstand von $E_b/N_0 = 3.5$ dB die Bitfehlerrate einer Übertragung über einen codierten AWGN-Kanal ohne ISI. Der AD-IFC SISO Entzerrer zeigt auch nach 14 Turbo-Iterationen eine Leistungseinbuße von bis zu 0.35 dB gegenüber dem SF-IFC SISO Entzerrer; so erreicht der AD-IFC SISO Entzerrer erst ab einem Störabstand von $E_b/N_0 = 4.0$ dB die Bitfehlerrate einer Übertragung über einen codierten AWGN-Kanal ohne ISI.

Die Verwendung eines hybriden SF-IFC SISO Entzerrers, welcher während der ersten 3 Turbo-Iterationen den LE-IFC verwendet, zeigt keine weitere Verbesserung gegenüber dem über alle 14 Turbo-Iterationen eingesetzten SF-IFC SISO Entzerrer. Der minimalphasige Kanal kann bereits während der ersten Turbo-Iterationen von dem SF-IFC SISO Entzerrer gut entzerrt werden, wie in Abbildung 5.16 dargestellt, so dass die Verwendung des LE-IFC für die ersten Iterationen keinen Vorteil bringt - im Gegensatz zum stärkere Intersymbol-Interferenzen verursachenden Proakis C Kanal.

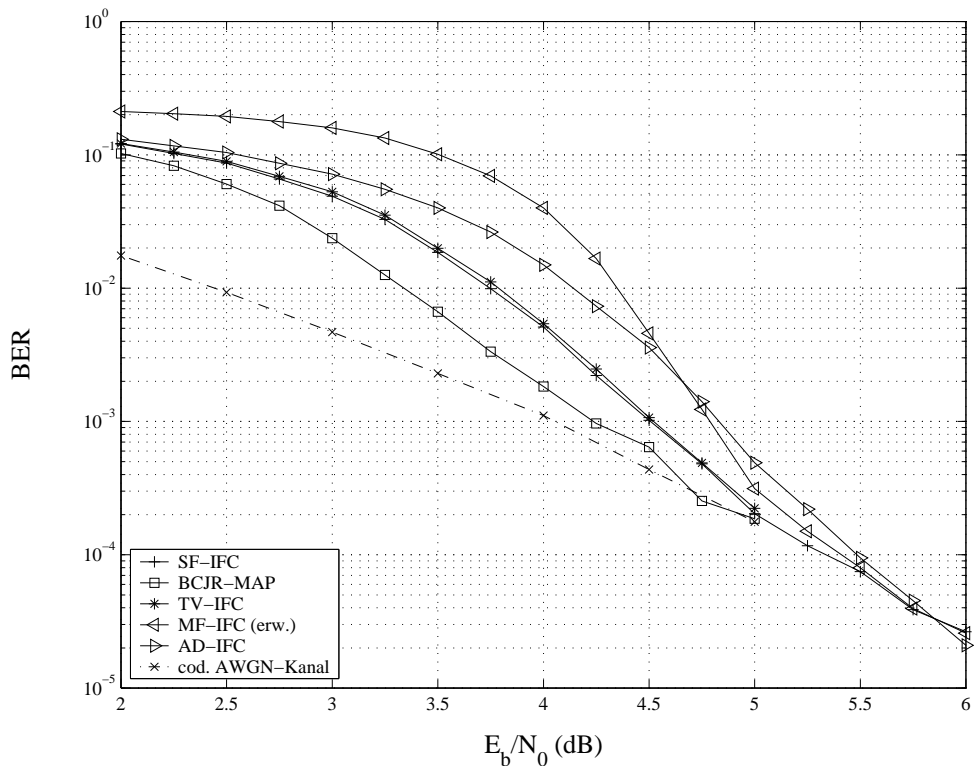


Abbildung 5.16: SFIC Turbo-Entzerrer, Minimalphasiger Kanal, 3 Turbo-Iterationen

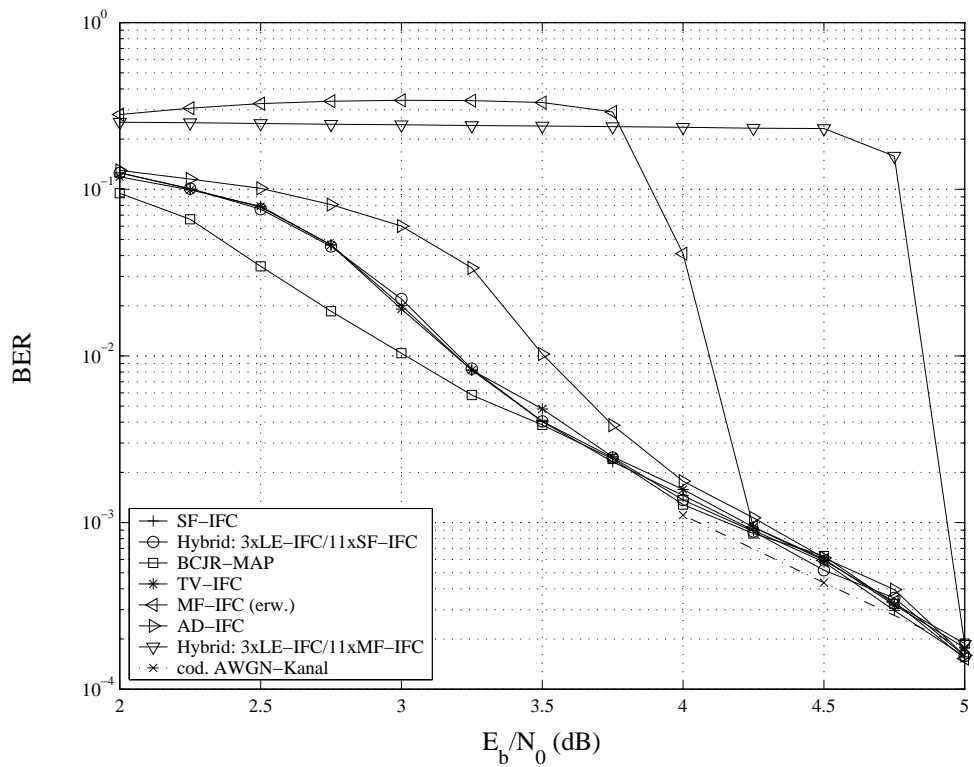


Abbildung 5.17: SFIC Turbo-Entzerrer, Minimalphasiger Kanal, 14 Turbo-Iterationen

Iter.	SF-IFC	SF-IFC Hyb.	BCJR-MAP	TV-IFC	AD-IFC	Hyb. LE/MF-IFC
3	4.2dB	-	4.2dB	4.5dB	4.8dB	-
14	4.2dB	4.2dB	4.1dB	4.2dB	4.3dB	5.0dB

Tabelle 5.2: Erforderlicher Störabstand E_b/N_0 (dB) für $\text{BER} < 10^{-3}$ bei verschiedenen Turbo-Entzerrern, minimalphasiger Kanal, BPSK

Die in Abschnitt 4.4.2 verwendete hybride Lösung mittels LE-IFC SISO Entzerrung während der ersten 3 Turbo Iterationen und dem MF-IFC SISO Entzerrer während der nachfolgenden 11 Turbo-Iterationen zeigt eine bedeutend schlechtere Konvergenz als der SF-IFC SISO Entzerrer. So wird die Bitfehlerrate des codierten AWGN-Kanals ohne ISI erst ab einem Störabstand von ca. $E_b/N_0 = 5.0$ dB erzielt.

Zum abschliessenden Vergleich sind in Tabelle 5.2 für die in diesem Abschnitt untersuchten SISO Entzerrer die jeweils nötigen Störabstände zur Erzielung einer Bitfehlerrate von $\text{BER} = 10^{-3}$ nach 3 bzw. 14 Turbo-Iterationen beim minimalphasigen Kanal dargestellt.

5.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden zunächst die informationstheoretischen Eigenschaften bzw. Voraussetzungen der A-Priori Information sowohl für SISO Entzerrer der Klasse der zustandsbasierten SISO Detektoren aus Kapitel 3 als auch für die linearen MMSE SISO Entzerrer aus Kapitel 4 bei deren Verwendung im Turbo-Empfänger analysiert. Hierbei konnte festgestellt werden, dass diese linearen MMSE SISO Entzerrer, wenn ausschließlich die extrinsische Information des Kanaldecoders als A-Priori Information für die Entzerrung gemäß dem klassischen Turbo-Prinzip verwendet wird, sowohl für die Filterkoeffizientenberechnung als auch für die Schätzung der ISI nur die extrinsische Information aus der Kanaldecodierung verwenden, allerdings keine Information aus der direkten Übertragung über den ISI-Kanal berücksichtigen, während die zustandsbasierten SISO Detektoren Information aus der direkten Übertragung über den ISI-Kanal automatisch durch die Zweigmetriken mit berücksichtigen.

Infolgedessen wurde vorgeschlagen, für diese linearen MMSE SISO Entzerrer die vollständige A-Posteriori Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information für die SISO Entzerrung zu verwenden.

Diese erweiterte A-Priori Information kann jedoch, im Gegensatz zur durch den Interleaver permutierten extrinsischen Information des Kanaldecoders, eine zeitliche Korrelation aufweisen, so dass bei der Filterkoeffizientenberechnung diese zeitliche Korrelation der A-Priori Information mit zu berücksichtigen ist. In Abschnitt 5.3.1 wurde daher ein Ansatz zur Berechnung der Filterkoeffizienten unter der Annahme zeitlich korrelierter A-Priori

Information hergeleitet. Hierbei zeigt sich jedoch, dass die Berechnungskomplexität im Vergleich zur zeitlich nicht korrelierten A-Priori Information extrem stark ansteigt, so dass sogar die Komplexität eines MAP-Detektors überschritten wird. Da der Fokus dieser Arbeit auf einer kostengünstigen Implementierung eines Turbo-Entzerrers liegt, wurde daher die exakte Berechnung der Filterkoeffizienten des linearen MMSE SISO Entzerrers bei zeitlich korrelierter A-Priori Information nicht weiterverfolgt.

Zur Komplexitätsreduktion bezüglich der Filterkoeffizientenberechnung wurde daher angenommen, dass die erweiterte A-Priori Information zeitlich nicht korreliert ist, und es wurde untersucht, welche Bitfehlerratenleistungsfähigkeiten die verschiedenen linearen MMSE SISO Entzerrer aus Kapitel 4 bei Verwendung der erweiterten A-Priori Information zeigen. Hierbei konnte festgestellt werden, dass insbesondere der MF-IFC SISO Entzerrer durch die Verwendung der erweiterten A-Priori Information im Vergleich zur ausschließlichen Verwendung der extrinsischen Information des Kanaldecoders als A-Priori Information eine bedeutend bessere Leistungsfähigkeit bei den verschiedenen Simulationsszenarien aufweist.

Basierend auf dieser Beobachtung wurde mit dem SF-IFC SISO Entzerrer ein neuer MMSE SISO Entzerrer hergeleitet, welcher durch einen zusätzlichen Rückkoppelzweig die gerade berechnete neue Kanalinformation aus der Entzerrung direkt für eine Aktualisierung der erweiterten A-Priori Information verwendet. Dieser neue SF-IFC SISO Entzerrer zeigte bei den verschiedenen Simulationszenarien bei der Verwendung als Turbo-Entzerrer eine sehr gute Leistungsfähigkeit bezüglich der erzielten Bitfehlerraten, wobei die Implementierungskosten des SF-IFC SISO Entzerrers sehr günstig sind, da keine Matrixinversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten nötig ist.

So zeigt der SF-IFC gegenüber dem MF-IFC SISO Entzerrer, welche ebenfalls keine Matrixinversion zur Filterkoeffizientenberechnung benötigt, eine deutlich verbesserte Leistungsfähigkeit bezüglich der Bitfehlerraten. Die Bitfehlerraten des SF-IFC SISO Entzerrers liegen bei der Verwendung als Turbo-Entzerrer sogar auf dem Niveau des deutlich komplexeren AD-IFC SISO Entzerrers, welcher pro zu entzerrenden Block eine Matrixinversion benötigt.

Kapitel 6

Iterative Entzerrung und Kanalschätzung im EDGE-System

6.1 Der EDGE-Standard

Seit Einführung des GSM-Standards spezifizierte das europäische Normierungsinstitut *European Telecommunication Standards Institute* (ETSI) mehrere Entwicklungsstufen zur Datenübertragung, die höhere Übertragungsgeschwindigkeiten erlauben und auch paketorientierte Übertragung der Nutzdaten zulassen.

In Abschnitt 6.1.1 wird kurz der *General Packet Radio Service* (GPRS) [3G99] erläutert, der noch auf dem klassischen GSM-System basiert. Dieser paketorientierte Dienst stellt die höchste Evolutionsstufe zur Datenübertragung im GSM-System dar, wird allerdings bezüglich der Datenrate durch die GMSK Modulation beschränkt.

Das EDGE-System stellt daher neben der GMSK Modulation auch noch eine 8-PSK Modulation zur Verfügung, die statt einem Bit drei Bits pro Sendesymbol überträgt, und daher höhere Datenraten erzielen kann [3G02c]. Im EDGE-System wurde damit GPRS zum *Enhanced General Packet Radio Service* (EGPRS) weiterentwickelt, das neun verschiedene Codierungsschemata für die paketorientierte Datenübertragung zur Verfügung stellt und bis nahezu dreifach so hohe Datenraten wie GPRS erzielen kann [3G02a],[3G02b]. Dieser EGPRS Dienst wird in Abschnitt 6.1.2 genauer erläutert, wobei insbesondere auf die 8-PSK basierten Codierungsschemata MCS-5 bis MCS-9 eingegangen wird.

Darauffolgend wird in Abschnitt 6.1.3 das im EDGE-System neu verwendete $3/8\pi$ -Offset 8-PSK Modulationsverfahren beschrieben; zusätzlich wird kurz auf die beiden im GSM- und EDGE-System eingesetzten Zeit- und Frequenzmultiplexverfahren eingegangen.

Abschließend erfolgt in Abschnitt 6.1.4 eine Beschreibung des in dieser Arbeit verwendeten Tiefpaß-Kanalmodells, welches das Sendefilter, den Fading-Mobilfunkkanal und das Empfangsfilter beinhaltet.

	1 ZS	2 ZS	3 ZS	4 ZS	5 ZS	6 ZS	7 ZS	8 ZS
CS-1	9.05	18.1	27.15	36.2	45.25	54.3	63.35	72.4
CS-2	13.4	26.8	40.2	53.6	67.0	80.4	93.8	107.2
CS-3	15.6	31.2	46.8	62.4	78.0	93.6	109.2	124.8
CS-4	21.4	42.8	64.2	85.6	107.0	128.4	149.8	171.2

Tabelle 6.1: Übertragungsraten in kbit/s bei GPRS

6.1.1 Paketorientierte Datenübertragung im GSM-System: GPRS

Das klassische GSM-System [3G00a] verwendet für die Übertragung eine GMSK Modulation, d.h. es wird pro Sendesymbol ein Bit übertragen. Basierend auf dieser GMSK-Modulation stehen für die paketorientierte Datenübertragung mittels GPRS vier verschiedene Codierungsschemata (CS1-CS4) zur Verfügung, welche unterschiedliche Nettodatenraten zwischen 9.05 und 21.4 kbit/s pro Zeitschlitz bereitstellen. Hierzu wird im Sender ein Faltungscodiercode der Rate $R = 1/2$ eingesetzt, wobei die unterschiedlichen Nettodatenraten durch Punktierung erreicht werden. Das Kodierschema CS-1 stellt dabei den größten Fehlerschutz zur Verfügung, während bei CS-4 nur ein Bit zur Fehlererkennung hinzugefügt wird, und damit im Empfänger keine Fehlerkorrektur vorgenommen werden kann.

Das GSM-System verwendet zur Übertragung ein *Time-Division-Multiple-Access* (TDMA) Verfahren, dabei wird jedes Frequenzband durch Zeitmultiplex in acht Einzelkanäle zerlegt, die als Zeitschlitz (ZS) benannt werden. In Abschnitt 6.1.3 wird darauf genauer eingegangen. Das GPRS-Verfahren kann diese Einzelkanäle bündeln, und damit theoretisch - unter Verwendung von allen acht Zeitschlitz und Codierungsschema CS-4 - eine Nettodatenrate von 171.2 kbit/s erreichen. In Tabelle 6.1 sind die jeweiligen Nettodatenraten in Abhängigkeit der verschiedenen Codierungsschemata und der Anzahl der Zeitschlitz aufgetragen.

In den meisten Anwendungsfällen stehen die Codierungsschemata CS-3 und CS-4 allerdings nicht zur Verfügung, da aufgrund des geringen Fehlerschutzes eine sehr gute Funkverbindung vorliegen muss.

6.1.2 Paketorientierte Datenübertragung im EDGE-System: EGPRS

EGPRS führt zusätzlich zu der aus der GSM-Technik bekannten GMSK Modulation die $3/8\pi$ -Offset-8-PSK Modulation ein [3G02c], auf die in Abschnitt 6.1.3 genauer eingegangen wird. Damit steht jedes Sendesymbol für eine Folge von drei Bits, theoretisch wäre hiermit eine Verdreifachung der Durchsatzrate im Vergleich zur GMSK Modulation zu erzielen.

Für die paketorientierte Datenübertragung stellt das EDGE-System mit EGPRS neun ver-

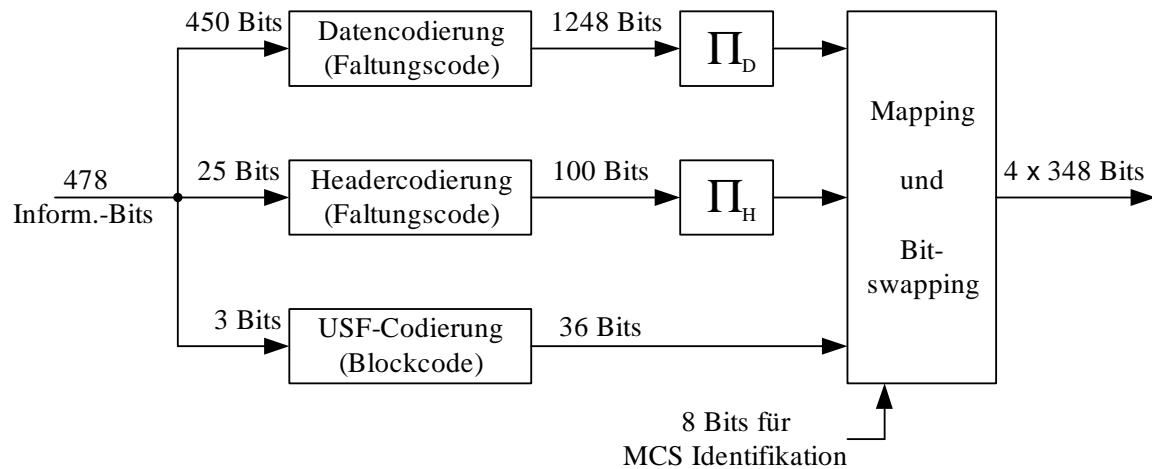


Abbildung 6.1: Senderseitige Codierung im Downlink bei MCS-5

schiedene Codierungsschemata, die sogenannten *Modulation and Coding Schemes* (MCS), zur Verfügung [3G02a]. Die ersten vier Codierungsschemata MCS-1 bis MCS-4 verwenden weiterhin die aus dem GSM-System bekannte GMSK Modulation, allerdings werden die Datenbits mit einem Faltungscodierungsschema der Rate $R = 1/3$ codiert und anschließend durch Punktierung auf die jeweilige Nettodatenrate gebracht. Maximal wird somit bei diesen GMSK-basierten Codierungsschemata eine Datenrate von 17.6 kbit/s pro Zeitschlitz erreicht.

Die weiteren Codierungsschemata MCS-5 bis MCS-9 verwenden die 8-PSK Modulation, so dass höhere Datenraten erzielt werden können. Auf diese Codierungsschemata wird im Folgenden genauer eingegangen. Abbildung 6.1 zeigt exemplarisch für diese Codierungsschemata die senderseitige Codierung der Informationsbits im Downlinkbetrieb bei MCS-5. Der Informationsbitblock besteht bei MCS-5 - MCS-9 im Downlink aus *Daten-*, *Header-* und *USF*¹-Bits, während im Uplink keine USF-Bits existieren. Die Daten- und Headerbits werden zusammen mit den zugehörigen Paritybits mit einem terminierten Faltungscodierungsschema der Rate $R = 1/3$ und dem Generatorpolynom

$$\mathbf{G} = [133, 171, 145]_{oct} \quad (6.1)$$

codiert, wobei die codierten Datenbits je nach Codierschema durch verschiedene Punktiervorschriften auf die endgültige Datencodierate gebracht werden. Bei MCS-5 und MCS-6 erfolgt keine Punktierung der codierten Headerbits, während bei MCS-7 bis MCS-9 eine schwache Punktierung vorgenommen wird. Die USF-Bits hingegen werden mit einem systematischen Blockcode codiert. Tabelle 6.2 listet die verschiedenen Blocklängen der Informations-, Daten- und Headerbits bei den jeweiligen Codierschemata auf, zusätzlich ist die Nettodatenrate in kbit/s pro Zeitschlitz angegeben.

¹Uplink Status Flag (USF)

Codierungs- schema	Block- länge	USF- Bits	Header- Bits	Daten- Bits	Header- coderate	Daten- coderate	Nettobitrate in kbits/s
MCS-5	478	3	25	450	1/3	0.37	22.4
MCS-6	622	3	25	594	1/3	0.49	29.6
MCS-7	940	3	37	900	0.36	0.76	44.8
MCS-8	1132	3	37	1092	0.36	0.92	54.4
MCS-9	1228	3	37	1188	0.36	1	59.2

Tabelle 6.2: Codierungsschemata im Downlink bei EGPRS bei 8-PSK Modulation

Anschließend werden die codierten Daten- und Headerbits getrennt durch einen Blockinterleaver permutiert und zusammen mit den codierten USF-Bits und einer aus acht Bits bestehenden MCS-Identifikationssequenz, durch *Mapping* und *Bitswapping* auf vier Unterblöcke mit jeweils 348 Bits abgebildet. Durch das Bitswapping werden Bits innerhalb dieser vier Unterblöcke vertauscht, so dass ein höherer Schutz der Headerbits gewährleistet werden soll. Diese vier Unterblöcke werden nachfolgend auf vier Sendebursts abgebildet, auf diesen Vorgang wird im folgenden Abschnitt eingegangen.

Die Paketübertragung mit EGPRS stellt damit theoretisch bei Kanalbündelung aller acht Zeitschlitze und Verwendung von MCS-9 eine maximale Datenrate von 473.6 kbit/s zur Verfügung und erzielt somit wesentlich höhere Datenraten als das auf dem GSM-System basierende GPRS.

6.1.3 Burstbildung und Modulation bei EGPRS

Wie im Abschnitt zuvor beschrieben, bilden bei EGPRS die fünf verschiedenen Codierungsschemata MCS-5 bis MCS-9 einen Informationsbitblock auf vier Unterblöcke mit jeweils 348 Bits ab. Diese vier Unterblöcke werden, wie in Abbildung 6.2 dargestellt, bei der Burstbildung mit zusätzlichen Bits versehen und ergeben damit vier neue Unterblöcke mit jeweils 469 Bits. Auf die Funktion dieser Bits wird im Folgenden genauer eingegangen.

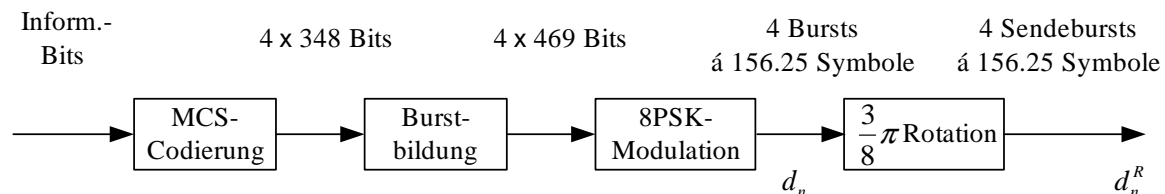


Abbildung 6.2: Burstbildung und rotierte 8-PSK Modulation bei MCS-5 bis MCS-9

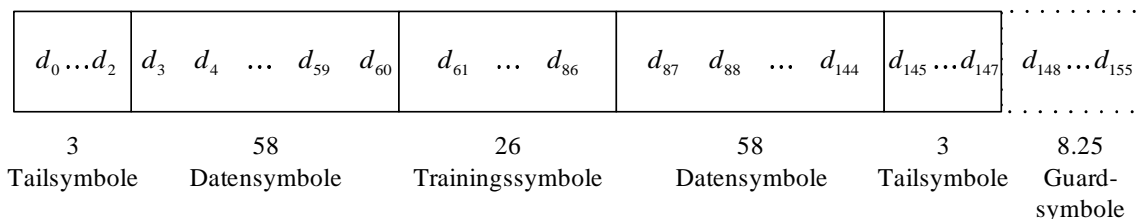


Abbildung 6.3: Aufbau eines EDGE-Sendebursts

Diese vier Unterblöcke werden nun durch die $3/8\pi$ -Offset-8-PSK Modulation auf 4 Sendebursts mit jeweils 156.25 Symbolen gemappt. Der Aufbau eines solchen Sendebursts, auch Normalburst genannt, ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Die jeweils 348 Bits aus der MCS-Codierung sind auf dem rechten und linken Halbburst mit jeweils 58 Datensymbolen abgebildet worden. Zwischen diesen beiden Halbbursts befindet sich die sogenannte Midamble, die aus 26 Trainingssymbolen besteht. Diese Midamble wird im Empfänger zur Kanalschätzung verwendet, die im Rahmen dieser Arbeit in Abschnitt 6.3 gesondert behandelt wird. Des Weiteren umgeben jeweils drei Tailsymbole den Block aus Daten- und Trainingssymbolen. Beendet wird der Sendeburst mit einem Guardintervall, das eine Länge von 8.25 Symbolen besitzt. Das Guard-Intervall verhindert Intersymbol-Interferenzen zwischen den Bursts. Diese Trainings-, Tail- und Guardsymbole wurden auf der Bitebene durch die in Abbildung 6.2 dargestellte Burstbildung eingefügt.

Die 8-PSK Modulation, die jeweils drei Bits auf ein Sendesymbol d_n abbildet, ist innerhalb Appendix A.1.2 in Bild A.2 dargestellt. Nach der Modulation wird ein Offset von $3/8\pi$ von Symbol zu Symbol eingeführt. Dieser Offset verhindert, dass beim Sprung von einem Sendesymbol zum nächsten Symbol die Signalamplitude den Nullpunkt durchläuft. Somit sinken die Anforderungen an die Linearität der Sende-Endstufen.

Abbildung 6.4 zeigt die senderseitige Rotation von d_n auf d_n^R und die dazugehörige De-

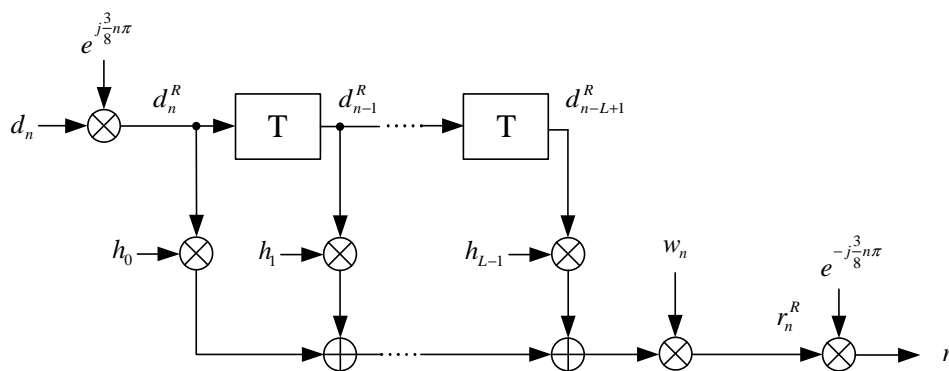
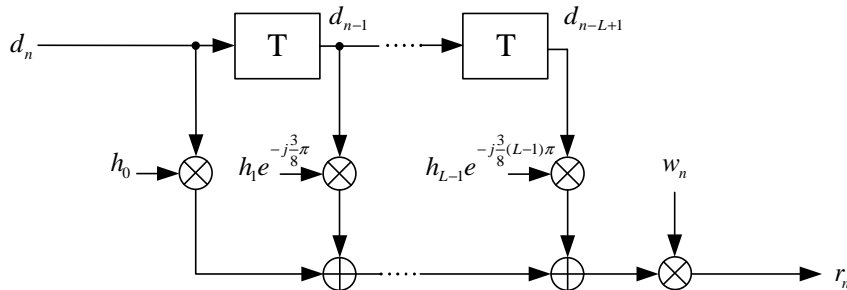


Abbildung 6.4: $3/8\pi$ -Rotation, Übertragung über ISI-Kanal und anschließende Derotation

Abbildung 6.5: Äquivalentes System zur $3/8\pi$ -Rotation

rotation des detektierten Symbols \hat{d}_n^R im Empfänger [MK+01]. Das Kanalgedächtnis des frequenzselektiven Kanals verhindert jedoch, dass durch die direkte Derotation der empfangenen Symbole die ursprüngliche Rotation vollständig rückgängig gemacht werden kann. Verschiebt man diese Derotation im LTI-System in Richtung Sender, ergibt sich das in Abbildung 6.5 gezeigte äquivalente System. Es ist nun zu erkennen, dass die Rotation nicht mehr in der Modulation auftaucht, sondern lediglich eine Rotation der dem Kanalgedächtnis zugeordneten Kanalkoeffizienten vorgenommen wird. Letztendlich ändert sich damit nichts für die Detektionsalgorithmen im Empfänger, es muß lediglich die nach Abbildung 6.5 rotierte Kanalimpulsantwort verwendet werden.

Für die Übertragung der einzelnen Sendebursts verwendet EDGE dieselben Frequenzbänder und die gleichen Multiplexverfahren wie das GSM-System. Das GSM-900-System stellt 124 Frequenzbänder mit jeweils 200 kHz Bandbreite zur Verfügung, wobei der Frequenzbereich zwischen 890 MHz und 915 MHz für den Uplink und der Bereich zwischen 935 MHz und 960 MHz für den Downlink verwendet wird. Bei DCS-1800 existieren 374 Kanäle mit jeweils 200 kHz Bandbreite; hier verwendet der Uplink den Frequenzbereich zwischen 1710 MHz und 1785 MHz, während der Downlink zwischen 1805 MHz und 1880 MHz überträgt. Da niedere Frequenzen weniger stark gedämpft werden bei ihrer Ausbreitung im Raum, werden dem Uplink-Band immer die niedrigeren Frequenzen zugewiesen. Sowohl bei GSM-900 als auch bei DCS-1800 beträgt der Duplexabstand 45 MHz, d.h. empfängt eine Mobilstation Daten auf einem Träger der Frequenz f_T , so verwendet der Sendeträger der Mobilstation die Trägerfrequenz $f_T + 45$ MHz.

Zusätzlich zu diesem *Frequency Division Multiple Access* (FDMA) wird im GSM- und EDGE-System auch ein *Time Division Multiple Access* (TDMA) verwendet, der jedes 200 kHz Frequenzband in jeweils acht zeitliche Einzelkanäle zerlegt, die als Zeitschlitz benannt werden. Abbildung 6.6 zeigt diesen Zeitmultiplex mit jeweils acht Zeitschlitzen, die einen TDMA-Frame ergeben. Damit können acht Teilnehmer gleichzeitig ein 200 kHz Frequenzband belegen. Während eines Zeitschlitzes wird exakt ein Sendeburst übertragen, somit berechnet sich bei der Symboldauer $T_S = 3.69 \mu\text{s}$ die zeitliche Länge eines Zeitschlitz-

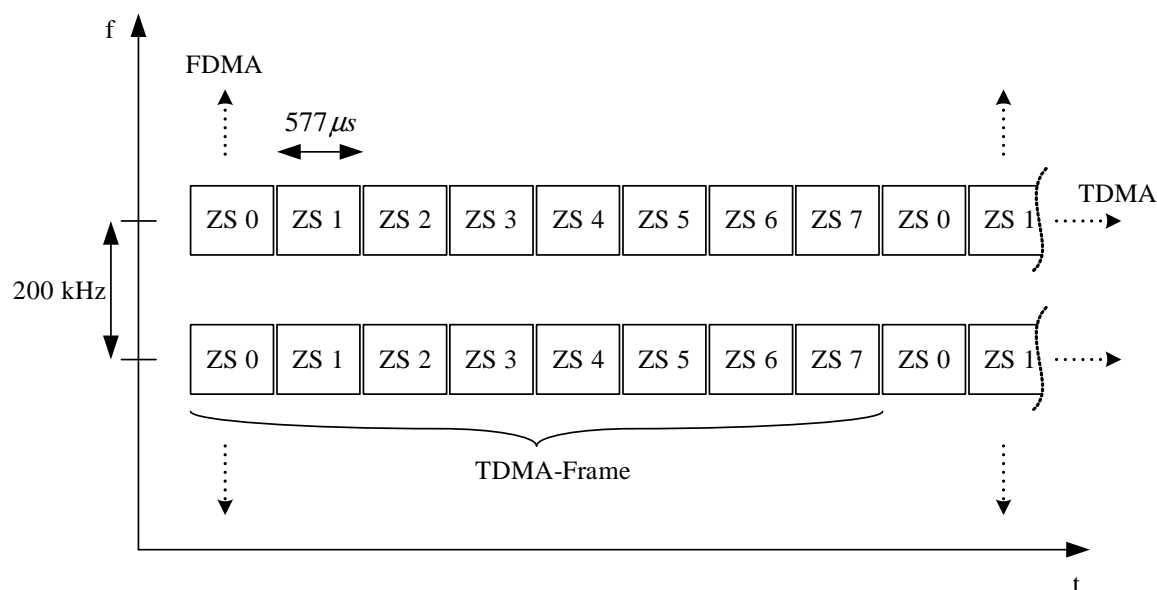


Abbildung 6.6: Zeit- und Frequenzmultiplex im EDGE-System

zes zu $T_Z = 156.25 \cdot T_S \approx 577 \mu s$.

Des Weiteren bieten GSM und EDGE ein optionales Frequenzsprungverfahren (*Frequency Hopping*) an. Dabei wird nach jedem gesendeten Burst auf eine andere Trägerfrequenz umgesprungen, die innerhalb der Funkzelle zur Verfügung steht. Durch das Frequenzsprungverfahren nimmt die Störabhängigkeit von Interferenzen ab. Diese Interferenzstörungen, die zum einen durch Gleich- oder Nebenkanalstörungen durch eng platzierte Funkzellen oder durch mehrwegeausbreitungsbedingtes Fading entstehen können, sind stark frequenzabhängig. Kommt es bei einer Frequenz fast zur Auslöschung oder zu starken Störungen, so kann die Funkversorgung bei einer anderen Frequenz dagegen störungsärmer und damit ausreichend sein. Da bei EGPRS ein Informationsbitblock auf vier Sendebursts aufgeteilt wird, kann in der Regel ein einzelner gestörter Burst durch den Kanaldecoder im Empfänger korrigiert werden. Somit gewährleistet das Frequenzsprungverfahren zusammen mit der Kanaldecodierung eine höhere Übertragungssicherheit.

6.1.4 Kanalmodellierung

Alle praktischen Mobilfunksysteme sind Bandpaßsysteme mit Trägerfrequenzen f_T , die um Größenordnungen über der Signalbandbreite liegen. Zur Vereinfachung wird im Folgenden ohne Beschränkung der Allgemeinheit ausschließlich im äquivalenten Tiefpaßbereich gearbeitet [Lük85]. Dabei geht die Trägerfrequenz f_T nur als Parameter bezüglich der Übertragungseigenschaften in das äquivalente Tiefpaß-Kanalmodell ein.

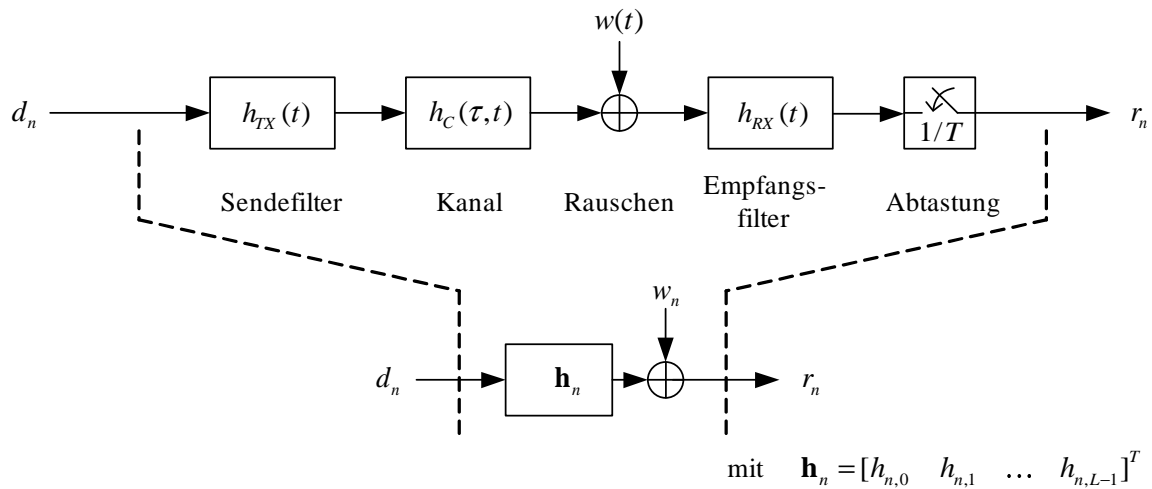


Abbildung 6.7: Äquivalentes Tiefpaß-Kanalmodell

Abbildung 6.7 zeigt das hier verwendete äquivalente Tiefpass-Kanalmodell, das aus der Kaskadierung von Sendefilter, zeitvariantem Kanal, additivem Rauschen, Empfangsfilter und Abtastung besteht. Die zeitvariante Impulsantwort $h_c(\tau, t)$ ist dabei die Antwort des Kanals zum Zeitpunkt t auf einen zum Zeitpunkt $t - \tau$ eingespeisten Diracstoß, hierauf wird in Abschnitt 6.1.4.2 noch genauer eingegangen. Das zeitkontinuierliche Empfangssignal $r(t)$ wird durch den Abtaster mit der Symbolrate $T = 3.692 \mu\text{s}$ abgetastet.

6.1.4.1 Sende- und Empfangsfilter

Das Sendefilter ist durch den EDGE-Standard [3G02c] vorgegeben und stellt einen linearisierten GMSK-Impuls $h_{TX}(t)$ dar, d.h. es handelt sich bei der Impulsantwort $h_{TX}(t)$ um die Hauptkomponente der Laurent-Zerlegung der GMSK-Modulation aus dem GSM-System. Damit sind die Übertragungsspektren von EDGE und GSM annähernd gleich [OF98]. Im Appendix C ist die genaue Berechnungsvorschrift der Impulsantwort angegeben. Die normierte Impulsantwort des Sendefilters ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass schon durch das Sendefilter Intersymbol-Interferenzen verursacht werden, da $h_{TX}(t)$ nicht das erste Nyquist-Kriterium [Nyq28] erfüllt.

Verschiedene Empfangsfilter im EDGE-System wurden von Gerstacker und Schober in [GS02] untersucht. Als günstig hinsichtlich der Implementierungskosten und der Leistungsfähigkeit hat sich dabei ein *Square-Root Raised Cosine* (SRC) Filter [Pro95] mit einem Roll-Off Faktor von $\alpha = 0.3$ herausgestellt. Damit berechnet sich die Impulsantwort des

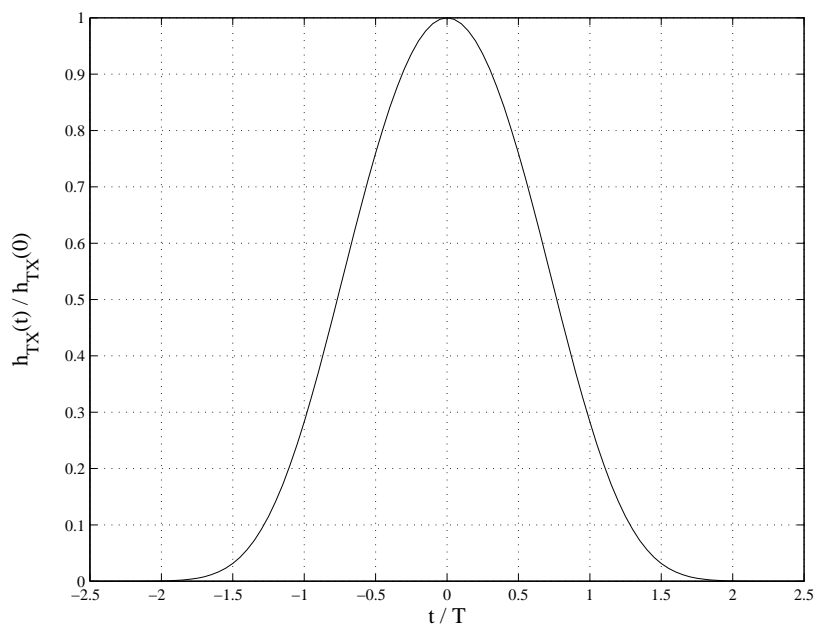


Abbildung 6.8: Normierte Impulsantwort des Sendefilters im EDGE-System

hier verwendeten Empfangsfilters zu:

$$h_{RX}(t) = \frac{4\alpha}{\pi\sqrt{T_s}} \frac{\cos\left(\frac{(1+\alpha)\pi t}{T_s}\right) + \frac{T_s}{4\alpha t} \sin\left(\frac{(1-\alpha)\pi t}{T_s}\right)}{1 - \left(\frac{4\alpha t}{T_s}\right)^2}. \quad (6.2)$$

Das SRC Filter erfüllt das erste Nyquist-Kriterium, somit werden keine zusätzlichen Inter-symbol-Interferenzen erzeugt und das abgetastete Rauschen w_n in Abbildung 6.7 ist nicht korreliert.

6.1.4.2 Mobilfunkkanal

Es ist für Mobilfunksysteme charakteristisch, dass die vom Sender ausgehenden Funkwellen den Empfänger auf mehreren Wegen (Pfad) erreichen, hierbei spricht man von Mehrwegeausbreitung. Jeder dieser Pfade ist durch eine Signallaufzeit und eine Pfaddämpfung charakterisiert. Diese Mehrwegeausbreitung führt dazu, dass der Empfänger mehrere verschiedene und gedämpfte Echos des Sendesignals empfängt. Eine direkte Folge dieser Mehrwegeausbreitung ist die Frequenzselektivität des Mobilfunkkanals.

Des Weiteren muß bei Mobilfunksystemen davon ausgegangen werden, dass sich die Mobilstation oder ein Reflektor bewegt, und sich somit die Pfade ändern, auf denen sich die Funkwellen ausbreiten. Zum einen ändern sich die Längen der Pfade, zum anderen können

sich Einfallswinkel und Ausfallswinkel der Funkwellen an den Antennen ändern und es können Pfade dazukommen oder gänzlich verschwinden. Die daraus resultierende zeitliche Änderung des Funkfeldgewinns wird als Fading bezeichnet.

Der Mobilfunkkanal soll nun deshalb als zeitvariantes, lineares Übertragungssystem im äquivalenten Tiefpaßbereich modelliert werden. Die zeitvariante Impulsantwort $h_c(\tau, t)$ ist dabei die Antwort des Kanals zum Zeitpunkt t auf einen zum Zeitpunkt $t - \tau$ eingespeisten Diracstoß und kann mit dem Modell nach Jakes [Jak94] für den omnidirektionalen Einfall der Funkwellen wie folgt angegeben werden:

$$h(\tau, t) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{p=1}^P e^{j\theta_p} e^{j2\pi f_{d,p} t} \delta(\tau - \tau_p). \quad (6.3)$$

Hierbei kennzeichnet P die Anzahl der diskreten Pfade, wobei θ_p die Nullphase, τ_p die Verzögerung und $f_{d,p}$ die Dopplerfrequenz des Pfades p ist. Zur Berechnung von (6.3) muß daher ein 3P-Tupel aus Werten von θ_p , τ_p und $f_{d,p}$ bestimmt werden, worauf nach einer kurzen stochastischen Betrachtung des Mobilfunkkanals eingegangen wird.

Die Impulsantwort $h(\tau, t)$ kann als Musterfunktion eines bezüglich t im weiten Sinne stationären Prozesses aufgefasst werden. Nimmt man weiterhin an, dass $h(\tau_1, t)$ und $h(\tau_2, t)$ für verschiedene Verzögerungen τ_1 und τ_2 vollständig unkorreliert sind, so folgt für die Autokorrelationsfunktion folgender Zusammenhang:

$$\frac{1}{2} E \{ h^*(\tau_1, t) h(\tau_2, t + \Delta t) \} = \rho_T(\tau_1, \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2). \quad (6.4)$$

Mobilfunkkanäle mit diesen beschriebenen Eigenschaften werden als *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering* (WSSUS) Kanäle bezeichnet. Hierbei wird $\rho_T(\tau_1, \Delta t)$ als Verzögerungs-Zeit-Korrelationsfunktion bezeichnet. Wird die Zeitdifferenz zu Null gesetzt, so erhält man das Verzögerungs-Leistungsdichtespektrum $\rho_T(\tau_1, 0)$. Dieses Verzögerungs-Leistungsdichtespektrum beschreibt die Aufteilung der mittleren Leistung auf verschiedene Verzögerungen τ .

Der für die Berechnung von (6.3) benötigte 3P-Tupel aus Werten von θ_p , τ_p und $f_{d,p}$ kann nun wie folgt bestimmt werden:

- Die Nullphasen θ_p werden durch einen gleichverteilten Zufallsgenerator im Intervall $[0, 2\pi[$ modelliert.
- Die Verzögerungen τ_p sind gemäß einer für das betrachtete Mobilfunkszenario typischen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion, die aus dem Verzögerungs-Leistungsdichtespektrum Werten $\rho_T(\tau, 0)$ durch Normieren folgt, verteilt. Für das EDGE/GSM-System sind diese Verzögerungs-Leistungsdichtespektren in [3G02b] nach den COST207-Profilen [COS89] für verschiedene Ausbreitungsgebiete standardisiert; Abbildung 6.9 zeigt vier typische Verzögerungs-Leistungsdichtespektren nach COST207. Eine Berechnungsvorschrift für die Verzögerungen τ_p in Abhängigkeit von $\rho_T(\tau, 0)$ ist z.B. in [Höh90a] angegeben.

- Die Dopplerfrequenzen $f_{d,p}$ sind ebenfalls gemäß einer für das betrachtete Mobilfunkzenario typischen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion verteilt. Für den Fall, dass sich nur die Mobilstation bewegt und omnidirektionaler Einfall der Funkwellen vorliegt, ist die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p_{f_{d,p}}(f_{d,p})$ nach dem Jakes-Spektrum [Jak94] verteilt:

$$f_{d,p} = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{d,max} \sqrt{1 - \left(\frac{f_{d,p}}{f_{d,max}}\right)^2}} & \text{für } -f_{d,max} \leq f_{d,p} \leq f_{d,max} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (6.5)$$

Dieses Jakes-Spektrum kann leicht erzeugt werden, indem die Dopplerfrequenzen mit

$$f_{d,p} = f_{d,max} \cdot \cos(2\pi \cdot z_p) \quad (6.6)$$

berechnet werden, wobei z_p durch einen gleichverteilten Zufallsgenerator im Intervall $[0, 1[$ ausgewürfelt wird. Die maximale Dopplerfrequenz $f_{d,max}$ berechnet sich in Abhängigkeit der Trägerfrequenz f_T , der Mobilstationsgeschwindigkeit v_M , und der Wellenausbreitungsgeschwindigkeit $c_0 \approx 3 \cdot 10^8$ m/s wie folgt:

$$f_{d,max} = f_T \frac{v_M}{c_0}. \quad (6.7)$$

Betrachtet man die verschiedenen Verzögerungsleistungsdichtespektren in Abbildung 6.9, so ist zu erkennen, dass beim HT-Kanalprofil die Energie der Kanalimpulsantwort des Mobilfunkkanals erst nach ca. 5 Symbolauern ($T_s = 3.96 \mu s$) zu vernachlässigen ist. Zusammen mit den durch das Sendefilter verursachten Intersymbol-Interferenzen ergibt sich hierfür die maximale Länge der im Symboltakt abgetasteten Tiefpaß-Kanalimpulsantwort zu $L = 7$.

Bei sich langsam bewegenden Empfängern bzw. Sendern im GSM/EDGE-System kann die Kanalimpulsantwort über die Länge eines Sendebursts als zeitinvariant angenommen werden [OSW94], d.h. die Kanalimpulsantwort ändert sich innerhalb eines Sendebursts nicht. Wird das Frequenzsprungverfahren eingesetzt, so liegt für den darauffolgenden Sendeburst eine andere Kanalimpulsantwort vor.

6.2 Turbo-Entzerrung im EDGE-Mobilfunksystem

6.2.1 Überblick Entzerrung im GSM/EDGE-System

In diesem Abschnitt wird eine kurze Zusammenfassung über die verschiedenen in der Literatur existierenden Entzerrerkonzepte bei TDMA-Mobilfunkssystemen gegeben. Insbesondere wird hierbei auf die verschiedenen iterativen Entzerrerkonzepte eingegangen.

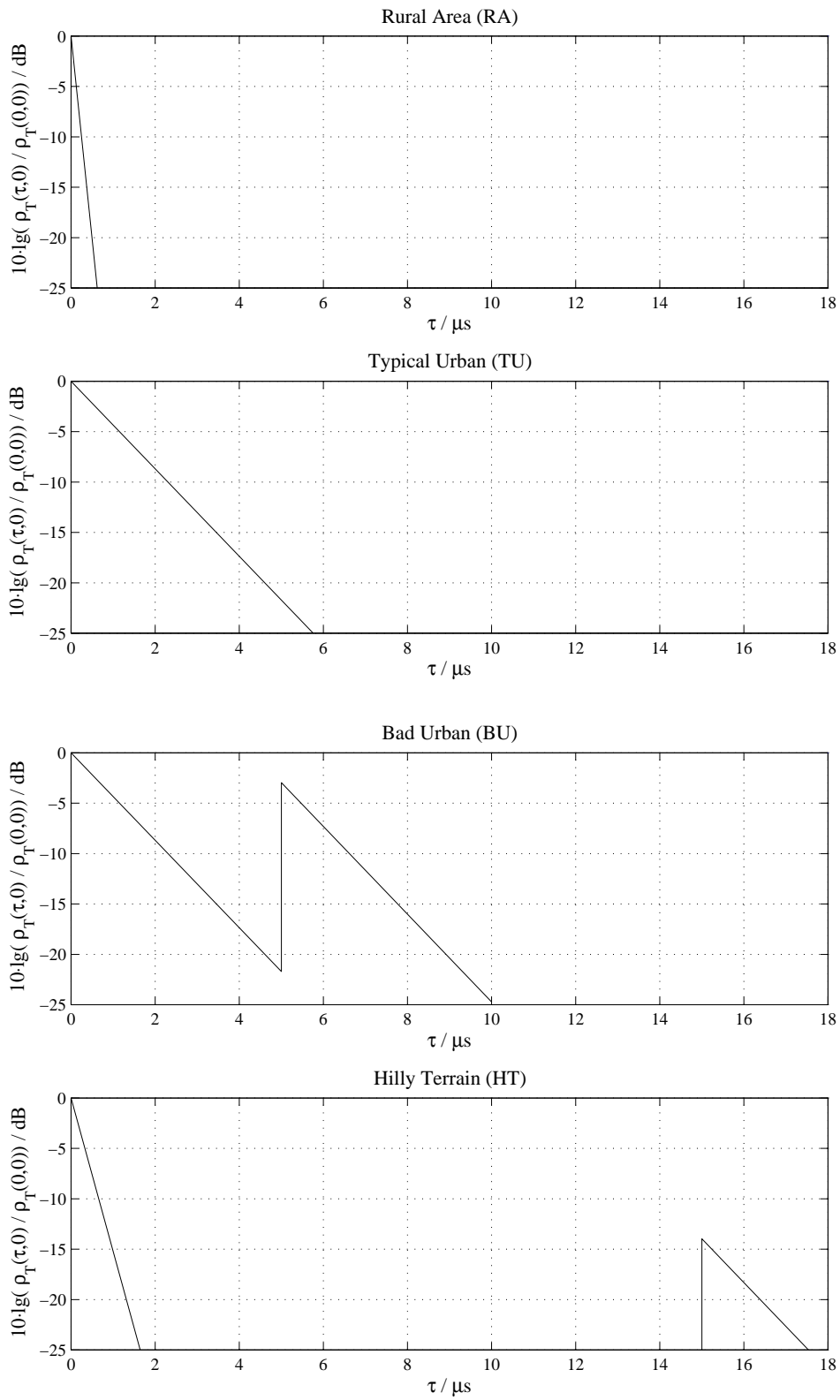


Abbildung 6.9: Verzögerungs-Leistungsdichtespektren für verschiedene Kanalprofile nach COST207

Für das GSM-System wurde das Verfahren der Turbo-Entzerrung zunächst von Bauch und Franz in [BF98a] untersucht. Die SISO-Entzerrung wurde hierbei mit einem MAP-Entzerrer durchgeführt, der für die Detektion $2^4 = 16$ Zustände verwendet. Auch Jordan [Jor00] verwendete verschiedene zustandsbasierte Entzerrer mit bis zu $2^5 = 32$ Zuständen für die iterative Entzerrung im GSM-System. Bei diesen Arbeiten hat sich herausgestellt, dass sich im GSM-System aufgrund der GMSK-Modulation zustandsbasierte MAP-Detektoren sehr gut für die iterative Entzerrung eignen. Dies liegt daran, dass bei der im GSM-System verwendeten GMSK-Modulation das Symbolalphabet aus lediglich zwei Symbolen besteht. Wie in Abschnitt 6.1.4.2 erwähnt, beträgt die Länge der Kanalimpulsantwort des Mobilfunkkanals maximal $L = 7$ (HT-Kanalprofil), somit werden für den zustandsbasierten MAP-Detektor maximal $2^{L-1} = 64$ Zustände benötigt. Dies läßt sich noch recht gut implementieren.

Beim EDGE-System mit der 8-PSK Modulation hingegen wären für den MAP-Detektor im HT-Kanalprofil insgesamt $8^6 = 262144$ Zustände nötig, da hier das Symbolalphabet aus acht verschiedenen Symbolen besteht. Damit eignen sich nicht-komplexitätsreduzierte MAP-Detektoren nicht für den Einsatz im EDGE-System, wenn alle möglichen Kanalprofile nach COST207 [COS89] abgedeckt werden sollen. Franz und Bauch verwendeten in [Fra00], [FB99] einen Max-Log-MAP Entzerrer mit $8^2 = 64$ Zuständen im EDGE-System, allerdings erfolgten die Simulationen nur in Kanalprofilen mit sehr kurzem Kanalgedächtnis wie dem TU- oder RA-Profil, so dass die maximal mögliche Kanalimpulsantwortlänge von $L = 3$ eingehalten wurde.

Im EDGE-System bieten sich daher komplexitätsreduzierte zustandsbasierte Detektoren für die Entzerrung an. Ein ausführlicher Vergleich zwischen nicht-iterativen zustandsreduzierten RSSE und DDFSE Entzerrern im EDGE-System wurde von Gerstacker und Huber in [GS02] vorgenommen. Hierbei wurde gezeigt, dass diese zustandsreduzierten Entzerrer, kombiniert mit einem Vorfilter, das die Kanalimpulsantwort verkürzt und den Kanal in ein minimalphasiges Äquivalent konvertiert, gute Ergebnisse bei fast allen Kanalprofilen nach COST207 erzielen. Beim HT-Kanalprofil jedoch, das nach ca. $15 \mu\text{s}$ ein weiteres Echo hervorruft, zeigen diese zustandsreduzierten Entzerrer keine gute Leistungsfähigkeit, da die im späten Echo enthaltene Signalenergie trotz Vorfilterung nicht zur Detektion verwendet wird.

Die Verwendung des DDFSE Detektors als iterativer Entzerrer im EDGE-System wurde von Berthet [BÜT00] und Pukkila und Nefedov [PO01], [NP+03b] untersucht. Dabei wurde jeweils ein DDFSE Entzerrer mit $2^8 = 64$ Zuständen eingesetzt, der die ersten drei Kanalkoeffizienten zur Detektion verwendet und die aus den nachfolgenden Kanalkoeffizienten verursachten Intersymbol-Interferenzen mit einem DFE auszulöschen versucht. Wie schon zuvor erwähnt, kann mit diesem Entzerrer bei Kanalprofilen mit langem Kanalgedächtnis, wie z.B. dem HT-Kanalprofil, keine optimale Leistungsfähigkeit erzielt werden.

Die Klasse der filterbasierten Entzerrer wurde zunächst von Strauch [SL+99] zur iterativen Entzerrung im EDGE-System eingesetzt, wobei Strauch einen suboptimalen MMSE - *Block Decision Feedback Equalizer* (BDFE) verwendete. Der von Wang und Poor vor-

gestellte lineare MMSE-Detektor mit zeitvarianten Filterkoeffizienten [WP98], [WP99], erläutert in Abschnitt 4.1, wurde als Turbo-Entzerrer in [Kuh02] in einem EDGE-ähnlichen System untersucht. Das dort verwendete Kanalmodell entspricht allerdings nicht dem EDGE-Standard, da das Sendefilter vernachlässigt wird und sich das nur aus drei Kanalkoeffizienten bestehende Kanalmodell nicht an den COST207-Kanalprofilen orientiert. Laot schlägt in [LLL05] die Verwendung des AD-IFCs vor, bei dem die zeitinvarianten Filterkoeffizienten in Abhängigkeit der A-Priori Information für den jeweils zu entzerrenden Sendeburst berechnet werden. Die dazu notwendige Matrixinversion führt Laot mittels einer FFT im Frequenzbereich aus.

In den mittlerweile kommerziell erhältlichen EDGE-Chipsätzen wird gängigerweise ein nicht-iterativer DDFSE-Entzerrer verwendet [KAF04], da dieser eine recht gute Leistungsfähigkeit zeigt und die Implementierungskomplexität zwar hoch, aber beherrschbar ist.

6.2.2 Zustandsreduzierte iterative Entzerrung

In diesem Abschnitt wird zunächst der häufig im EDGE-System zur Entzerrung verwendete DDFSE-Entzerrer erläutert. Für die Berechnung der Soft-Output Information wird der DDFSE-Entzerrer zu einem DDFSE-MAP Entzerrer erweitert. Ein wichtiger Vorteil des DDFSE-Entzerrers, neben den guten Leistungseigenschaften bezüglich der Entzerrung, ist die recht geringe Implementierungskomplexität. Im Folgenden wird mit dem RSSE-MAP Entzerrer ein neuer zustandsreduzierter SISO Entzerrer vorgestellt, mit dem gegenüber dem DDFSE eine weitere Komplexitätsreduktion bei der iterativen Entzerrung erreicht wird.

Abschließend werden diese beiden zustandsreduzierten Entzerrer im EDGE-System bei EGPRS und MCS-5 hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit anhand von Bit- und Blockfehlerraten untersucht.

6.2.2.1 SISO Delayed Decision Feedback Sequence Estimation (DDFSE)

Der DDFSE Entzerrer [DH89] stellt den einfachsten Fall der zustandsreduzierten zustandsbasierten Entzerrer dar. Basis des DDFSE ist der Viterbi-Algorithmus, d.h. es findet keine echte MAP-Schätzung statt, sondern es wird die am wahrscheinlichsten gesendete Sequenz geschätzt. In diesem Abschnitt wird zunächst der klassische DDFSE Entzerrer hergeleitet, anschließend wird der DDFSE-Algorithmus auf eine MAP-Schätzung erweitert.

Die Komplexitätsreduktion wird beim DDFSE Entzerrer durch eine Reduktion der Zustände erzielt. Diese Reduktion der Zustandsanzahl wird herbeigeführt, indem ein Hyper-Zustand S'_n nicht alle $L - 1$, sondern nur die letzten K gesendeten Symbole berücksichtigt:

$$S'_n = (d_{n-1}, d_{n-2}, \dots, d_{n-K}), \quad 0 < K < L - 1. \quad (6.8)$$

Dies entspricht einer Verkleinerung des Kanalgedächtnisses auf die Länge K , somit reduziert sich die Anzahl der Hyper-Zustände in der nun betrachteten Markov-Kette auf

$$Z = A^K. \quad (6.9)$$

Da das verkürzte Kanalgedächtnis kleiner ist als die wirkliche Kanalgedächtnis-Länge, beinhaltet der Hyper-Zustand S'_n keine Informationen über die von den Sendesymbolen $(d_{n-K-1}, \dots, d_{n-L+1})$ verursachten Intersymbol-Interferenzen. Dies ist darin begründet, dass alle originalen Zustände S_n nach Definition (3.8) mit den gleichen Sendesymbolen $(d_{n-1}, d_{n-2}, \dots, d_{n-K})$ im neuen Hyper-Zustand S'_n zusammengefasst werden, wobei aber auch alle verschiedenen Sendesymbolsequenzen $(d_{n-K-1}, \dots, d_{n-L+1})$ im Hyper-Zustand S'_n enthalten sind. Daher enthält S'_n nunmehr keine Information über die von den Kanalkoeffizienten $(h_{K+1}, \dots, h_{L-1})$ verursachten Intersymbol-Interferenzen.

Die Zweigmetrik kann in der Log-Ebene äquivalent zu (3.33) angegeben werden:

$$\tilde{\gamma}_n(S'_n, S'_{n+1}) = \tilde{p}(r_n | S'_n, S'_{n+1}) + \tilde{P}(d_n(S_n, S_{n+1})). \quad (6.10)$$

Die A-Priori Information $\tilde{P}(d_n(S_n, S_{n+1}))$ berechnet sich wie beim Max-Log-MAP Detektor mit (3.32), während die Berechnung der Kanalinformation $\tilde{p}(r_n | S'_n, S'_{n+1})$ beim DDFSE Entzerrer in zwei Bestandteile aufgespalten werden muss und sich beim komplexwertigen 8-PSK EDGE-System wie folgt ergibt:

$$\tilde{p}(r_n | S'_n, S'_{n+1}) = k_1 - \frac{1}{\sigma_w^2} \cdot \left| r_n - \sum_{i=0}^K h_i \cdot d_{n-i} - \sum_{i=K+1}^{L-1} h_i \cdot \hat{d}_{n-i}(S'_n) \right|^2. \quad (6.11)$$

Die Symbole $\{d_{n-i}\}$ können direkt eindeutig aus dem Zustandsübergang (S'_n, S'_{n+1}) entnommen werden, daher werden die dazugehörigen Kanalkoeffizienten in (6.11) im Folgenden MLSE-Kanalkoeffizienten genannt. Die restlichen Symbole $\{\hat{d}_{n-i}(S'_n)\}$ - korrespondierend zu den sogenannten DFE-Kanalkoeffizienten - werden hingegen aus dem am wahrscheinlichsten Pfad im Trellisdiagramm, der in den Zustand S'_n mündet, bestimmt. Dieser Pfad, in der Literatur als Survivor-Pfad bezeichnet, wird wie folgt durch die Vorwärtsrekursion in (3.29) ermittelt:

Hierzu wird der Trellis zum Zeitpunkt $n = 0$ gestartet. Zunächst wird mit Hilfe der Kanalinformation aus (6.11) und eventuell vorhandener A-priori Information die Zweigmetrik $\gamma_n(S'_0, S'_1)$ für jeden möglichen Zustandsübergang (S'_0, S'_1) berechnet. Da beim DDFSE-Algorithmus vorausgesetzt wird, dass die MLSE-Kanalkoeffizienten generell vor den DFE-Koeffizienten liegen, und für $n < 0$ keine Symbole ausgesendet werden ($d_n = 0, \forall n < 0$), kann die Kanalinformation $\tilde{p}'(r_n | S'_0, S'_1)$ direkt berechnet werden. Daraus lässt sich mit der gleichen Berechnungsvorschrift wie beim Max-Log-MAP Algorithmus in (3.29) die Vorwärtsmetrik

$$\tilde{\alpha}_1(S'_1) = \max_{S'_0} \{ \tilde{\alpha}_0(S'_0) + \tilde{\gamma}_0(S'_0, S'_1) \} \quad (6.12)$$

für jeden Zustand S'_1 berechnen. Für jedes dieser S'_1 wird der Survivor-Pfad gespeichert. Damit können durch den Survivor-Pfad zu jedem beliebigen Zustand S'_n die für diesen Pfad geschätzten Sendesymbole $\{\hat{d}_k(S'_n)\}$ mit $k < n$ zugeordnet werden. Diese geschätzten Sendesymbole werden in (6.11) zur Berechnung der Rest-Intersymbol-Interferenzen, die nicht durch den Zustandsübergang (S'_n, S'_{n+1}) bestimmt werden kann, herangezogen. Damit lassen sich abwechselnd die Zweigmetrik $\gamma_n(S'_{n-1}, S'_n)$ und die darauffolgende Vorwärtsmetrik

$\alpha_n(S'_n)$ berechnen, so dass der Trellis vom Startpunkt $n = 0$ bis zum Ende komplett durchlaufen werden kann.

Der DDFSE verhält sich dabei ähnlich wie ein *Decision-Feedback-Equalizer* (DFE) [BP79], da die gerade frisch geschätzten Symbole \hat{d}_k mit $k < n$ direkt zur Berechnung der Zweigmetrik zurückgekoppelt werden. Damit wird der DDFSE-Algorithmus allerdings auch anfällig für Fehlerfortpflanzung, da fehlerhaft entschiedene Symbole zu falschen Zweigmetriken führen, die sich wiederum in inkorrekten Vorwärtsmetriken fortpflanzen. Dadurch kann die Wahl der neuen Survivor-Pfade falsch getroffen werden, und sich die Fehlerfortpflanzung durch den Trellis fortsetzen.

Die Hauptenergie der Kanalkoeffizienten sollte sich für eine möglichst gute Leistungsfähigkeit des DDFSE-Algorithmus in den MLSE-Kanalkoeffizienten (h_0, h_1, \dots, h_K) konzentrieren, da nur diese Koeffizienten zur Detektion des gesendeten Symbole verwendet werden. Im bestmöglichen Fall, d.h. bei korrekter Schätzung der Sendesymbole im DFE-Zweig, werden zwar die durch die DFE-Kanalkoeffizienten verursachten Intersymbol-Interferenzen eliminiert, allerdings wird die über diese Koeffizienten übertragene Sendesymbolenergie nicht zur Detektion verwendet. Deshalb ist für eine gute Leistungsfähigkeit des DDFSEs ein minimalphasiger Kanal nötig, da sich nur hier die Hauptenergie der Kanalkoeffizienten am Anfang der Kanalimpulsantwort konzentriert [GO+00]. Nichtminimalphasige Kanäle müssen daher mittels eines Vorfilters, welches vor dem DDFSE-Detektor platziert wird, in einen minimalphasigen Kanal konvertiert werden. Ein solches Vorfilter wird z.B. in [GO02] beschrieben.

Der originale DDFSE-Algorithmus verzichtet auf die Berechnung der Rückwärtsmetrik $\beta_n(S'_n)$, da sich bei der Rückwärtsrekursion von $\beta_n(S'_n)$ die benötigten Sendesymbole $\{\hat{d}_k(S'_n)\}$ mit $k < n$ nicht aus dem Survivor-Pfad des zu $\beta_n(S'_n)$ vorliegenden Trellisdiagrammes bestimmen lassen. Damit führt der klassische DDFSE-Algorithmus nur eine MLSE-Schätzung der Sendesymbole durch. In [Bau00] wurde jedoch gezeigt, dass bei MLSE-Detektoren, speziell mit Soft-Informationen am Ausgang, signifikante Einbußen der Leistungsfähigkeit gegenüber MAP-Detektoren zu beobachten sind. Eine relativ einfache Möglichkeit, den klassischen DDFSE-Algorithmus zu einem DDFSE-MAP-Detektor zu erweitern, wird in [LZC00] beschrieben. Hierzu wird wie gehabt zunächst die Vorwärtsrekursion durchgeführt, indem abwechselnd die Vorwärtsmetrik $\alpha_n(S'_n)$ und die Zweigmetrik $\gamma_n(S'_{n-1}, S'_n)$ berechnet werden. Für die Berechnung der Rückwärtsmetrik $\beta_n(S'_n)$ werden nun keine neuen Symbole im DFE-Zweig geschätzt - was aus den o.g. Gründen unmöglich ist - sondern es werden die entschiedenen Symbole aus der Vorwärtsrekursion und damit die gleiche Zweigmetrik $\gamma_n(S'_n, S'_{n+1})$ (6.10) verwendet.

Die A-Posteriori Information läßt sich nun wie beim Max-Log-MAP Detektor mit (3.34) berechnen. Dieser DDFSE-MAP Entzerrer wird im Folgenden verwendet.

6.2.2.2 Vorschlag eines zustandsreduzierten SISO MAP-Entzerrers

Der im vorangegangenen Abschnitt beschriebene DDFSE-MAP-Algorithmus zeigt zwei Nachteile auf: Zum einen sollte sich für eine gute Performance die Hauptenergie der Ka-

naltaps in den MLSE-Kanalkoeffizienten bündeln, diese Koeffizienten müssen sich beim DDFSE-Algorithmus jedoch am Anfang der Kanalimpulsantwort befinden. Hierzu wird ein Vorfilter eingesetzt, das den Kanal in das dazugehörige minimalphasige Äquivalent konvertiert. Dennoch kann es trotz dieser Vorfilterung zu Vorläufern in der Kanalimpulsantwort kommen [GO+00], die die Leistungsfähigkeit des DDFSE-Algorithmus beeinträchtigen. Der zweite Nachteil beim DDFSE besteht in der Fehlerfortpflanzung, die durch den DFE-Zweig hervorgerufen werden kann, und damit ebenfalls die Leistungsfähigkeit beeinträchtigt.

Im Folgenden wird auf Basis des DDFSE-Prinzips ein modifizierter zustandsreduzierter SISO MAP-Entzerrer vorgestellt [VH03b], bei dem die MLSE-Kanalkoeffizienten nicht zwangsläufig zu Beginn der Kanalimpulsantwort liegen müssen und die Problematik der Fehlerfortpflanzung vermieden wird. Des Weiteren wird eine Komplexitätsreduktion gegenüber dem DDFSE-Algorithmus erzielt, da keine Survivor-Pfade berechnet und gespeichert werden müssen.

Wie beim DDFSE-Algorithmus wird die Komplexitätsreduktion durch die Verringerung der Zustände in der Markov-Kette erzielt, allerdings müssen die zusammenhängenden K MLSE-Kanalkoeffizienten nicht mehr direkt zu Beginn der Kanalimpulsantwort liegen, sondern der Startpunkt $k \in \{0, \dots, L - K\}$ kann frei ausgewählt werden. Die MLSE-Kanalkoeffizienten, bzw. ab nun MAP-Kanalkoeffizienten genannt, können damit im Vektor

$$\mathbf{h}^M = [\mathbf{0}_{1 \times k} \ h_k \ h_{k+1} \ \dots \ h_{k+K-1} \ \mathbf{0}_{1 \times (L-k-K)}]^T. \quad (6.13)$$

der Länge L wie folgt zusammengefaßt werden, der im Folgenden RSSE-MAP-Vektor genannt wird. Damit ergibt sich die Anzahl der reduzierten Zustände in der Markov-Kette wie beim DDFSE zu

$$Z = A^K. \quad (6.14)$$

Für eine optimale Leistungsfähigkeit des RSSE-MAP Detektors sollte der Startpunkt k so gewählt, dass die Energie der damit ausgewählten MAP-Kanalkoeffizienten maximal wird:

$$k = \arg \max_k \sum_{i=k}^{k+K-1} |h_i|^2 \quad \text{mit } k \in \{0, \dots, L - K\}. \quad (6.15)$$

Damit entfällt die Vorgabe der Minimalphasigkeit, die beim DDFSE-Algorithmus für eine gute Leistungsfähigkeit notwendig ist.

Parallel zum RSSE-MAP-Vektor wird nun der so genannte RSSE-IFC-Vektor

$$\mathbf{h}^I = \mathbf{h} - \mathbf{h}^M \quad (6.16)$$

definiert, der die nicht im RSSE-MAP-Vektor enthaltenen Kanalimpulsantwortkoeffizienten enthält. Diese Koeffizienten werden im Folgenden IFC-Kanalkoeffizienten genannt. Mit diesen neu eingeführten Vektoren kann die Berechnung der Kanalinformation nach (6.11) umgeschrieben werden und für die im EDGE-System verwendete komplexe 8-PSK Modulation wie folgt zusammengefaßt werden:

$$\tilde{p}'(r_n | S'_n, S'_{n+1}) = k_1 - \frac{1}{\sigma_w^2} \cdot \left| r_n - \sum_{i=0}^{L-1} h_i^M \cdot d_{n-i} - \sum_{i=0}^{L-1} h_i^I \cdot \hat{d}_{n-i} \right|^2. \quad (6.17)$$

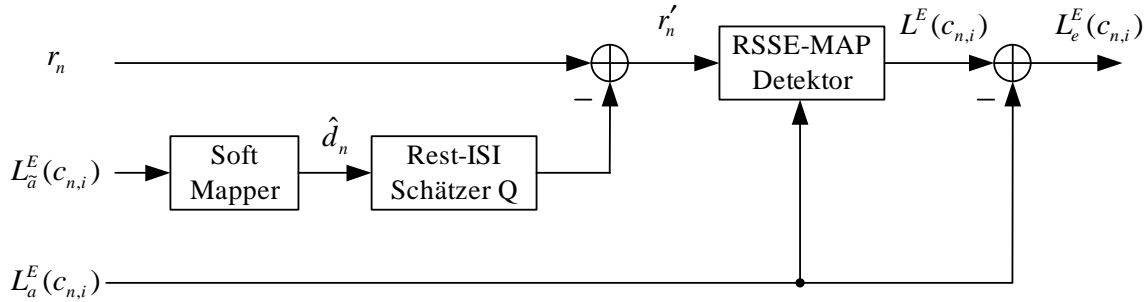


Abbildung 6.10: SISO RSSE-MAP Detektor

Die zum RRSE-MAP Vektor \mathbf{h}^M gehörenden Sendesymbole $\{d_n\}$ können direkt aus dem Zustandsübergang (S'_n, S'_{n+1}) bestimmt werden, während die dem RSSE-IFC-Vektor \mathbf{h}^I zugehörigen Symbole \hat{d}_n anderweitig geschätzt werden müssen.

Im Gegensatz zum DDFSE-Algorithmus soll für diese Schätzung nun die A-Priori Information benutzt werden. Gemäß den Ausführungen aus Kapitel 5 wird für die Schätzung der Sendesymbole die volle zur Verfügung stehende A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ verwendet, die sich aus der extrinsischen Kanaldecoderinformation und der aus der Entzerrung in der vorangegangenen Iterationsstufe gewonnenen Kanalinformation zusammensetzt. Damit wird der Erwartungswert $E\{d_n\}$ der Sendesymbole wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned} \hat{d}_n &= E\{d_n | L_a^E(c_{n,i})\} \quad \text{mit } i = 1, \dots, B \\ &= \sum_{\alpha_j \in \Upsilon} \alpha_j \cdot P(d_n = \alpha_j | L_a^E(c_{n,i})). \end{aligned} \quad (6.18)$$

Diese Berechnung wird mit dem in Abschnitt 4.1.1 erläuterten Soft-Mapper aufgeführt; die Berechnungsvorschrift für das 8-PSK Alphabet im EDGE-System ist im Appendix A.1.2 angegeben.

Damit müssen im Gegensatz zum DDFSE-Algorithmus keine Survivor-Pfade zu den jeweiligen Zuständen im Trellisdiagramm berechnet und zwischengespeichert werden, da die geschätzten Sendesymbole \hat{d}_n nunmehr aus der A-Priori Information berechnet werden. Somit ergibt sich beim RSSE-MAP Detektor eine zusätzliche Komplexitätsreduktion gegenüber dem DDFSE-Algorithmus.

Da diese geschätzten Sendesymbole \hat{d}_n für alle Zustandsübergänge (S'_n, S'_{n+1}) gleich sind, kann die Berechnung der durch die IFC-Kanalkoeffizienten \mathbf{h}^I verursachten Rest-Intersymbol-Interferenzen aus der Formel für die Kanalinformation (6.17) herausgezogen werden und als Vorfilter und ISI Schätzer vor dem eigentlichen MAP-Detektor platziert werden. Diese Vorfilterung ist in Abbildung 6.10 illustriert. Hierbei wird mittels ISI-Schätzer Q, welches ein FIR-Filter darstellt, die durch die IFC-Kanalkoeffizienten erzeugten Rest-Intersymbol-Interferenzen geschätzt und vom Empfangssignal r_n abgezogen. Gespeist wird dieser ISI-Schätzer mit den vom Soft-Signal Mapper berechneten Sendesymbolen \hat{d}_n , so dass

als Eingangssignal am MAP-Detektor nun das vom Rest-ISI korrigierte Empfangssignal

$$r'_n = r_n - \underbrace{\sum_{i=0}^{L-1} h_i^I \cdot \hat{d}_{n-i}}_{\text{Rest-ISI}} \quad (6.19)$$

anliegt. Damit reduziert sich die zu berechnende Kanalinformation der Zweigmetrik $\gamma_n(S'_{n-1}, S'_n)$ zu

$$\tilde{p}(r_n | S'_n, S'_{n+1}) = k_1 - \frac{1}{2\sigma_w^2} \left| r'_n - \sum_{i=0}^{L-1} h_i^M \cdot d_{n-i} \right|^2. \quad (6.20)$$

An dieser Stelle wird noch eine weitere signifikante Komplexitätsreduktion im Vergleich zum originalen DDFSE-Algorithmus ersichtlich. Während beim DDFSE für jeden Zustandsübergang (S'_{n-1}, S'_n) im Trellisdiagramm die durch die Nachläufer verursachten Intersymbol-Interferenzen berechnet und vom Empfangssignal abgezogen werden müssen, siehe (6.11), braucht die Berechnung des Rest-ISI beim SISO-RSSE-IFC nur einmal durchgeführt zu werden. Des Weiteren fällt der kritische Pfad, der beim DDFSE-Algorithmus aus Auswertung des Survivor-Pfades und der anschließenden ISI-Berechnung im DFE-Zweig besteht, weg. Diese DDFSE-Problematik kann gerade bei hochbitratigen Übertragungssystemen, die hohe Taktfrequenzen bedingen, zu Problemen bei der Implementierung führen. In [Har04] wurde deshalb eine optimierte Architektur für hochbitratige DDFSE-Implementierungen wie z.B. 1000BASE-T Gigabit Ethernet [IE+99] präsentiert. Im EDGE-System tritt diese Problematik aufgrund der langen Symboldauer von $T_s = 3.962 \mu s$ allerdings nicht auf.

Die komplette Zweigmetrik in der Log-Ebene setzt sich wie in (6.10) aus der Kanalinformation und der A-Priori Information über die Sendesymbole mit

$$\tilde{\gamma}_n(S'_n, S'_{n+1}) = \tilde{p}(r_n | S'_n, S'_{n+1}) + \tilde{P}(d_n(S'_n, S'_{n+1})) \quad (6.21)$$

zusammen, wobei die A-Priori-Information $\tilde{P}(d_n(S'_n, S'_{n+1}))$ über die Sendesymbole unter Verwendung von (3.20) mit der A-priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ der Sendebits verknüpft ist. Hier darf wiederum, im Gegensatz zur Schätzung der Sendesymbole in (6.18), lediglich die extrinsische Information aus der Kanaldkodierung als A-Priori Information verwendet werden. In Abbildung 6.10 sind deshalb zwei verschiedene Eingänge für die unterschiedlichen A-Priori Informationen $L_a^E(c_{n,i})$ und $L_{\tilde{a}}^E(c_{n,i})$ vermerkt.

Aus den nach (6.21) berechneten Zweigmetriken lassen sich nun mithilfe von (3.29) die Vorwärtsmetriken $\alpha_n(S'_n)$ und Rückwärtsmetriken $\beta_n(S'_n)$ errechnen. Auch die Berechnung der A-Posteriori Information $L^E(c_{n,i})$ des Dekoders erfolgt analog zum herkömmlichen Max-Log-MAP Algorithmus:

$$\begin{aligned} L^E(c_{n,i}) &= \max_{\substack{(S'_{n+k}, S'_{n+k+1}) \\ c_{n,i}(S'_{n+k}, S'_{n+k+1}) = +1}} \left\{ \tilde{\alpha}_n(S'_{n+k}) + \tilde{\gamma}_n(S'_{n+k}, S'_{n+k+1}) + \tilde{\beta}_{n+k+1}(S'_{n+k+1}) \right\} \\ &- \max_{\substack{(S'_{n+k}, S'_{n+k+1}) \\ c_{n,i}(S'_{n+k}, S'_{n+k+1}) = 0}} \left\{ \tilde{\alpha}_n(S'_{n+k}) + \tilde{\gamma}_n(S'_{n+k}, S'_{n+k+1}) + \tilde{\beta}_{n+k+1}(S'_{n+k+1}) \right\} \quad (6.22) \end{aligned}$$

Die extrinsische Information $L_e^E(c_{n,i})$ des SISO RSSE-IFCs berechnet sich schließlich zu

$$L_e^E(c_{n,i}) = L^E(c_{n,i}) - L_a^E(c_{n,i}). \quad (6.23)$$

6.2.3 Vergleich der zustandsreduzierten Turbo-Entzerrer im EDGE-System

In diesem Abschnitt werden die beiden zustandsreduzierten Entzerrer, d.h. der DDFSE-MAP und RSSE-MAP, bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit als Turbo-Entzerrer im EDGE-System untersucht. Bei beiden Entzerrern werden drei Kanalkoeffizienten für die Detektion verwendet, damit existieren 64 Zustände im Trellisdiagramm. Dies entspricht dem Stand der Technik [KAF04] und stellt einen guten Abtausch zwischen Komplexität und Leistungsfähigkeit dar [GS02]. Damit entspricht der DDFSE-MAP EDGE-Turbo-Empfänger nahezu dem DDFSE-SOVE Turbo-Empfänger aus [NP+03b], wobei die MAP-Detektion einen leichten Vorteil gegenüber der SOVE-Detektion bringt [Bau00].

Die verschiedenen Turbo-Empfänger werden exemplarisch im EGPRS-Codierungsschemata MCS-5 anhand von Simulationen bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit, d.h. den Bit- und Blockfehlerraten, untersucht. Die Kanalimpulsantwort wird dabei als bekannt angenommen. Wie in Abschnitt 6.3 gezeigt wird, kann die Kanalimpulsantwort im realen EDGE-System sehr einfach durch die im Sendeburst enthaltene Trainingssequenz geschätzt werden. Damit eignen sich die zustandsbasierten Entzerrer sehr gut für die Entzerrung im EDGE-System, da aus der geschätzten Kanalimpulsantwort und den empfangenen Symbolen direkt die Zweigmetriken berechnet werden können.

Die Turbo-Entzerrung wird dabei im Empfänger nach dem in Abbildung 6.11 dargestellten Schema durchgeführt: Zunächst werden die Empfangssymbole im Vorfilter [GO02] verarbeitet, welches den ISI-Kanal in das minimalphasige Äquivalent umwandelt. Dieses

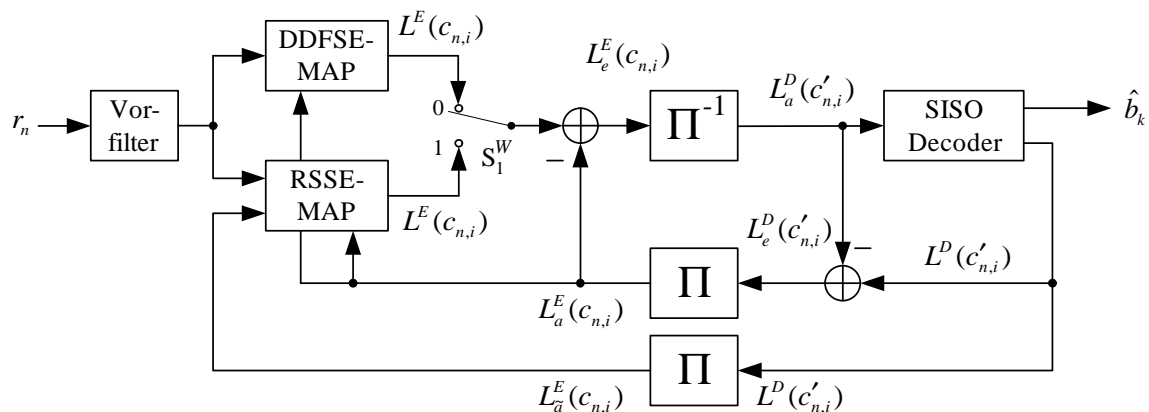


Abbildung 6.11: Zustandsreduzierte Turbo-Entzerrung im EDGE-System

Vorfilter ist für die Leistungsfähigkeit des DDFSE sehr wichtig, da hiermit die Hauptenergie in den Kanalkoeffizienten zu Beginn der Kanalimpulsantwort konzentriert wird. Die Entzerrung erfolgt in der nullten Iterationsstufe generell mit dem DDFSE-MAP Entzerrer aus Abschnitt 6.2.2.1, wobei der Schalter auf $S_1^W = 0$ steht. Da während der nullten Iterationsstufe keine A-Priori Information zur Verfügung steht, würde der RSSE-MAP schlechte Leistungseigenschaften bieten, deshalb erfolgt die initiale Entzerrung immer mit dem DDFSE-MAP Entzerrer. Anschließend wird per Schalterstellung entschieden, ob die folgenden Turbo-Iterationen mit dem DDFSE-MAP oder dem RSSE-MAP Entzerrer durchgeführt werden.

Die SISO-Kanaldecodierung erfolgt für die Daten-, Header- und USF-Bits mit einem BCJR-MAP Decoder. Insgesamt werden drei Turbo-Iterationen simuliert.

Abbildung 6.12 zeigt die Bitfehlerraten der beiden Turbo-Entzerrer im HT-50 Kanalprofil, d.h. bei einer Mobilgeschwindigkeit von $v_M = 50$ km/h. Die erste Turbo-Iteration erzielt bei beiden Entzerrern bei einer Bitfehlerrate von $\text{BER} = 10^{-3}$ einen Gewinn von ca. 1.2 dB. Nach insgesamt drei Turbo-Iterationen beträgt der Gewinn beim DDFSE-MAP Empfänger ca. 1.6 dB bei $\text{BER} = 10^{-3}$, während der RSSE-MAP Empfänger zusätzliche 0.2 dB gewinnt und damit nach drei Turbo-Iterationen einen Gesamtgewinn von 1.8 dB erzielt. Damit zeigt sich der RSSE-MAP dem DDFSE-MAP hinsichtlich der zur erzielenden Bitfehlerraten leicht überlegen, wobei dieser Vorteil mit einer geringeren Komplexität einhergeht, da keine Survivor-Pfade berechnet und abgespeichert werden müssen.

Bei der paketorientierten Datenübertragung interessiert jedoch vielmehr die Blockfehlerrate (BLER), da schon ein falsch entschiedenes Bit innerhalb eines Blocks diesen unbrauchbar macht. In Abbildung 6.13 sind daher die für das gleiche Szenario simulierten Blockfehlerraten dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der DDFSE-MAP und RSSE-MAP Turbo-Empfänger quasi die gleichen Blockfehlerraten erzielen, d.h. die leichten Vorteile bezüglich der Bitfehlerraten des RSSE-MAP Entzerrers lassen sich nicht auf die Blockfehlerraten übertragen. Dennoch stellt der RSSE-MAP Turbo-Empfänger die günstigere Empfänger-Architektur dar, da die Komplexität des RSSE-MAPs - bei gleicher Leistungsfähigkeit - geringer als des DDFSE-MAP Entzerrers ist.

Der größte Turbo-Gewinn wird wiederum durch die erste Iteration erzielt, dieser Gewinn beträgt bei einer Blockfehlerrate von $\text{BLER} = 10^{-2}$ ca. 2.2 dB. Nach insgesamt drei Iterationen wird bei beiden Turbo-Entzerrern ein Gesamtgewinn von ca. 3.0 dB erzielt. Damit fällt der Gewinn bezüglich der Blockfehlerrate höher als bei der Bitfehlerrate aus.

Nachdem die vorherigen Simulationen allesamt im HT-Kanalprofil durchgeführt wurden, sind in den Abbildung 6.14 und 6.15 die Bit- und Blockfehlerratenkurven für das BU-50 Kanalprofil dargestellt. Dieses Kanalprofil stellt geringere Anforderung an die Entzerrung, da die Echos schon nach $10 \mu\text{s}$ abgeklungen sind.

Es ist zu erkennen, dass nun der RSSE-MAP sowohl bei den Block-, als auch bei den Bitfehlerratensimulationen die gleiche Leistungsfähigkeit wie der DDFSE-MAP zeigt. Dies liegt daran, dass sich beim BU-Kanalprofil nach der Vorfilterung beinahe die komplette Energie der Kanalkoeffizienten in den ersten drei Koeffizienten ansammelt, und sich somit RSSE-MAP und DDFSE-MAP hinsichtlich der Detektion kaum unterscheiden.

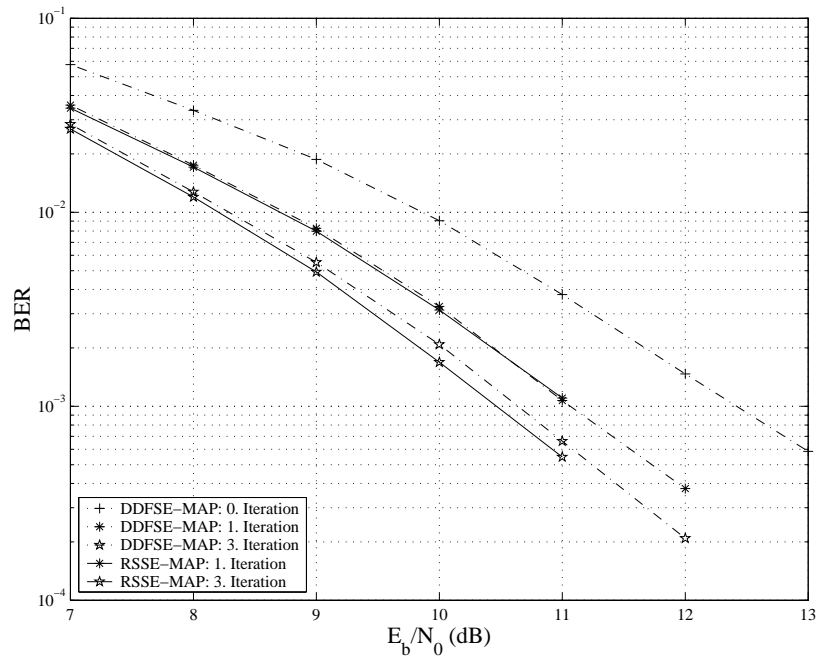


Abbildung 6.12: Bitfehlerrate bei zustandsreduzierten zustandsbasierten Entzerrern, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

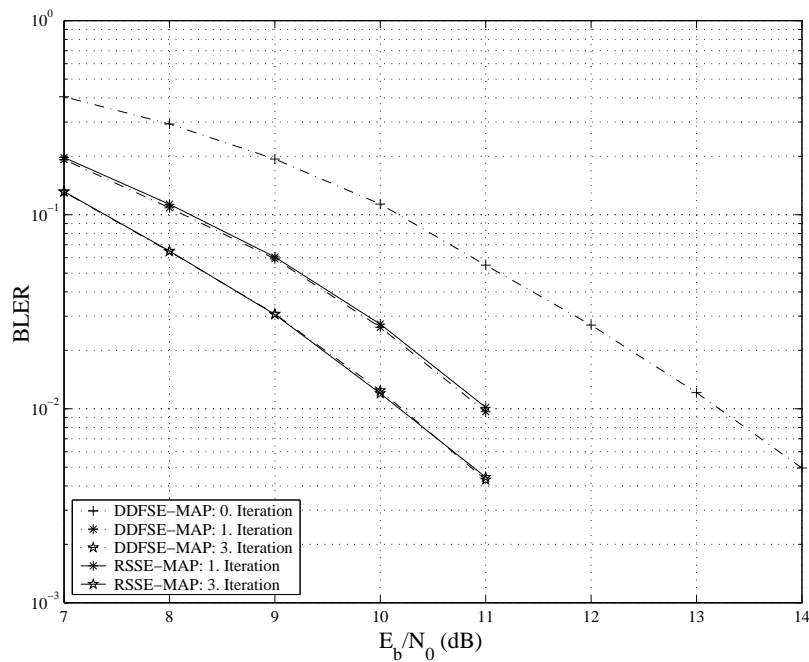


Abbildung 6.13: Blockfehlerrate bei zustandsreduzierten zustandsbasierten Entzerrern, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

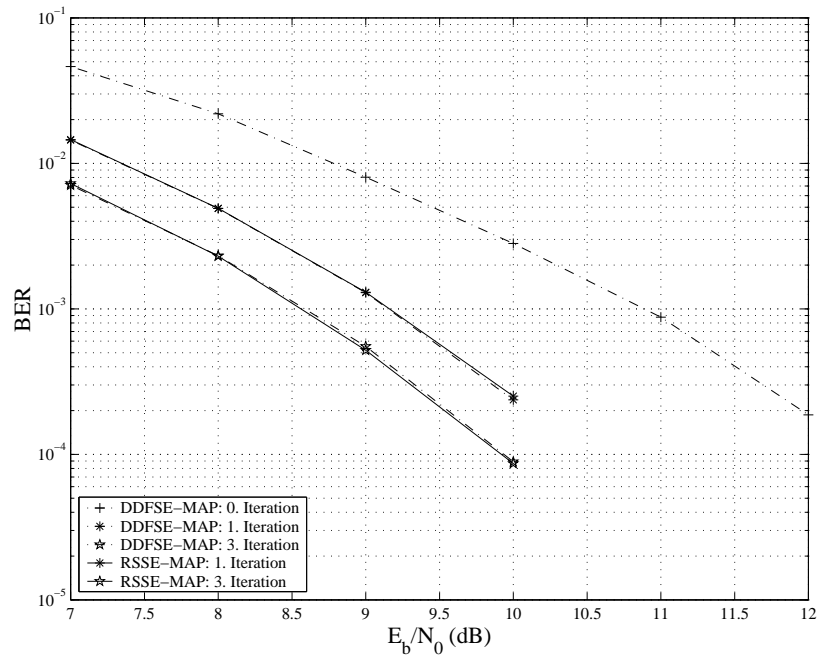


Abbildung 6.14: Bitfehlerrate bei zustandsreduzierten Entzerrern, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

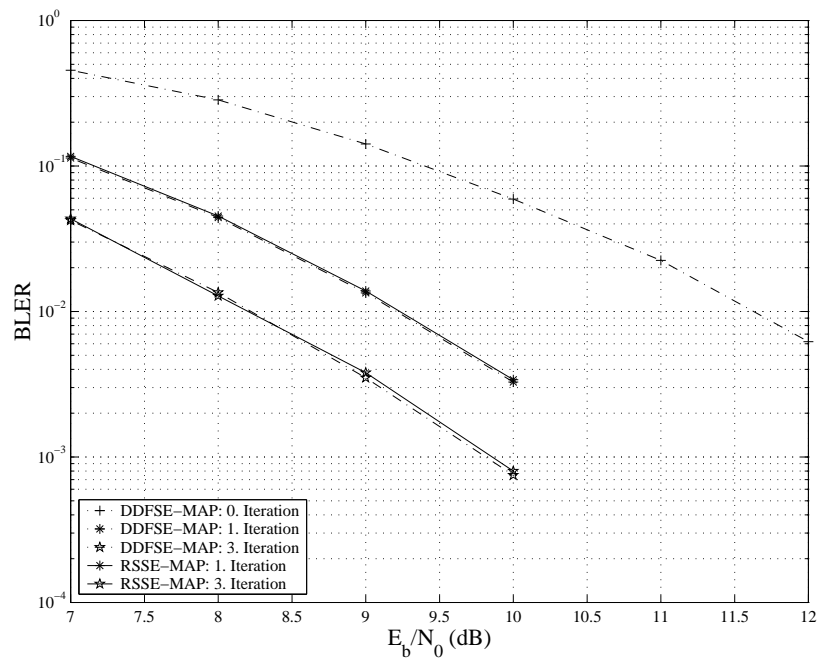


Abbildung 6.15: Blockfehlerrate bei zustandsreduzierten Entzerrern, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

Ferner ist auffällig, dass die Turbo-Gewinne im BU-Kanalprofil höher als beim HT-Kanalprofil ausfallen. Betrachtet man z.B. die Blockfehlerraten, so wird nach einer Turbo-Iteration bei $\text{BLER} = 10^{-2}$ ein Gewinn von etwa 2.4 dB erzielt, während der Gesamtgewinn nach drei Turbo-Iteration sogar ca. 3.5 dB beträgt. Somit fällt der Gesamtgewinn nach drei Iterationen beim BU-50 Kanalprofil um ca. 0.5 dB höher als beim HT-50 Profil aus. Dies ist insofern erstaunlich, da eigentlich beim schwerer zu entzerrenden HT-Profil höhere Turbo-Gewinne zu erwarten wären. Es liegt die Vermutung nahe, dass die zustandsreduzierten Entzerrer im HT-Kanalprofil aufgrund des späten Echos nicht optimal entzerrern können und daher keinen so hohen Turbo-Gewinn erzielen wie im einfacheren BU-Kanalprofil.

6.2.4 Filterbasierte Turbo-Entzerrung im EDGE-System

Bei den nicht-iterativen EDGE-Empfängern spielen filterbasierte Entzerrer, wie z.B. ein klassischer linearer MMSE Entzerrer oder ein DFE, keine wichtige Rolle, da die Implementierungskosten dieser Entzerrer aufgrund der Matrixinversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten unverhältnismäßig hoch ausfallen. Eine Schätzung der Filterkoeffizienten mittels eines einfachen Gradientenschätzverfahrens, wie sie z.B. mit LMS-Algorithmus bei VDSL-Empfängern durchgeführt wird [HZM01], ist aufgrund der Kürze der Trainingssequenz von 26 Symbolen im EDGE-System nicht praktikabel. Aus diesem Grund wird bei den auf dem Markt erhältlichen Chipsätzen der DDFSE-Entzerrer verwendet, da dieser recht kostengünstig zu implementieren ist und gute Leistungseigenschaften zeigt.

Für iterative Empfänger, die das Verfahren der Turbo-Entzerrung verwenden, sind filterbasierte SISO Entzerrer jedoch sehr interessant. Im Gegensatz zum DDFSE-Entzerrer, der im EDGE-System typischerweise nur die ersten drei Kanalkoeffizienten zur Detektion verwendet, und damit gerade bei Kanalprofilen mit späten Nachläufern nicht die Matched-Filter Grenze erreicht, kann mithilfe von filterbasierten Entzerrern diese Matched-Filter Grenze dennoch erreicht werden und damit - theoretisch - die Gesamtleistungsfähigkeit des Empfängers verbessert werden.

Zunächst werden in Abschnitt 6.2.4.1 der filterbasierte lineare MMSE SISO Entzerrer mit zeitvarianten Filterkoeffizienten (TV-IFC) und der adaptive lineare MMSE SISO Entzerrer mit zeitinvarianten Filterkoeffizienten (AD-IFC), der sich auf die Qualität der für den jeweiligen Block vorliegenden A-Priori Information einstellt, untersucht. Ferner wird anhand von Simulationen überprüft, ob die volle Kanaldecoderinformation oder nur die extrinsische als A-Priori Information für die Entzerrung verwendet werden sollte.

Anschließend werden die besonders komplexitätsgünstigen Entzerrer, d.h. der MF-IFC und der in Abschnitt 5.4 hergeleitete SF-IFC, bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit im EDGE-System untersucht. Im Gegensatz zum TV- oder AD-IFC benötigen diese beiden Entzerrer keine Matrixinversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten, und sind somit hervorragend für eine kostengünstige Implementierung geeignet. Abschließend erfolgt ein umfangreicher Vergleich zwischen den zustandsreduzierten zustandsbasierten und den filterbasierten Entzerrern im EDGE-System, woraus ein Systemvorschlag für die iterative Entzerrung her-

vorgeht.

6.2.4.1 Turbo-Entzerrung mit zeitvarianter (TV) und adaptiver (AD) linearer MMSE Filterung

In diesem Abschnitt wird die Leistungsfähigkeit vom TV- und AD-IFC aus Kapitel 4 als Turbo-Entzerrer im EDGE-System untersucht. Abbildung 6.16 zeigt die Einbettung des jeweiligen Entzerrers im EDGE Turbo-Empfänger. Während der nullten Iteration, d.h. ganz zu Beginn, erfolgt die Entzerrung mit dem DDFSE-MAP Entzerrer, der mit 64 Zuständen arbeitet. Dieser DDFSE-MAP Entzerrer ist kostengünstig zu implementieren und zeigt eine bessere Leistungsfähigkeit als ein linearer MMSE-Entzerrer. Ab der ersten Iteration wird Schalter S_1^W auf $S_1^W = 1$ umgelegt und die Entzerrung erfolgt mit dem jeweiligen filterbasierten Entzerrer. Die Berechnungsvorschriften für den Soft-Mapper und Soft-Demapper sind in Appendix A.1.2 und A.2.2 angegeben.

Der TV-IFC, der die Filterkoeffizienten optimal für die als nicht-korreliert angenommene A-Priori Information berechnet, muß hierfür pro zu entzerrendem Symbol eine Matrixinversion der Dimension N ausführen. Dies führt zu einer immens hohen Komplexität, die einer praxisgerechten Implementierung entgegensteht. In diesem Rahmen wird der TV-IFC daher eher als Referenz für die anderen filterbasierten Entzerrer im EDGE-System betrachtet.

Der AD-IFC hingegen benötigt nur eine Matrixinversion pro zu entzerrendem Sendeburst. Zur Komplexitätsreduktion kann diese Matrixinversion z.B. im Frequenzbereich durchgeführt werden [LLL04], ein anderer komplexitätsreduzierter Vorschlag basiert auf einem rankreduzierten *Multi Stage Wiener Filter* (MSWF) [DMU04].

Für den Einsatz im EDGE-System wurden der TV- und der AD-IFC SISO Entzerrer wie

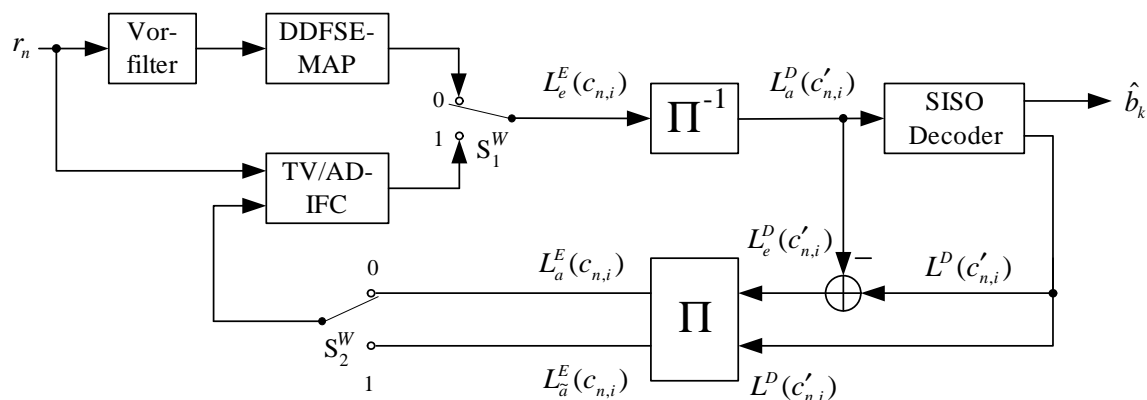


Abbildung 6.16: Filterbasierte Turbo-Entzerrung mit TV-IFC bzw. AD-IFC, optional extr. oder volle Kanaldecoderinformation als A-Priori Information, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe

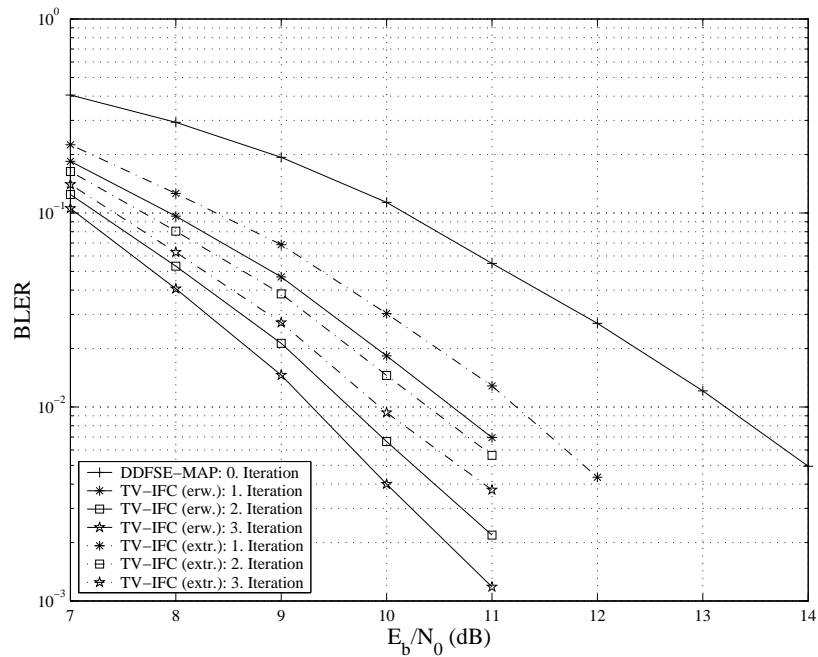


Abbildung 6.17: Blockfehlerrate TV-IFC Turbo-Entzerrung mit extr. vs. voller Kanaldecoderinformation als A-Priori Information, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

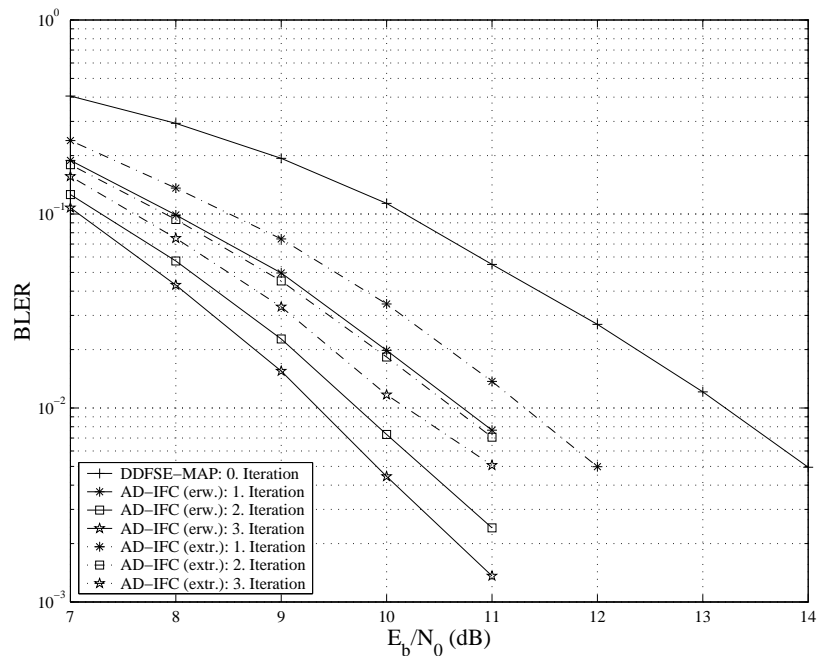


Abbildung 6.18: Blockfehlerrate AD-IFC Turbo-Entzerrung mit extr. vs. voller Kanaldecoderinformation als A-Priori Information, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

folgt dimensioniert: Die Gesamtlänge der Filterkoeffizienten betrug $N = 15$, wobei die Detektionsverzögerung auf $N_1 = 9$ gesetzt wurde. Eine weitere Vergrößerung der Filterlänge erzielt keinen signifikanten Gewinn an Leistungsfähigkeit. Zunächst wird der TV-IFC als SISO Entzerrer bei EGPRS mit Codierungsschemata MCS-5 untersucht, wobei zwei verschiedene Varianten bezüglich der verwendeten A-Priori Information simuliert werden: Zum einen wird der TV-IFC gemäß dem klassischen Turbo-Prinzip nur mit der extrinsischen Information $L_e^D\{c'_{n,i}\}$ des Kanaldecoders gespeist, gekennzeichnet durch (*extr.*), so wie es gängigerweise in der Literatur vorgeschlagen wird [TKS02], [TKS04], [WP99], [LLL04]. Zum anderen wird - wie in Kapitel 5 vorgeschlagen - die volle Kanaldecoderinformation $L^D\{c'_{n,i}\}$ als erweiterte A-Priori Information verwendet, was durch Schalterstellung $S_2^W = 1$ in Abbildung 6.16 erzielt wird. Diese erweiterte A-Priori Information enthält damit auch die wertvolle Kanalinformation, ist dafür aber zeitlich korreliert, so dass sich die Entzerrerkoeffizienten des TV-IFCs nicht optimal auf diese korrelierte A-Priori Information einstellen. Auf diese Problematik wurde genauer in Abschnitt 5.3 eingegangen; eine exakte Berechnung der Koeffizienten würde die ohnehin sehr hohe Komplexität des TV-IFC nochmals wesentlich vergrößern. Die Verwendung der erweiterten A-Priori Information wird durch (*erw.*) gekennzeichnet.

Abbildung 6.17 zeigt die Blockfehlerraten des TV-IFCs für drei Turbo-Iterationen im HT-50 Kanalprofil. Zunächst ist zu erkennen, dass der TV-IFC mit der erweiterten A-Priori Information wesentlich bessere Konvergenzeigenschaften zeigt, als bei ausschließlicher Verwendung der extrinsischen Information. Nach drei Turbo-Iterationen beträgt der Gewinn durch die Verwendung der erweiterten A-Priori Information gegenüber der extrinsischen Information ca. 0.7 dB bei $\text{BLER} = 10^{-2}$. Dies bestätigt die Ergebnisse aus Abschnitt 5.3.3, bei denen der TV-IFC SISO Entzerrer bei wenigen Turbo-Iterationen bessere Leistungsfähigkeit bei beiden Testkanälen unter Verwendung der vollen A-Posteriori Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information zeigte.

Der Gesamtgewinn beträgt bei $\text{BLER}=10^{-2}$ nach drei Turbo-Iterationen ca. 3.9 dB, und fällt somit 0.9 dB höher als bei den zustandsreduzierten zustandsbasierten DDFSE-MAP oder RSSE-MAP Entzerrern aus. Dies ist darin begründet, dass der TV-IFC die Sendeenergie des zu detektierenden Symbols aus allen Kanalkoeffizienten mitberücksichtigt, während beim DDFSE-MAP oder RSSE-MAP nur die ersten drei Kanalkoeffizienten hierzu verwendet werden. Damit kann der iterative TV-IFC die späten Nachläufer beim HT Profil besser entzerren.

In Abbildung 6.18 sind die Blockfehlerraten für den AD-IFC im gleichen Simulationsszenario aufgetragen. Ebenso wie beim TV-IFC ist zu erkennen, dass die Verwendung der vollen Kanaldecoderinformation als erweiterte A-Priori Information bessere Ergebnisse bezüglich der Blockfehlerraten bringt. Des Weiteren sind die Konvergenzeigenschaften des iterativen AD-IFCs nur geringfügig schlechter als beim wesentlich aufwändigeren TV-IFC, so beträgt die Degradation bezüglich der Blockfehlerrate bei Verwendung der erweiterten A-Priori Information nur ca. 0.1 dB. Somit zeigen der TV-IFC und der AD-IFC quasi die gleiche Leistungsfähigkeit.

Die simulierten Blockfehlerraten für das BU-50 Kanalprofil und die Bitfehlerraten für BU-

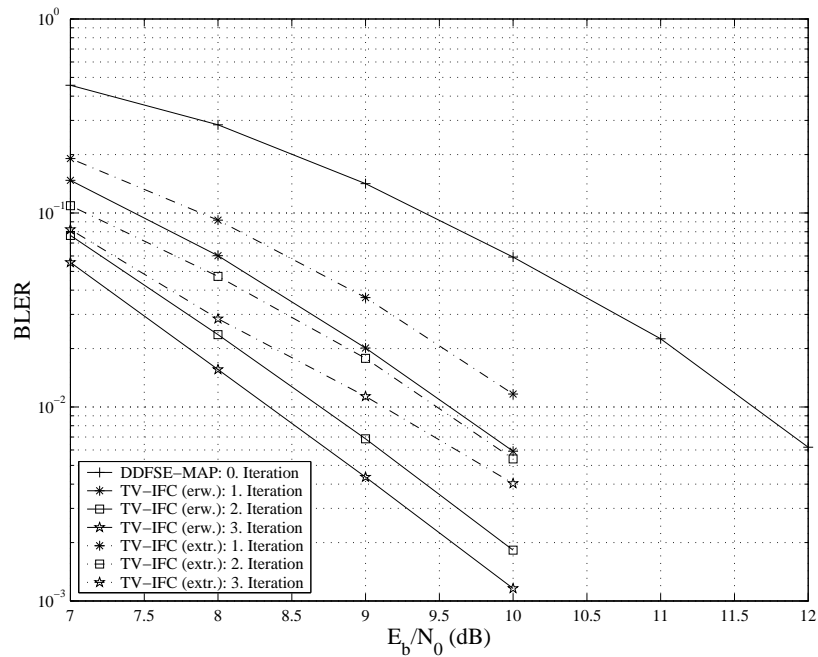


Abbildung 6.19: Blockfehlerrate TV-IFC Turbo-Entzerrung mit extr. vs. voller Kanaldecoderinformation als A-Priori Information, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

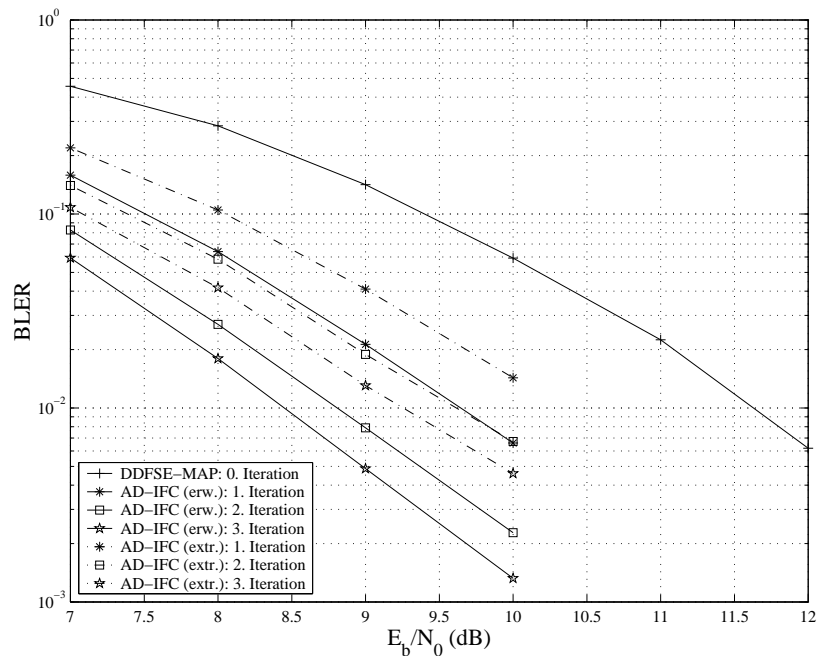


Abbildung 6.20: Blockfehlerrate AD-IFC Turbo-Entzerrung mit extr. vs. voller Kanaldecoderinformation als A-Priori Information, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

50 und HT-50 sind in den Tabellen 6.5, 6.4 und 6.3 aufgelistet. Beim BU-50 Kanalprofil verlieren der iterative TV- und AD-IFC ihren Leistungsvorteil gegenüber dem DDFSE-MAP und RSSE-MAP Entzerrer. Nach der ersten Turbo-Iteration zeigen die zustandsbasierten Entzerrer bessere Blockfehlerraten, während nach drei Iterationen der Gewinn bei beiden Typen ähnlich hoch ausfällt. Dies liegt daran, dass die Kanalnachläufer im BU Profil nur recht schwach ausfallen und somit die zustandsreduzierten Entzerrer recht optimal entzerrern. Darüberhinaus ist insbesondere der iterative RSSE-MAP Entzerrer dem AD-IFC SISO Entzerrer hinsichtlich der Implementierungseigenschaften überlegen, so dass der RSSE-MAP bei nicht-HT-Profilen die bessere Alternative zur Entzerrung darstellt.

6.2.4.2 Filterbasierte komplexitätsreduzierte Turbo-Entzerrung

Nachdem im vorangegangenen Abschnitt gezeigt wurde, dass mit den filterbasierten TV- und AD-IFC SISO Entzerrern sehr gute Leistungseigenschaften des EDGE Turbo-Empfängers - insbesondere beim HT Kanalprofil - erzielt werden können, werden in diesem Abschnitt die besonders komplexitätsreduzierten MF-IFC und SF-IFC Entzerrer als Turbo-Entzerrer im EDGE-System untersucht. Die Einbettung dieser Entzerrer erfolgt analog zum in Abbildung 6.16 dargestellten Schema. Die initiale Entzerrung wird wiederum mit dem 64 Zustände besitzenden DDFSE-MAP ausgeführt, dann erfolgen die weiteren Iterationen mit dem MF-IFC oder SF-IFC SISO Entzerrer, wobei Soft-Mapping und Soft-Demapping mit den Berechnungsvorschriften aus Appendix A.1.2 und A.2.2 ausgeführt werden.

Diese Kombination aus einem günstig zu implementierenden Entzerrer in der nullten Iterationsstufe und dem MF-IFC oder SF-IFC Entzerrer in den nachfolgenden Iterationsstufen wurde schon in Abschnitt 5.4.1 vorgeschlagen, wo der lineare MMSE Entzerrer als initialer Entzerrer verwendet wurde. Aufgrund der schlechten Konvergenzeigenschaften von MF-IFC und SF-IFC bei fehlender A-Priori Information wird ein anderer Entzerrer für die initiale Entzerrung benötigt; in der Regel kann dafür der Standardentzerrer eines Systems - wie bei EDGE der DDFSE - hierzu verwendet werden.

In Abbildung 6.21 sind die simulierten Blockfehlerratenkurven im HT-50 Kanalprofil und dem EGPRS Codierungsschemata MCS-5 eingetragen. Der MF-IFC zeigt durch die Verwendung der vollen Kanaldecoderinformation als erweiterte A-Priori Information wesentlich bessere Konvergenzeigenschaften als die Variante mit ausschließlicher extrinsischer Information. Dies bestätigt die Ergebnisse aus Kapitel 5 und [VH03a], dass insbesondere der Matched-Filter SISO Entzerrer mit der vollen Kanaldecoderinformation, die zwar korreliert ist, dafür aber auch wertvolle Kanalinformation beinhaltet, wesentlich verbesserte Konvergenzeigenschaften zeigt. So beträgt der relative Gewinn zum MF-IFC mit extrinsischer Information ca. 1.9 dB bei $BLER = 10^{-2}$. Noch deutlicher fällt dieser Gewinn bei der Bitfehlerrate aus, die in Abbildung 6.22 dargestellt ist. Hier setzt die Konvergenz des MF-IFC mit extrinsischer Information erst bei ca. $E_b/N_0 = 13$ dB ein, damit gewinnt der MF-IFC mit erweiterter A-Priori Information bei $BER = 10^{-3}$ ca. 2.5 dB.

Die Degradation bezüglich der Blockfehlerraten beträgt beim MF-IFC unter Verwendung der vollen Kanaldecoderinformation nur ca. 0.3-0.4 dB gegenüber dem TV-IFC, der im HT

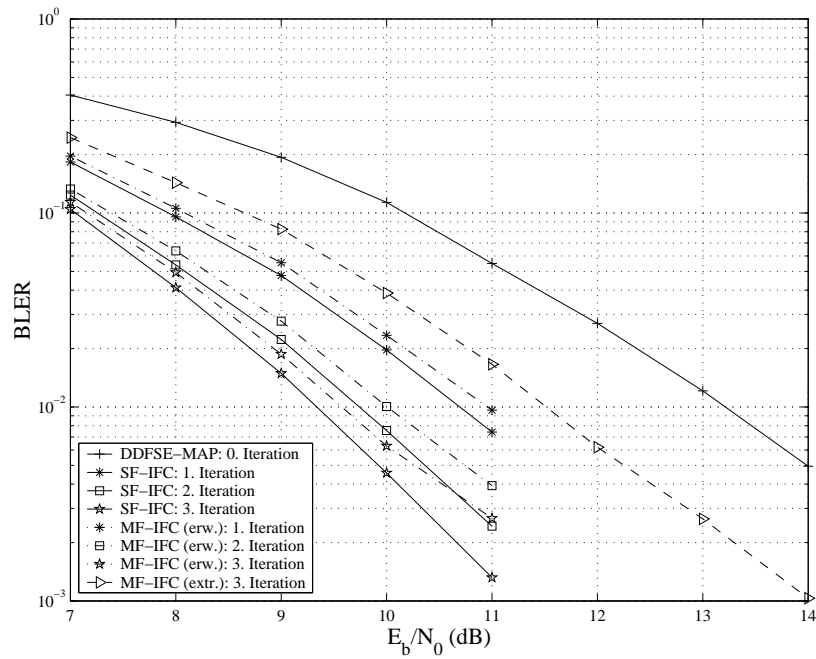


Abbildung 6.21: Blockfehlerrate SF-IFC und MF-IFC Turbo-Entzerrung, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

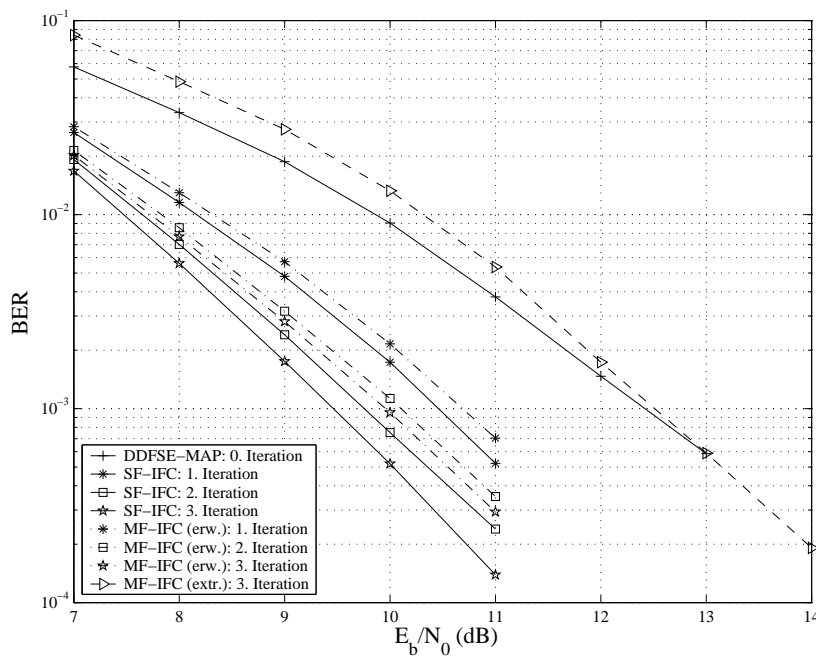


Abbildung 6.22: Bitfehlerrate SF-IFC und MF-IFC Turbo-Entzerrung, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

Iteration	DDFSE- MAP	RSSE- MAP	TV-IFC		AD-IFC		MF-IFC (erw.)	SF-IFC
			(erw.)	(extr.)	(erw.)	(extr.)		
1	2.2 dB	2.2 dB	2.6 dB	2.0 dB	2.5 dB	2.0 dB	2.2 dB	2.5 dB
2	2.8 dB	2.7 dB	3.6 dB	2.8 dB	3.5 dB	2.6 dB	3.2 dB	3.5 dB
3	3.0 dB	3.0 dB	3.9 dB	3.3 dB	3.8 dB	3.0 dB	3.6 dB	3.8 dB

Tabelle 6.3: Turbo-Gewinn bei Blockfehlerrate von $\text{BLER} = 10^{-2}$, HT-50, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

Iteration	DDFSE- MAP	RSSE- MAP	TV-IFC		AD-IFC		MF-IFC (erw.)	SF-IFC
			(erw.)	(extr.)	(erw.)	(extr.)		
1	1.3 dB	1.3 dB	2.2 dB	1.5 dB	2.0 dB	1.3 dB	1.8 dB	2.0 dB
2	1.7 dB	1.8 dB	2.9 dB	2.1 dB	2.7 dB	1.8 dB	2.2 dB	2.7 dB
3	1.7 dB	2.0 dB	3.1 dB	2.3 dB	2.9 dB	2.1 dB	2.4 dB	2.9 dB

Tabelle 6.4: Turbo-Gewinn bei Bitfehlerrate von $\text{BER} = 10^{-3}$, HT-50, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

Kanalprofil als Referenz angesetzt wird. Damit zeigt sich die Kombination aus DDFSE-MAP und MF-IFC mit der erweiterten A-Priori Information als gut hinsichtlich der Leistungsfähigkeit im EDGE-System [VH04], und besonders günstig hinsichtlich der Implementierungskosten, da sich die Filterkoeffizienten des Matched-Filters direkt nach (4.58) aus den Kanalkoeffizienten berechnen lassen.

Ferner sind in Abbildung 6.21 die Blockfehlerratenkurven für den SF-IFC Turbo-Entzerrer im HT-50 Kanalprofil dargestellt. Der Turbo-Gewinn fällt hier höher als beim MF-IFC SISO Entzerrer aus und es wird exakt der Gewinn des komplexeren AD-IFCs unter Verwendung der vollen Kanaldecoderinformation als erweiterte A-Priori Information erzielt. So beträgt z.B. der Turbo-Gewinn bei $\text{BLER} = 10^{-2}$ nach drei Iterationen 3.8 dB, und verfehlt damit die Leistungsfähigkeit des sehr aufwändigen TV-IFC Turbo-Entzerrers nur um ca 0.1 dB. Damit zeigt sich die Kombination aus DDFSE-MAP Entzerrer in der nullten Iterationsstufe und dem nachfolgenden iterativen SF-IFC SISO Entzerrer als äußerst günstig sowohl hinsichtlich der Leistungsfähigkeit als auch der Implementierungskomplexität.

6.2.5 Zusammenfassung

In diesem Unterkapitel wurden verschiedene iterative Entzerrerkonzepte für die Turbo-Entzerrung im EDGE-System untersucht, wobei beispielhaft die Bit- und Blockfehlerratenleistungsfähigkeiten im Codierungsschema MCS-5 untersucht wurden. Es wurden sowohl verschiedene zustandsreduzierte Entzerrer, als auch die in Kapitel 4 vorgestellten filterba-

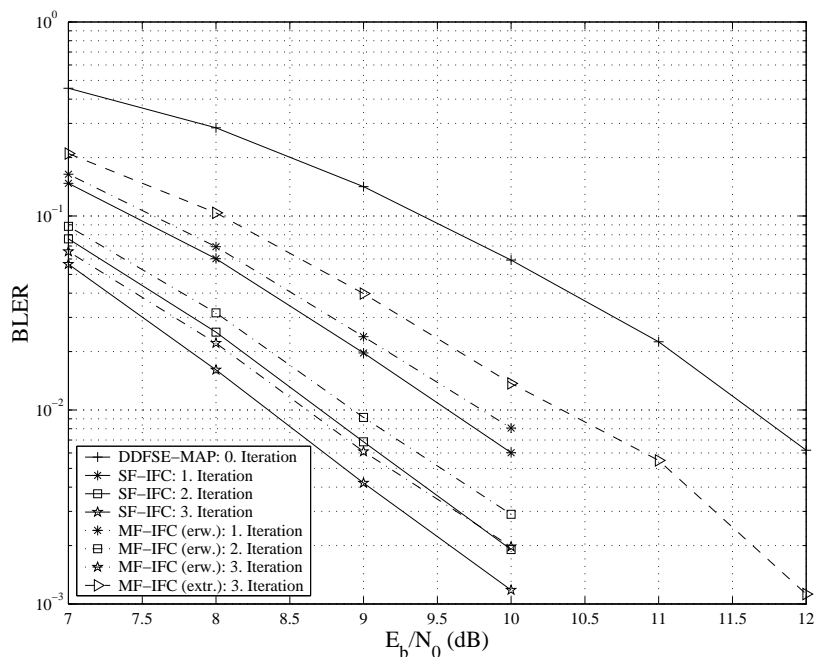


Abbildung 6.23: Blockfehlerrate SF-IFC und MF-IFC Turbo-Entzerrung, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

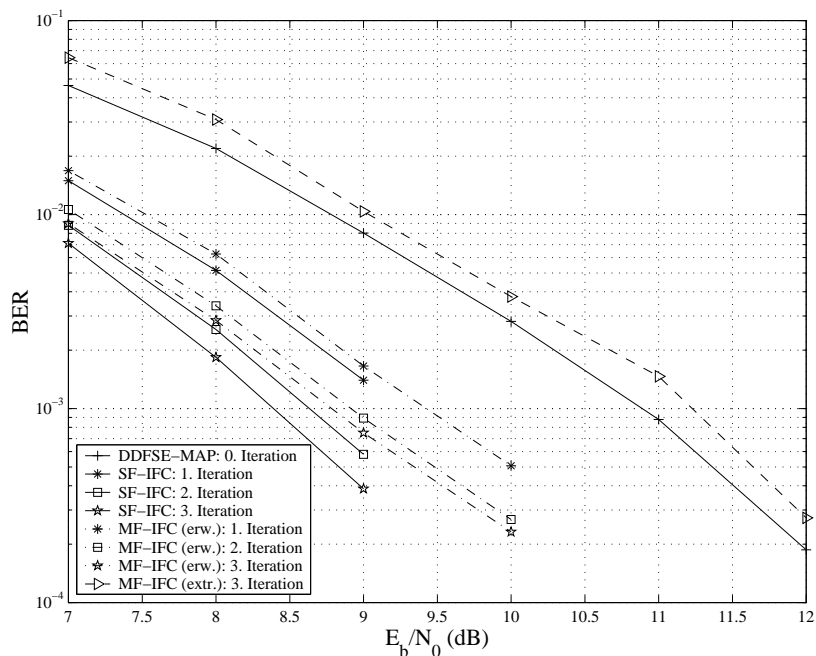


Abbildung 6.24: Bitfehlerrate SF-IFC und MF-IFC Turbo-Entzerrung, DDFSE-MAP Entzerrer in nullter Iterationsstufe, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

Iteration	DDFSE- MAP	RSSE- MAP	TV-IFC		AD-IFC		MF-IFC (erw.)	SF-IFC
			(erw.)	(extr.)	(erw.)	(extr.)		
1	2.4 dB	2.4 dB	2.0 dB	1.5 dB	2.0 dB	1.4 dB	1.8 dB	2.0 dB
2	3.1 dB	3.1 dB	2.9 dB	2.1 dB	2.8 dB	2.0 dB	2.7 dB	2.9 dB
3	3.4 dB	3.4 dB	3.3 dB	2.5 dB	3.2 dB	2.4 dB	3.0 dB	3.3 dB

Tabelle 6.5: Turbo-Gewinn bei Blockfehlerrate von $BLER = 10^{-2}$, BU-50, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

Iteration	DDFSE- MAP	RSSE- MAP	TV-IFC		AD-IFC		MF-IFC (erw.)	SF-IFC
			(erw.)	(extr.)	(erw.)	(extr.)		
1	1.7 dB	1.7 dB	1.7 dB	1.2 dB	1.6 dB	1.1 dB	1.5 dB	1.7 dB
2	2.1 dB	2.1 dB	2.2 dB	1.6 dB	2.1 dB	1.6 dB	2.0 dB	2.2 dB
3	2.3 dB	2.3 dB	2.4 dB	1.7 dB	2.3 dB	1.7 dB	2.1 dB	2.5 dB

Tabelle 6.6: Turbo-Gewinn bei Bitfehlerrate von $BER = 10^{-3}$, BU-50, id. FH, MCS-5, bekannte Kanalimpulsantwort

sierten linearen MMSE SISO Entzerrer, d.h. TV-IFC, AD-IFC und MF-IFC, und der in Kapitel 5 neu vorgestellte SF-IFC SISO Entzerrer betrachtet und im EDGE-Szenario simuliert.

Diese untersuchten zustandsreduzierten Entzerrer stellen für Kanäle, welche ein schnell abfallendes Verzögerungsleistungsdichtespektrum aufweisen und somit keine lang ausgeprägten Nachläufer zeigen, eine sehr gute Möglichkeit zur Entzerrung dar, während jedoch bei Kanälen mit lang ausgeprägten Nachläufern, wie z.B. dem HT-Kanalprofil, nicht die gesamte übertragene Sendeenergie im Entzerrer verarbeitet werden kann und somit die Leistungsfähigkeit der zustandsreduzierten Entzerrer gegenüber den filterbasierten linearen MMSE SISO Entzerrern abfällt. Die filterbasierten MMSE SISO Entzerrer können jedoch, insbesondere bei A-Priori Information mit hohem Informationsgehalt, auch die in langen Nachläufern enthaltene Energie für die Detektion mit verwenden. Deshalb wird der DDFSE-MAP Detektor aufgrund seiner günstigen Implementierungskomplexität nur in der nullten Iterationsstufe verwendet, wie derzeit auch bei realen Implementierungen von EDGE-Chipsätzen ohne Turbo-Entzerrung eingesetzt [KAF04].

Bei der Simulation der iterativen filterbasierten linearen MMSE SISO Entzerrer zeigte sich, dass die Verwendung der kompletten Kanaldecoderinformation als A-Priori Information für die MMSE SISO Entzerrung eine deutliche Verbesserung der Bit- und Blockfehlerleistungen gegenüber der ausschließlichen Verwendung der extrinsischen Information des Kanaldecoders bewirkt, womit die Überlegungen aus Kapitel 5 untermauert werden.

Der in Kapitel 5 hergeleitete SF-IFC SISO Entzerrer erzielt bei den verschiedenen Simulationen im iterativen EDGE-Empfänger nahezu die gleiche hohe Leistungsfähigkeit wie der extrem aufwändige TV-IFC SISO Entzerrer, wobei der SF-IFC SISO Entzerrer jedoch keine Matrixinversion benötigt. Somit eignet sich der SF-IFC SISO Entzerrer sehr gut für die iterative Entzerrung, da einerseits eine sehr gute Entzerrung bei andererseits sehr geringem Implementierungsaufwand erzielt werden kann.

6.3 Iterative Kanalschätzung

Bislang wurde bei den untersuchten Detektionsalgorithmen die Kanalimpulsantwort als bekannt angenommen. Im realen EDGE-System müssen die Kanalimpulsantwort \mathbf{h} und die Varianz σ_w^2 des Rauschens geschätzt werden. Hierzu wird in Abschnitt 6.3.1 die gängige nicht-iterative *Maximum-Likelihood* (ML) Kanalschätzung, basierend auf der im Sendeburst enthaltenen Trainingssequenz, vorgestellt. Im darauffolgenden Abschnitt werden mit dem *Least-Square* (LS) Kanalschätzer und dem *Minimum-Variance* (MV) Kanalschätzer zwei Algorithmen erläutert, die zusätzliche A-Priori Information für die Schätzung miteinbeziehen können und sich daher für eine iterativ ausgeführte Kanalschätzung eignen.

In Abschnitt 6.3.3 werden diese beiden iterativen Kanalschätzverfahren miteinander verglichen, wobei gesonderter Augenmerk auf die zu verwendende A-Priori Information geworfen wird. In der Literatur existieren hierzu zwei Verfahren: Einerseits die ausschließliche Verwendung der extrinsischen Information des Kanaldecoders, andererseits die Verwendung der vollen Kanaldecoderinformation. Basierend auf diesem ausführlichen Vergleich wird in der Zusammenfassung in Abschnitt 6.3.4 ein Systemvorschlag zur iterativen Entzerrung und Kanalschätzung im EDGE-System präsentiert.

6.3.1 Maximum-Likelihood Kanalschätzung bei bekannten Sendesymbolen

Für die Kanalschätzung im EDGE-System beinhaltet jeder Sendeburst die sog. Midamble, welche aus 26 bekannten Trainingssymbolen besteht und in Abbildung 6.25 dargestellt ist. Während eines Sendebursts wird die Kanalimpulsantwort als zeitinvariant angenommen [OSW94]. Soll diese Kanalimpulsantwort \mathbf{h} der Länge L mit den Trainingssymbolen geschätzt werden, so werden zunächst im Vektor

$$\mathbf{r}_n = \mathbf{M} \cdot \mathbf{h} + \mathbf{w}_n \quad (6.24)$$

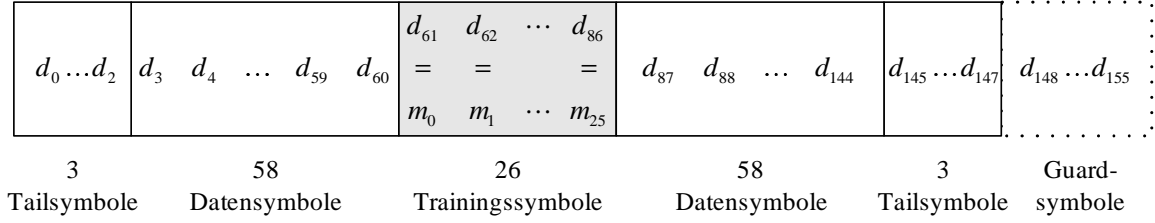


Abbildung 6.25: EDGE-Sendeburst mit 26 Trainingsymbolen

diejenigen Empfangssymbole zusammengefaßt, welche ausschließlich von den Trainingsymbolen abhängen, die wie folgt in der $(25 - L) \times L$ Matrix \mathbf{M} enthalten sind:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} m_{L-1} & \dots & m_1 & m_0 \\ m_L & \dots & m_2 & m_1 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ m_{25} & \dots & m_{25-L+2} & m_{25-L+1} \end{pmatrix} \quad (6.25)$$

Sei ein Kanal mit additivem mittelwertfreien weißen gaußschen Rauschen der Varianz σ_w^2 vorausgesetzt, so ergibt sich für die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Empfangsvektors folgende Proportionalität:

$$p(\mathbf{r}_n | \mathbf{M}, \mathbf{h}) \sim e^{-\frac{(\mathbf{r}_n - \mathbf{M}\mathbf{h})^H (\mathbf{r}_n - \mathbf{M}\mathbf{h})}{\sigma_w^2}}. \quad (6.26)$$

Damit läßt sich der Maximum-Likelihood Kanalschätzer bei bekannten Trainingsymbolen mit folgendem Ansatz bestimmen [Hay96]:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{ML}} = \arg \max_{\mathbf{h}} p(\mathbf{r}_n | \mathbf{M}, \mathbf{h}) = (\mathbf{M}^H \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^H \mathbf{r}_n. \quad (6.27)$$

Der Vektor $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ML}}$ beinhaltet die L geschätzten Kanalkoeffizienten:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{ML}} = [\hat{h}_{0,ML} \quad \hat{h}_{1,ML} \quad \dots \quad \hat{h}_{L-1,ML}]^T. \quad (6.28)$$

Dieser ML-Schätzer stellt für das hier vorliegende Szenario den besten linearen erwartungstreuen Schätzer dar [Kay98]. Zur Berechnung der Kanalimpulsantwort mit (6.27) ist eine Matrixinversion der Dimension L notwendig. Zur Vermeidung dieser Matrixinversion können die statistischen Eigenschaften der Trainingssequenz im EDGE-System ausgenutzt werden, da es sich bei dieser Trainingssequenz um eine zyklische Autokorrelationsfolge mit einem orthogonalen Kern der Länge $P = 16$ handelt. Wird die Matrix der Trainingsymbole auf eine $P \times L$ Matrix

$$\mathbf{M}_{\mathbf{z},i} = \begin{pmatrix} m_{L-1+i} & \dots & m_{1+i} & m_{0+i} \\ m_{L+i} & \dots & m_{2+i} & m_{1+i} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ m_{P+L-2+i} & \dots & m_{P+i} & m_{P-1+i} \end{pmatrix} \quad \text{für } i \in \{0, 1, \dots, 11 - L\} \quad (6.29)$$

reduziert, so gilt aufgrund der Eigenschaften der zyklischen Autokorrelationsfolge bis zu einer maximalen Kanalimpulsantwortlänge von $L = 7$ folgender Zusammenhang [Jor00]:

$$\mathbf{M}_{\mathbf{Z},i}^H \mathbf{M}_{\mathbf{Z},i} = P \cdot E_s \cdot \mathbf{I}_L \quad \text{für } i \in \{0, 1, \dots, 11 - L\}. \quad (6.30)$$

Somit ergibt das Ergebnis der Matrixmultiplikation $\mathbf{M}_{\mathbf{Z},i}^H \mathbf{M}_{\mathbf{Z},i}$ eine Diagonalmatrix, so dass die Berechnung der Kanalkoeffizienten in (6.27) sehr einfach durchgeführt werden kann, da nur die Diagonalmatrix aus (6.30) zu invertieren ist. Da die Matrix $\mathbf{M}_{\mathbf{Z},i}$ nicht alle zur Verfügung stehenden Trainingssymbole enthält, können verschiedene Realisierungen von $\mathbf{M}_{\mathbf{Z},i}$ mit $i \in \{0, 1, \dots, 11 - L\}$ und dem dazugehörendem Empfangsvektor

$$\mathbf{r}_{\mathbf{n},i} = \mathbf{M}_{\mathbf{Z},i} \cdot \mathbf{h} + \mathbf{w}_{\mathbf{n}+i} \quad (6.31)$$

angegeben werden. Zusammen mit (6.30) und (6.27), wobei für die Sendesymbolenergie im EDGE-Standard $E_s = 2$ gilt, kann die nach dem ML-Ansatz geschätzte Kanalimpulsantwort für $L \leq 7$ und eine Trainingssymbolmatrix $\mathbf{M}_{\mathbf{Z},i}$ zu

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MLZ},i} = \frac{1}{2P} \mathbf{M}_{\mathbf{Z},i}^H \mathbf{r}_{\mathbf{m},i} \quad \text{für } i \in \{0, 1, \dots, 11 - L\} \quad (6.32)$$

berechnet werden. Diese Kanalschätzung, die die Orthogonalität der zyklischen Autokorrelationsfolge ausnutzt, ist das Standardverfahren beim EDGE- oder auch GSM-System. Damit alle Trainingssymbole zur Kanalschätzung verwendet werden, wird in [Jor00] vorgeschlagen, die endgültig geschätzte Kanalimpulsantwort aus dem Mittelwert der verschiedenen mit (6.32) zu berechnenden Kanalimpulsantworten zu bestimmen:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MLZ}} = \frac{1}{12 - L} \sum_{i=0}^{11-L} \hat{\mathbf{h}}_{\text{MLZ},i}. \quad (6.33)$$

Im Folgenden wird $L = 7$ als Länge der zu schätzenden Kanalimpulsantwort gewählt, somit werden bei der Berechnung der Kanalimpulsantwort $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MLZ}}$ in (6.33) fünf Realisierungen von (6.33) miteinbezogen. Die Länge von $L = 7$ stellt sicher, dass auch bei Kanälen mit langem Gedächtnis, wie z.B. dem HT Kanalprofil aus Abschnitt 6.1.4.2, alle Nachläufer bei der Schätzung erfaßt werden.

Zusätzlich zur Kanalimpulsantwort muß auch eine Schätzung der Varianz σ_w^2 des als mittelwertfrei und gaußverteilt angenommenen Rauschens erfolgen. Da die Berechnung der Kanalkoeffizienten nach (6.33) ohne Kenntnis über die Rauschvarianz durchgeführt wird, kann diese frisch geschätzte Kanalimpulsantwort zusammen mit der Trainigssymbolmatrix \mathbf{M} (6.25) wie folgt für die Schätzung der Varianz des Rauschens verwendet werden:

$$\hat{\sigma}_w^2 = \frac{1}{25 - L} (\mathbf{r}_{\mathbf{n}} - \mathbf{M} \hat{\mathbf{h}}_{\text{MLZ}})^H (\mathbf{r}_{\mathbf{n}} - \mathbf{M} \hat{\mathbf{h}}_{\text{MLZ}}). \quad (6.34)$$

6.3.2 Kanalschätzung unter Verwendung von A-Priori Information

In diesem Abschnitt wird neben den bekannten Trainingssymbolen auch die A-Priori Information zur Kanalschätzung miteinbezogen. Damit kann, zusätzlich zur Entzerrung, auch die Kanalschätzung iterativ ausgeführt werden.

Für die Kanalschätzung werden nun auch die Datensymbole aus dem linken und rechten Halbburst verwendet, da diese mittels der A-Priori Information geschätzt werden können. Diese Datensymbole und die Trainingssymbole lassen sich in der $(143 - L) \times L$ Matrix

$$\mathbf{M}_A = \begin{pmatrix} d_{L+2} & d_{L+1} & \dots & d_4 & d_3 \\ d_{L+3} & d_{L+2} & \dots & d_5 & d_4 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ m_{L-2} & m_{L-3} & \dots & m_0 & d_{60} \\ m_{L-1} & m_{L-2} & \dots & m_1 & m_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ m_{25} & m_{24} & \dots & m_{27-L} & m_{26-L} \\ d_{87} & m_{25} & \dots & m_{28-L} & m_{27-L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ d_{144} & d_{143} & \dots & d_{146-L} & d_{145-L} \end{pmatrix} \quad (6.35)$$

zusammenfassen, und der dazugehörige Empfangsvektor berechnet sich zu

$$\mathbf{r}_n = \mathbf{M}_A \cdot \mathbf{h} + \mathbf{w}_n. \quad (6.36)$$

Der in Abschnitt 6.3.1 verwendete ML-Ansatz zur Berechnung der Kanalkoeffizienten ist bei nicht vollständig bekannten Sendesymbolen sehr aufwendig und wird daher in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt. In der Literatur werden verschiedene Kanalschätzalgorithmen erwähnt, die A-Priori Information miteinbeziehen können, wie z.B. der *Least-Squares* (LS) Algorithmus [CFM91], der *Expectation-Maximization* (EM) [KBC01] Algorithmus, oder der *Linear Minimum Mean Squares Estimation* (LMMSE) Algorithmus [Kay98].

Im folgenden Unterabschnitt wird ein auf dem MMSE-Kriterium basierender Kanalschätzer hergeleitet, der sowohl zur Lösung des EM- als auch des LS-Schätzers führt. Im darauffolgenden Unterabschnitt wird der LMMSE-Kanalschätzer vorgestellt und für die Verwendung als iterativer Kanalschätzer im EDGE-System angepasst.

6.3.2.1 LS- und MV Kanalschätzung unter Verwendung von A-Priori Information

Der Ansatz zur Berechnung des MMSE-Kanalschätzers besteht in der Minimierung der Fehlervarianz

$$J = \sigma_{MV}^2 = E \left\{ (\mathbf{r}_n - \mathbf{M}_A \cdot \hat{\mathbf{h}}_{MV})^H (\mathbf{r}_n - \mathbf{M}_A \cdot \hat{\mathbf{h}}_{MV}) \right\}, \quad (6.37)$$

wobei der Index MV für *Minimum Variance* steht. Damit läßt sich das MMSE-Kriterium zur Schätzung der Kanalkoeffizienten wie folgt aufstellen:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}} \mathbb{E} \left\{ (\mathbf{r}_{\mathbf{n}} - \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}})^{\text{H}} (\mathbf{r}_{\mathbf{n}} - \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}) \right\} \quad (6.38)$$

Für die Berechnung der Kanalkoeffizienten muß das Minimum des Arguments in (6.40) gefunden werden, hierzu wird die Fehlervarianz nach den Kanalkoeffizienten abgeleitet und zu Null gesetzt:

$$\nabla_{\mathbf{h}_{\text{MV}}} J = \begin{bmatrix} \frac{\partial J}{\partial \text{Re}\{\hat{h}_{0,\text{MV}}^*\}} + j \frac{\partial J}{\partial \text{Im}\{\hat{h}_{0,\text{MV}}^*\}} \\ \frac{\partial J}{\partial \text{Re}\{\hat{h}_{1,\text{MV}}^*\}} + j \frac{\partial J}{\partial \text{Im}\{\hat{h}_{1,\text{MV}}^*\}} \\ \vdots \\ \frac{\partial J}{\partial \text{Re}\{\hat{h}_{L-1,\text{MV}}^*\}} + j \frac{\partial J}{\partial \text{Im}\{\hat{h}_{L-1,\text{MV}}^*\}} \end{bmatrix} = -2 \cdot \mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \mathbf{r}_{\mathbf{n}} \} + 2 \cdot \mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}} \equiv 0 \quad (6.39)$$

Durch einfache Umformungen läßt sich aus (6.39) direkt die geschätzte Kanalimpulsantwort berechnen:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}} = \mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \}^{-1} \cdot \mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \} \cdot \mathbf{r}_{\mathbf{n}}. \quad (6.40)$$

Das somit gefundene Extremum stellt das globale Minimum von J dar, da die Matrix $\mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \}$ positiv definit ist [Hay96].

Für die Berechnung der Lösung (6.40) müssen die Matrizen $\mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \}$ und $\mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \}$ in Abhängigkeit der dem Kanalschätzer zur Verfügung stehenden A-Priori Information $\{L_a^K(c_{n,i})\}$ berechnet werden. Die Matrix $\mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \}$ läßt sich einfach berechnen, indem die Sendesymbole d_n in (6.35) durch den Soft-Mapper aus Abschnitt 4.1.1 mit

$$\hat{d}_n = \mathbb{E} \{ d_n | L_a^E(c_{n,i}) \}, \quad \text{mit } i \in \{1, \dots, 3\}, \quad (6.41)$$

in Abhängigkeit der A-Priori Information geschätzt und zusammen mit den Trainingssymbolen eingesetzt werden. Unter der Annahme nicht-korrelierter A-Priori Information und dem im EDGE-System verwendeten 8-PSK Symbolalphabet berechnet sich $\mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \}$ zu

$$\mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \} = \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\text{H}} \} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \} + \Lambda^{\text{C}}, \quad (6.42)$$

wobei die Elemente λ_i^{C} der $(L \times L)$ Diagonalmatrix

$$\Lambda^{\text{C}} = \text{diag} \left[\lambda_0^{\text{C}} \quad \lambda_1^{\text{C}} \quad \dots \quad \lambda_{L-1}^{\text{C}} \right] \quad (6.43)$$

wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned} \lambda_i^{\text{C}} &= \sum_{n=L+2-i}^{60} \mathbb{E} \left\{ (d_n - \mathbb{E} \{ d_n \})^2 \right\} + \sum_{n=87}^{144-i} \mathbb{E} \left\{ (d_n - \mathbb{E} \{ d_n \})^2 \right\} \\ &= \sum_{n=L+2-i}^{60} (2 - \hat{d}_n^2) + \sum_{n=87}^{144-i} (2 - \hat{d}_n^2). \end{aligned} \quad (6.44)$$

Diese Lösung des MV-Kanalschätzers nach (6.40) entspricht exakt dem EM-Kanalschätzer [WH+03], [KBC01]; wie zuvor beim ML-Schätzer bei bekannten Sendesymbolen aus Abschnitt 6.3.1 ist zur Berechnung der Kanalkoeffizienten eine Matrixinversion der Größe L notwendig. Sind die Sendesymbole $\{d_n\}$ in M_A vollkommen bekannt, d.h. es liegt ideale A-Priori Information vor, so sind MV- und ML-Lösung identisch.

Für den Fall nicht idealer A-Priori Information zeigt sich allerdings, dass der MV-Schätzer nicht erwartungstreu ist:

$$\begin{aligned} E\{\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}\} &= E\{\mathbf{M}_A^H \mathbf{M}_A\}^{-1} E\{\mathbf{M}_A^H\} E\{\mathbf{r}_n\} \\ &= \underbrace{E\{\mathbf{M}_A^H \mathbf{M}_A\}^{-1} E\{\mathbf{M}_A^H\} E\{\mathbf{M}_A\}}_{\text{Bias-Matrix}} \mathbf{h}. \end{aligned} \quad (6.45)$$

Bei sehr schwacher A-Priori Information konvergiert $E\{\mathbf{M}_A\}$ gegen Null, während jedoch die Matrix $E\{\mathbf{M}_A^H \mathbf{M}_A\}$ die Größenordnung beibehält. Damit konvergieren nun allerdings auch die geschätzten Kanalkoeffizienten gegen Null. Dieses Problem kann gelöst werden, indem die Kanalkoeffizienten mit der Inverse der Bias-Matrix aus (6.45) multipliziert werden. Hiermit läßt sich der erwartungstreue MV-Kanalschätzer wie folgt aufstellen [WH+03]:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = (E\{\mathbf{M}_A^H\} E\{\mathbf{M}_A\})^{-1} \cdot E\{\mathbf{M}_A^H\} \cdot \mathbf{r}_n. \quad (6.46)$$

Dieser erwartungstreue Schätzer entspricht genau der LS-Lösung [CFM91], dementsprechend die Verwendung des Indizes LS in (6.46). Wie zuvor der MV-Schätzer entspricht auch der LS-Schätzer bei idealer A-Priori Information, d.h. bekannten Sendesymbolen, dem ML-Schätzer. Fälschlicherweise wird dieser LS-Kanalschätzer auch bei nicht idealer A-Priori Information in der Literatur oft als ML-Schätzer bezeichnet, wie z.B. in [NP00b]. Hier sei nochmals angemerkt, dass ein echter ML-Schätzer bei nicht idealer A-Priori Information sehr aufwendig wird und nicht der Lösung in (6.46) entspricht.

Der hier vorgestellte Ansatz zur iterativen Kanalschätzung schätzt die Kanalimpulsantwort über die Länge eines Sendebursts. Dabei wird angenommen, dass sich die Kanalimpulsantwort innerhalb des Sendebursts, d.h. über eine Zeitdauer von $577 \mu\text{s}$, nicht bzw. nur minimal ändert. Diese Annahme gilt für sich langsam bewegende Mobilstationen, es wurden aber z.B. in [NP00b] und [SLK00] gute Ergebnisse bei iterativer Kanalschätzung über den gesamten Sendeburst selbst bei einer Mobilgeschwindigkeit von $v = 100 \text{ km/h}$ erzielt. In dieser Arbeit werden nur Geschwindigkeiten der Mobilstation bis $v = 50 \text{ km/h}$ betrachtet.

6.3.2.2 Lineare MMSE-Kanalschätzung unter Verwendung von A-Priori Information

Beim LMMSE Kanalschätzer werden die Kanalkoeffizienten im Vektor $\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}}$ des zu schätzenden Kanals als komplexe, unabhängige, gaußverteilte Variablen mit dem Mittelwert 0 und einer noch zu bestimmenden Kovarianz $\text{Cov}(\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}}, \hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}})$ angenommen. Diese Modellierung der Kanalkoeffizienten als gaußverteilte, mittelwertfreie Zufallsvariablen

entspricht dem den COST Kanalmodellen [COS89] zugrunde gelegten Rayleighfading. Mittels des MMSE-Kriteriums lässt sich die Kostenfunktion zur Schätzung der LMMSE Kanalkoeffizienten wie folgt aufstellen:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}}} E \left\{ (\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}})^2 \right\}. \quad (6.47)$$

Die LMMSE Lösung für die Berechnung der geschätzten Kanalkoeffizienten ergibt sich zu [Kay98]:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \text{Cov}(\mathbf{h}, \mathbf{r}_n) \text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n)^{-1} \mathbf{r}_n. \quad (6.48)$$

Mit (6.36) und (6.35) ergeben sich die Kovarianzmatrizen in (6.48) zu

$$\text{Cov}(\mathbf{h}, \mathbf{r}_n) = E \{ \mathbf{h} \mathbf{h}^H \} E \{ \mathbf{M}_A^H \} \quad (6.49)$$

$$\text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n) = E \{ \mathbf{M}_A \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{M}_A^H \} + \underbrace{E \{ \mathbf{w}_n \mathbf{w}_n^H \}}_{2\sigma_w^2 \mathbf{I}_P}, \quad (6.50)$$

so dass sich die LMMSE Kanalkoeffizienten wie folgt berechnen lassen:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = E \{ \mathbf{h} \mathbf{h}^H \} E \{ \mathbf{M}_A^H \} (E \{ \mathbf{M}_A \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{M}_A^H \} + 2\sigma_w^2 \mathbf{I}_P)^{-1} \mathbf{r}_n. \quad (6.51)$$

Die in (6.48),(6.51) zu invertierende Kovarianzmatrix $\text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n)^{-1}$ hat die Dimension $P \times P$ mit $P = (143 - L)$, folglich eignet sich die Berechnung der geschätzten Kanalkoeffizienten nach (6.48) nicht für eine Implementierung, da die Matrixinversion einer $(143 - L) \times (143 - L)$ -Matrix mit z.B. $L = 7$ einen extrem hohen Rechenaufwand erfordert. Im Folgenden wird daher auf Grundlage von Gleichung (6.51) ein komplexitätsreduzierter LMMSE Kanalschätzer hergeleitet.

Unter der Annahme zeitlich nicht-korrelierter A-Priori Information und dem im EDGE-System verwendeten 8-PSK Symbolalphabet lässt sich $E \{ \mathbf{M}_A \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{M}_A^H \}$ zu

$$E \{ \mathbf{M}_A \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{M}_A^H \} = E \{ \mathbf{M}_A^H \} E \{ \mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H \} E \{ \mathbf{M}_A \} + \Lambda'^C \quad (6.52)$$

zerlegen, wobei die Elemente $\lambda_i'^C$ der $(P \times P)$ Diagonalmatrix

$$\Lambda'^C = \text{diag} \left[\lambda_0'^C \quad \lambda_1'^C \quad \dots \quad \lambda_{P-1}'^C \right] \quad (6.53)$$

wie folgt berechnet werden:

$$\lambda_i'^C = \sum_{j=0}^{L-1} \left(\underbrace{E \{ d_{L+2+i-j} d_{L+2+i-j}^* \}}_{=2} - E \{ d_{L+2+i-j} \} E \{ d_{L+2+i-j}^* \} \right) \cdot E \{ h_j h_j^* \} \quad (6.54)$$

mit $i \in \{0, 1 \dots P-1\}$.

Mit der Zerlegung aus (6.52) ergibt sich (6.51) zu

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \mathbb{E}\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\} \mathbb{E}\{\mathbf{M}_A^H\} \left(\mathbb{E}\{\mathbf{M}_A^H\} \mathbb{E}\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\} \mathbb{E}\{\mathbf{M}_A\} + \underbrace{\Lambda^C + 2\sigma_w^2 \mathbf{I}_P}_{\mathbf{C}} \right)^{-1} \mathbf{r}_n, \quad (6.55)$$

und durch Anwendung des Matrix-Inversion-Lemmas [GL96] auf die Berechnungsvorschrift (6.55) lassen sich die geschätzten LMMSE Kanalkoeffizienten wie folgt berechnen:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \left(\underbrace{\mathbb{E}\{\mathbf{M}_A^H\} \mathbf{C}^{-1} \mathbb{E}\{\mathbf{M}_A\} + \mathbb{E}\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\}^{-1}}_{(L \times L)} \right)^{-1} \mathbb{E}\{\mathbf{M}_A^H\} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{r}_n. \quad (6.56)$$

Da die zu invertierenden Matrizen \mathbf{C} und $\mathbb{E}\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\}$ Diagonalmatrizen darstellen, lassen sich diese sehr einfach invertieren. Damit verbleibt zur Berechnung der LMMSE Kanalkoeffizienten nach (6.56) nur noch die Invertierung einer $L \times L$ Matrix, so dass der Rechenaufwand und die Implementierungskosten verglichen zur Berechnungsvorschrift nach (6.48) signifikant gesenkt werden kann.

Zur genauen Berechnung der Matrix $\mathbb{E}\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\}^{-1}$ müsste das Verzögerungsleistungsdichtespektrum des Kanals, d.h. des in Abbildung 6.7 dargestellten äquivalenten Tiefpasskanalmodells, bekannt sein. Das Verzögerungsleistungsdichtespektrum liegt dem EDGE-Empfänger jedoch nicht vor. In [BFM99] wird daher für die LMMSE-Kanalschätzung im GSM-System vorgeschlagen, das Verzögerungsleistungsdichtespektrum der äquivalenten Tiefpasskanalimpulsantwort aus der Faltung der Verzögerungsleistungsdichtespektren der Sende- und Empfangsfilter anzunähern, wobei das unbekanntes Verzögerungsleistungsdichtespektrum des physikalischen Kanals nicht berücksichtigt wird. Diese Vereinfachung zeigt für Kanalprofile mit schnell abfallendem Verzögerungsleistungsdichtespektrum wie z.B. beim TU oder RA-Profil recht gute Ergebnisse, für das HT-Profil mit stark ausgeprägten Nachläufern, wie in Abbildung 6.9 in [BFM99] dargestellt, erweist sich diese Vereinfachung zur Schätzung des Verzögerungsleistungsdichtespektrum der äquivalenten Tiefpasskanalimpulsantwort als weniger gut geeignet [BFM99].

In einem iterativem System kann jedoch die Matrix $\mathbb{E}\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\}^{-1}$ beispielsweise mit Hilfe der in der nullten Iterationsstufe geschätzten ML Kanalimpulsantwort geschätzt werden [Puk03]:

$$\mathbb{E}\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\}^{-1} = \text{diag} \left[\frac{1}{|\hat{h}_0^{ML}|^2}, \frac{1}{|\hat{h}_1^{ML}|^2}, \dots, \frac{1}{|\hat{h}_{L-1}^{ML}|^2} \right]. \quad (6.57)$$

Diese Berechnung wird im Folgenden für die Schätzung der Matrix $\mathbb{E}\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\}^{-1}$ verwendet. Ein Sonderfall zur Berechnung der LMMSE Kanalkoeffizienten ergibt sich, wenn die Kovarianz der Sendesymbole in (6.54) zu Null gesetzt wird, d.h.

$$\underbrace{\mathbb{E}\{d_n d_n^*\}}_{=\mathbb{E}\{d_n\} \mathbb{E}\{d_n^*\}} - \mathbb{E}\{d_n\} \mathbb{E}\{d_n^*\} = 0, \quad (6.58)$$

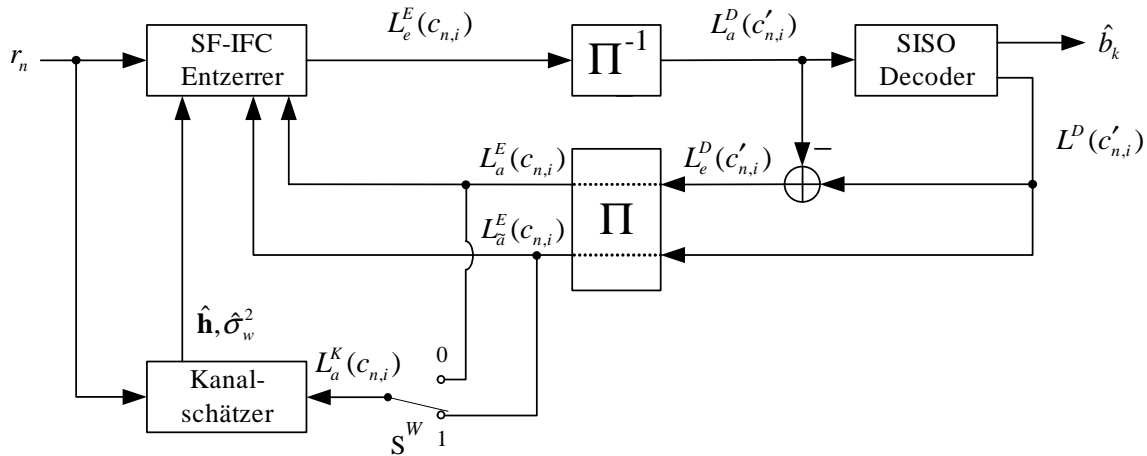


Abbildung 6.26: Turbo-Empfänger mit SF-IFC und iterativer Kanalschätzung

da hierfür die Matrix Λ^C zu Null gesetzt wird und sich die Berechnung der LMMSE Kanalkoeffizienten wie folgt vereinfachen lässt:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE},1} = (\mathbf{E}\{\mathbf{M}_A^H\}\mathbf{E}\{\mathbf{M}_A\} + 2\sigma_w^2 \cdot \mathbf{E}\{\mathbf{h}_n\mathbf{h}_n^H\})^{-1} \mathbf{E}\{\mathbf{M}_A^H\}\mathbf{r}_n. \quad (6.59)$$

Da diese vereinfachte Lösung nur die Statistik 1. Ordnung bezüglich der geschätzten Sendesymbole verwendet, d.h. den Mittelwert, sind die nach (6.59) geschätzten Kanalkoeffizienten mit dem Index l gekennzeichnet.

6.3.3 Vergleich der iterativen Kanalschätzalgorithmen

In diesem Abschnitt werden die beiden iterativen Kanalschätzer aus Abschnitt 6.3.2.1, d.h. der LS- und der MV-Schätzer, und die beiden LMMSE Kanalschätzer erster und zweiter Ordnung aus Abschnitt 6.3.2.2 bei der Verwendung im EDGE-System hinsichtlich der erzielbaren Blockfehlerraten miteinander verglichen. Innerhalb der nullten Iterationsstufe erfolgt die Kanalschätzung mit dem im Abschnitt 6.3.1 vorgestellten ML-Schätzer, der ausschließlich die Trainingssequenz innerhalb des Sendebursts verwendet. Anschließend wird die Entzerrung mit dem Soft-Output DDFSE Entzerrer mit 64 Zuständen aus Abschnitt 6.2.2.1 ausgeführt, danach erfolgen drei Iterationen mit dem LS- oder ML-Kanalschätzer und dem SF-IFC SISO Entzerrer. Diese Entzerrer-Strategie aus DDFSE in der nullten Iterationsstufe und dem SF-IFC für die weiteren Iterationen hat sich in Abschnitt 6.2 als sehr günstig hinsichtlich des Abtausches zwischen Implementierungsaufwand und Leistungsfähigkeit erwiesen. Es wird wieder angenommen, dass sich die Kanalimpulsantwort während eines Sendebursts nur geringfügig ändert, diese Annahme gilt für langsame Mobilgeschwindigkeiten [GS02]. Daher wird die hier geschätzte Kanalimpulsantwort als kon-

stant über den ganzen Burst angenommen. Zusätzlich erfolgt nach dem Frequenzsprungverfahren nach jedem Sendeburst ein Sprung auf eine andere Trägerfrequenz, d.h. es existiert eine vollkommen andere Kanalimpulsantwort für jeden folgenden Sendeburst. Die Länge der geschätzten Kanalimpulsantwort wird auf $L = 7$ gesetzt.

Nachdem in Kapitel 5 gezeigt wurde, dass bei filterbasierten Entzerrern die volle Information des Kanaldecoders anstatt nur der extrinsischen Information als A-Priori Information verwendet werden sollte, wird in diesem Abschnitt untersucht, ob dies auch auf die Kanalschätzung übertragbar ist. Abbildung 6.26 zeigt die Einbettung des Kanalschätzers im Turbo-Empfänger, wobei mit Schalter S^W zwischen extrinsischer und voller Information des Kanaldecoders für die Kanalschätzung hin- und hergeschaltet werden kann. Wie zuvor wird die ausschließliche Verwendung der extrinsischen Kanaldecoderinformation als A-Priori Information mit (*extr.*) gekennzeichnet, während die Verwendung der vollen Kanaldecoderinformation als erweiterte A-Priori Information mit (*erw.*) gekennzeichnet ist. In der Literatur werden beide Ansätze verfolgt: So wird z.B. in [OT03],[TOS02],[OT02],[WH+03] die extrinsische Information $L_e^D(c'_{n,i})$ zur Kanalschätzung verwendet, während in [NP+03a], [NP00a], [ZL+03] die volle Information $L^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders für die Kanalschätzung benutzt wird.

Abbildung 6.27 zeigt die Blockfehlerraten für den SF-IFC EDGE-Turbo-Empfänger beim HT-50 Kanalprofil für die verschiedenen iterativen Kanalschätzer nach der ersten Iteration, wobei die gestrichelten Blockfehlerratenkurven die Verwendung der extrinsischen Information $L_e^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders für die iterative Kanalschätzung anzeigt, während die durchgezogenen Blockfehlerratenkurven die Verwendung der vollen A-Posteriori Information $L^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders für die iterative Kanalschätzung visualisiert.

Wird nur die extrinsische Information $L_e^D(c'_{n,i})$ für die Kanalschätzung verwendet, so zeigt der iterative LMMSE-Schätzer 2. Ordnung die besten Blockfehlerraten, vor dem LMMSE-Schätzer 1. Ordnung und dem LS-Schätzer. Der Empfänger mit dem MV-Schätzer zeigt die schlechteste Leistungsfähigkeit; der LMMSE-Schätzer 1. Ordnung erzielt bei einer Blockfehlerrate von $\text{BLER} = 10^{-2}$ gegenüber dem MV-Schätzer einen Gewinn von ca. 0.35 dB. Die schlechte Leistungsfähigkeit des MV-Schätzers lässt sich dadurch erklären, dass der nicht-erwartungstreue MV-Schätzer, wie in Abschnitt 6.3.2.1 erläutert, bei sehr schwacher A-Priori Information die geschätzten Kanalkoeffizienten gegen Null konvergieren lässt. Wird nur die extrinsische Information $L_e^D(c'_{n,i})$ als A-Priori Information verwendet, so kann dieser Fall schnell eintreten, wie eine Betrachtung der Übertragungskennlinie zwischen A-Priori Information und extrinsischer Information eines SISO Kanaldecoders, wie z.B. in Abbildung 3.12 dargestellt, zeigt: Der Informationsgehalt von $L_e^D(c'_{n,i})$ ist abhängig von der A-Priori Information $L_a^D(c'_{n,i})$ und bei schwacher A-Priori Information für den SISO Kanaldecoder konvergiert der Informationsgehalt der extrinsischen Information gegen Null, während bei stärkerer A-Priori Information der Informationsgehalt der extrinsischen Information schnell gegen $I_e^D = 1$ konvergiert. Ist z.B. ein Burst durch Fading besonders stark gestört, so ist $L_e^E(c_{n,i})$ am Entzerrerausgang und damit die A-Priori Information $L_a^D(c'_{n,i})$ relativ schwach, womit wiederum die extrinsische Information $L_e^D(c'_{n,i})$ besonders schwach

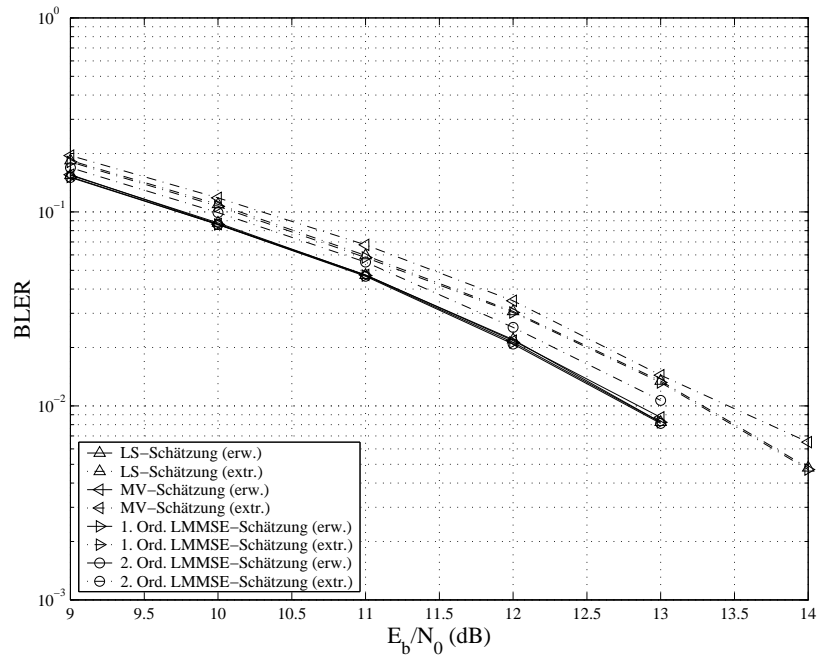


Abbildung 6.27: 1. Iteration: Vergleich Blockfehlerraten bei verschiedenen iterativen Kanalschätzern, HT-50-Profil, ideales Frequency-Hopping, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer

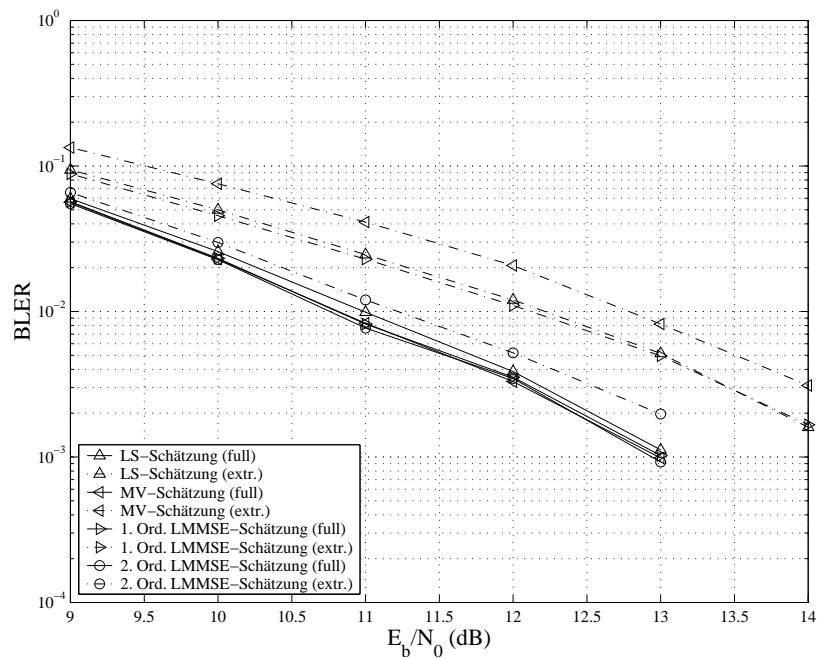


Abbildung 6.28: 3. Iteration: Vergleich Blockfehlerraten bei verschiedenen iterativen Kanalschätzern, HT-50-Profil, ideales Frequency-Hopping, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer

ausfällt. Für diesen Fall skaliert der MV-Kanalschätzer die Koeffizienten der geschätzten Kanalimpulsantwort gegen Null, während der LS-Schätzer erwartungstreu bleibt. Deshalb weist der Turbo-Empfänger mit der LS-Schätzung bei Verwendung der extrinsischen Kanaldecoderinformation bessere Konvergenzeigenschaften auf als der mit dem MV-Schätzer, wie auch von Wautelet in [WH+03] gezeigt wurde.

Wie der Abbildung 6.28 zu entnehmen ist, welche die Blockfehlerraten für das o.g. Szenario nach der dritten Iteration darstellt, werden die Simulationsergebnisse aus Abbildung 6.27 bei Verwendung der extrinsischen Information $L_e^D(c'_{n,i})$ für die Kanalschätzung bestätigt, wobei der LMMSE-Schätzer 2. Ordnung gegenüber dem MV-Schätzer bei einer Blockfehlerrate von $\text{BLER} = 10^{-2}$ einen Gewinn von ca. 1.6 dB erzielt.

Nun werde die volle Kanaldecoderinformation $L^D(c'_{n,i})$ als erweiterte A-Priori Information für die iterative Kanalschätzung verwendet, in den Abbildungen 6.27 und 6.28 jeweils durch die durchgezogenen Blockfehlerraten und den Vermerk (*erw.*) gekennzeichnet. Zunächst ist zu erkennen, dass die Konvergenz des Turbo-Empfängers bei allen vier iterativen Kanalschätzern deutlich besser ausfällt als zuvor bei ausschließlicher Verwendung der extrinsischen Information $L_e^D(c'_{n,i})$. Nach der ersten Iteration zeigt der EDGE-Empfänger für alle vier iterativen Kanalschätzer etwa die gleichen Blockfehlerraten, d.h. insbesondere der vormals bei Verwendung der extrinsischen Information $L_e^D(c'_{n,i})$ relativ schlechte MV-Schätzer erwirkt den größten Gewinn durch die Verwendung der vollen Kanaldecoderinformation, dieser beträgt bei einer Blockfehlerrate von $\text{BLER} = 10^{-2}$ nach der ersten Iteration ca. 0.6 dB und nach der dritten Iteration ca. 2.0 dB.

Wie schon bei den linearen filterbasierten Entzerrern in Kapitel 5 erläutert, wird auch bei den hier verwendeten Kanalschätzern bei ausschließlicher Verwendung der extrinsischen Information $L_e^D(c'_{n,i})$ des Kanaldecoders die wertvolle Information aus der Übertragung über den ISI-Kanal, d.h. die Kanalinformation $L_e^E(c_{n,i})$, nicht berücksichtigt. Im Gegensatz zu den zustandsbasierten MAP-Entzerrern aus Abschnitt 3.3 können die hier verwendeten Kanalschätzer diese Kanalinformation nicht selbstständig auswerten. Durch die Verwendung der vollen Information des Kanaldecoders, welche auch die Kanalinformation $L_e^E(c_{n,i})$ aus dem Entzerrer beinhaltet, wird nun die gesamte zur Verfügung stehende Information zur Kanalschätzung verwendet. Es sei jedoch angemerkt, dass die in (6.40) zu berechnende Matrix $E\{\mathbf{M}_A^H \mathbf{M}_A\}$ und die in (6.51) zu berechnete Matrix $E\{\mathbf{M}_A \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{M}_A^H\}$ nur angenähert wird, da die A-Priori Information als statistisch unabhängig, d.h. zeitlich nichtkorreliert, betrachtet wird, was jedoch für den die Kanalinformation $L_e^E(c_{n,i})$ beinhaltenden Anteil der A-Priori Information nicht gilt.

Nach drei Iterationen fällt der Empfänger mit der iterativen LS-Schätzung bezüglich der Blockfehlerratenleistungsfähigkeit um ca. 0.2 dB gegenüber den beiden LMMSE-Schätzern und dem MV-Schätzer ab, welche wiederum in etwa die gleiche Blockfehlerratenleistungsfähigkeit zeigen. Interessant ist die Beobachtung, dass der bei Verwendung der extrinsischen Information für die Kanalschätzung den anderen Kanalschätzern überlegene LMMSE-Schätzer 2. Ordnung bei Verwendung der A-Posteriori Information $L^D(c'_{n,i})$ keinen Leistungsgewinn gegenüber dem LMMSE-Schätzer 1. Ordnung und dem MV-Schätzer bewirkt. Somit zeigt der iterative MV-Schätzer bei Verwendung der vollen Kanaldecoder-

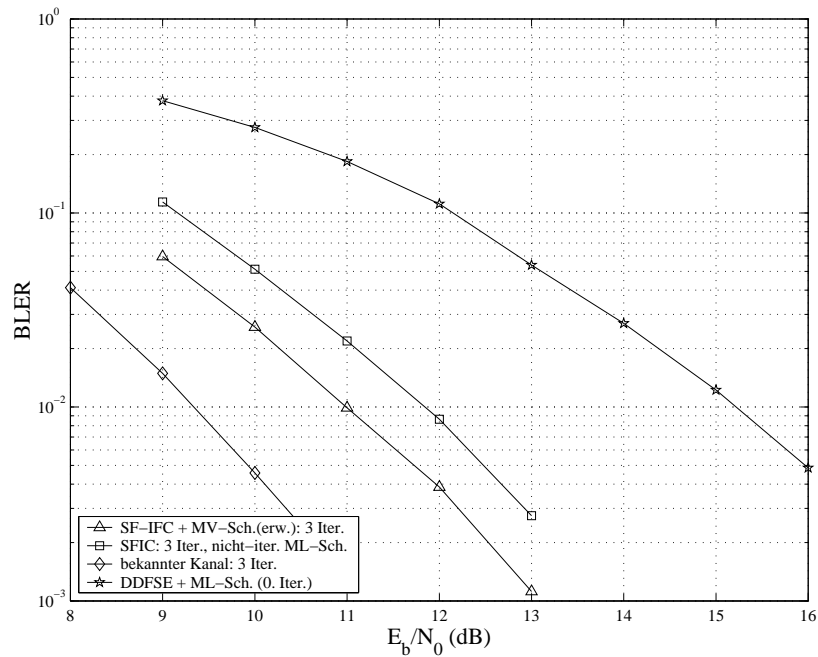


Abbildung 6.29: Vergleich Blockfehleraten bei iterativer vs. nicht-iterativer Kanalschätzung, HT-50-Profil, ideales Frequency-Hopping, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer

information $L^D(c'_{n,i})$ die beste Leistungsfähigkeit hinsichtlich der Blockfehlerate bei geringerem Implementierungsaufwand verglichen zu den beiden LMMSE-Schätzern, da die Schätzung der Kovarianzmatrix $E\{\mathbf{h}_n\mathbf{h}_n^H\}$ der Kanalimpulsantwort nicht benötigt wird. Abbildung 6.29 zeigt die Blockfehlerate des EDGE-Empfängers mit der iterativen MV-Kanalschätzung und dem SF-IFC Turbo-Entzerrer nach drei Iterationen im Vergleich zur Blockfehlerate des gleichen Empfängers bei bekannter Kanalimpulsantwort (d.h. ohne Kanalschätzung). Bei einer Blockfehlerate von $BLER = 10^{-2}$ verfehlt der Empfänger mit der iterativen MV-Kanalschätzung nach drei Turbo-Iterationen durch die nicht perfekte Kanalschätzung die Blockfehlerate des Empfängers mit bekannter Kanalimpulsantwort um ca. 1.7 dB; gegenüber dem iterativen Empfänger ohne iterative Kanalschätzung, welcher nur die ML-Kanalschätzung aus Abschnitt 6.3.1 basierend auf der bekannten Trainingssequenz während der nullten Iteration verwendet, wird durch den iterativen MV-Kanalschätzer ein Gewinn von ca. 0.8 dB erzielt. Des Weiteren ist in Abbildung 6.29 die Blockfehleratenkurve eines klassischen nicht-iterativen EDGE-Empfängers, welcher die ML-Kanalschätzung und den DDFSE mit 64 Zuständen für die Entzerrung verwendet, dargestellt. Hier erzielt der iterative EDGE-Empfänger mit iterativer MV-Kanalschätzung und iterativer SF-IFC Entzerrung nach drei Turbo-Iterationen bei einer Blockfehlerate von $BLER = 10^{-2}$ einen Gewinn von 4.3 dB.

Zusätzlich zum bisher verwendeten HT-50 Kanalprofil sind in den Abbildungen 6.30 und 6.31 die simulierten Blockfehleraten des iterativen EDGE-Empfängers nach der ersten

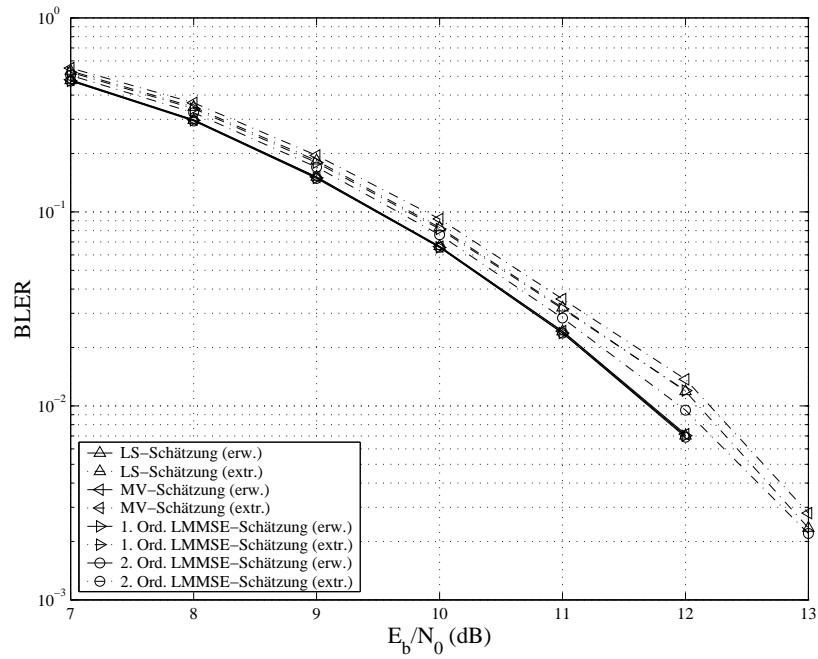


Abbildung 6.30: 1. Iteration: Vergleich Blockfehlerraten bei verschiedenen iterativen Kanalschätzern, BU-50-Profil, ideales Frequency-Hopping, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer

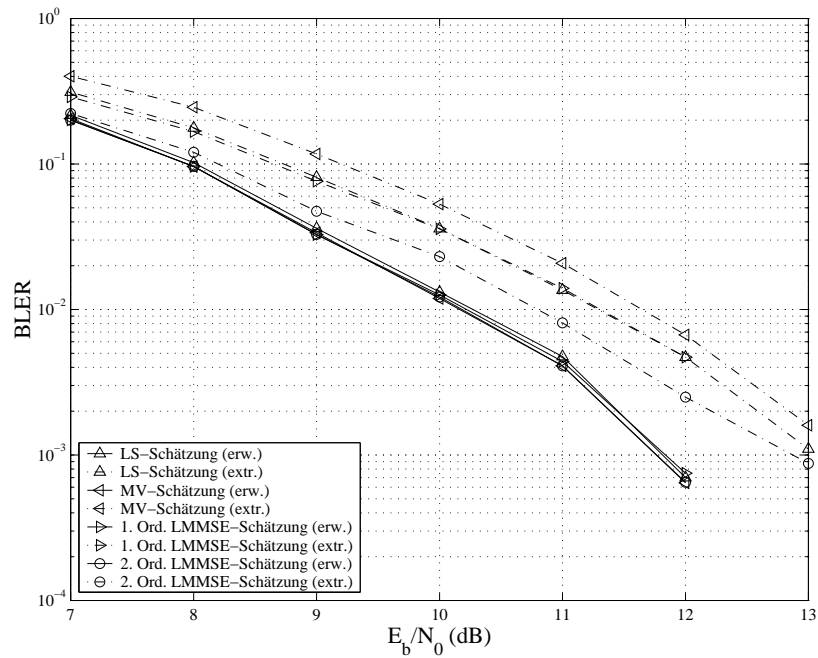


Abbildung 6.31: 3. Iteration: Vergleich Blockfehlerraten bei verschiedenen iterativen Kanalschätzern, BU-50-Profil, ideales Frequency-Hopping, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer

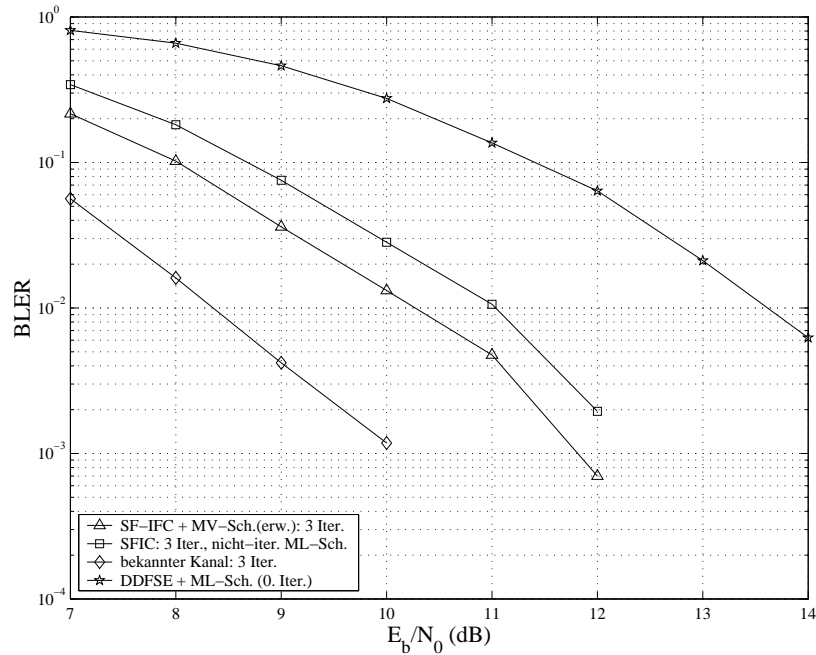


Abbildung 6.32: Vergleich Blockfehleraten bei iterativer vs. nicht-iterativer Kanalschätzung, BU-50-Profil, ideales Frequency-Hopping, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer

und der dritten Iteration für das BU-50 Kanalprofil dargestellt. Auch hier zeigt sich, dass die Verwendung der vollen A-Priori Information zur Kanalschätzung beim LS-Schätzer, beim MV-Schätzer und bei den beiden LMMSE-Schätzern verbesserte Konvergenzeigenschaften ergibt als bei ausschließlicher Verwendung der extrinsischen Information. Somit werden die aus dem HT-50 Kanalprofil gewonnenen Ergebnisse beim BU-50 Kanalprofil bestätigt.

Abschliessend zeigt die Abbildung 6.32, dass der Gewinn der iterativen MV-Kanalschätzung bei einer Blockfehlerate von $BLER = 10^{-2}$ gegenüber dem Empfänger ohne iterative Kanalschätzung, d.h. nur mit der ML-Kanalschätzung während der nullten Iteration, ca. 0.8 dB beträgt, während der Gesamtturbogewinn gegenüber dem klassischen nichtiterativen EDGE-Empfänger (ML-Kanalschätzung, DDFSE mit 64 Zuständen) ca. 3.3 dB beträgt. Der leicht verminderte Gesamtturbogewinn beim BU-50-Profil gegenüber dem HT-50-Profil ist darin begründet, dass das BU-Profil geringere Intersymbol-Interferenzen als das HT-Profil hervorruft, und damit auch geringere Anforderungen an die Entzerrung und die Kanalschätzung gestellt werden.

6.3.4 Zusammenfassung Kanalschätzung

In Abschnitt 6.3.1 wurde zunächst die klassische, nicht-iterative ML-Kanalschätzung im GSM/EDGE-System erläutert. Diese Kanalschätzung nutzt die Orthogonalität der zyklischen Autokorrelationsfolge aus, die in der Trainingssequenz enthalten ist, und kann damit die für die Berechnung der geschätzten Kanalimpulsantwort benötigte Matrixinversion stark vereinfachen, da die zu invertierende Matrix eine Diagonalmatrix darstellt.

Nachfolgend wurden vier verschiedene iterative Kanalschätzverfahren vorgestellt. Zunächst wurden in Abschnitt 6.3.2.1 mit dem LS-Kanalschätzer und dem MV-Kanalschätzer zwei Schätzalgorithmen vorgestellt, welche A-Priori Information über die Sendesymbole für die Schätzung verwenden können, ansonsten aber keine zusätzlichen Informationen benötigen. Der LS-Kanalschätzer verwendet nur die Statistik 1. Ordnung und ist erwartungstreu, während der MV-Kanalschätzer auch Statistiken 2. Ordnung mitverwendet, dafür aber nicht-erwartungstreu ist. Die in Abschnitt 6.3.2.2 behandelten LMMSE-Kanalschätzer benötigen zusätzlich zur A-Priori Information über die Sendesymbole auch noch Information über die Energie σ_w^2 des gaußschen Rauschens des ISI-Kanals und die Matrix $E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$, d.h. Information über das Betragsquadrat der einzelnen Kanalkoeffizienten $|h_i|^2$ mit $i \in \{0, 1 \dots L - 1\}$ des ISI-Kanals. Zunächst wurde in Abschnitt 6.3.2.2 ein LMMSE-Kanalschätzer 2. Ordnung hergeleitet, welcher auch die Kovarianzen der Sendesymbole mitberücksichtigt, anschliessend wurde aus diesem LMMSE-Kanalschätzer 2. Ordnung der bekannte LMMSE-Kanalschätzer 1. Ordnung abgeleitet.

Anhand von Blockfehlerraten-Simulationen im Codierungsschema MCS-5 in den beiden COST-Kanalprofilen HT-50 und BU-50 wurde zunächst untersucht, ob die Verwendung der vollen Kanaldecoderinformation zur Kanalschätzung bei vier iterativen Kanalschätzern zu besseren Konvergenzeigenschaften des Turbo-Empfängers führt, als die ausschließliche Verwendung der extrinsischen Kanaldecoderinformation gemäß dem klassischen Turbo-Prinzip. Bei Verwendung der extrinsischen Kanaldecoderinformation zeigten sich deutliche Unterschiede bezüglich der erzielbaren Blockfehlerraten bei den verschiedenen iterativen Kanalschätzern, wobei der LMMSE-Schätzer 2. Ordnung die besten Blockfehlerraten erreichte. Durch die Verwendung der vollen A-Posteriori Information des Kanaldecoders konnte bei allen vier Kanalschätzern die Blockfehlerratenleistungsfähigkeit des EDGE-Empfängers verbessert werden, wobei die beiden LMMSE-Kanalschätzer 1. und 2. Ordnung und der MV-Kanalschätzer eine quasi gleichwertige Blockfehlerratenleistungsfähigkeit zeigten, während der LS-Kanalschätzer beim HT-50 Kanalprofil leichte Einbussen bezüglich der Blockfehlerraten zeigte.

Da die beiden LMMSE-Kanalschätzer verglichen zum MV-Kanalschätzer durch die Schätzung der Kanalmatrix $E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$ einen leicht erhöhten Implementierungsaufwand verursachen, stellt somit der iterative MV-Kanalschätzer den besten Abtausch zwischen Leistungsfähigkeit bezüglich der zu erreichenden Blockfehlerraten und dem Implementierungsaufwand dar.

6.4 Verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Kanalschätzung und die Entzerrung bisher jeweils separat betrachtet und optimiert, wobei besonderer Augenmerk auf eine implementierungsgünstige Lösung geworfen wurde. Eine separate Betrachtung von verschiedenen von einander abhängigen Komponenten, ob Kanalschätzung/Entzerrung oder Entzerrung/Kanaldecodierung, erzielt jedoch grundsätzlich suboptimale Ergebnisse.

Ein Vorschlag für die Realisierung einer gemeinsamen Kanalschätzung und Entzerrung wurde in [DJU05] vorgestellt, wobei eine gemeinsame Kostenfunktion für die Kanalkoeffizienten und die Entzerrerkoeffizienten des filterbasierten Entzerrers aufgestellt wird und mittels des MMSE-Kriteriums optimiert wird. Im Folgenden wird auf Grundlage der Ausführungen von [DJU05] eine gemeinsame Kanalschätzung und Entzerrung für den SFIC SISO Entzerrers hergeleitet und im EDGE-System hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit mit den in Abschnitt 6.3.3 untersuchten nicht-verknüpften Verfahren verglichen.

Zunächst wird kurz auf die klassisch separat ausgeführte Kanalschätzung und Berechnung der Filterkoeffizienten und der Prior-Information des linearen MMSE SISO Entzerrers mit zeitvarianten Filterkoeffizienten aus Abschnitt 4.1 eingegangen, anschließend erfolgt der Übergang auf die verknüpfte Entzerrung und Kanalschätzung.

Beim klassischen Ansatz der Berechnung der Filterkoeffizienten des linearen MMSE SISO Detektors, wie im Folgenden basierend auf dem Ansatz (4.8) zur Berechnung der Koeffizienten des linearen MMSE SISO Detektors mit zeitvarianten Filterkoeffizienten dargestellt, wird in der zu minimierenden MMSE Kostenfunktion

$$C_S(\mathbf{f}_n, a_n, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}, \hat{\mathbf{h}}, \sigma_w^2, E_s) = E \left\{ |s_n - d_n|^2 \mid \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}, \hat{\mathbf{h}}, \sigma_w^2, E_s \right\} \quad (6.60)$$

die geschätzte Kanalimpulsantwort als fehlerfrei bekannt angenommen, wobei z.B. im iterativen EDGE-System die Kanalimpulsantwort $\hat{\mathbf{h}}$ auf Grundlage des Empfangsvektors \mathbf{r}_n und der die Trainingssymbole und geschätzten Sendesymbole umfassenden Matrix \mathbf{M}_A geschätzt werden können.

Diese Schätzung der Kanalimpulsantwort ist jedoch in der Regel fehlerbehaftet, so dass die Annahme einer fehlerfrei geschätzten Kanalimpulsantwort $\hat{\mathbf{h}}$ falsch ist. Die restlichen in (6.60) als bekannt angenommenen Modellparameter können im Modellparametersatz $\mathcal{M}_S \in \Omega_S = \{\{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}, \sigma_w^2, E_s\}$ zusammengefasst werden, so dass sich das Optimierungsproblem zur Berechnung der Filterkoeffizienten des linearen MMSE SISO Detektors wie folgt zusammenfassen lässt:

$$(\mathbf{f}_n, a_n) = \arg \min_{(\mathbf{f}_n, a_n)} C_S(\mathbf{f}_n, a_n, \hat{\mathbf{h}}, \mathcal{M}_S). \quad (6.61)$$

Der Rayleigh-Fading Mobilfunkkanal wird, wie schon zuvor bei der LMMSE Kanalschätzung, als gaussverteilt angenommen mit dem Mittelwert $\mu_{\mathbf{h}} = E\{\mathbf{h}\}$ und der Covarianz $\text{Cov}(\mathbf{h}, \mathbf{h}) = E\{\mathbf{h} - \mu_{\mathbf{h}}(\mathbf{h} - \mu_{\mathbf{h}})^H\}$.

Wie zuvor erwähnt, erfolgt die Schätzung der Kanalimpulsantwort auf Grundlage des Empfangsvektors \mathbf{r}_n und der Matrix \mathbf{M}_A . Im Empfänger kann nun unter Beobachtung des

Empfangsvektors \mathbf{r}_n die Kanalimpulsantwort als gaussverteilte Zufallsvariable \mathbf{h}_z mit $\mathbf{h}_z \sim \mathcal{N}_C(\mu_{\mathbf{h}_z}, \text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z))$ modelliert werden. Diese als gaussverteilte Zufallsvariable \mathbf{h}_z modellierte Kanalimpulsantwort, welche auf der Beobachtung des Empfangsvektors \mathbf{r}_n basiert, führt zu der modifizierten Kostenfunktion $C_S(\mathbf{f}_n, a_n, \mathbf{h}_z, \mathcal{M}_S)$, welche nun selbst eine Zufallsvariable darstellt.

Der Empfänger kann bei einer verknüpften Optimierung von Entzerrerkoeffizienten und Kanalschätzung das Wissen über den Kanal durch den beobachteten Empfangsvektor \mathbf{r}_n verwenden, und die zu minimierende Kostenfunktion C_J zur Berechnung der Entzerrerkoeffizienten bei verknüpfter Kanalschätzung kann als bedingter Erwartungswert der Kostenfunktion C_S in Abhängigkeit des beobachteten Empfangsvektors \mathbf{r}_n wie folgt aufgestellt werden:

$$C_J(\mathbf{f}_n, a_n, \mathbf{r}_n, \mathcal{M}_J) = E_{\mathbf{h}_z}\{C_S(\mathbf{f}_n, a_n, \mathbf{h}_z, \mathcal{M}_S) | \mathbf{r}_n\}. \quad (6.62)$$

Der Satz der als bekannt angenommenen Modellparameter bei der gemeinsamen Optimierung $\mathcal{M}_J \in \Omega_J = \Omega_S \cup p(\mathbf{h} | \mathbf{r}_n)$ ist somit im Vergleich zum Modellparametersatz \mathcal{M}_S durch die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p(\mathbf{h} | \mathbf{r}_n)$ erweitert, welche für die als gaußverteilt angenommene Kanalimpulsantwort durch die Parameter

$$\{p(\mathbf{h} | \mathbf{r}_n)\} \equiv \{\mu_{\mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n}, \text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n)\} \quad (6.63)$$

modelliert werden kann. Im folgenden Abschnitt wird anhand des Beispiels der verknüpften Kanalschätzung und Entzerrung bei linearer MMSE Detektion mit A-Priori Information genauer auf eine mögliche Variante zur Berechnung der Parameter $\{p(\mathbf{h} | \mathbf{r}_n)\} \equiv \{\mu_{\mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n}, \text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n)\}$ eingegangen.

6.4.1 Verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung bei linearer MMSE Detektion mit A-Priori Information

In diesem Abschnitt erfolgt die Herleitung der Filterkoeffizienten des linearen MMSE SI-SO Detektors mit zeitvarianten Filterkoeffizienten in Abhängigkeit von A-Priori Information unter der Berücksichtigung der verknüpften Kanalschätzung, d.h. es wird im Gegensatz zur Herleitung in Abschnitt 4.1 nicht angenommen, dass die Kanalimpulsantwort bekannt ist.

In Abschnitt 6.4 wurde die Kostenfunktion C_J (6.62) zur Berechnung der Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n und der Prior Information a_n bei gleichzeitig verknüpfter Kanalschätzung aufgestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird nun zunächst die Berechnung der Filterkoeffizienten und der Prior Information anhand der nicht-verknüpften Kostenfunktion C_S (6.60) hergeleitet, wobei die als Zufallsvariable modellierte Kanalimpulsantwort \mathbf{h}_z in (6.62) durch \mathbf{h} substituiert wird. Anschliessend an diese Herleitung erfolgt der Übergang zur verknüpften Kostenfunktion C_J (6.62) unter Verwendung der bedingten Wahrscheinlichkeiten für die Zufallsvariable \mathbf{h}_z in Abhängigkeit vom beobachteten Empfangsvektor durch folgende

Resubstitution basierend auf \mathbf{r}_n :

$$\begin{aligned} \underbrace{\mathbf{H}\mathbf{H}^H}_{E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H|\mathbf{h}\}} &\longleftarrow E\{\mathbf{H}_z\mathbf{H}_z^H|\mathbf{r}_n\} \\ \underbrace{\mathbf{H}}_{E\{\mathbf{H}|\mathbf{h}\}} &\longleftarrow \hat{\mathbf{H}} = E\{\mathbf{H}_z|\mathbf{r}_n\}. \end{aligned} \quad (6.64)$$

Das MMSE Kriterium für die Kostenfunktion C_S zur Berechnung der Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n und die Prior Information \mathbf{a}_n ergibt sich in Anlehnung an die Ausführungen in Abschnitt 4.1 und insbesondere (4.8) zu:

$$\begin{aligned} (\mathbf{f}_n, a_n) &= \arg \min_{(\mathbf{f}_n, a_n)} C_S(\mathbf{f}_n, a_n, \mathbf{h}, \mathcal{M}_S) \\ &= \arg \min_{(\mathbf{f}_n, a_n)} E\left\{|s_n - d_n|^2 | \mathbf{h}, \mathcal{M}_S\right\}. \end{aligned} \quad (6.65)$$

mit $\mathcal{M}_S \in \Omega_S = \{\{L_a^E(c_{n',i})\}_{n' \neq n}, \sigma_w^2, E_S\}$.

Zur Lösung dieses MMSE Kriteriums wird (6.65) nach dem Filterkoeffizientenvektor und der Prior Information abgeleitet und zu Null gesetzt:

$$\frac{\partial E\left\{|s_n - d_n|^2\right\}}{\partial \mathbf{f}_n} = 2E\left\{\left(\mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{d}_n + \mathbf{f}_n^H \mathbf{w}_n - a_n - d_n\right) \left(\mathbf{d}_n^H \mathbf{H}^H + \mathbf{w}_n^H\right) | \mathbf{h}, \mathcal{M}_S\right\} = 0, \quad (6.66)$$

$$\frac{\partial E\left\{|s_n - d_n|^2\right\}}{\partial a_n} = 2E\left\{\left(\mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{d}_n + \mathbf{f}_n^H \mathbf{w}_n - a_n - d_n\right) | \mathbf{h}, \mathcal{M}_S\right\} = 0. \quad (6.67)$$

Die Prior Information läßt sich direkt aus (6.67) in Abhängigkeit der Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n und der A-Priori Information angeben:

$$a_n = \mathbf{f}_n^H E\{\mathbf{H}|\mathbf{h}\} \cdot E\{\mathbf{d}_n | \mathcal{M}_S\} - E\{d_n | \mathcal{M}_S\}. \quad (6.68)$$

Die Sendesymbole des Sendealphabets werden als mittelwertfrei angenommen, somit kann $E\{d_n | \mathcal{M}_S\}$ zu Null gesetzt werden. Die Prior-Information a_n aus (6.68) läßt sich nun in (6.66) einsetzen:

$$E\left\{\left(\mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{d}_n + \mathbf{f}_n^H \mathbf{w}_n - \mathbf{f}_n^H E\{\mathbf{H}|\mathbf{h}, \mathcal{M}_S\} E\{\mathbf{d}_n | \mathbf{h}, \mathcal{M}_S\} - d_n\right) \left(\mathbf{d}_n^H \mathbf{H}^H + \mathbf{w}_n^H\right) | \mathbf{h}, \mathcal{M}_S\right\} = 0. \quad (6.69)$$

Unter der Annahme, dass das gaußsche Rauschen, die Sendesymbole und die Kanalimpulsantwort nicht miteinander korreliert sind, läßt sich (6.69) wie folgt umformen:

$$\begin{aligned} &\mathbf{f}_n^H E\{\mathbf{H} \mathbf{d}_n \mathbf{d}_n^H \mathbf{H}^H | \mathbf{h}, \mathcal{M}_S\} + \mathbf{f}_n^H E\{\mathbf{w}_n \mathbf{w}_n^H | \mathcal{M}_S\} - \\ &\mathbf{f}_n^H E\{\mathbf{H}|\mathbf{h}\} E\{\mathbf{d}_n | \mathcal{M}_S\} E\{\mathbf{d}_n^H | \mathcal{M}_S\} E\{\mathbf{H}^H | \mathbf{h}\} - \\ &E\{d_n \mathbf{d}_n^H | \mathcal{M}_S\} E\{\mathbf{H}^H | \mathbf{h}\} = 0. \end{aligned} \quad (6.70)$$

Somit lassen sich die zeitvarianten Filterkoeffizienten \mathbf{f}_n unter Verwendung von (6.70) folgendermassen berechnen:

$$\mathbf{f}_n = \left(\mathbb{E} \{ \mathbf{H} \mathbf{d}_n \mathbf{d}_n^H \mathbf{H}^H | \mathbf{h}, \mathcal{M}_S \} - \mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} \mathbb{E} \{ \mathbf{d}_n | \mathcal{M}_S \} \mathbb{E} \{ \mathbf{d}_n^H | \mathcal{M}_S \} \mathbb{E} \{ \mathbf{H}^H | \mathbf{h} \} + \sigma_w^2 \mathbf{I}_N \right)^{-1} \cdot \mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} \mathbb{E} \{ \mathbf{d}_n \mathbf{d}_n^* | \mathcal{M}_S \}. \quad (6.71)$$

Aufgrund der nachfolgenden Resubstitution gemäß (6.64) darf nicht angenommen werden, dass die Matrix $\mathbb{E} \{ \mathbf{H} \mathbf{H}^H | \mathbf{h} \}$ der Matrix $\mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} \mathbb{E} \{ \mathbf{H}^H | \mathbf{h} \}$ entspricht, somit lässt sich (6.71) nicht wie in (4.21) mit Hilfe der Covarianzmatrix Λ_n weiter zusammenfassen. Unter Verwendung der Matrizen

$$\mathbf{D}_n^1 = \mathbb{E} \{ \mathbf{d}_n | \{ L_a^E(c_{n',i}) \}_{|n' \neq n} \} \mathbb{E} \{ \mathbf{d}_n^H | \{ L_a^E(c_{n',i}) \}_{|n' \neq n} \} \quad (6.72)$$

$$\mathbf{D}_n^2 = \mathbb{E} \{ \mathbf{d}_n \mathbf{d}_n^H | \{ L_a^E(c_{n',i}) \}_{|n' \neq n} \} \quad (6.73)$$

lässt sich die allgemeine Vorschrift zur Berechnung der zeitvarianten Filterkoeffizienten wie folgt aufstellen:

$$\mathbf{f}_n = \left(\mathbb{E} \{ \mathbf{H} \mathbf{D}_n^2 \mathbf{H}^H | \mathbf{h} \} - \mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} \mathbf{D}_n^1 \mathbb{E} \{ \mathbf{H}^H | \mathbf{h} \} + \sigma_w^2 \mathbf{I}_N \right)^{-1} \mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} \mathbb{E} \{ \mathbf{d}_n \mathbf{d}_n^* | \mathcal{M}_S \}. \quad (6.74)$$

Die Filterkoeffizienten des ISI-Schätzers \mathbf{Q} lassen sich analog zu (4.24) berechnen:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_n &= [q_{-N_1,n} \quad q_{-N_1+1,n} \quad \dots \quad q_{-1,n} \quad 0 \quad q_{1,n} \quad \dots \quad q_{N_2+L-1,n}] \\ &= \mathbf{f}_n^H \mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} - \mathbf{f}_n^H \mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} \mathbf{u} \mathbf{u}^H. \end{aligned} \quad (6.75)$$

Des Weiteren sollte auch die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ des linearen MMSE SISO Entzerrers verknüpft mit der Kanalschätzung erfolgen, wobei hierzu der in Abschnitt 4.1.2 hergeleitete Soft Demapper nach (4.39) und (4.42) verwendet werden kann. Die Berechnung vom Mittelwert $\mu_{n,j}$ der gaußverteilten Verbundwahrscheinlichkeit

$$p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \{ L_a^E(c_{n',i}) \}_{|n' \neq n}) \quad (6.76)$$

in (4.42) erfolgt analog zu (4.43) mit

$$\mu_{n,j} = \alpha_j \cdot \mathbf{f}_n^H \mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} \mathbf{u}. \quad (6.77)$$

Die Varianz σ_n^2 der gaußverteilten Verbundwahrscheinlichkeit (6.76) wird bei der verknüpften Kanalschätzung nun ebenfalls vom Symbol α_j abhängig, daher wird σ_n^2 durch $\sigma_{n,j}^2$ substituiert, wobei sich die Varianz $\sigma_{n,j}^2$ wie folgt berechnen lässt:

$$\begin{aligned} \sigma_{n,j}^2 &= \text{Cov}(s_n, s_n | d_n = \alpha_j, \mathbf{h}, \mathcal{M}_S) = \mathbf{f}_n^H \text{Cov}(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_n | d_n = \alpha_j, \mathbf{h}, \mathcal{M}_S) \mathbf{f}_n \\ &= \mathbf{f}_n^H \left(\sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_N + \mathbb{E} \{ \mathbf{H} \mathbf{D}_{n,j}^2 \mathbf{H}^H | \mathbf{h} \} - \mathbb{E} \{ \mathbf{H} | \mathbf{h} \} \mathbf{D}_{n,j}^1 \mathbb{E} \{ \mathbf{H}^H | \mathbf{h} \} \right) \mathbf{f}_n \end{aligned} \quad (6.78)$$

mit

$$\mathbf{D}_{n,j}^1 = E\{\mathbf{d}_n | d_n = \alpha_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}\} E\{\mathbf{d}_n^H | d_n = \alpha_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}\} \quad (6.79)$$

$$\mathbf{D}_{n,j}^2 = E\{\mathbf{d}_n \mathbf{d}_n^H | d_n = \alpha_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}\}. \quad (6.80)$$

Bei Modulationsarten mit CM-Symbolalphabet entfällt die Abhängigkeit der Varianz $\sigma_{n,j}^2$ in (6.78) vom Symbol α_j , da im CM-Symbolalphabet die Energie jedes Symbols aus dem Sendesymbolalphabet gleich groß ist.

Abschliessend muss nun die Resubstitution gemäß (6.64) in den Gleichungen (6.71), (6.75) und (6.76) durchgeführt werden, wofür die Kovarianz $\text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n)$ und der Erwartungswert $\mu_{\mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n}$ der gaußmodellierten Zufallsvariablen \mathbf{h}_z in Abhängigkeit des Empfangsvektors \mathbf{r}_n zu bestimmen sind.

In [DJU05] wird angenommen, dass \mathbf{h}_z und \mathbf{r}_n verknüpft komplex gaussverteilt sind, so dass sich folgende Gleichung aufstellen lässt:

$$E\{\mathbf{h}_z \mathbf{h}_z^H | \mathbf{r}_n\} = \hat{\mathbf{h}} \hat{\mathbf{h}}^H + \text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z^H | \mathbf{r}_n). \quad (6.81)$$

Die bedingte Kovarianzmatrix ist gegeben durch

$$\text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n) = \text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z) - \mathbf{W} \mathbf{M}_A \text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z), \quad (6.82)$$

und der bedingte Mittelwert von \mathbf{h}_z , welcher einen LMMSE Kanalschätzer darstellt, ergibt sich zu

$$\hat{\mathbf{h}} = E\{\mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n\} = \mu_{\mathbf{h}_z} + \mathbf{W}(\mathbf{r}_n - \mathbf{M}_A \mu_{\mathbf{h}_z}) \quad (6.83)$$

mit

$$\mathbf{W} = \text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z) \mathbf{M}_A^H (\mathbf{M}_A \text{Cov}(\mathbf{h}_z, \mathbf{h}_z) \mathbf{M}_A^H + 2\sigma_w^2 \mathbf{I}_P)^{-1}. \quad (6.84)$$

Bei dem im EDGE-System betrachteten Mobilfunkkanal kann angenommen werden, wie schon in Abschnitt 6.3.2.2 erläutert, dass die Kanalimpulsantwort mittelwertfrei ist und somit $\mu_{\mathbf{h}_z} = 0$ gilt. Hierdurch vereinfachen sich (6.83) und (6.84) zu

$$\hat{\mathbf{h}} = E\{\mathbf{h}_z | \mathbf{r}_n\} = \mathbf{W} \mathbf{r}_n \quad (6.85)$$

$$\mathbf{W} = E\{\mathbf{h}_z \mathbf{h}_z^H\} \mathbf{M}_A^H (\mathbf{M}_A E\{\mathbf{h}_z \mathbf{h}_z^H\} \mathbf{M}_A^H + 2\sigma_w^2 \mathbf{I}_P)^{-1}, \quad (6.86)$$

wobei der LMMSE-Schätzer identisch mit dem LMMSE-Schätzer aus Abschnitt 6.3.2.2 ist. Dementsprechend erfordert der LMMSE-Schätzer die Kenntnis der Matrix $E\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\}$, wozu das Verzögerungsleistungsdichtespektrum des Kanals bekannt sein müsste, welches allerdings dem EDGE-Empfänger nicht vorliegt. An dieser Stelle wird auf die in Abschnitt 6.3.2.2 vorgeschlagene Lösung zur Schätzung von $E\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\}$ verwiesen.

Analog zur Gleichung (6.81) lässt sich der bedingte Erwartungswert bezüglich der Kanalfaltungsmatrix wie folgt berechnen:

$$E\{\mathbf{H}_z \mathbf{H}_z^H | \mathbf{r}_n\} = \hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H + \text{Cov}(\mathbf{H}_z, \mathbf{H}_z^H | \mathbf{r}_n). \quad (6.87)$$

Mit der Definition der bedingten Covarianzmatrix von \mathbf{H}_Z und der Tatsache, dass der Schätzfehler und der Empfangsvektor \mathbf{r}_n unkorreliert sind für die LMMSE-Schätzung, kann die bedingte Covarianzmatrix wie folgt zusammengefasst werden [DJU05]:

$$\text{Cov}(\mathbf{H}_Z, \mathbf{H}_Z^H | \mathbf{r}_n) = E \left\{ (\mathbf{H}_Z - E\{\mathbf{H}_Z | \mathbf{r}_n\}) (\mathbf{H}_Z - E\{\mathbf{H}_Z | \mathbf{r}_n\})^H \right\}. \quad (6.88)$$

Diese bedingte Covarianzmatrix kann somit als Covarianzmatrix des Schätzfehlers mit dem mittleren Fehlerquadrat auf der Hauptdiagonalen interpretiert werden. Dieses mittlere Fehlerquadrat stellt somit eine Unsicherheit über die geschätzten Kanalkoeffizienten dar und wird als eine Art zusätzliche Störenergie bei der Berechnung der Filterkoeffizienten des linearen Entzerrers mitberücksichtigt.

6.4.2 Verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung beim SF-IFC SISO Entzerrer

Nachdem in Abschnitt 6.4.1 eine allgemeine Berechnungsvorschrift für die Filterkoeffizienten des zeitvarianten linearen MMSE SISO Entzerrers bei verknüpfter Kanalschätzung hergeleitet wurde, wird auf Grundlage hiervon in diesem Abschnitt auf die Berechnung der Filterkoeffizienten des MF-IFC und des SF-IFC SISO Entzerrers bei verknüpfter Kanalschätzung eingegangen.

Die Filterkoeffizienten des SF-IFC Entzerrers entsprechen denen des MF-IFC, dessen Koeffizienten für eine bekannte Kanalimpulsantwort in Abschnitt 4.2.2 hergeleitet wurden. In Abschnitt 4.2.2 wurde gezeigt, dass sich die Filterkoeffizienten des MF-IFC unter der Annahme einer fehlerfreien Kanalimpulsantwort direkt aus der Kanalimpulsantwort berechnen lassen, ohne dass hierfür eine Matrixinversion der Dimension N durchgeführt werden muss. Somit ist die Berechnungskomplexität der Koeffizienten des MF-IFC Entzerrers proportional zur Filterlänge N , entsprechend ist die Ordnung der Komplexität $O(N)$ der Berechnung der Filterkoeffizienten proportional zur Filterlänge.

Zur Herleitung der Filterkoeffizienten des MF-IFC bzw. des SF-IFC Entzerrers wird wie in Abschnitt 4.2.2 angenommen, dass die A-Priori Information perfekt ist:

$$|L_a^E(c_{n,i})| \rightarrow \infty \quad \forall n, i. \quad (6.89)$$

Unter dieser Annahme berechnen sich die Matrizen \mathbf{D}_n^1 und \mathbf{D}_n^2 in (6.72) und (6.73) für Modulationsarten mit CM-Alphabet, wie z.B. der im EDGE-System verwendeten 8PSK Modulation, wie folgt:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_n^1 &= E_s \mathbf{I}_N - E_s \mathbf{u} \mathbf{u}^H, \\ \mathbf{D}_n^2 &= E_s \mathbf{I}_N. \end{aligned} \quad (6.90)$$

Somit lassen sich die Koeffizienten des Filters \mathbf{f}_{MF} des MF-IFC Entzerrers, und damit analog auch die Koeffizienten \mathbf{p} des SF-IFC Entzerrers, mit (6.90) und (6.74) mit

$$\mathbf{f}_{\text{MF}} = E_s \left(E_s E\{\mathbf{H} \mathbf{I}_N \mathbf{H}^H | \mathbf{h}\} - E_s E\{\mathbf{H} | \mathbf{h}\} (\mathbf{I}_N - \mathbf{u} \mathbf{u}^H) E\{\mathbf{H}^H | \mathbf{h}\} + \sigma_w^2 \mathbf{I}_N \right)^{-1} E\{\mathbf{H} | \mathbf{h}\} \mathbf{u} \quad (6.91)$$

berechnen, wobei aufgrund der verknüpften Kanalschätzung und Entzerrerkoeffizientenberechnung die Resubstitution nach (6.64) in (6.91) durchzuführen ist:

$$\begin{aligned} \underbrace{\mathbf{H}\mathbf{H}^H}_{E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H|\mathbf{h}\}} &\longleftarrow E\{\mathbf{H}_z\mathbf{H}_z^H|\mathbf{r}_n\} \\ \underbrace{\mathbf{H}}_{E\{\mathbf{H}|\mathbf{h}\}} &\longleftarrow \hat{\mathbf{H}} = E\{\mathbf{H}_z|\mathbf{r}_n\}. \end{aligned} \quad (6.92)$$

Wäre nun die Schätzung der Kanalimpulsantwort perfekt und fehlerfrei, so würde die Annahme

$$E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H|\mathbf{h}\} = E\{\mathbf{H}|\mathbf{h}\}E\{\mathbf{H}^H|\mathbf{h}\} \quad (6.93)$$

gelten, und so liesse sich die Berechnung der Filterkoeffizienten (6.91), wie in Abschnitt 4.2.2 in (4.55) erfolgt, wie folgt vereinfachen:

$$\mathbf{f}_{\text{MF}} = E_s (E_s E\{\mathbf{H}|\mathbf{h}\} \mathbf{u}\mathbf{u}^H E\{\mathbf{H}^H|\mathbf{h}\} + \sigma_w^2 \mathbf{I}_N)^{-1} E\{\mathbf{H}\} \mathbf{u}. \quad (6.94)$$

Diese Berechnungsvorschrift (6.94) erfüllt die Voraussetzung zur Anwendung des Matrix-Inversion-Lemmas, wodurch sich die Invertierung der $(N \times N)$ Matrix in (6.94) auf eine (1×1) Matrixinversion reduzieren lässt, wie in Abschnitt 4.2.2 gezeigt wurde.

Bei einer fehlerbehafteten Kanalschätzung, deren Schätzfehler ja eben durch die verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrerberechnung bei der Filterkoeffizienten mitberücksichtigt werden soll, gilt die Annahme in (6.93) jedoch eben nicht, da die bedingte Covarianzmatrix $\text{Cov}(\mathbf{H}_z, \mathbf{H}_z^H|\mathbf{r}_n)$ das mittlere Fehlerquadrat des Schätzfehlers in der Hauptdiagonalen beinhaltet und somit ungleich Null ist:

$$E\{\mathbf{H}_z\mathbf{H}_z^H|\mathbf{r}_n\} = \hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{H}}^H + \text{Cov}(\mathbf{H}_z, \mathbf{H}_z^H|\mathbf{r}_n) \neq \hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{H}}^H. \quad (6.95)$$

Somit lässt sich die Ausgangsgleichung zur Berechnung der Filterkoeffizienten des MF-IFCs nach (6.91) jedoch nicht auf eine Form analog zu der Berechnungsformelschrift (6.94) vereinfachen, welche die Anwendung des Matrix-Inversion-Lemmas zur Vermeidung der $(N \times N)$ Matrixinversion ermöglicht, da die Annahme (6.93) nicht erfüllt ist. Folglich verliert der MF-IFC und auch der SF-IFC bei verknüpfter Kanalschätzung den entscheidenden Vorteil der sehr geringen Implementierungskosten gegenüber dem AD-IFC, LE-IFC und TV-IFC, da nunmehr zur Berechnung der Filterkoeffizienten nach (6.91) mit (6.92) ebenfalls eine $(N \times N)$ Matrix zu invertieren ist und die Ordnung der Komplexität bei der Filterkoeffizientenberechnung von $O(N)$ auf $O(N^3)$ wächst.

Da der Fokus dieser Arbeit auf einer implementierungsgünstigen Lösung für einen iterativen EDGE-Empfänger liegt, wird die verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung an dieser Stelle nicht weiterverfolgt. Die in Abschnitt 6.4.1 hergeleitete lineare MMSE-Entzerrung unter Verwendung von A-Priori mit gleichzeitig verknüpfter Kanalschätzung stellt jedoch einen interessanten Ansatz für eine weitere Verbesserung des iterativen EDGE-Empfängers dar, allerdings einhergehend mit erhöhten Implementierungskosten verglichen mit dem SF-IFC SISO Entzerrer.

6.4.3 Zusammenfassung verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung

In diesem Unterkapitel wurde auf die verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung eingegangen, wobei in Abschnitt 6.4.1 eine allgemeine Berechnungsvorschrift für lineare MMSE-Entzerrung unter Verwendung von A-Priori Information mit gleichzeitig verknüpfter Kanalschätzung hergeleitet und dabei die Kanalschätzung auch bei der Berechnung der extrinsischen Information des Entzerrers mit einbezogen wurde. Die Verknüpfung von Kanalschätzung und Entzerrung ermöglicht die Mitberücksichtigung des Schätzfehlers der geschätzten Kanalimpulsantwort bei der Berechnung der Filterkoeffizienten des linearen MMSE-Entzerrers und bei der Berechnung der extrinsischen Information des Entzerrers.

In Abschnitt 6.4.2 wurde jedoch gezeigt, dass diese verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung beim SF-IFC SISO Entzerrer, welcher aufgrund seiner Leistungsfähigkeit und seiner geringen Implementierungskosten sehr geeignet für einen iterativen EDGE-Empfänger ist, mit einem hohen Anstieg der Berechnungskomplexität einhergeht. Während bei der separat ausgeführten Kanalschätzung und Entzerrung die Ordnung der Komplexität der Filterkoeffizienten des SF-IFC SISO Entzerrers proportional zur Filterlänge ist, d.h. zu $O(N)$, so steigt diese Ordnung bei der verknüpften Kanalschätzung und Entzerrung auf $O(N^3)$ an.

Folglich wurde die verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter untersucht, stellt aber eine interessante Evolutionsmöglichkeit für einen bezüglich der Leistungsfähigkeit verbesserten iterativen EDGE-Empfänger dar, allerdings einhergehend mit einem erhöhten Implementierungsaufwand verglichen zum nicht mit der Kanalschätzung verknüpften SF-IFC SISO Entzerrer.

6.5 Zusammenfassung

Damit kristallisiert sich folgende Strategie zur iterativen Entzerrung/Kanalschätzung als eine günstige Lösung bezüglich einer guten Empfängerleistungsfähigkeit unter Berücksichtigung der Implementierungskosten heraus:

In der nullten Iterationsstufe erfolgt die Kanalschätzung mit dem ML-Schätzer aus Abschnitt 6.3.1, der die Trainingssequenz zur Kanalschätzung und Schätzung der Rauschvarianz σ_w^2 verwendet. Die Entzerrung erfolgt während der nullten Iterationsstufe mit dem DDFSE Soft-Output Entzerrer aus Abschnitt 6.2.2.1. Ab der ersten Iterationsstufe erfolgt die Kanalschätzung mit dem MV-Schätzer, der mit der vollen Kanaldecoderinformation gespeist wird, während die Entzerrung mit dem sehr kostengünstig zu implementierenden SF-IFC SISO Entzerrer durchgeführt wird. Der SF-IFC SISO Entzerrer zeigte sich bei den verschiedenen Simulationsszenarien im EDGE-System als sehr leistungsfähig, wobei nahezu die Leistungsfähigkeit des wesentlich aufwendigeren TV-IFC SISO Entzerrers erreicht wurde.

Gegenüber einem nicht-iterativen EDGE-Empfänger wird mit dem hier vorgestellten SF-IFC Turbo-Empfänger nach drei Iterationen beim BU50 Kanalprofil ein Gewinn von 3.3 dB erzielt, während beim HT50 Kanalprofil, welches stark ausgeprägte Nachläufer aufweist,

sogar ein Gewinn von bis zu 4.3 dB erzielt werden kann.

Einen erhöhten Implementierungsaufwand benötigt jedoch die iterative Kanalschätzung mit dem MV-Schätzer, da pro EDGE-Sendeburst eine Matrixinversion zur iterativen Schätzung der Kanalimpulsantwort anfällt. Im folgenden Kapitel, welches sich mit Implementierungsaspekten des EDGE-Empfängers beschäftigt, wird daher eine vereinfachte Berechnungsvorschrift für den MV-Schätzer hergeleitet, welches die Kostenfunktion des MV-Schätzers mit einem Gradientenverfahren minimiert, so dass die Matrixinversion entfällt.

Kapitel 7

Implementierungsaspekte des EDGE Turbo-Empfängers

In den letzten Jahrzehnten hat sich die Mikroelektronik rasant entwickelt, wobei immer höhere Schaltgeschwindigkeiten und Integrationsdichten bei hochintegrierten (VLSI) digitalen Schaltungen erreicht wurden. Hierbei wurde das 1965 von Moore [Moo65] formulierte sogenannte Moore'sche Gesetz bestätigt, welches voraussagt, daß sich die Anzahl der Transistoren pro Chipfläche etwa alle 18 Monate verdoppelt [Moo03]. Damit wurden von Seiten der Halbleitertechnologie die Voraussetzungen geschaffen, auch aufwändige Empfängerstrukturen nach dem Turbo-Prinzip zu implementieren.

Mittlerweile haben sich die Forschungsaktivitäten in der Mikroelektronik sehr intensiv in Richtung verlustleistungsarme Implementierung verschoben, da die Verlustleistungsaufnahme eines Chips proportional zum Quadrat der immer höher werdenden Taktraten ist. Insbesondere bei portablen Geräten, wie z.B. den Mobilstationen im EDGE-System, hat die Minimierung der Verlustleistung hohe Priorität, da die begrenzte Batteriekapazität die Nutzungsdauer des Geräts einschränkt. Eine Vergrößerung der Batteriekapazität bei portablen Geräten soll möglichst vermieden werden, da diese mit einem erhöhten Gewicht einhergeht.

Generell kann man Methodiken zur Verlustleistungsminimierung auf allen Architekturebenen des Schaltungsentwurfs einfließen lassen, d.h. angefangen vom Algorithmus bis zum Full Custom Design der integrierten Schaltung [Sch00], wobei allerdings ein sehr hohes Optimierungspotential auf der Algorithmenebene liegt. Daher werden in diesem Kapitel für die drei Kernkomponenten des EDGE Turbo-Empfängers, d.h. für den SF-IFC SISO Entzerrer, die SISO Kanaldecodierung und die iterative Kanalschätzung, weitere komplexitätsreduzierte Algorithmen vorgeschlagen, die damit zu einer deutlich abgesenkten Verlustleistungsaufnahme bei einer Implementierung führen.

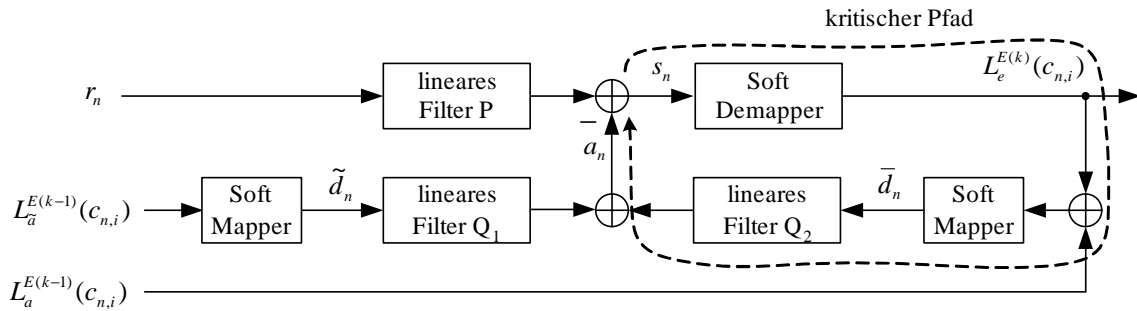


Abbildung 7.1: Kritischer Pfad beim SF-IFC SISO Entzerrer

7.1 Komplexitätsreduziertes Soft-Demapping im EDGE-System

In Kapitel 6 wurde anhand von Simulationen gezeigt, daß der in Abschnitt 5.4 hergeleitete SF-IFC SISO Entzerrer sehr gute Eigenschaften bezüglich der Bit- und Blockfehlerraten im EDGE-System besitzt. Im Gegensatz zum TV-IFC mit zeitvarianten Filterkoeffizienten und auch zum AD-IFC ist der SF-IFC wesentlich implementierungsgünstiger, da keine Matrixinversion zur Filterkoeffizientenberechnung benötigt wird.

Der Aufbau des SF-IFCs ist nochmals in Abbildung 7.1 verdeutlicht. Die Filter P , Q_1 und Q_2 lassen sich sehr einfach durch Transversalfilter implementieren, wobei die Länge von Filter P der Länge der geschätzten Kanalimpulsantwort im EDGE-System entspricht und damit gleich $L = 7$ ist. Die Filterlängen von Q_1 und Q_2 betragen somit $L - 1$.

Des Weiteren sind die Soft-Mapper aus Abschnitt 4.1.1 zu implementieren, die aus der A-Priori Information die geschätzten Sendesymbole \tilde{d}_n und \bar{d}_n berechnen. Die im Appendix A.1.2 angegebene Mappingvorschrift ist leicht zu implementieren, da lediglich die tanh-Funktion als eindimensionaler Lookup-Table implementiert werden muß und sich damit die geschätzten Symbole mit einfachen Additionen und Multiplikationen berechnen lassen. Hierbei treten auch keine numerischen Probleme auf.

Problematischer stellt sich die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ aus den entzerrten Symbolen s_n dar. Die Demappingvorschrift (A.14) aus Appendix A.2.2 für die im EDGE-System verwendete 8-PSK Modulation umfaßt drei zu logarithmierende Brüche, die jeweils vier aufzusummierende Exponentialfunktionen im Nenner und Zähler beinhalten. Damit ist diese Berechnung bedeutend aufwändiger als die des Soft-Mappings. Des Weiteren liegt der Soft-Demapper beim SF-IFC im kritischen Pfad, der in Abbildung 7.1 eingezeichnet ist. Innerhalb eines Symboltakts muss das Soft-Mapping, das Soft-Demapping, die Filterung mittels Filter Q_2 und die in Abbildung 7.1 dargestellte Addition und Multiplikation zur Berechnung von s_n ausgeführt werden. Deshalb wäre es vorteilhaft, für den Soft-Demapper und insbesondere den SF-IFC, eine deutlich vereinfachte Berechnungsvorschrift zu finden. Im folgenden Abschnitt wird solch ein deutlich komple-

xitätsreduzierter Soft-Demapper für die im EDGE-System verwendete 8-PSK-Modulation hergeleitet.

7.1.1 Herleitung eines komplexitätsreduzierten 8-PSK Soft-Demappers

Zunächst wird eine Rotation des 8-PSK Symbolalphabets um den Faktor $e^{j\frac{3}{8}\pi}$ eingeführt, dieses gedrehte Symbolalphabet ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Damit bildet der neu definierte 8-PSK Modulator jeweils drei Bits, die in dem Vektor $\mathbf{c}_n = [c_{n,1} \ c_{n,2} \ c_{n,3}]$ zusammengefaßt sind, auf ein komplexwertiges Symbol d'_n ab, welches zu einem acht Symbole enthaltenden Alphabet $\mathcal{Y}' = \{\alpha'_1, \alpha'_2, \dots, \alpha'_8\}$ gehört. Auf den Vorteil, der durch diese Rotation bezüglich der Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ erzielt wird, wird im weiteren Verlauf dieses Abschnitts genauer eingegangen.

Diese Rotation kann zwar nicht im Sender vorgenommen werden, da dies eine Änderung des Standards bedingen würde, es kann aber z.B. einfach die geschätzte Impulsantwort $\hat{\mathbf{h}}$ mit dem Faktor $e^{-j\frac{3}{8}\pi}$ multipliziert werden, so daß die Filterkoeffizienten die Rotation verursachen. Hiermit erfolgt dann im originalen EDGE-System letztendlich eine Rotation der entzerrten Symbole zu

$$s'_n = s_n \cdot e^{j\frac{3}{8}\pi}, \quad (7.1)$$

so dass das neue Symbolalphabet verwendet werden kann.

Damit berechnet sich die extrinsische Information mit (4.39) und den gedrehten entzerrten Symbolen zu

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{m}_j: m_{j,i}=1} p(s'_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) \prod_{\forall i': i' \neq i} P(c_{n,i'} = m_{j,i'})}{\sum_{\forall \mathbf{m}_j: m_{j,i}=0} p(s'_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) \prod_{\forall i': i' \neq i} P(c_{n,i'} = m_{j,i'})}. \quad (7.2)$$

Eine erste Reduktion der Komplexität kann erzielt werden, indem die Auftrittswahrscheinlichkeiten $P(c_{n,i'} = m_{j,i'})$ in (7.2) vernachlässigt werden:

$$L_e^E(c_{n,i}) \approx \ln \sum_{\forall \mathbf{m}_j: m_{j,i}=1} p(s'_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) - \ln \sum_{\forall \mathbf{m}_j: m_{j,i}=0} p(s'_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j). \quad (7.3)$$

Mit der Näherung (4.42) lassen sich die Verbundwahrscheinlichkeitsdichten in (7.3) in Abhängigkeit der rotierten entzerrten Symbole s'_n mit

$$p(s'_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}) = \frac{1}{\pi \sigma_n^2} e^{-\frac{|s'_n - \mu'_{n,j}|^2}{\sigma_n^2}} \quad (7.4)$$

angeben. Die Berechnung der Varianz σ_n^2 ist in den Abschnitten zu den jeweiligen Entzerrern angegeben, z.B. beim SF-IFC durch Vorschrift (4.64); diese Berechnung kann sehr

einfach durch ein Transversalfilter implementiert werden. Für den Mittelwert $\mu'_{n,j}$ gilt beim rotierten Sendalphabet

$$\mu'_{n,j} = \alpha'_j \cdot \mu_n \quad \text{mit } j \in \{1, \dots, 8\}, \quad (7.5)$$

wobei sich Faktor μ_n durch die im Anhang A.2.2 angegebene Vorschrift (A.13) berechnen läßt. Wie schon bei der Herleitung des Max-Log-MAP Algorithmus' in Abschnitt 3.3.2 erwähnt, ist der Implementierungsaufwand für die Summenbildung der e-Funktionen (7.4) in (7.3) sehr hoch. Daher wird eine vereinfachte Berechnung vorgeschlagen, die analog zur Vereinfachung (3.28) beim Max-Log-MAP Algorithmus bei der Summenberechnung von mehreren e-Funktionen nur den jeweils größten Term berücksichtigt [BSY98]:

$$\ln(e^{\tilde{a}_1} + \dots + e^{\tilde{a}_K}) \approx \ln\left(\max_{i \in \{1 \dots K\}}(e^{\tilde{a}_i})\right) = \max_{i \in \{1 \dots K\}}(\tilde{a}_i). \quad (7.6)$$

Damit reduziert sich die Berechnung der extrinsischen Information nach (7.3) zu

$$L_e^E(c_{n,i}) \approx \ln \max_{\mathbf{m}_j: m_{j,i}=1} \{p(s'_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j)\} - \ln \max_{\mathbf{m}_j: m_{j,i}=0} \{p(s'_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j)\}. \quad (7.7)$$

Betrachtet man nun die Modulationsvorschrift in Abbildung 7.2 genauer, so ist ersichtlich, daß das Bit $c_{n,1}$ durch Drehung um $e^{-\frac{3}{8}\pi}$ nicht mehr vom Imaginärteil des Symbols d'_n abhängt, und umgekehrt $c_{n,2}$ nicht vom Realteil des Symbols d'_n abhängt. Damit kann die Modulationsvorschrift der rotierten 8-PSK-Modulation, wie in den Abbildungen 7.3 und 7.4 dargestellt, in Real- und Imaginärteil aufgespalten werden. Zusammen mit den in Abbildung 7.2 eingeführten Konstanten

$$a_1 = \sqrt{2} \sin\left(\frac{7}{8}\pi\right), \quad (7.8)$$

$$a_2 = \sqrt{2} \cos\left(\frac{1}{8}\pi\right), \quad (7.9)$$

kann die extrinsische Information $L_e^E(c_{n,1})$ von Bit $c_{n,1}$ mit (7.7), (7.5) und (7.4) in Abhängigkeit des Realteils des entzerrten Symbols s'_n wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned} L_e^E(c_{n,1}) &= \begin{cases} \frac{|\operatorname{Re}\{s'_n\} + \mu_n a_1|^2 - |\operatorname{Re}\{s'_n\} - \mu_n a_2|^2}{\sigma_n^2} & \text{für } \operatorname{Re}\{s'_n\} > \mu_n \frac{a_1 + a_2}{2} \\ \frac{|\operatorname{Re}\{s'_n\} + \mu_n a_1|^2 - |\operatorname{Re}\{s'_n\} - \mu_n a_1|^2}{\sigma_n^2} & \text{für } |\operatorname{Re}\{s'_n\}| \leq \mu_n \frac{a_1 + a_2}{2} \\ \frac{|\operatorname{Re}\{s'_n\} + \mu_n a_2|^2 - |\operatorname{Re}\{s'_n\} - \mu_n a_1|^2}{\sigma_n^2} & \text{für } \operatorname{Re}\{s'_n\} < -\mu_n \frac{a_1 + a_2}{2} \end{cases} \\ &= \begin{cases} \frac{2\mu_n(a_1 + a_2)}{\sigma_n^2} \operatorname{Re}\{s'_n\} + \frac{\mu_n^2(a_1^2 - a_2^2)}{\sigma_n^2} & \text{für } \operatorname{Re}\{s'_n\} > \mu_n \frac{a_1 + a_2}{2} \\ \frac{4\mu_n a_1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re}\{s'_n\} & \text{für } |\operatorname{Re}\{s'_n\}| \leq \mu_n \frac{a_1 + a_2}{2} \\ \frac{2\mu_n(a_1 + a_2)}{\sigma_n^2} \operatorname{Re}\{s'_n\} - \frac{\mu_n^2(a_1^2 - a_2^2)}{\sigma_n^2} & \text{für } \operatorname{Re}\{s'_n\} < -\mu_n \frac{a_1 + a_2}{2} \end{cases} \quad (7.10) \end{aligned}$$

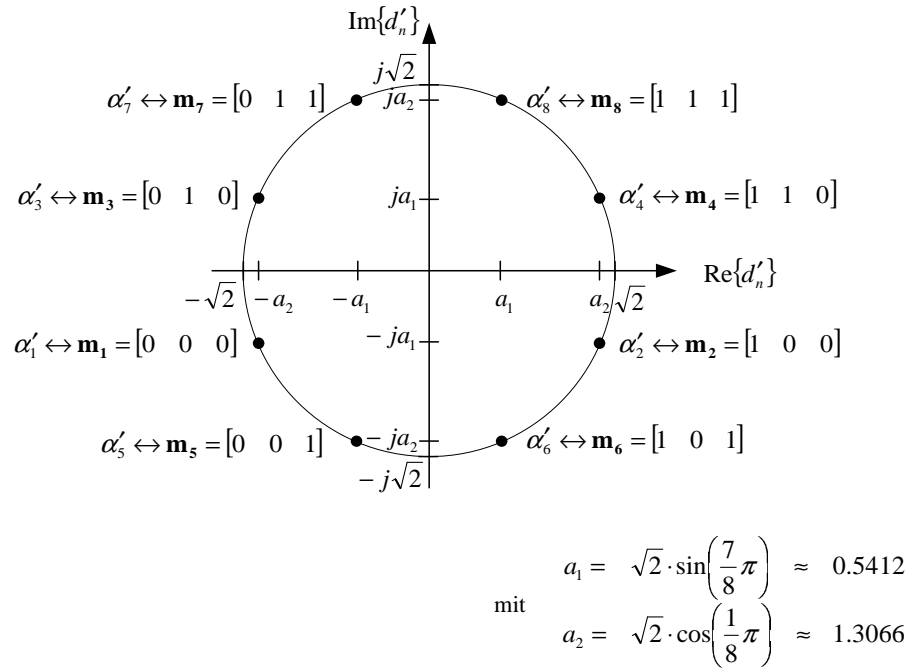


Abbildung 7.2: Mapping bei rotierter 8-PSK Modulation

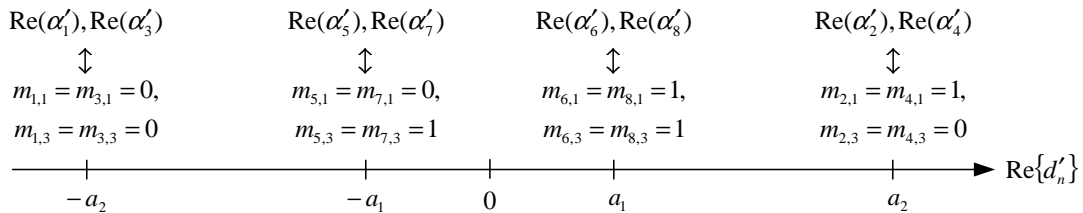


Abbildung 7.3: Mapping bei rotierter 8-PSK Modulation

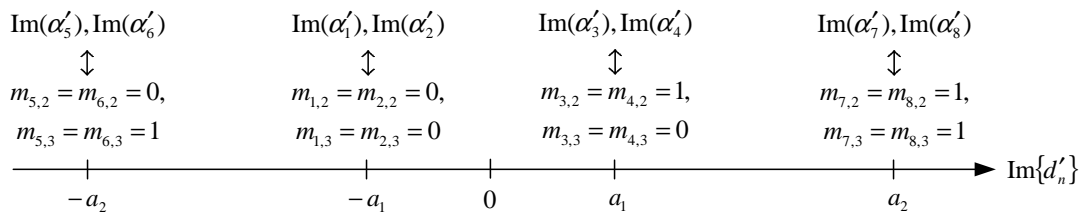


Abbildung 7.4: Mapping bei rotierter 8-PSK Modulation

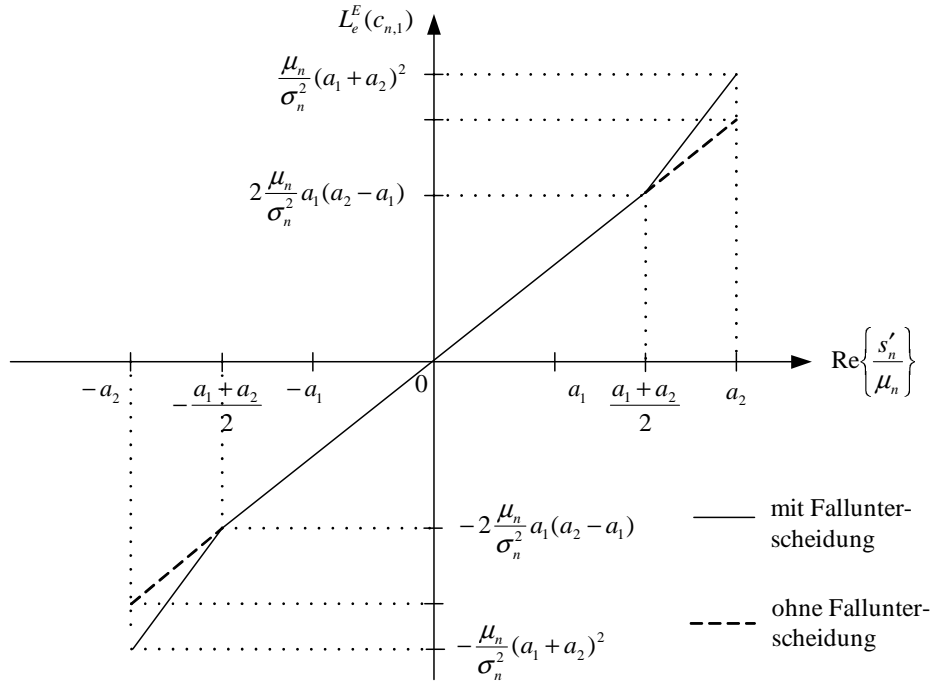


Abbildung 7.5: Approximierte extrinsische Information $L_e^E(c_{n,1})$

Dieser mit der Fallunterscheidung nach (7.10) berechnete L-Wert $L_e^E(c_{n,1})$ ist in Abbildung 7.5 visualisiert. Die in (7.10) benötigte Fallunterscheidung muß bei einer FPGA- oder ASIC-Implementierung durch ein *Compare and Select* (CS) Element realisiert werden. Auf dieses CS Element kann verzichtet werden, indem die Fallunterscheidung vernachlässigt und die Berechnung der extrinsischen Information von Bit $c_{n,1}$ durch die in Abbildung 7.5 eingetragene gestrichelte Kurve mit konstanter Steigung angenähert wird:

$$L_e^E(c_{n,1}) = \frac{4\mu_n a_1}{\sigma_n^2} \text{Re}\{s'_n\}. \quad (7.11)$$

Mit dieser Näherung stellt $L_e^E(c_{n,1})$ nichts anderes als den mit Faktor $\frac{4\mu_n a_1}{\sigma_n^2}$ skalierten Realteil des entzerrten Symbols s'_n dar, und kann daher sehr einfach ohne großen Implementierungsaufwand berechnet werden.

Analog zur Vorgehensweise bei $L_e^E(c_{n,1})$ berechnet sich die approximierte extrinsische Information des Bits $c_{n,2}$ in Abhängigkeit des Imaginärteils von s'_n wie folgt:

$$L_e^E(c_{n,2}) = \frac{4\mu_n a_1}{\sigma_n^2} \text{Im}\{s'_n\}. \quad (7.12)$$

Die noch zu bestimmende extrinsische Information $L_e^E(c_{n,3})$ des dritten Bits $c_{n,3}$ hängt im Gegensatz zu den beiden anderen Bits sowohl vom Real-, als auch vom Imaginärteil des

entzerrten Symbols s'_n ab. Mit (7.7), (7.5) und (7.4) berechnet sich $L_e^E(c_{n,3})$ wie folgt:

$$L_e^E(c_{n,3}) = \begin{cases} \frac{|s'_n - \mu_n \alpha'_4|^2 - |s'_n - \mu_n \alpha'_8|^2}{\sigma_n^2} = \frac{2\mu_n(a_2 - a_1)(\text{Im}\{s'_n\} - \text{Re}\{s'_n\})}{\sigma_n^2} & \text{für } \text{Re}\{s'_n\} > 0, \text{Im}\{s'_n\} > 0 \\ \frac{|s'_n - \mu_n \alpha'_3|^2 - |s'_n - \mu_n \alpha'_7|^2}{\sigma_n^2} = \frac{2\mu_n(a_2 - a_1)(\text{Im}\{s'_n\} + \text{Re}\{s'_n\})}{\sigma_n^2} & \text{für } \text{Re}\{s'_n\} \leq 0, \text{Im}\{s'_n\} > 0 \\ \frac{|s'_n - \mu_n \alpha'_1|^2 - |s'_n - \mu_n \alpha'_5|^2}{\sigma_n^2} = \frac{2\mu_n(a_2 - a_1)(-\text{Im}\{s'_n\} + \text{Re}\{s'_n\})}{\sigma_n^2} & \text{für } \text{Re}\{s'_n\} \leq 0, \text{Im}\{s'_n\} \leq 0 \\ \frac{|s'_n - \mu_n \alpha'_2|^2 - |s'_n - \mu_n \alpha'_6|^2}{\sigma_n^2} = \frac{2\mu_n(a_2 - a_1)(-\text{Im}\{s'_n\} - \text{Re}\{s'_n\})}{\sigma_n^2} & \text{für } \text{Re}\{s'_n\} > 0, \text{Im}\{s'_n\} \leq 0 \end{cases} \quad (7.13)$$

Durch Verwendung des Betrages des Imaginär- und Realteils von s'_n fällt die Fallunterscheidung in (7.13) weg und $L_e^E(c_{n,3})$ kann direkt mit

$$L_e^E(c_{n,3}) = \frac{2\mu_n(a_2 - a_1)}{\sigma_n^2} \cdot (|\text{Im}\{s'_n\}| - |\text{Re}\{s'_n\}|) \quad (7.14)$$

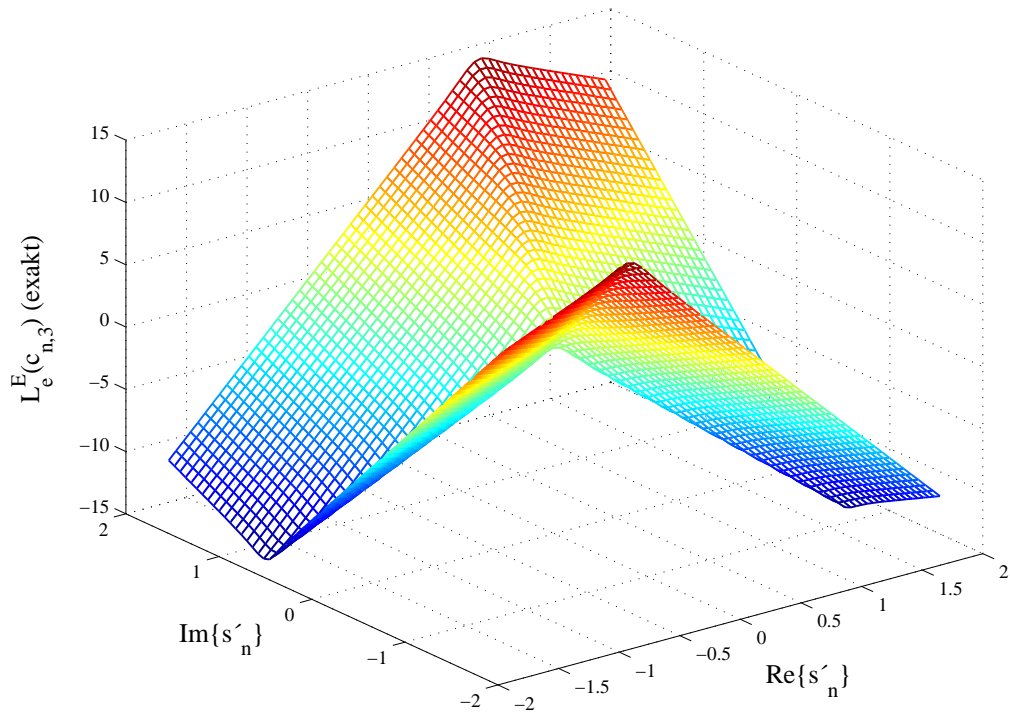
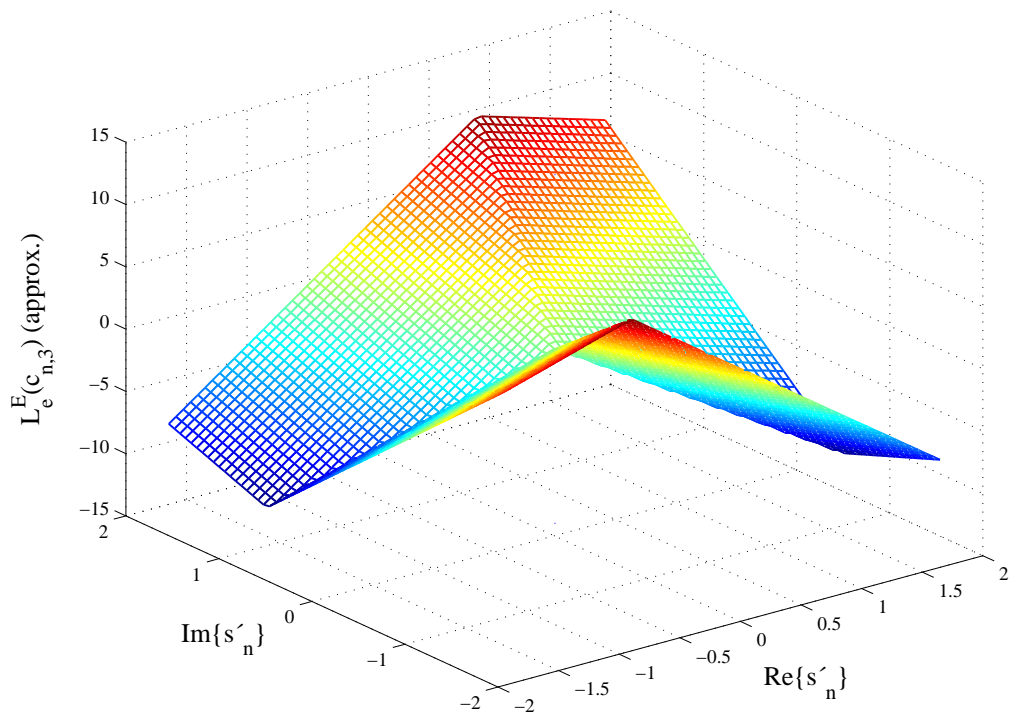
berechnet werden.

Abbildung 7.6 zeigt die exakt berechnete extrinsische Information $L_e^E(c_{n,3})$ nach (7.3) für beispielhafte Werte von $\mu_n = 1.0$ und $\sigma_n^2 = 0.2$ in Abhängigkeit des entzerrten Symbols s'_n . Im Vergleich hierzu ist in Abbildung 7.7 die nach Vorschrift (7.14) approximierte extrinsische Information aufgetragen. Es ist zu erkennen, daß die dreidimensionale Form der aufgetragenen approximierten extrinsischen Information der exakt berechneten recht genau ähnelt. Lediglich die Amplitude der angenäherten extrinsischen Information ist geringer als die der exakt berechneten Information. Damit wird $L_e^E(c_{n,3})$ durch (7.14) etwas zu pessimistisch geschätzt.

7.1.2 Simulationsergebnisse

Die in Abschnitt 7.1.1 hergeleitete komplexitätsreduzierte Vorschrift für die Berechnung der extrinsischen Information bei filterbasierten SISO Entzerrern wird in diesem Abschnitt für den SFIC SISO Entzerrer im EDGE-System verwendet und die Degradation bezüglich der Blockfehlerrate untersucht. Bei den Simulationen wird das Codierungsschema MCS-5 im HT-50 und BU-50 Kanalprofil zugrunde gelegt. In der nullten Iterationsstufe wird der Soft-Output DDFSE Entzerrer mit 64 Zuständen aus Abschnitt 6.2.2.1 eingesetzt, nachfolgend werden drei Iterationen mit dem SF-IFC SISO Entzerrer ausgeführt. Die Kanalschätzung erfolgt ebenfalls iterativ mit dem in Abschnitt 6.3.2.1 erläuterten MV-Verfahren unter Verwendung der vollen A-Priori Information, und die Kanaldecodierung wird mit dem BCJR-MAP Algorithmus durchgeführt.

Die Abbildungen 7.8 und 7.9 dargestellten Blockfehlerraten-Simulationen zeigen, daß die Approximation zur Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ nach drei Turbo-Iterationen im HT-Profil lediglich eine Degradation um ca. 0.2dB bewirkt. Wird nur eine Turbo-Iteration ausgeführt, so fällt die Degradation durch die Approximation noch geringer aus und ist faktisch vernachlässigbar.

Abbildung 7.6: Exakt berechnete extrinsische Information $L_e^E(c_{n,3})$ Abbildung 7.7: Approximiert berechnete extrinsische Information $L_e^E(c_{n,3})$

Noch geringer fällt die Degradation im BU-Profil aus. Dies ist darin begründet, dass das BU-Profil geringere Intersymbol-Interferenzen als das HT-Profil hervorruft. Dementsprechend werden geringere Anforderungen an die Entzerrung gestellt und der durch die Approximation bei der Berechnung von $L_e^E(c_{n,i})$ resultierende Fehler fällt geringer ins Gewicht.

Damit geht die erhebliche Komplexitätsreduktion mit einer nur geringen Leistungseinbuße einher.

7.2 Komplexitätsreduzierte MAP-Decodierung

Nachdem im vorangegangenen Abschnitt 7.1.1 eine komplexitätsreduzierte Lösung für das Soft-Demapping bei filterbasierten SISO Entzerrern im EDGE-System hergeleitet wurde, und somit der in Kapitel 6 propagierte SFIC SISO Entzerrer sehr kostengünstig zu implementieren ist, wird in diesem Abschnitt die SISO Kanaldecodierung betrachtet.

Der bisher bei den Simulationen verwendete BCJR-MAP Algorithmus stellt zwar die mathematisch optimale Lösung zur Decodierung dar, jedoch wird dies mit sehr hohen Implementierungskosten erkaufte. Hierbei kristallisiert es sich als sehr unvorteilhaft heraus, daß beim BCJR-MAP und auch Max-Log-MAP Algorithmus sämtliche Vorwärts- und Rückwärtsmetriken zwischengespeichert werden müssen. Zur Vermeidung dieses Speicheraufwands wurde von Dawid in [DGM93] ein deutlich komplexitätsreduzierter Kanaldecoder vorgestellt, der für diese Komplexitätsreduktion die sogenannte *Sliding Window* (SW) Technik verwendet.

Zunächst wird in Abschnitt 7.2.1 kurz der BCJR-MAP Algorithmus für die Kanaldecodierung von Faltungscodes zusammengefasst. Danach wird auf Basis des Max-Log-MAP Algorithmus ein deutlich komplexitätsreduzierter Kanaldecoder vorgestellt, der für diese Komplexitätsreduktion die erstmals in [DGM93] präsentierte *Sliding Window* (SW) Technik verwendet. Abschließend wird dieser SW-Max-Log-MAP SISO Decoder mithilfe des EXIT-Charts für das EDGE-System angepasst und die Degradation der Blockfehlerrate durch diesen komplexitätsreduzierten Decoder im EDGE-System untersucht.

7.2.1 Kanaldecodierung mit dem BCJR-Algorithmus

Bei einem Faltungscoder findet eine fortlaufende Codierung des Informationsbitstroms statt, wobei sich der Encoder als ein auf dem GF(2) operierendes Filter bestehend aus einer Schieberegisterschaltung realisieren läßt. Abbildung 7.10 zeigt beispielhaft einen Faltungscoder für einen rekursiven systematischen Code (RSC) mit der Coderate $R = 1/2$, d.h. ein Informationsbit $b_k \in 0, 1$ wird in Abhängigkeit der Bits $[b'_{k-1}, b'_{k-2}]$ im Codegedächtnis auf zwei Codebits $[c_k^{(1)} \ c_k^{(2)}], c_k^{(j)} \in 0, 1$ abgebildet. Die Additionen in Abbildung 7.10 sind

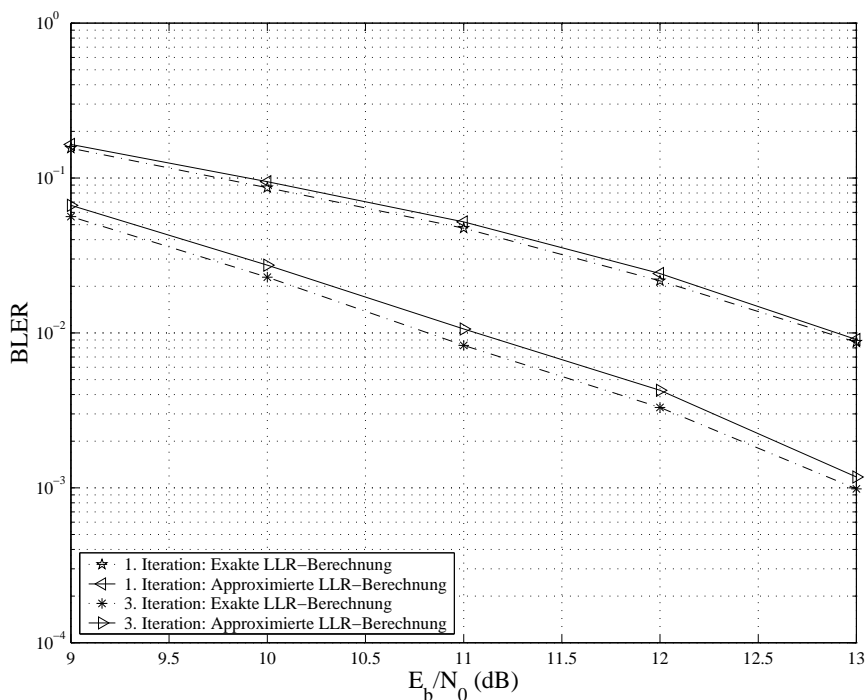


Abbildung 7.8: Vergleich Blockfehlerrate bei exakter vs. approximierter extr. Information, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer, iterative MV-Kanalschätzung

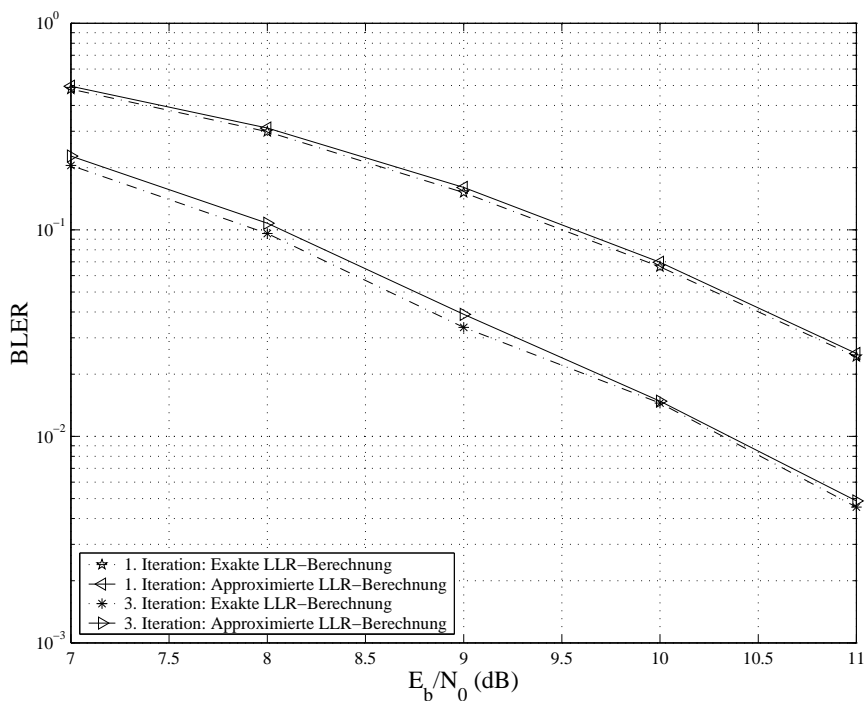


Abbildung 7.9: Vergleich Blockfehlerrate bei exakter vs. approximierter extr. Information, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer, iterative MV-Kanalschätzung

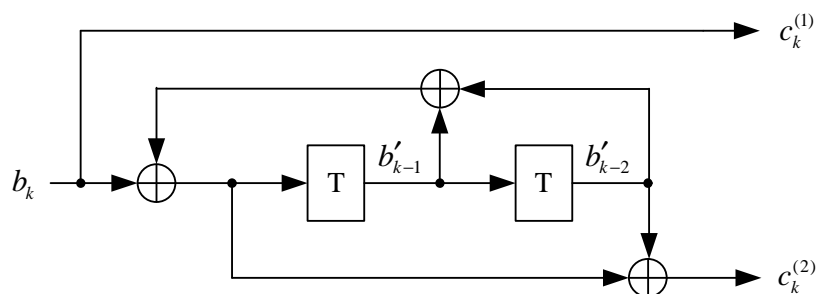


Abbildung 7.10: RSC Encoder

dabei als Modulo-2-Additionen im GF(2) definiert. Dieser Code wird deshalb systematisch genannt, weil das erste Codebit dem Informationsbit entspricht:

$$c_k^{(1)} \hat{=} b_k \quad \text{für systematische Codes.} \quad (7.15)$$

Generell können Faltungscoder N_i Eingänge und N_c Ausgänge haben, damit liegen N_i Informationsbits $[b_k^{(1)} \dots b_k^{(N_i)}]$ am Eingang und N_c Codebits $[c_k^{(1)} \dots c_k^{(N_c)}]$ am Ausgang des Encoders zum Zeitpunkt k an. Im Rahmen dieser Arbeit werden nur Faltungscoder mit $N_i = 1$ Eingängen verwendet, d.h. $b_k \hat{=} b_k^{(1)}$. Damit berechnet sich die Coderate zu $R = 1/N_c$.

Der innere Zustand S_k^D des Encoders zum Zeitpunkt k hängt von den L_c Bits im Codegedächtnis ab:

$$S_k^D = f(b'_{k-1}, b'_{k-2}, \dots, b'_{k-L_c}). \quad (7.16)$$

Ein Faltungscode mit der Gedächtnislänge L_c hat damit insgesamt $Z_c = 2^{L_c}$ Zustände. Bei dem in Abbildung 7.10 gezeigten Beispiel ist $L_c = 2$, damit ergeben sich $Z_c = 4$ verschiedene Zustände. Der Faltungscoder beschreibt damit eine Markov-Kette, welche bei einem aktuellen Zustand S_k^D und dem anliegenden Informationsbit b_k genau N_c Codebits $[c_k^{(1)} \dots c_k^{(N_c)}]$ generiert.

Der SISO Kanaldecoder, dargestellt in Abbildung 7.11, soll aus der A-Priori Information über die codierten Bits

$$\{L_a^D(c_k^{(j)})\} = \{L_a^D(c_{n,i})\} \quad (7.17)$$

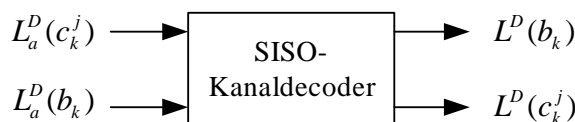


Abbildung 7.11: SISO Kanaldecoder

mithilfe des in Abschnitt 3.3.1 vorgestellten BCJR-MAP Algorithmus die A-Posteriori Information $L^D(c_k^{(j)})$ der codierten Bits berechnen. Zunächst werden die insgesamt K_c L-Werte eines zu decodierenden Blocks im Vektor

$$\mathbf{I}_1^{K_l} = [\mathbf{I}_1 \ \mathbf{I}_2 \ \dots \ \mathbf{I}_{K_l}] \quad \text{mit } K_l = \frac{K_c}{N_c} \quad (7.18)$$

mit

$$\mathbf{I}_k = \left[L_a^D(c_k^{(1)}) \ L_a^D(c_k^{(2)}) \ \dots \ L_a^D(c_k^{(N_c)}) \right] \quad (7.19)$$

zusammengefasst. Damit ergibt sich für ein codiertes Bit $c_k^{(j)}$, analog zur Vorgehensweise beim BCJR-MAP Algorithmus in Abschnitt 3.3.1, der A-Posteriori L-Wert zu

$$L^D(c_k^{(j)}) = \ln \frac{P(c_k^{(j)} = 1 | \mathbf{I}_1^{K_l})}{P(c_k^{(j)} = 0 | \mathbf{I}_1^{K_l})} = \ln \frac{\sum_{\substack{(S_k^D, S_{k+1}^D) \\ c_k^{(j)}(S_n, S_{n+1}) = 1}} p(S_k^D, S_{k+1}^D, \mathbf{I}_1^{K_l})}{\sum_{\substack{(S_k^D, S_{k+1}^D) \\ c_k^{(j)}(S_n, S_{n+1}) = 0}} p(S_k^D, S_{k+1}^D, \mathbf{I}_1^{K_l})}. \quad (7.20)$$

Die Summe im Zähler von (7.20) beinhaltet damit alle Zustandsübergänge (S_k^D, S_{k+1}^D) , welche mit dem Codebit $c_k^{(j)} = 1$ verknüpft sind, während im Nenner die Übergänge nachgebildet werden, die zu $c_k^{(j)} = 0$ führen.

Analog zu (3.12) kann die Verbundwahrscheinlichkeit in das Produkt von drei unabhängigen Wahrscheinlichkeiten

$$p(S_k^D, S_{k+1}^D, \mathbf{I}_1^{K_l}) = \underbrace{p(S_k^D, \mathbf{I}_1^{K_l})}_{\alpha_k^D(S_k)} \cdot \underbrace{p(\mathbf{I}_k | S_k^D, S_{k+1}^D)}_{\gamma_k^D(S_k, S_{k+1}^D)} \cdot \underbrace{p(S_{k+1}^D | S_k^D)}_{\beta_{k+1}^D(S_{k+1}^D)} \quad (7.21)$$

aufgeteilt werden, wobei sich die Vorwärts- und Rückwärtsrekursionen wie folgt berechnen lassen:

$$\begin{aligned} \alpha_k^D(S_k) &= \sum_{S_{k-1}^D} \alpha_{k-1}^D(S_{k-1}^D) \cdot \gamma_{k-1}^D(S_{k-1}^D, S_k^D), \\ \beta_k^D(S_k) &= \sum_{S_{k+1}^D} \beta_{k+1}^D(S_{k+1}^D) \cdot \gamma_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D). \end{aligned} \quad (7.22)$$

Nach Bauch [Bau00] kann auch beim BCJR-MAP SISO Kanaldecoder die Zweigmetrik $\gamma_k^D(S_k, S_{k+1}^D)$ in die Kanalinformation $p(\mathbf{I}_k | S_k^D, S_{k+1}^D)$ und die A-Priori Information $P(S_{k+1}^D | S_k^D)$ aufgespalten werden. Die Kanalinformation wird direkt aus den anliegenden L-Werten über die codierten Bits berechnet [HOP96], analog zu (B.1) und (B.5) im Anhang B:

$$p(\mathbf{I}_k | S_k^D, S_{k+1}^D) = \underbrace{\left(\prod_{j=1}^{N_c} \frac{1}{1 + e^{L_a^D(c_k^{(j)})}} \right)}_{k_4} \cdot e^{\sum_{j=1}^{N_c} L_a^D(c_k^{(j)}) \cdot c_k^{(j)}(S_k^D, S_{k+1}^D)} \quad (7.23)$$

Für alle nicht existenten Zustandsübergänge wird die A-Priori Information $P(S_{k+1}^D|S_k^D)$ zu Null gesetzt:

$$P(S_{k+1}^D|S_k^D) \hat{=} 0 \quad \text{für } (S_k^D \rightarrow S_{k+1}^D) \text{ nicht existent.} \quad (7.24)$$

Darüberhinaus kann noch zusätzliche A-Priori Information $L_a^D(b_k)$ über die Informationsbits einfließen:

$$P(S_{k+1}^D|S_k^D) = P(b_k(S_k^D, S_{k+1}^D)) = \frac{1}{\underbrace{1 + e^{L_a^D(b_k)}}_{k_5}} \cdot e^{L_a^D(b_k) \cdot b_k(S_k^D, S_{k+1}^D)}. \quad (7.25)$$

Liegt wie bei den in dieser Arbeit betrachteten Systemen keine A-Priori Information $L_a^D(b_k)$ über die Informationsbits vor, die z.B. aus der Quellenstatistik herrühren könnte, so wird $P(S_{k+1}^D|S_k^D)$ für alle existierenden Zustandsübergänge gleichwahrscheinlich angesetzt. Die Konstanten k_4 und k_5 in (7.23) und (7.25) kürzen sich im Folgenden bei der Berechnung der A-Posteriori Information heraus und müssen daher nicht bestimmt werden.

Die A-Posteriori Information über die codierten Bits berechnet sich mit (7.20) - (7.25) zu

$$L^D(c_k^{(j)}) = \ln \frac{\sum_{\substack{(S_k^D, S_{k+1}^D) \\ c_k^{(j)}(S_n, S_{n+1})=1}} \alpha_k^D(S_k^D) \cdot \gamma_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D) \cdot \beta_{k+1}^D(S_{k+1}^D)}{\sum_{\substack{(S_k^D, S_{k+1}^D) \\ c_k^{(j)}(S_n, S_{n+1})=0}} \alpha_k^D(S_k^D) \cdot \gamma_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D) \cdot \beta_{k+1}^D(S_{k+1}^D)}, \quad (7.26)$$

wobei sich die gesuchte extrinsische Information zu

$$L_e^D(c_k^{(j)}) = L^D(c_k^{(j)}) - L_a^D(c_k^{(j)}) - L_a^D(b_k) \quad (7.27)$$

ergibt. In dieser Arbeit wird keine A-Priori Information über b_k zur Decodierung verwendet, daher wird $L_a^D(b_k)$ zu Null gesetzt ($L_a^D(b_k) \hat{=} 0$) und kann in (7.27) weggelassen werden. Analog zu (7.26) wird die A-Posteriori Information über die Informationsbits berechnet:

$$L^D(b_k) = \ln \frac{\sum_{\substack{(S_k^D, S_{k+1}^D) \\ b_k(S_n, S_{n+1})=1}} \alpha_k^D(S_k^D) \cdot \gamma_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D) \cdot \beta_{k+1}^D(S_{k+1}^D)}{\sum_{\substack{(S_k^D, S_{k+1}^D) \\ b_k(S_n, S_{n+1})=0}} \alpha_k^D(S_k^D) \cdot \gamma_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D) \cdot \beta_{k+1}^D(S_{k+1}^D)}. \quad (7.28)$$

7.2.2 Der Sliding-Window Max-Log-MAP-Algorithmus

In diesem Abschnitt wird der *Sliding Window* (SW) Max-Log-MAP Algorithmus für die SISO Kanaldecodierung erläutert. Dieser Algorithmus wurde von Dawid [DGM93], [DM95] und Pietrobon [Pie94] eingeführt und ist seitdem Grundlage für komplexitätsreduzierte MAP-Detektoren [MP+99]. Der SW-Max-Log-MAP reduziert zum einen die

Komplexität erheblich, zum anderen wird auch die Latenz deutlich verringert. Die SW-Technik kann genauso für den BCJR-MAP wie für den Max-Log-MAP Algorithmus verwendet werden. In diesem Abschnitt werden wir die Berechnungsvorschrift für einen SW-Kanaldecoder, der den Log- und den Max-Log-MAP Algorithmus aus Abschnitt 3.3.2 kombiniert, präsentieren. Im Folgenden wird dieser SW-Kanaldecoder als SW-Max-Log-MAP bezeichnet.

Zunächst werden analog zu Abschnitt 3.3.2 die Zweigmetriken (7.21) und die Zustandsmetriken (7.22) in der Log-Ebene dargestellt:

$$\begin{aligned}\tilde{\alpha}_k^D(S_k) &= \ln \alpha_k^D(S_k), \\ \tilde{\beta}_k^D(S_k) &= \ln \beta_k^D(S_k), \\ \tilde{\gamma}_k^D(S_k, S_{k+1}) &= \ln \gamma_k^D(S_k, S_{k+1}).\end{aligned}\quad (7.29)$$

Damit lassen sich die Zustandsmetriken mit den folgenden Vorwärts- und Rückwärtsrekursionen berechnen:

$$\begin{aligned}\tilde{\alpha}_k^D(S_k) &= \ln \sum_{S_{k-1}^D} e^{\tilde{\alpha}_{k-1}^D(S_{k-1}^D) + \tilde{\gamma}_{k-1}^D(S_{k-1}^D, S_k^D)}, \\ \tilde{\beta}_k^D(S_k^D) &= \ln \sum_{S_{k+1}^D} e^{\tilde{\beta}_{k+1}^D(S_{k+1}^D) + \tilde{\gamma}_{k-1}^D(S_k^D, S_{k+1}^D)}.\end{aligned}\quad (7.30)$$

Für die in dieser Arbeit betrachteten Codes, bei denen jeweils ein Informationsbit $b_k \in \{0, 1\}$ in Abhängigkeit des Zustands S_k^D auf N_c Codebits abgebildet wird, hat ein Zustand S_k^D genau zwei Vorgängerzustände S_{k-1}^D und zwei Nachfolgezustände S_{k+1}^D im Trellisdiagramm. Sei $Z_i(S_k^D)$ der Vorgängerzustand von S_k^D beim jeweiligen Informationsbit $b_{k-1} = i, i \in \{0, 1\}$, so kann die Berechnung der Zustandsmetrik $\tilde{\alpha}_k^D(S_k)$ mithilfe des Jacobi-Algorithmus (3.26) wie folgt ausgeführt werden:

$$\tilde{\alpha}_k^D(S_k) = \max\{\Gamma_0 - \Gamma_1\} + \underbrace{\ln\left(1 + e^{-|\Gamma_0 - \Gamma_1|}\right)}_{f_k},\quad (7.31)$$

mit

$$\Gamma_0 = \tilde{\alpha}_{k-1}^D(Z_0(S_k^D)) + \tilde{\gamma}_{k-1}^D(Z_0(S_k^D), S_k^D),\quad (7.32)$$

$$\Gamma_1 = \tilde{\alpha}_{k-1}^D(Z_1(S_k^D)) + \tilde{\gamma}_{k-1}^D(Z_1(S_k^D), S_k^D).\quad (7.33)$$

Die Berechnung von $\tilde{\alpha}_k^D(S_k^D)$ nach (7.31) kann nun durch die in Abbildung 7.12 dargestellte *Add-Compare-Select-Offset* (ACSO) Einheit implementiert werden. Zunächst werden die Metriken (7.22) und (7.33) durch Additionen bestimmt, dann führt der Multiplexer (MUX) die Max-Operation in (7.31) aus. Anschließend wird der Korrekturfaktor f_k auf den Ausgang des Multiplexers hinzuaddiert, somit findet eine exakte Berechnung der Zweigmetriken statt und keine Näherung wie beim Max-Log-Verfahren. Dieser Korrekturfaktor kann als Look-up-Table realisiert werden. Die Berechnung der Zweigmetriken in (7.30) läßt sich

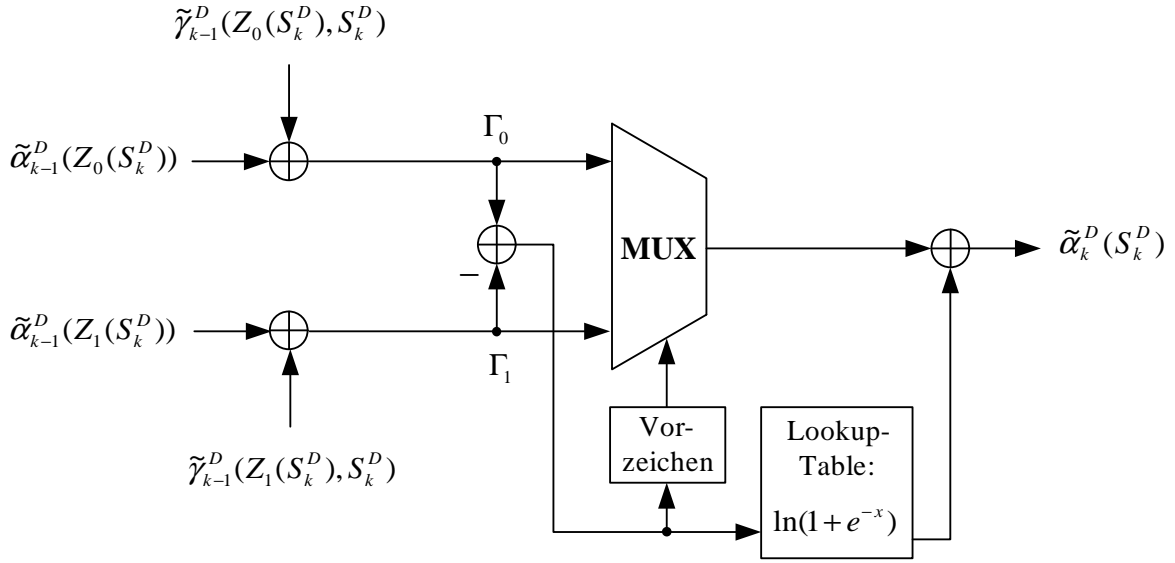


Abbildung 7.12: Add-Compare-Select-Offset Einheit

nach demselben Schema mithilfe der ACSO Einheiten ausführen.

Für die Berechnung der A-Posteriori Information hingegen wird aus Komplexitätsgründen der Max-Log-Ansatz aus (3.34) verwendet:

$$\begin{aligned}
 L^D(c_k^{(i)}) &= \max_{\substack{(s_k^D, s_{k+1}^D) \\ c_k^{(i)}(s_k^D, s_{k+1}^D) = +1}} \left\{ \tilde{\alpha}_k^D(s_k^D) + \tilde{\gamma}_k^D(s_k^D, s_{k+1}^D) + \tilde{\beta}_{k+1}^D(s_{k+1}^D) \right\} \\
 &- \max_{\substack{(s_k^D, s_{k+1}^D) \\ c_k^{(i)}(s_k^D, s_{k+1}^D) = 0}} \left\{ \tilde{\alpha}_k^D(s_k^D) + \tilde{\gamma}_k^D(s_k^D, s_{k+1}^D) + \tilde{\beta}_{k+1}^D(s_{k+1}^D) \right\}. \quad (7.34)
 \end{aligned}$$

Der im EDGE-System verwendete Faltungscodier hat ein Gedächtnis der Länge $L_c = 6$. Damit existieren jeweils 64 Zustandsübergänge im Trellisdiagramm, die zu $c_k^{(i)}(s_k^D, s_{k+1}^D) = +1$ führen, und 64 weitere Zustandsübergänge, die zu $c_k^{(i)}(s_k^D, s_{k+1}^D) = 0$ führen. Würde man den Zähler und den Nenner in (7.34) mithilfe des Jacobi-Algorithmus und den ACSO Einheiten exakt berechnen, so wären hierzu jeweils 63 kaskadierte ACSO Elemente notwendig. Dieser hohe Aufwand wird nicht betrieben, sondern es wird nur der jeweils am wahrscheinlichsten auftretende Trellisübergang (s_k^D, s_{k+1}^D) ausgewertet, der zu $c_k^{(i)} = 1$ und $c_k^{(i)} = 0$ führt.

Analog zu (7.34) lassen sich die L-Werte über die Informationsbits berechnen:

$$\begin{aligned}
L^D(b_k) &= \max_{\substack{(S_k^D, S_{k+1}^D) \\ b_k(S_k^D, S_{k+1}^D) = +1}} \left\{ \tilde{\alpha}_k^D(S_k^D) + \tilde{\gamma}_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D) + \tilde{\beta}_{k+1}^D(S_{k+1}^D) \right\} \\
&- \max_{\substack{(S_k^D, S_{k+1}^D) \\ b_k(S_k^D, S_{k+1}^D) = 0}} \left\{ \tilde{\alpha}_k^D(S_k^D) + \tilde{\gamma}_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D) + \tilde{\beta}_{k+1}^D(S_{k+1}^D) \right\}. \quad (7.35)
\end{aligned}$$

Die Detektions- bzw Decodierstrategie von allen Codebits kann beim originalen Max-Log-MAP Algorithmus wie folgt zusammengefaßt werden:

Für die Detektion wird zunächst der Trellis der Gesamtlänge K_c vom Start bis zum Ende durchlaufen, dabei werden jeweils die Zweigmetriken $\tilde{\gamma}_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D)$ und die Zustandsmetriken $\tilde{\alpha}_k^D(S_k^D)$ berechnet und gespeichert. Nun wird der Trellis vom Ende her rückwärts bis zum Anfang durchlaufen, wobei die Zustandsmetriken $\tilde{\beta}_k^D(S_k^D)$ mit den gespeicherten Zweigmetriken berechnet werden. Gleichzeitig werden mit den frisch berechneten Zustandsmetriken $\tilde{\beta}_k^D(S_k)$, den gespeicherten Zweigmetriken und Zustandsmetriken $\tilde{\alpha}_k^D(S_k^D)$ die A-Posteriori Informationen $\{L^D(c_k^{(i)})\}$ nach (7.34) berechnet.

Der Speicherbedarf bei dieser Detektionsvorschrift ist sehr hoch, da sämtliche Zweigmetriken im Trellisdiagramm $\tilde{\gamma}_k^D(S_k^D, S_{k+1}^D)$ und alle Zustandsmetriken $\tilde{\alpha}_k^D(S_k^D)$ mit $k \in \{1, \dots, K_l\}$ gespeichert werden müssen. Darüberhinaus ist die Latenz L_d des Detektors proportional zur doppelten Blocklänge und verzögert die Detektion um Faktor $L_d = 2T_s K_l$, wobei die T_s Symboltaktdauer ist.

Limitierender Faktor bezüglich der Latenz ist die Berechnung der Zustandsmetriken $\tilde{\beta}_k^D(S_k^D)$, da für die exakte Berechnung nach (7.30) der Trellis vom Endpunkt bis zum Anfang durchlaufen werden muß. Da die Interleaver in Turbo-System i.A. seriell ein- und wieder ausgelesen werden [MP+99], kann mit der Rückwärtsrekursion erst begonnen werden, wenn der Interleaver komplett ausgelesen und die letzte Zweigmetrik $\tilde{\gamma}_{K_l}^D(S_{K_l}^D, S_{K_l+1}^D)$ berechnet ist. Um dieses Problem zu umgehen, wurde die SW-Technik in [DGM93], [Pie94] und [DM95] eingeführt, die im folgenden beschrieben wird.

Zunächst wird die Fensterlänge W_l definiert, auf deren Länge im folgenden Abschnitt genauer eingegangen wird. Der SW-Algorithmus ist in Abbildung 7.13 visualisiert. Hierbei ist auf der Abzisse die normierte Zeit $t' = t/T_s$ dargestellt, während die Ordinate den Index $k \in \{1, \dots, K_l\}$ der jeweils gerade berechneten Metrik bzw. Soft-Output Information $L^D(c_k^{(i)})$ beschreibt. Der SW-Detektionsvorgang kann damit wie folgt zusammengefasst werden:

- $0 < t' \leq W_l$: Während dieser Phase werden die ersten W_l Zweigmetriken $\tilde{\gamma}_{t'}^D(S_{t'}^D, S_{t'+1}^D)$ berechnet und in Speicher **S1** abgespeichert.
- $W_l < t' \leq 2W_l$: Der zweite Block mit W_l Zweigmetriken $\tilde{\gamma}_{t'}^D(S_{t'}^D, S_{t'+1}^D)$ wird berechnet und in Speicher **S2** abgespeichert.

sind.

- $3W_l < t' \leq 4W_l$: Die im vorherigen Block gestartete Rückwärtsrekursion zur Berechnung von $\tilde{\beta}_k^D(S_k^D)$ wird fortgesetzt und zusammen mit den in **S1** und **S4** gespeicherten Zweigmetriken und Zustandsmetriken $\tilde{\alpha}_k^D(S_k^D)$ zur Berechnung der A-Posteriorio Information $\{L^D(c_k^{(i)})\}$ mit $k \in \{W_l, \dots, 1\}$ genutzt. Gleichzeitig wird die Vorwärtsrekursion aus dem vorangegangenen Block weitergeführt und damit die Zustandsmetriken $\tilde{\alpha}_{t'-2W_l}^D(S_{t'-2W_l}^D)$ berechnet und im frei werdenden Speicher **S4** gespeichert. Ebenso werden die Zweigmetriken $\tilde{\gamma}_{t'}^D(S_{t'}, S_{t'+1}^D)$ berechnet und im frei werdenden Speicher **S1** abgespeichert. Darüberhinaus erfolgt die Berechnung der neuen Zustandsmetriken $\tilde{\beta}_k^D(S_k^D)$, startend von $k = 3W_l$ bis $k = 2W_l + 1$, die im nachfolgenden Block zur Berechnung der A-Posteriori Information verwendet werden.
- $t' > 4W_l$: Die Detektion der weiteren Symbole findet weiterhin blockweise analog zur Detektion im Block $3W_l < t' \leq 4W_l$ statt, es wird lediglich der Speicher zum Abspeichern der Zweigmetrik zyklisch für jeden neuen Block ausgetauscht (**S1** \rightarrow **S2** \rightarrow **S3** \rightarrow **S1**).

Die Latenz beträgt bei dem hier vorgestellten SW-Max-Log-MAP $L_d = 4W_l T_s$ und ist damit nicht mehr von der Blocklänge K_l abhängig. In [BWG03] werden neben dem hier betrachteten SW-Algorithmus noch weitere SW-Verfahren betrachtet, dabei kann die Latenz auf minimal $L_d = 3W_l T_s$ gesenkt werden, wobei allerdings die Implementierungskomplexität anwächst.

Mittlerweile existieren in der Literatur zahlreiche Implementierungsvorschläge für MAP-Detektoren, die auf dem SW-MAP Prinzip basieren, und auf maximalen Durchsatz bzw. geringe Verlustleistungsaufnahme optimiert sind [WLW01], [WM+00], [MP+02].

7.2.3 Der SW-Max-Log-MAP Kanaldecoder im EDGE-System

Nachdem im vorangegangenen Abschnitt der SW-Max-Log-MAP Algorithmus erläutert wurde, wird in diesem Abschnitt dieser Algorithmus als SISO Kanaldecoder im EDGE-System eingesetzt und hinsichtlich der Leistungsfähigkeit untersucht.

Zunächst muß eine sinnvolle Fensterlänge W_l bestimmt werden. Dabei ist W_l maßgeblich von der Länge L_c des Codegedächtnis abhängig. Bei den Codierschemata MCS-5 bis MCS-9 im EDGE-Standard wird für die Codierung der Informations- und Headerbits ein nichtrekursiver Faltungscodes der Rate $R = 1/3$ mit folgendem Generatorpolynom in oktaler Schreibweise eingesetzt:

$$\mathbf{G} = [133, 171, 145]_{|oct}. \quad (7.36)$$

Das Gedächtnis dieses Codes beträgt damit $L_c = 6$, somit ist nach [WLW01] zu erwarten, daß eine Fensterlänge von $W_l \approx 5L_c = 30$ ausreichend ist, um die Rückwärtsrekursion im

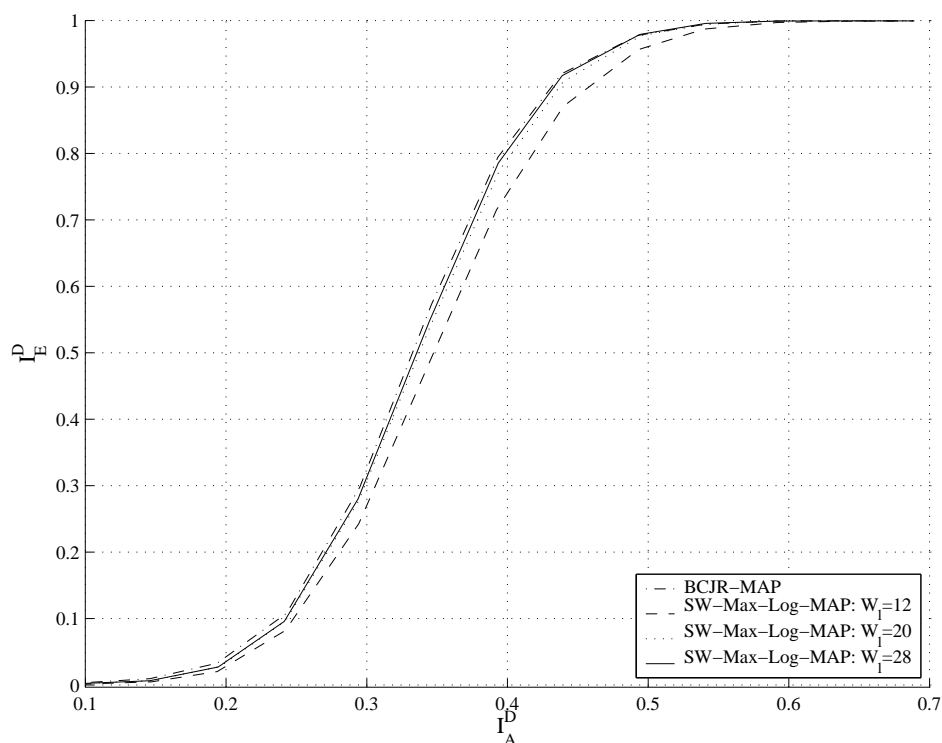


Abbildung 7.14: Übertragungskennlinien vom BCJR-MAP, Max-Log-MAP und SW-Max-Log-MAP mit verschiedenen Fensterlängen W_l für nicht-rekursiven Faltungscodes mit $\mathbf{G} = [133, 171, 145]_{oct}$

Trellis und damit die Zustandsmetriken $\tilde{\beta}_k^D(S_k^D)$ exakt genug zu berechnen.

Im Folgenden wird die Analysetechnik des EXIT-Charts aus Abschnitt 3.4 verwendet, um eine Fensterlänge W_l zu bestimmen, die einen guten Abtausch zwischen Komplexität und Latenz einerseits, und der Leistungsfähigkeit hinsichtlich der Qualität der extrinsischen Information andererseits ergibt. Dazu sind in Abbildung 7.14 gemäß (3.60) verschiedene Übertragungskennlinien der zu untersuchenden SISO Kanaldecoder dargestellt, wobei auf der Abszisse der Informationsgehalt I_a^D der A-Priori Information und auf der Ordinate der Informationsgehalt I_e^D der extrinsischen Information aufgetragen ist. Als Referenz ist die Übertragungskennlinie des BCJR-MAP Decoders eingetragen, ferner sind die Kennlinien des SW-Max-Log-MAP Decoder aus Abschnitt 7.2.3 für die Fensterlängen $W_l = 12, 20, 28$ eingezeichnet. Während die Qualität der extrinsischen Information beim SW-Max-Log-MAP mit der Fensterlänge $W_l = 12$ die des BCJR-MAP Decoders deutlich verfehlt, zeigt sich die Qualität bei $W_l = 20$ schon deutlich verbessert. Bei $W_l = 28$ wird schon nahezu die Kurve des BCJR-MAP Decoders erreicht, die minimale Degradation begründet sich nunmehr aus der Max-Log Approximation der A-Posteriori L-Werte nach (7.34). Eine weitere Vergrößerung der Fensterlänge W_l bringt damit keine Verbesserung.

Abschließend wird die Degradation bezüglich der Blockfehlerrate für den SFIC SISO Turbo-Entzerrer im EDGE-System bei MCS-5 anhand von Simulationen im HT-50 und BU-50 Kanalprofil untersucht. In der nullten Iterationsstufe wird der Soft-Output DDFSE Entzerrer mit 64 Zuständen aus Abschnitt 6.2.2.1 eingesetzt, nachfolgend werden drei Iterationen mit dem SF-IFC SISO Entzerrer ausgeführt. Die Berechnung der extrinsischen Information $L_e^E(c_{n,i})$ des SF-IFC Entzerrers wird mit der in Abschnitt 7.1.1 hergeleiteten Approximation ausgeführt. Die SISO Kanaldecodierung erfolgt mit dem SW-Max-Log-MAP Algorithmus der Fensterlängen $W_l = 20, 28$. Die Kanalschätzung wird ebenfalls iterativ mit dem in Abschnitt 6.3 erläuterten MV-Verfahren unter Verwendung der vollen A-Priori Information durchgeführt.

Die in Abbildung 7.15 für das HT-50 Profil dargestellten Simulationsergebnisse bestätigen die zuvor mit dem EXIT-Chart gefundene Dimensionierung von W_l . Bei $W_l = 28$ ist die Degradation nach der dritten Turbo-Iteration < 0.15 dB und fällt damit schon in den Bereich der Simulationsgenauigkeit. Nach der ersten Turbo-Iteration sind die Blockfehlerratenkurven vom BCJR-MAP und SW-Max-Log-MAP mit $W_l = 28$ nahezu identisch.

Eine geringfügig größere Degradation bezüglich der Blockfehlerrate tritt bei der verkürzten Fensterlänge $W_l = 20$ ein, hier beträgt die Degradation nach drei Turbo-Iterationen im HT-Profil ca. 0.3 dB. Daher wird für die Realisierung des SW-Max-Log-MAP Decoders die Fensterlänge $W_l = 28$ vorgeschlagen. Diese Fensterlänge zeigt auch bei den in Abbildung 7.16 für das BT-50 Profil dargestellten Simulationsergebnisse gute Ergebnisse.

7.3 Komplexitätsreduzierte iterative Kanalschätzung

Die in Abschnitt 6.3.2.1 vorgestellte MV-Kanalschätzung bei A-Priori Information ist aufgrund der durchzuführenden Matrixinversion der Dimension L sehr aufwändig hinsichtlich der Implementierung. In diesem Abschnitt wird auf Basis der MV-Kostenfunktion (6.37) eine deutlich komplexitätsreduzierte Lösung zur iterativen Schätzung der Kanalimpulsantwort vorgestellt, die auf der Methode des stärksten Abstiegs basiert.

Dieser komplexitätsreduzierte iterative Kanalschätzer wird in Abschnitt 7.3.2 hinsichtlich der Leistungsfähigkeit im EDGE-System anhand von Blockfehlerraten untersucht und mit dem optimalen MV-Schätzer verglichen. Abschließend erfolgt eine Betrachtung der Gesamtdegradation der Leistungsfähigkeit beim Turbo-Empfänger im EDGE-System, der alle drei in diesem Kapitel vorgestellten komplexitätsreduzierten Algorithmen, d.h. die approximierte L-Werte-Berechnung für die extrinsische Information des SF-IFC Entzerrers, den SW-Max-Log-MAP Kanaldecoder mit Fensterlänge $W_l = 28$ und die iterative Kanalschätzung mittels des Gradientenschätzers, verwendet.

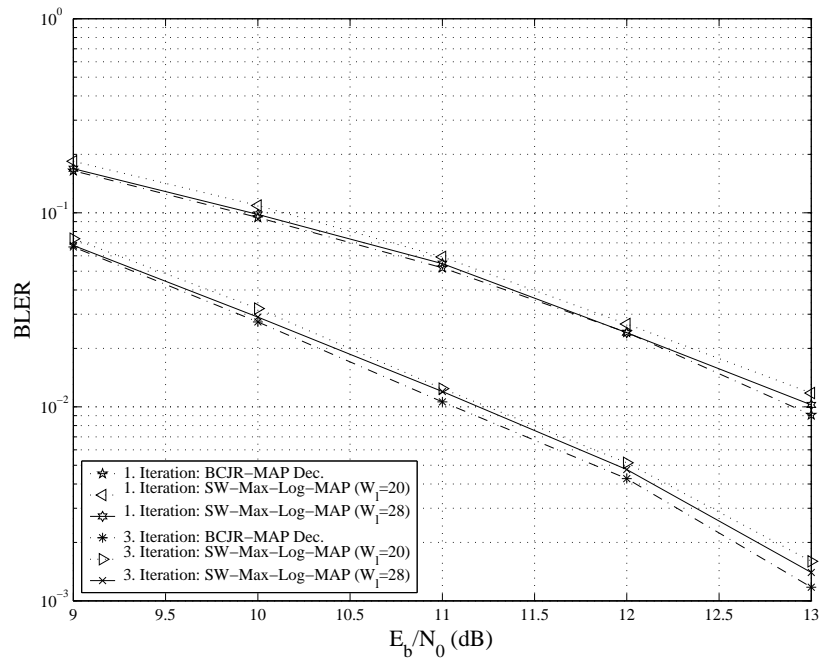


Abbildung 7.15: Vergleich Blockfehlerrate bei SW-Max-Log-Map Kanaldecodierung mit verschiedenen Fensterlängen W_l vs. BCJR-MAP, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer, iterative MV-Kanalschätzung

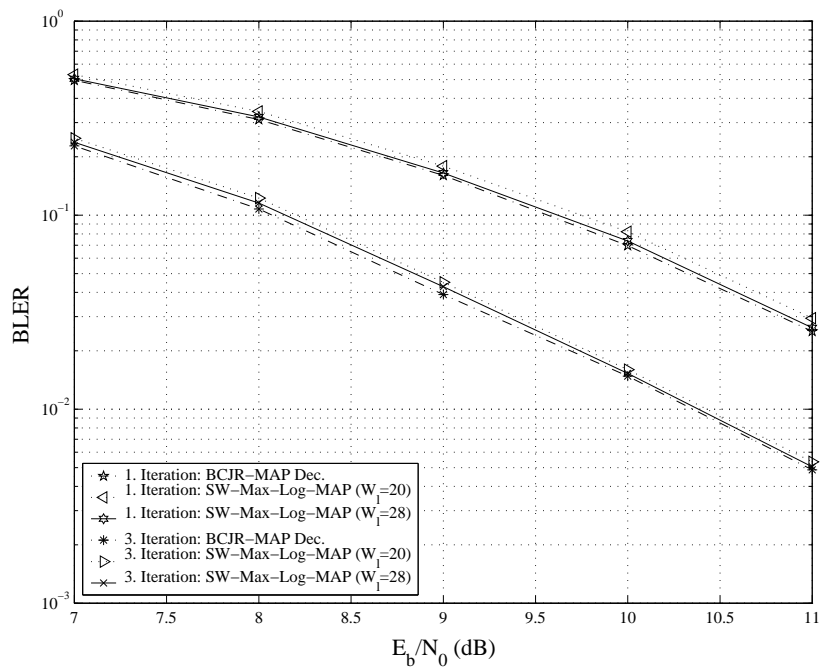


Abbildung 7.16: Vergleich Blockfehlerrate bei SW-Max-Log-Map Kanaldecodierung mit verschiedenen Fensterlängen W_l vs. BCJR-MAP, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer, iterative MV-Kanalschätzung

7.3.1 Iterative Kanalschätzung mit der Methode des stärksten Abstiegs

Der in Abschnitt 6.3.2.1 hergeleitete MV-Kanalschätzer hat als Kostenfunktion die Fehlervarianz J (6.37), welche zur Schätzung der Kanalimpulsantwort minimiert wird:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}} E \left\{ \underbrace{(\mathbf{r}_n - \mathbf{M}_A \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}})^H (\mathbf{r}_n - \mathbf{M}_A \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}})}_J \right\}. \quad (7.37)$$

Die in Abschnitt 6.3.2.1 hergeleitete Lösung

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}} = E \{ \mathbf{M}_A^H \mathbf{M}_A \}^{-1} \cdot E \{ \mathbf{M}_A^H \} \cdot \mathbf{r}_n \quad (7.38)$$

ist aufgrund der Matrixinversion der Dimension L sehr aufwändig, daher wird in diesem Abschnitt das Verfahren des stärksten Abstiegs (*Steepest Descent Algorithm*) [Hay96] zur Berechnung von $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}$ verwendet.

Hierbei handelt es sich um ein Gradientensuchverfahren, das die Lösung in (7.38) iterativ annähert. Das Gradientenverfahren kann deshalb angewendet werden, da J durch die positive Definitheit der Matrix $E \{ \mathbf{M}_A^H \mathbf{M}_A \}$ ein einziges Minimum besitzt. Nach [Hay96] nimmt das iterative Gradientensuchverfahren zur Schätzung der Kanalimpulsantwort folgende Form an:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}^{(k+1)} = \hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}^{(k)} - \frac{1}{2} \mu^{(k)} \nabla_{\mathbf{h}_{\text{MV}}^{(k)}} J^{(k)}. \quad (7.39)$$

Auf die Bedeutung dieser Vorschrift wird im Folgenden genauer eingegangen:

Der Index k in (7.39) bezeichnet die jeweilige Iteration des Gradientenschätzers, wobei diese Iteration nicht zwangsläufig gleich der Turbo-Iteration sein muß. Das Gradientensuchverfahren wird bei $k = 0$ mit einem Anfangswert $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}^{(0)}$ initialisiert. Für diesen Anfangswert wird die in der nullten Turbo-Iterationsstufe mit dem ML-Schätzer aus der Trainingssequenz geschätzte Impulsantwort (6.33) verwendet:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}^{(0)} = \hat{\mathbf{h}}_{\text{MLZ}}. \quad (7.40)$$

Basierend auf der jeweils geschätzten Kanalimpulsantwort $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}^{(k)}$ wird der Gradient der Kostenfunktion $\nabla_{\mathbf{h}_{\text{MV}}^{(k)}} J^{(k)}$ berechnet:

$$\nabla_{\mathbf{h}_{\text{MV}}^{(k)}} J^{(k)} = -2 \cdot E \{ \mathbf{M}_A^H \mathbf{r}_n \} + 2 \cdot E \{ \mathbf{M}_A^H \mathbf{M}_A \} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}^{(k)}. \quad (7.41)$$

Das Prinzip des Gradientensuchverfahrens (7.39) besteht nun darin, die Kanalimpulsantwort $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}^{(k)}$ in negativer Richtung des Gradientens zu korrigieren und damit die Fehlervarianz zu minimieren. Dabei wird der Gradient mit der Schrittweite $\mu^{(k)}$ gewichtet. Werden

(7.39) und (7.41) zusammengefaßt, so ergibt sich die Iterationsvorschrift für den Gradientenschätzer wie folgt:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M}\mathbf{V}}^{(k+1)} = \hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M}\mathbf{V}}^{(k)} + \mu^{(k)} \left(\mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\mathbf{H}} \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M}\mathbf{V}}^{(k)} - \mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\mathbf{H}} \mathbf{r}_{\mathbf{n}} \} \right). \quad (7.42)$$

Der einzige Parameter des Gradientenschätzers in (7.42) ist die Schrittweite $\mu^{(k)}$. Damit die Konvergenz des Gradientensuchverfahrens gewährleistet wird, muß die Schrittweite $\mu^{(k)}$ folgende Stabilitätsbedingung erfüllen [Hay96]:

$$0 < \mu^{(k)} < \frac{2}{\lambda_{\max}}. \quad (7.43)$$

Hierbei bezeichnet λ_{\max} den größten Eigenwert der Matrix $\mathbb{E} \{ \mathbf{M}_{\mathbf{A}}^{\mathbf{H}} \mathbf{M}_{\mathbf{A}} \}$. Die Wahl der Schrittweite unter der Bedingung (7.43) stellt einen Abtausch zwischen Konvergenzgeschwindigkeit und Genauigkeit der Lösung dar. Bei einer beliebig kleinen Schrittweite ($\mu^{(k)} \rightarrow 0$) konvergiert die mit dem Gradientensuchverfahren geschätzte Kanalimpulsantwort gegen die exakt berechnete Lösung nach (7.38):

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M}\mathbf{V}}^{(k)} = \hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M}\mathbf{V}}. \quad (7.44)$$

Allerdings ist hierbei die Konvergenzgeschwindigkeit unendlich klein. Ein Vergrößern der Schrittweite $\mu^{(k)}$ unter der Stabilitätsbedingung (7.43) erhöht hingegen die Konvergenzgeschwindigkeit, dafür nimmt die Genauigkeit der Lösung ab.

In dieser Arbeit wird nicht weiter auf die optimale Wahl der Schrittweiten eingegangen. Es wird aber in Abschnitt 7.3.2 anhand von Simulationen nachgewiesen, daß der Gradientenschätzer nach dem Verfahren des stärksten Abstiegs mit heuristisch gewählten Schrittweiten gute Ergebnisse bezüglich der Leistungsfähigkeit im EDGE-System zeigt.

7.3.2 Strategie zur iterativen Kanalschätzung mittels des Gradientenschätzers und Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt wird der iterative Kanalschätzer nach der Methode des steilsten Abstiegs hinsichtlich der Leistungsfähigkeit im EDGE-System mit Codierungsschema MCS-5 anhand von Blockfehlerratensimulationen untersucht. Ferner wird untersucht, wie sich die gleichzeitige Kombination von allen drei in diesem Kapitel vorgestellten Algorithmen zur Komplexitätsreduktion, d.h. die approximierte LLR-Berechnung für die extrinsische Information des SF-IFC Entzerrers, der SW-Max-Log-MAP Kanaldecoder mit Fensterlänge $W_l = 28$ und die iterative Kanalschätzung mittels des Gradientenschätzers, auswirkt.

Die iterative Kanalschätzung mit dem Gradientenschätzer erfolgte hierbei nach folgendem Schema: Während der nullten Turbo-Iterationsstufe wurde nach (7.40) mit dem ML-Kanalschätzer und der Trainingsequenz der Startwert $\hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M}\mathbf{V}}^{(0)}$ der geschätzten Kanalimpuls-

antwort berechnet. Pro Turbo-Iterationsstufe erfolgte eine Iteration des Gradientenschätzers nach Vorschrift (7.42), wobei für die Schrittweiten folgende Werte verwendet wurden:

$$\begin{aligned}\mu^{(0)} &= 0.003, \\ \mu^{(1)} &= 0.003, \\ \mu^{(2)} &= 0.001.\end{aligned}\tag{7.45}$$

Während der ersten beiden Iterationen wurde eine etwas größere Schrittweite gewählt, um die Konvergenzgeschwindigkeit zu erhöhen, wohingegen in der letzten Iteration des Gradientenschätzers die Schrittweite verkleinert wurde, um die Genauigkeit der final berechneten Lösung zu verbessern.

Abbildung 7.17 zeigt die Blockfehlerraten für den EDGE-Turbo-Empfänger beim HT-50 Kanalprofil. In der nullten Iterationsstufe wird der Soft-Output DDFSE Entzerrer mit 64 Zuständen aus Abschnitt 6.2.2.1 eingesetzt, nachfolgend werden drei Iterationen mit dem SF-IFC SISO Entzerrer ausgeführt. Die iterative Kanalschätzung erfolgt zum einem mit dem optimalen MV-Schätzer und zum anderen mit dem *Minimum Variance Gradientenschätzer* (MV-GS). Nach der ersten Iteration sind die Blockfehlerraten von beiden Algorithmen quasi identisch, d.h. die Verwendung des MV-GS bewirkt keine Degradation verglichen zum wesentlich komplexeren MV-Schätzer. Nach drei Turbo-Iterationen hingegen beträgt die Degradation durch den MV-GS lediglich ca 0.25 dB verglichen zum optimalen MV-Schätzer. Ein ähnliches Ergebnis ist beim BU-50 Kanalprofil zu beobachten, wie in Abbildung 7.18 dargestellt.

Dieses gute Ergebnis ist recht erstaunlich, da ausgehend von der durch den ML-Schätzer berechneten Startlösung $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MV}}^{(0)}$ nur drei Adaptionsschritte mit dem Gradientenschätzer erfolgten. Dieses Ergebnis liesse sich noch verbessern, wenn pro Turbo-Iteration mehrere Iterationen des Gradientenschätzers zur Schätzung der Kanalimpulsantwort erfolgen würden. Aus Gründen der Komplexität und auch der Verlustleistungsaufnahme wurde in dieser Arbeit jedoch darauf verzichtet. Ferner sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß in diesem Abschnitt lediglich gezeigt werden soll, daß der vorgestellte MV-GS generell eine gute Lösung zur iterativen Kanalschätzung im EDGE-System darstellt, dabei aber noch Optimierungspotential hinsichtlich der Schrittweiten und Anzahl von Iterationen des Gradientenschätzers existiert.

Abschließend wurde untersucht, wie hoch die Degradation bezüglich der Blockfehlerraten ausfällt, wenn alle drei in diesem Kapitel vorgestellten Algorithmen zur Komplexitätsreduktion im EDGE-Empfänger verwendet werden. Die - bereits oben erwähnten - Abbildungen 7.17 und 7.18 zeigen die Blockfehlerraten für einen solchen komplexitätsreduzierten EDGE-Turbo-Empfänger mit SF-IFC Entzerrer und approximierter LLR-Berechnung nach Abschnitt 7.1.1, SW-Max-Log-MAP Kanaldecodierung mit $W_l = 28$, und dem hier vorgestellten Gradientenschätzer zur Kanalschätzung. Bei beiden Kanalprofilen (HT-50 und BU-50) beträgt die Degradation der Leistungsfähigkeit durch diese komplexitätsreduzierten Algorithmen bei einer Blockfehlerrate von $\text{BLER} = 10^{-2}$ nach drei Turbo-Iterationen ca. 0.4 dB. Nach der ersten Turbo-Iteration beträgt die Degradation weniger als 0.2 dB, und kann damit nahezu vernachlässigt werden. Erfreulicherweise fällt die Degradation bei der

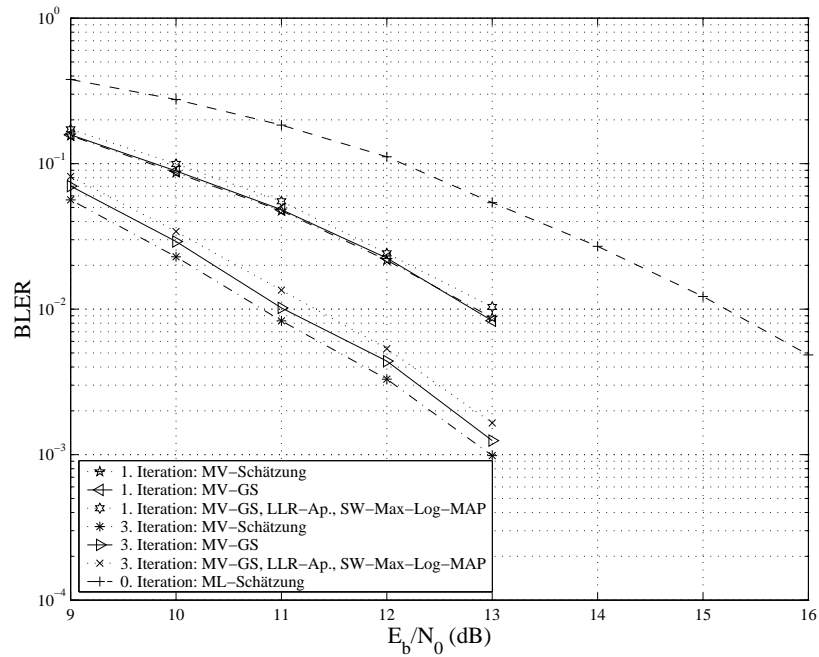


Abbildung 7.17: Blockfehlerrate bei iterativer Kanalschätzung mittels Gradientensuchverfahren, HT-50-Profil, id. FH, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer

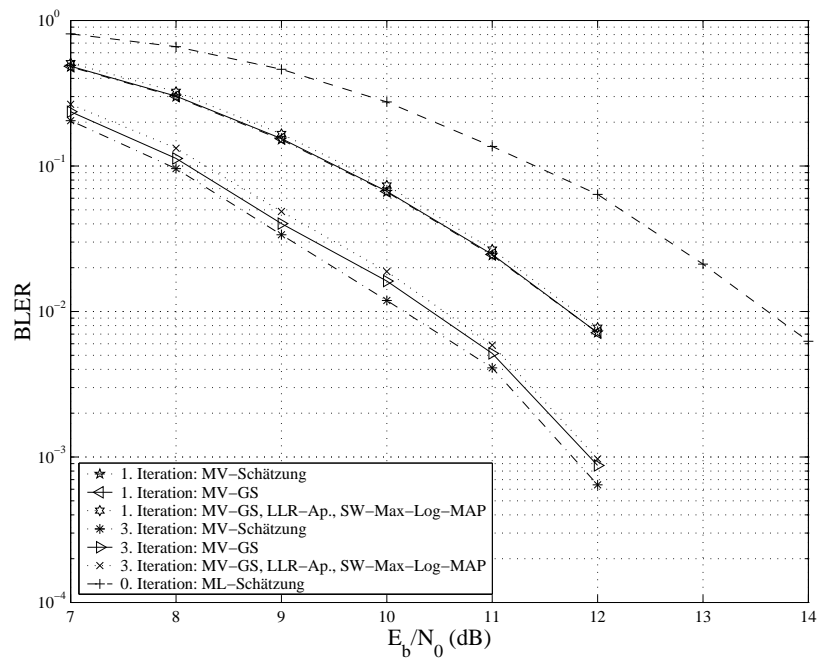


Abbildung 7.18: Blockfehlerrate bei iterativer Kanalschätzung mittels Gradientensuchverfahren, BU-50-Profil, id. FH, MCS-5, SF-IFC Turbo-Entzerrer

Verwendung der drei komplexitätsreduzierten Algorithmen geringer als die Summation der Einzeldegradationen aus.

Der gesamte Turbo-Gewinn bei $\text{BLER} = 10^{-2}$ beträgt mit diesem komplexitätsreduzierten EDGE-Turbo-Empfänger beim HT-50 Kanalprofil nach einer Turbo-Iteration ca. 2.1 dB, nach drei Turbo-Iterationen erhöht sich der Gesamtgewinn auf ca. 3.9 dB. Im BU-50 Kanalprofil fällt der Gewinn nicht ganz so hoch aus, da dieser Kanal schon in der nullten Iterationsstufe durch den DDFSE recht gut entzerrt werden kann, während der DDFSE im HT Kanalprofil aufgrund des Nachläufers schlechte Leistungseigenschaften zeigt. So erreicht der komplexitätsreduzierte EDGE-Turbo-Empfänger im BU-50 Kanalprofil bei $\text{BLER} = 10^{-2}$ nach einer Iteration einen Gewinn von ca. 1.9 dB, während nach drei Iterationen ein Gesamtgewinn von ca 3.2 dB erzielt wird.

Kapitel 8

Zusammenfassung und Ausblick

Der Fokus dieser Arbeit liegt auf iterativen Verfahren zur verbesserten Signalverarbeitung von über frequenzselektiven Kanälen übertragenen digitalen Datensignalen, insbesondere über frequenzselektive Kanäle im EDGE¹-Mobilfunksystem. Der Schwerpunkt wurde hierbei auf die iterative Entzerrung, die sogenannte *Turbo-Entzerrung*, des Empfangssignals gelegt. Durch eine verbesserte Entzerrung im Empfänger können eine verbesserte Übertragungsqualität, höhere Datenraten oder eine geringere Sendeleistung erreicht werden. Darüberhinaus wurde auch die Kanalschätzung im EDGE-Mobilfunksystem betrachtet.

Gleichzeitig wurde das Augenmerk auch auf geringe Implementierungskomplexität und Verlustleistungsaufnahme der für die digitale Signalverarbeitung benötigten Komponenten geworfen, da insbesondere bei mobilen Geräten, wie z.B. Mobilfunkgeräten, eine geringe Verlustleistungsaufnahme aufgrund begrenzter Batteriekapazitäten eine immer größer werdende Rolle spielt.

Bei der Entwicklung nachrichtentechnischer Systeme ist eine der wesentlichen Anforderungen, die an künftige Übertragungstechnologien gestellt wird, die Erzielung möglichst hoher Datenraten. Mit der Shannon-Grenze wurde im Jahr 1948 eine informationstheoretische Obergrenze für die Datenrate einer Übertragung über einen gestörten Kanal gefunden. Seit Einführung der Shannon-Grenze ist es ein Ziel der Forschung, dieser Obergrenze möglichst nahe zu kommen.

Ein entscheidendes Verfahren zur Verbesserung der Datenraten in Richtung der Shannon-Grenze stellt das Turbo-Prinzip dar. Ursprünglich wurde das Turbo-Prinzip für die iterative Decodierung von mindestens zwei verketteten Codes verwendet. Das Turbo-Prinzip lässt sich jedoch auch für die Entzerrung verwenden, wobei der frequenzselektive Kanal als Faltungscoder mit der Coderate $R = 1$ betrachtet wird und zusammen mit einem senderseitigen Encoder als seriell verkettetes System betrachtet wird.

Die Turbo-Entzerrung eignet sich insbesondere für schon standardisierte Systeme, wie z.B.

¹EDGE: Enhanced Data Rates for GSM Evolution

das EDGE-Mobilfunksystem, bei denen sich auf der Senderseite nur schwer Modifikationen einführen lassen, da die Turbo-Entzerrung nur die Empfängerseite betrifft und sich deshalb ohne Änderungen des Standards nutzen lässt.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde im ersten Teil die Turbo-Entzerrung losgelöst vom praktischen EDGE-Mobilfunksystem betrachtet, wobei ein in der Literatur häufig verwendetes Testszenario verwendet wurde. Somit lassen sich die in diesem ersten Teil der Arbeit simulierten Ergebnisse sehr gut mit den aus der Literatur bekannten Ergebnissen vergleichen.

Zunächst wurde auf die Grundlagen der Turbo-Entzerrung eingegangen. Wie bereits erwähnt, bilden hierbei ein senderseitiger Encoder und der ISI²-Kanal ein verkettetes Codesystem. Im Empfänger werden die Entzerrung und die Kanaldecodierung in einem iterativen Vorgang durch SISO³ Komponenten durchgeführt, wobei zwischen dem SISO-Entzerrer und dem SISO-Kanaldecoder weiche Zuverlässigkeitsinformation über die gesendeten Bits, die sogenannten Log-Likelihood-Werte, ausgetauscht werden. Gemäß dem Turbo-Prinzip wird von einer SISO Komponente nur jeweils die extrinsische Information an die andere SISO Komponente weitergegeben, wobei diese extrinsische Information die durch die jeweilige SISO-Komponente neu dazugewonnene Information darstellt. Der SISO-Entzerrer gibt somit nur die durch die Entzerrung dazugewonnene Information an den SISO-Kanaldecoder als extrinsische Information weiter, und der SISO-Kanaldecoder verwendet diese extrinsische Information des SISO-Entzerrers als A-Priori Information für eine verbesserte Kanaldecodierung. Umgekehrt wird gemäß dem Turbo-Prinzip ausschließlich die extrinsische Information des SISO-Kanaldecoders als A-Priori Information für den SISO-Entzerrer verwendet.

Der mathematisch optimale SISO Decodieralgorithmus hinsichtlich einer minimalen Symbol- bzw. Bitfehlerrate, sowohl für die Entzerrung als auch die Kanaldecodierung, stellt der BCJR-MAP⁴ Algorithmus dar. Bezüglich der Turbo-Entzerrung kann der BCJR-MAP SISO Entzerrer der Klasse der zustandsbasierten SISO Entzerrer zugeordnet werden, da der BCJR-MAP Algorithmus den ISI-Kanal direkt als Faltungscodes mit der Coderate $R = 1$ betrachtet und basierend auf den Wahrscheinlichkeiten der einzelnen sich aus diesem Code ergebenden Zustandsübergängen das jeweils am wahrscheinlichsten gesendete Symbol bestimmt. Hier wurde aufgezeigt, dass für die einzelnen Zustandsübergänge Zweigmetriken zu berechnen sind, in welche zum einen das jeweils empfangene und vom ISI-Kanal verzerrte Symbol eingeht und zum anderen vorhandene A-Priori Information über die gesendeten Symbole mitberücksichtigt werden kann.

Es wurde informationstheoretisch gezeigt, dass der BCJR-MAP SISO Entzerrer bei perfekter A-Priori Information die Intersymbol-Interferenzen des ISI-Kanals vollständig entfernen kann und dabei die Leistungsfähigkeit der Matched-Filter-Grenze erreicht. Anhand von Simulationen in dem zuvor genannten Testszenario konnte gezeigt werden, dass der BCJR-MAP SISO Entzerrer bei der Verwendung als Turbo-Entzerrer ab einem bestimmten SNR diese informationstheoretisch hergeleitete Matched-Filter-Grenze erreicht.

²ISI: Intersymbol-Interferenzen

³SISO: Soft-In-Soft-Out

⁴BCJR-MAP: Bahl, Cocke, Jelinek und Raviv - Maximum A-Posteriori Algorithmus

Der BCJR-MAP SISO Entzerrer stellt zwar die mathematisch optimale Lösung hinsichtlich der Symbolfehlerrate dar, allerdings geht dies mit einer sehr hohen Komplexität einher. Infolgedessen wurden weitere komplexitätsreduzierte zustandsbasierte SISO-Entzerrer wie der Log-MAP und der Max-Log-MAP SISO Entzerrer betrachtet. Allerdings weisen auch diese komplexitätsreduzierten zustandsbasierten SISO-Entzerrer dann eine hohe Komplexität auf, wenn das verwendete Symbolalphabet groß ist und/oder der ISI-Kanal viele Nachläufer umfasst, da dann die Anzahl der Zustände sehr hoch werden kann.

Als Alternative zu den zustandsbasierten SISO Entzerrern wurden daher filterbasierte MMSE SISO Entzerrer betrachtet und hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit als Turbo-Entzerrer in dem o.g. Testszenario untersucht. Gemäß dem originalen Turbo-Prinzip wurden diese filterbasierten SISO Entzerrer derart in den Turbo-Empfänger eingebettet, dass wie zuvor bei den zustandsbasierten SISO Entzerrern die extrinsische Information des Kanaldecoders als A-Priori Information für die filterbasierten SISO Entzerrer verwendet wurde. Aufgrund der in iterativen Systemen verwendeten Interleaver kann die der verwürfelten extrinsischen Information des Kanaldecoders entsprechenden A-Priori Information als quasi zeitlich-nichtkorreliert betrachtet werden.

Zunächst wurde mit dem TV-IFC⁵ ein sehr leistungsfähiger MMSE SISO Entzerrer für diese statistisch unabhängige A-Priori Information betrachtet. Dieser TV-IFC berechnet für jedes zu entzerrende Symbol die Filterkoeffizienten in Abhängigkeit von der vorliegenden A-Priori Information, wobei die A-Priori Information als zeitlich nicht korreliert angenommen wird. Der TV-IFC Turbo-Entzerrer erreicht bei schwach frequenzselektiven Kanälen nahezu die Leistungsfähigkeit des BCJR-MAP SISO Entzerrers; bei stark frequenzselektiven Kanälen fällt die Degradation gegenüber dem BCJR-MAP SISO Entzerrer etwas größer aus. Da jedoch der TV-IFC zur Filterkoeffizientenberechnung eine Matrixinversion pro Symboltakt benötigt, ergibt sich unter normalen Systembedingungen kein Komplexitätsvorteil gegenüber den zustandsbasierten SISO Entzerrern aus Kapitel 3.

Im Folgenden wurden daher verschiedene komplexitätsreduzierte filterbasierte MMSE SISO Entzerrer untersucht, die jeweils zeitinvariante Filterkoeffizienten verwenden. Der LE-IFC⁶, und MF-IFC⁷ stellen jeweils eine Variante für sehr schwache und sehr starke A-Priori Information dar. Während beim LE-IFC eine Matrixinversion pro zu detektierenden Block benötigt wird, können beim MF-IFC die Filterkoeffizienten ohne Matrixinversion direkt aus den Kanalkoeffizienten berechnet werden. Damit zeigt sich der MF-IFC als besonders günstig hinsichtlich der Implementierung.

Ein weiterer komplexitätsreduzierter filterbasierter SISO Entzerrer wurde mit dem AD-IFC⁸ betrachtet, der auch zeitinvariante Filterkoeffizienten verwendet, diese allerdings in Abhängigkeit von der durchschnittlichen Qualität der anliegenden A-Priori Information für einen zu entzerrenden Block an Symbolen berechnet. Der AD-IFC bringt somit verglichen zum LE-IFC einen erhöhten Implementierungsaufwand mit sich, da zum einen

⁵TV-IFC: Time Variant Interference Cancellor

⁶LE-IFC: Linear Equalization Interference Cancellor

⁷MF-IFC: Matched-Filter Interference Cancellor

⁸AD-IFC: Adaptive Interference Cancellor

der zeitliche Mittelwert über die Kovarianz aller aus der A-Priori Information gebildeten Sendesymbole bestimmt werden muss und ferner die Filterkoeffizienten für jede weitere Turbo-Iteration neu zu berechnen sind. In einem Komplexitätsvergleich zwischen dem TV-IFC, LE-IFC, AD-IFC und MF-IFC wurde gezeigt, dass der MF-IFC die mit Abstand geringste Komplexität aufweist. Jedoch zeigt der MF-IFC SISO Entzerrer insbesondere bei Kanälen mit starken Intersymbol-Interferenzen sehr schlechte Konvergenzeigenschaften. Wie bereits erläutert, wurden die filterbasierten MMSE SISO Entzerrer, ebenso wie zuvor die zustandsbasierten SISO Entzerrer, gemäß dem Turbo-Prinzip mit der verwürfelten extrinsischen Information des Kanaldecoders als A-Priori Information gespeist. Diese auf dem Turbo-Prinzip basierende Vorgehensweise wurde im Rahmen dieser Arbeit nähergehend untersucht, wobei die informationstheoretischen Eigenschaften bzw. Voraussetzungen der A-Priori Information sowohl für SISO Entzerrer der Klasse der zustandsbasierten SISO Detektoren als auch der filterbasierten MMSE SISO Entzerrer bei deren Verwendung im Turbo-Empfänger analysiert wurden.

Hierbei konnte festgestellt werden, dass die betrachteten filterbasierten MMSE SISO Entzerrer, wenn ausschließlich die extrinsische Information des Kanaldecoders als A-Priori Information für die Entzerrung gemäß dem klassischen Turbo-Prinzip verwendet wird, sowohl für die Filterkoeffizientenberechnung als auch für die Schätzung der Intersymbol-Interferenzen nur diese extrinsische Information aus der Kanaldecodierung verwenden, allerdings keine Information aus der direkten Übertragung über den ISI-Kanal berücksichtigen, während die zustandsbasierten SISO Detektoren neben der extrinsischen Information auch automatisch Information aus der direkten Übertragung über den ISI-Kanal durch die Zweigmetrik mit berücksichtigen, da in der Zweigmetrik direkt die Empfangssymbole ausgewertet werden.

Infolgedessen wurde vorgeschlagen, für die filterbasierten MMSE SISO Entzerrer die vollständige A-Posteriori Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information für die SISO Entzerrung zu verwenden, da diese vollständige A-Posteriori Information neben der extrinsischen Information des Kanaldecoders auch die extrinsische Information des SISO-Entzerrers, d.h. die aus der direkten Übertragung über den ISI-Kanal gewonnene sogenannte *Kanalinformation*, enthält.

Diese erweiterte A-Priori Information kann jedoch, im Gegensatz zur durch den Interleaver permutierten extrinsischen Information des Kanaldecoders, eine zeitliche Korrelation aufweisen, so dass bei exakter Filterkoeffizientenberechnung diese zeitliche Korrelation der A-Priori Information mit zu berücksichtigen ist. Es wurde ein Ansatz zur Berechnung eines filterbasierten MMSE SISO Entzerrers vorgestellt, welcher die zeitliche Korrelation der A-Priori Information berücksichtigt. Hierbei zeigt sich jedoch, dass die Berechnungskomplexität im Vergleich zum bekannten filterbasierten MMSE SISO Entzerrer mit zeitlich nicht korrelierter A-Priori Information extrem stark ansteigt, wobei sogar die Komplexität eines MAP-Detektors weit überschritten wird.

Da mit solch einer extrem aufwändigen Lösung der Fokus dieser Arbeit, d.h. die Entwicklung eines auf eine kostengünstige Implementierung ausgelegten und gleichzeitig leistungsfähigen Turbo-Entzerrers, verfehlt würde, wurde daher der Ansatz der Berechnung

der Filterkoeffizienten des filterbasierten MMSE SISO Entzerrers bei zeitlich korrelierter A-Priori Information nicht weiterverfolgt.

Zur Komplexitätsreduktion bezüglich der Filterkoeffizientenberechnung wurde daher angenommen, dass die erweiterte A-Priori Information zeitlich nicht korreliert ist, und es wurde untersucht, welche Leistungsfähigkeiten die verschiedenen filterbasierten MMSE SISO Entzerrer bei Verwendung dieser erweiterten A-Priori Information zeigen. Hierbei wurde festgestellt, dass insbesondere der MF-IFC SISO Entzerrer durch die Verwendung der erweiterten A-Priori Information im Vergleich zur ausschließlichen Verwendung der extrinsischen Information des Kanaldecoders als A-Priori Information eine bedeutend bessere Leistungsfähigkeit bei den verschiedenen Simulationsszenarien aufweist, während die Leistungsfähigkeit beim LE-IFC bei Verwendung der erweiterten A-Priori Information eine Degradation zeigt.

Basierend auf dieser Beobachtung wurde der MF-IFC SISO Entzerrer weiterentwickelt, in dem der MF-IFC SISO Entzerrer mit einem zusätzlichen Rückkoppelzweig versehen wurde, welcher die gerade neu berechnete extrinsische Information des SISO Entzerrers, d.h. die aus der direkt über den ISI-Kanal durch Entzerrung gewonnene Kanalinformation, für eine Aktualisierung der erweiterten A-Priori Information zurückkoppelt.

Dieser neu hergeleitete SF-IFC⁹ SISO Entzerrer zeigte bei den verschiedenen Simulationsszenarien bei der Verwendung als Turbo-Entzerrer eine sehr gute Leistungsfähigkeit bezüglich der erzielten Bitfehlerraten, wobei diese sehr gute Leistungsfähigkeit mit sehr geringen Implementierungskosten einhergeht, da die Filterkoeffizienten des SF-IFC SISO Entzerrers direkt ohne Matrixinversion aus der Kanalimpulsantwort bestimmt werden können. So zeigt der SF-IFC gegenüber dem MF-IFC SISO Entzerrer, welcher ebenfalls keine Matrixinversion zur Filterkoeffizientenberechnung benötigt, eine deutlich verbesserte Leistungsfähigkeit bezüglich der Bitfehlerraten. Bei den verschiedenen Testszenarien liegen die Bitfehlerraten des SF-IFC SISO Entzerrers sogar auf dem Niveau des deutlich komplexeren AD-IFC SISO Entzerrers, welcher pro zu entzerrendem Block eine Matrixinversion benötigt.

Im zweiten Teil der Arbeit wurde das Augenmerk auf die iterative Detektion im EDGE-Mobilfunksystem gerichtet, wobei zunächst die iterative Entzerrung betrachtet wurde. Im Gegensatz zum GSM¹⁰-System, bei dem eine GMSK¹¹-Modulation mit einem Bit pro Sendesymbol verwendet wird, wird beim EDGE-System zur Erhöhung der Datenraten eine 8-PSK Modulation mit drei Bits pro Sendesymbol eingesetzt. Somit enthält das Symbolalphabet des EDGE-Systems insgesamt $A = 8$ Sendesymbole, gegenüber nur zwei Sendesymbolen beim GSM-System. Die nach dem COST207-Kanalmodell¹² spezifizierten Mobilfunkkanäle können eine maximale Kanalimpulsantwortlänge von bis zu $L = 7$ aufweisen. Da die zuvor betrachteten zustandsbasierten SISO Entzerrer insgesamt $A^{(L-1)}$ Zustände benötigen, können diese aufgrund der extrem hohen Komplexität nicht sinnvoll im EDGE-System ein-

⁹SF-IFC: Soft Feedback Interference Canceller

¹⁰GSM: Global System for Mobile Communications

¹¹GMSK: Gaussian Minimum Shift Keying

¹²COST: European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research

gesetzt werden.

Im EDGE-System bieten sich daher bezüglich der Klasse der zustandsbasierten Entzerrer nur besonders komplexitätsreduzierte zustandsbasierte Detektoren an, wie beispielsweise der DDFSE¹³ SISO Entzerrer. Der DDFSE wird heute als nicht-iterativer Entzerrer in EDGE-Chipsätzen verwendet.

Dieser DDFSE SISO Entzerrer wurde als Turbo-Entzerrer für verschiedene Kanalmodelle im EDGE-System bezüglich der Leistungsfähigkeit untersucht. Hierbei wurde festgestellt, dass der Turbo-DDFSE bei Kanalimpulsantworten mit kurzer Länge, d.h. mit nur schwach ausgeprägten Nachläufern, eine gute Leistungsfähigkeit, allerdings bei Kanälen mit späten und starken Echos, wie z.B. dem HT¹⁴-Kanal, nur eine verminderte Leistungsfähigkeit zeigt. Dies ist darin begründet, dass die über die späten Nachläufer des Kanals übertragene Sendeenergie vom DDFSE nicht zur Detektion verwendet werden kann.

Anschließend wurden die verschiedenen filterbasierten linearen MMSE SISO Entzerrer betrachtet und im Einsatz als Turbo-Entzerrer im EDGE-Szenario untersucht. Diese MMSE SISO Entzerrer können, im Gegensatz zum DDFSE, auch die in späten Nachläufern des Kanals enthaltene Energie für die Detektion mitverwenden und stellen somit eine interessante Lösung für die Verwendung als Turbo-Entzerrer im EDGE-System dar.

Bei der Simulation der iterativen filterbasierten linearen MMSE SISO Entzerrer zeigte sich, dass die Verwendung der kompletten Kanaldecoderinformation als A-Priori Information für die MMSE SISO Entzerrung eine deutliche Verbesserung der Bit- und Blockfehlerratenleistungsfähigkeit gegenüber der ausschließlichen Verwendung der extrinsischen Information des Kanaldecoders bewirkt.

Der neu hergeleitete SF-IFC SISO Entzerrer mit weicher Rückkopplung erzielte bei den verschiedenen Simulationen im iterativen EDGE-Empfänger nahezu die gleiche Leistungsfähigkeit wie der wesentlich aufwändigere TV-IFC SISO Entzerrer, wobei der SF-IFC SISO Entzerrer keine Matrixinversion benötigt. Somit eignet sich der SF-IFC SISO Entzerrer sehr gut für die iterative Entzerrung im EDGE-Mobilfunksystem, da eine sehr gute Entzerrung bei gleichzeitig sehr geringem Implementierungsaufwand erzielt werden kann. Bis hierhin basierten sämtliche Simulationsergebnisse auf der Annahme einer perfekt bekannten Kanalimpulsantwort. Im zweiten Teil der Arbeit wurde daher auch noch die Kanalschätzung im EDGE-System untersucht. Zunächst wurde auf die klassische, nicht-iterative ML¹⁵-Kanalschätzung im GSM/EDGE-System eingegangen. Nachfolgend wurden verschiedene bekannte Kanalschätzverfahren für eine iterative Kanalschätzung im Turbo-Empfänger untersucht, wobei die Kanalschätzung, Entzerrung und Kanaldecodierung in einem iterativen Vorgang ausgeführt werden.

Auch bei der iterativen Kanalschätzung konnte durch die Verwendung der vollen A-Posteriori Information des Kanaldecoders als erweiterte A-Priori Information anstatt der ausschließlichen Verwendung der extrinsischen Information des Kanaldecoders die Leistungsfähigkeit des EDGE-Empfängers verbessert werden. Als günstig bezüglich der Komplexität

¹³DDFSE: Delayed Decision-Feedback Estimation

¹⁴HT: Hilly-Terrain

¹⁵ML: Maximum Likelihood

und der Leistungsfähigkeit kristallisierte sich der MV¹⁶-Kanalschätzer heraus, welcher Statistiken der 2. Ordnung verwendet. In Kombination mit dem SF-IFC Turbo-Entzerrer konnte im HT-Kanalprofil nach drei Turbo-Iterationen ein Gewinn von über 4 dB gegenüber dem nicht-iterativen DDFSE-Empfänger festgestellt werden.

Zur weiteren Verbesserung der Leistungsfähigkeit des iterativen EDGE-Empfänger wäre eine verknüpfte Kanalschätzung und Entzerrung interessant, da bei der Filterkoeffizientenberechnung des Entzerrers eine nicht perfekte Kanalschätzung mit berücksichtigt werden könnte. Hierzu wurde ein Ansatz vorgestellt, der jedoch grundsätzlich eine Matrixinversion zur Berechnung der Filterkoeffizienten mit sich bringen würde, auch bei einem entsprechend abgewandelten SF-IFC SISO Entzerrer, und somit den entscheidenden Vorteil der sehr geringen Komplexität des SF-IFC SISO Entzerrers eliminieren würde. Diesbezüglich wären weitergehende Untersuchungen für ein verknüpfte Kanalschätzung und Turbo-Entzerrung unter dem Augenmerk geringer Implementierungskosten interessant.

Mittlerweile haben sich die Forschungsaktivitäten in der Mikroelektronik sehr intensiv in Richtung verlustleistungsarme Implementierung verschoben. Insbesondere bei portablen Geräten, wie z.B. den Mobilstationen im EDGE-System, hat die Minimierung der Verlustleistung hohe Priorität, da die begrenzte Batteriekapazität die Nutzungsdauer des Geräts einschränkt. Eine Vergrößerung der Batteriekapazität bei portablen Geräten soll möglichst vermieden werden, da diese mit einem erhöhten Gewicht einhergeht.

In dieser Arbeit wurden daher verschiedene Techniken erläutert, die bei dem vorgestellten iterativen EDGE-Empfänger zu einer verlustleistungsärmeren Implementierung beitragen. Hierbei wurde der für die SISO Kanaldecodierung verwendete BCJR-MAP SISO Algorithmus durch den Sliding-Window (SW) Max-Log-MAP Algorithmus ersetzt, welcher den Trellis für die zu berechnenden Vor- und Rückwärtsmetriken anstatt über den gesamten empfangenen Block von Symbolen nur über ein festlegbares Fenster laufen lässt. Die Wahl der Fensterlänge stellt hierbei ein wichtiges Entwurfskriterium dar, da eine zu kurz gewählte Länge zwar geringe Implementierungskosten, allerdings auch eine verminderte Leistungsfähigkeit mit sich bringt.

Zur Wahl einer hinsichtlich Leistungsfähigkeit und geringen Implementierungskosten günstigen Fensterlänge wurde die Technik des EXIT¹⁷-Charts verwendet, wobei durch die hiermit ausgewählte Fensterlänge eine signifikante Verringerung der Komplexität und somit der Implementierungskosten bei einer Leistungseinbuße gegenüber dem BCJR-MAP SISO Algorithmus von nur ca 0.1 dB erzielt werden konnte.

Des Weiteren wurde bezüglich der iterativen Kanalschätzung im EDGE-Empfänger die exakte Berechnungsvorschrift, welche eine Matrixinversion vorsieht, zur Komplexitätsreduktion durch eine auf dem LMS¹⁸-Algorithmus basierende Berechnungsvorschrift ersetzt. Hierbei dient die in der nullten Iterationsstufe mittels des ML-Kanalschätzers berechnete erste Kanalschätzung als Ausgangsbasis, wobei in den nachfolgenden Iterationen auf Grundlage der A-Priori Information die geschätzte Kanalimpulsantwort mit dem LMS-

¹⁶MV: Minimum Variance

¹⁷EXIT: Extrinsic Information Transfer

¹⁸LMS: Least Mean Squares

Algorithmus nachgeführt und verbessert wird.

Abschliessend kann zusammengefasst werden, dass der im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte SF-IFC Turbo-Entzerrer einen wesentlichen Beitrag für einen implementierungsgünstigen aber dennoch leistungsfähigen EDGE-Turboempfänger darstellt. Im Vergleich zu den verschiedenen bekannten Turbo-Entzerrern erreicht der SF-IFC Turbo-Entzerrer im EDGE-Mobilfunksystem beinahe die Leistungsfähigkeit des sehr leistungsfähigen filterbasierten TV-IFC Turbo-Entzerrers, welcher als eine Referenz unter den filterbasierten SISO-Entzerrern betrachtet werden kann. Während dieser TV-IFC Turbo-Entzerrer jedoch eine Matrixinversion pro zu entzerrendem Symbol zur Filterkoeffizienteberechnung benötigt, kommt der SF-IFC Turbo-Entzerrer gänzlich ohne Matrixinversion aus. Somit geht beim SF-IFC Turbo-Entzerrer eine sehr gute Leistungsfähigkeit mit geringen Implementierungskosten einher.

Anhang A

Mapping- und Demappingvorschriften

A.1 Soft-Mapping

Im Folgenden werden die Vorschriften für die Berechnung der geschätzten Sendesymbole aus der A-Priori Information angegeben. Diese Berechnung ist bei den filterbasierten Entzerrern nötig, und wird durch in Abschnitt 4.1.1 beschriebenen Soft-Mapper ausgeführt, indem der Erwartungswert \hat{d}_n in Abhängigkeit der A-Priori Information nach (4.27) berechnet wird:

$$\begin{aligned}\hat{d}_n &= \text{E} \{ d_n | L_a^E(c_{n,i}) \} \quad \text{mit } i \in \{1, \dots, B\} \\ &= \sum_{\alpha_j \in \Upsilon} \alpha_j \cdot P(d_n = \alpha_j | L_a^E(c_{n,i})).\end{aligned}\tag{A.1}$$

Zunächst wird die in den Kapiteln 4 und 5 verwendete BPSK-Modulation betrachtet, nachfolgend wird das Mapping für die 8-PSK Modulation im EDGE-System angegeben.

A.1.1 BPSK Modulation

Bei der BPSK Modulation wird ein Bit $c_{n,1}$ auf ein reellwertiges Symbol d_n abgebildet, welches zu einem aus zwei Symbolen bestehenden Alphabet $\Upsilon = \{\alpha_1, \alpha_2\}$ gehört. Jedes Symbol $\alpha_j \in \mathbb{R}$ ist einem Bit $\mathbf{m}_j \hat{=} [m_{j,1}]$ zugeordnet; Abbildung A.1 zeigt diese Mappingvorschrift für die hier verwendete BPSK Modulation.

Der Soft-Mapper soll nun das gesendete Symbol d_n aus der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,1})$ schätzen. Hierzu muß nach (A.1) der folgende Erwartungswert berechnet werden:

$$\begin{aligned}\hat{d}_n &= \text{E} \{ d_n | L_a^E(c_{n,1}) \} \\ &= \sum_{\alpha_j \in \Upsilon} \alpha_j \cdot P(d_n = \alpha_j | L_a^E(c_{n,1})).\end{aligned}\tag{A.2}$$

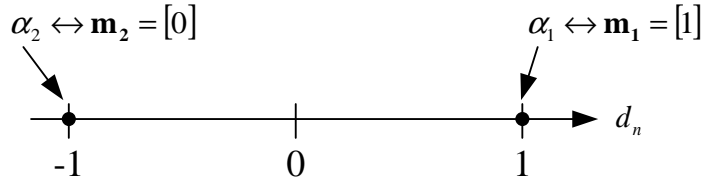


Abbildung A.1: Mapping bei BPSK Modulation

Unter Berücksichtigung der BPSK-Mappingvorschrift aus Abbildung A.1 und der Berechnung der Wahrscheinlichkeiten $P(d_n = \alpha_j | L_a^E(c_{n,i}))$ nach (3.2) ergibt sich \hat{d}_n zu

$$\begin{aligned}
 \hat{d}_n &= 1 \cdot \frac{e^{L_a^E(c_{n,1})}}{1 + e^{L_a^E(c_{n,1})}} - 1 \cdot \frac{1}{1 + e^{L_a^E(c_{n,1})}} \\
 &= \frac{e^{L_a^E(c_{n,1})} - 1}{1 + e^{L_a^E(c_{n,1})}} \\
 &= \tanh\left(\frac{L_a^E(c_{n,1})}{2}\right). \tag{A.3}
 \end{aligned}$$

A.1.2 8-PSK Modulation

Der 8-PSK Modulator bildet jeweils drei Bits, die in dem Vektor $\mathbf{c}_n = [c_{n,1} \ c_{n,2} \ c_{n,3}]$ zusammengefaßt sind, auf ein komplexwertiges Symbol d_n ab, welches zu einem acht Symbole enthaltenden Alphabet $\Upsilon = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_8\}$ gehört. Jedes Symbol $\alpha_j \in \mathbb{C}$ ist einem Bitmuster $\mathbf{m}_j \hat{=} [m_{j,1} \ m_{j,2} \ m_{j,3}]$ zugeordnet; Abbildung A.2 zeigt die im EDGE-Standard verwendete Mappingvorschrift.

Damit muß nach (A.1) folgender Erwartungswert zur Berechnung von \hat{d}_n gebildet werden:

$$\hat{d}_n = E \{d_n | L_a^E(c_{n,1}), L_a^E(c_{n,2}), L_a^E(c_{n,3})\}. \tag{A.4}$$

Angelehnt an die Berechnungsvorschrift für 8-PSK-Alphabete in [TSK03] und [VH04], kann das in Real- und Imaginärteil aufgespaltenene zu schätzende Sendesymbol $\hat{d}_n = \text{Re}\{\hat{d}_n\} + j\text{Im}\{\hat{d}_n\}$ wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 u_j &= \tanh\frac{L_a^E(c_{n,j})}{2}, \quad \text{mit } j \in \{1, 2, 3\}, \\
 \text{Re}\{\hat{d}_n\} &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \left(u_1 + (1 + \sqrt{2}) \cdot u_2 + u_3 \cdot \left((1 - \sqrt{2}) \cdot u_1 + u_2\right)\right), \\
 \text{Im}\{\hat{d}_n\} &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \left(u_2 - (1 + \sqrt{2}) \cdot u_1 + u_3 \cdot \left(u_1 + (\sqrt{2} - 1) \cdot u_2\right)\right). \tag{A.5}
 \end{aligned}$$

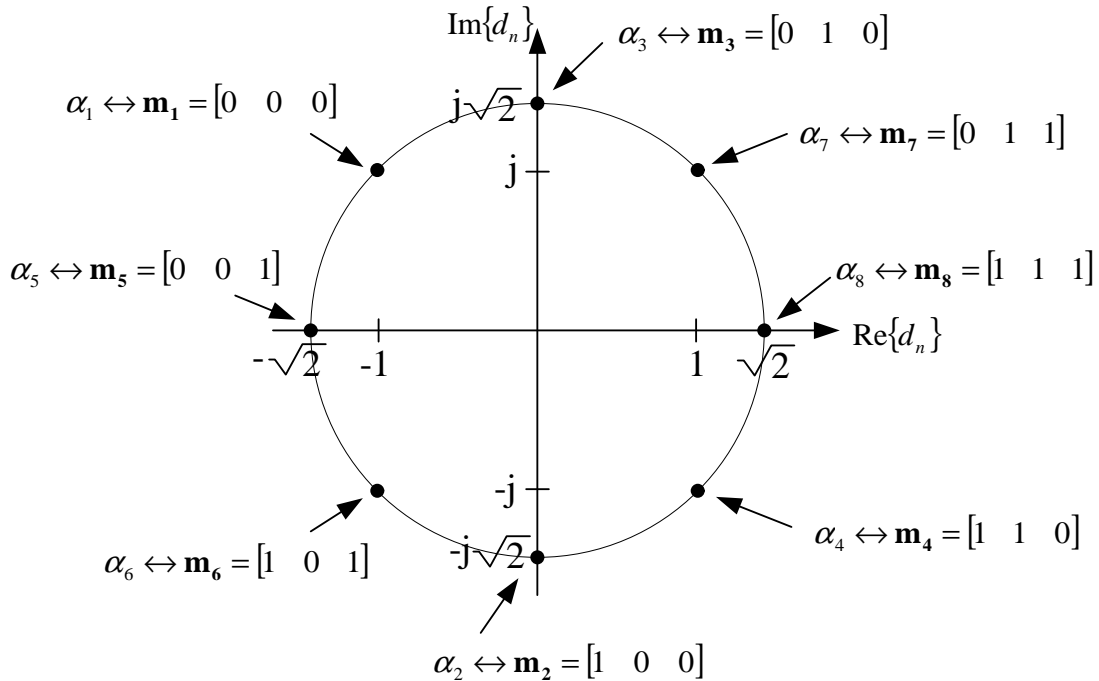


Abbildung A.2: Gray Mapping der 8-PSK Modulation im EDGE-Standard

A.2 Soft-Demapping

In den folgenden Abschnitten werden die Vorschriften für die Berechnung der extrinsischen L-Werte aus dem entzerrten Symbol s_n , welche der Soft-Mapper aus Abschnitt 4.1.2 ausführt, hergeleitet bzw. angegeben. Nach (4.39) berechnet sich die extrinsische Information am Entzerrerausgang zu

$$L_e^E(c_{n,i}) = \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{m}_j: m_{j,i}=1} p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) \prod_{\forall i': i' \neq i} P(c_{n,i'} = m_{j,i'})}{\sum_{\forall \mathbf{m}_j: m_{j,i}=0} p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j) \prod_{\forall i': i' \neq i} P(c_{n,i'} = m_{j,i'})}. \quad (\text{A.6})$$

Die Auftretswahrscheinlichkeit $P(c_{n,i'} = m_{j,i'})$ in (4.39) läßt sich mit (3.2) bzw. (3.3) direkt aus der A-Priori Information $L_a^E(c_{n,i})$ bestimmen. Zunächst wird die Berechnungsvorschrift für die in Kapiteln 4 und 5 verwendete BPSK Modulation angegeben, dann wird die 8-PSK Modulation aus dem EDGE-System betrachtet.

A.2.1 BPSK Modulation

Bei der BPSK Modulation wird ein Bit $c_{n,1}$ auf ein reellwertiges Symbol d_n abgebildet, welches zu einem aus zwei Symbolen bestehenden Alphabet $\Upsilon = \{\alpha_1, \alpha_2\}$ gehört. Jedes

Symbol $\alpha_i \in \mathbb{R}$ ist einem Bit $\mathbf{m}_j \hat{=} [m_{j,1}]$ zugeordnet; Abbildung A.1 zeigt diese Mappingvorschrift für die hier verwendete BPSK Modulation.

Die Verbundwahrscheinlichkeit $p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j)$ in (A.6) berechnet sich mit der Näherung für reellwertige Übertragungssysteme aus (4.42) wie folgt:

$$p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\frac{|s_n - \mu'_{n,j}|^2}{2\sigma_n^2}}. \quad (\text{A.7})$$

Der Mittelwert $\mu'_{n,j}$ berechnet sich bei der in Abbildung A.1 dargestellten BPSK Modulation für die beiden möglichen Sendesymbole mit (4.42) zu

$$\begin{aligned} \mu'_{n,1} &= +1 \cdot \mu_n, \\ \mu'_{n,2} &= -1 \cdot \mu_n, \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

wobei sich der Faktor μ_n in Abhängigkeit des verwendeten Entzerrers berechnet:

$$\mu_n = \begin{cases} \mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{u} & \text{für TV-IFC, LE-IFC, MF-IFC, AD-IFC, LMS-IFC} \\ E_h = \sum_{i=0}^{L-1} |h_i|^2 & \text{für SF-IFC.} \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

Die Berechnung der Varianz σ_n^2 in Abhängigkeit der A-Priori Information und der Energie des Rauschens ist in den einzelnen Abschnitten zu den jeweiligen Entzerrern angegeben, damit kann die extrinsische Information mit (A.6) - (A.9) wie folgt berechnet werden (BPSK: $i=1$):

$$\begin{aligned} L_e^E(c_{n,1}) &= \ln \frac{e^{-\frac{|s_n - \mu_n|^2}{2\sigma_n^2}}}{e^{-\frac{|s_n + \mu_n|^2}{2\sigma_n^2}}} \\ &= \frac{|s_n + \mu_n|^2 - |s_n - \mu_n|^2}{2\sigma_n^2} \\ &= \frac{2}{\sigma_n^2} s_n \mu_n. \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

A.2.2 8-PSK Modulation

Der 8-PSK Modulator bildet jeweils drei Bits, die in dem Vektor $\mathbf{c}_n = [c_{n,1} \ c_{n,2} \ c_{n,3}]$ zusammengefaßt sind, auf ein komplexwertiges Symbol d_n ab, welches zu einem acht Symbole enthaltenden Alphabet $\Upsilon = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_8\}$ gehört. Jedes Symbol $\alpha_i \in \mathbb{C}$ ist einem Bitmuster $\mathbf{m}_j \hat{=} [m_{j,1} \ m_{j,2} \ m_{j,3}]$ zugeordnet; Abbildung A.2 zeigt die im EDGE-Standard verwendete Mappingvorschrift.

Die Verbundwahrscheinlichkeit $p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j)$ in (A.6) berechnet sich mit der Näherung für komplexwertige Übertragungssysteme aus (4.42) wie folgt:

$$p(s_n | \mathbf{c}_n = \mathbf{m}_j, \{L_a^E(c_{n',i})\}_{|n' \neq n}) = \frac{1}{\pi \sigma_n^2} e^{-\frac{|s_n - \mu'_{n,j}|^2}{\sigma_n^2}}. \quad (\text{A.11})$$

Der Mittelwert $\mu'_{n,j}$ berechnet sich nach der in Abbildung A.2 dargestellten 8-PSK Modulation zu

$$\mu'_{n,j} = \alpha_j \mu_n \quad \text{mit } j \in \{1, \dots, 8\}, \quad (\text{A.12})$$

wobei sich der Faktor μ_n in Abhängigkeit des verwendeten Entzerrers berechnet:

$$\mu_n = \begin{cases} \text{Re}\{\mathbf{f}_n^H \mathbf{H} \mathbf{u}\} & \text{für TV-IFC, LE-IFC, MF-IFC, AD-IFC, LMS-IFC} \\ E_h = \sum_{i=0}^{L-1} |h_i|^2 & \text{für SF-IFC.} \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

Die Berechnung der Varianz σ_n^2 in Abhängigkeit der A-Priori Information und der Energie des Rauschens ist in den einzelnen Abschnitten zu den jeweiligen Entzerrern angegeben. Mit σ_n^2 , (A.11) - (A.13) und der A-Priori Information kann die extrinsische Information, angelehnt an die Berechnungsvorschrift in [TSK03] und [VH04], wie folgt bestimmt werden:

$$\begin{aligned} l_i &= L_a^E(c_{n,i}) \quad \text{mit } i \in \{0, 1, 2\}, \\ v_j &= \frac{2\mu_n}{\sigma_n^2} \text{Re}\{s_n \alpha_j^*\} \quad \text{mit } j \in \{1, \dots, 8\}, \\ L_e^E(c_{n,1}) &= \ln \frac{e^{v_2} + e^{v_4+l_2} + e^{v_6+l_3} + e^{v_8+l_2+l_3}}{e^{v_1} + e^{v_3+l_2} + e^{v_5+l_3} + e^{v_7+l_2+l_3}}, \\ L_e^E(c_{n,2}) &= \ln \frac{e^{v_3} + e^{v_4+l_1} + e^{v_7+l_3} + e^{v_8+l_1+l_3}}{e^{v_1} + e^{v_2+l_1} + e^{v_5+l_3} + e^{v_6+l_1+l_3}}, \\ L_e^E(c_{n,3}) &= \ln \frac{e^{v_5} + e^{v_6+l_1} + e^{v_7+l_2} + e^{v_8+l_1+l_2}}{e^{v_1} + e^{v_2+l_1} + e^{v_3+l_2} + e^{v_4+l_1+l_2}}. \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Anhang B

Herleitung Symbolauftrittswahrscheinlichkeit

In diesem Abschnitt wird die Auftrittswahrscheinlichkeit $P(d_n = \alpha_j)$ eines bestimmten Symbols $\alpha \in \Upsilon$ mit $j \in \{1, \dots, A_1\}$ in Abhängigkeit von in Form von L-Werten $L_a(c_{n,i})$ vorliegender A-Priori Information hergeleitet. In Abhängigkeit von der Modulation ist das Symbol α_j einem Bitmuster $\mathbf{m}_j \hat{=} [m_{j,1} \ m_{j,2} \ \dots \ m_{j,B}]$ zugeordnet. Somit kann die Auftrittswahrscheinlichkeit $P(d_n = \alpha_j)$ in die Multiplikation der Auftrittswahrscheinlichkeiten der einzelnen Bits zerlegt werden:

$$P(d_n = \alpha_j) = \prod_{i=1}^B P(m_{j,i}). \quad (\text{B.1})$$

Grundsätzlich lassen sich aus den L-Werten die Auftrittswahrscheinlichkeit wie folgt berechnen:

$$P(c_{n,i} = 1) = \frac{e^{L(c_{n,i})}}{1 + e^{L(c_{n,i})}}, \quad (\text{B.2})$$

$$P(c_{n,i} = 0) = \frac{1}{1 + e^{L(c_{n,i})}}. \quad (\text{B.3})$$

Für ein bestimmtes Bit $c_{n,i} = m_{j,i}$ kann die Auftrittswahrscheinlichkeit $P(c_{n,i} = m_{j,i})$ ohne Fallunterscheidung wie folgt zusammengefasst werden:

$$P(m_{j,i}) = \frac{e^{m_{j,i} \cdot L(c_{n,i})}}{1 + e^{L(c_{n,i})}}. \quad (\text{B.4})$$

Somit ergibt sich die Auftrittswahrscheinlichkeit $P(d_n = \alpha_j)$ nach B.1 mit B.4 zu

$$P(d_n = \alpha_j) = \prod_{i=1}^B \frac{1}{1 + e^{L(c_{n,i})}} \cdot e^{m_{j,i} \cdot L(c_{n,i})}. \quad (\text{B.5})$$

Anhang C

Sendefilter im EDGE-System

In diesem Abschnitt wird die Berechnung der Impulsantwort $h_{TX}(t)$ des beim EDGE-System verwendeten Sendefilters [3G02c] angegeben. Die Impulsantwort

$$h_{TX}(t) = c_0 \left(t + \frac{5}{2} T_s \right) \quad (\text{C.1})$$

ist im Bereich $-5T_s/2 \leq t \leq 5T_s/2$ ungleich Null, wobei $c_0(t)$ einen linearisierten GSMK-Puls darstellt, d.h. es handelt sich um die Hauptkomponente der Laurent-Zerlegung der GSMK-Modulation aus dem GSM-System. Diese Impulsantwort berechnet sich wie folgt:

$$c_o(t) = \begin{cases} \prod_{i=0}^3 S(t + iT_s) & \text{für } 0 \leq t \leq 5T_s \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

mit

$$S(t) = \begin{cases} \sin \left(\pi \int_0^t g(t') dt' \right) & \text{für } 0 \leq t \leq 4T_s \\ \sin \left(\frac{\pi}{2} - \pi \int_0^{t-4T_s} g(t') dt' \right) & \text{für } 4T_s < t \leq 8T_s \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases}$$
$$g(t) = \frac{1}{2T_s} \left(Q \left(2\pi \cdot 0.3 \frac{t - \frac{5T_s}{2}}{T_s \sqrt{\ln 2}} \right) - Q \left(2\pi \cdot 0.3 \frac{t - \frac{3T_s}{2}}{T_s \sqrt{\ln 2}} \right) \right) \quad (\text{C.3})$$

und

$$Q(t) = \frac{1}{2\pi} \int_t^{\infty} e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau. \quad (\text{C.4})$$

Anhang D

Verzeichnis der Abkürzungen

ACS	Add-Compare-Select
ACSO	Add-Compare-Select-Offset
AD-IFC	Adaptive Interference Canceller
AWGN	Additive White Gaussian Noise (additives weißes gaußsches Rauschen)
BCJR-MAP	Bahl, Cocke, Jelinek und Raviv - Maximum A-Posteriori Algorithmus
BDFE	Block Decision Feedback Equalizer
BER	Bit Error Rate (Bitfehlerrate)
BLER	Block Error Rate (Blockfehlerrate)
BU	Bad Urban; COST207-Kanalprofil
CG	Conjugate Gradient
CM	Constant Modulus
COST	European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research
CS	Compare and Select
DDFSE	Delayed Decision Feedback Sequence Estimation
DFE	Decision Feedback Equalizer
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DSL	Digital Subscriber Line
ECSD	Enhanced Circuit Switched Data
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
EGPRS	Enhanced General Packet Radio Service
erw.	kennzeichnet Verwendung der sog. erweiterten A-Priori Information für einen iterativen Entzerrer/Kanalschätzer, welche die volle A-Posteriori Information des Kanaldecoders enthält

ETSI	European Telecommunication Standards Institute
EM	Expectation Maximization
EXIT	Extrinsic Information Transfer (Chart)
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transformation
FH	Frequency Hopping
FPGA	Field Programmable Gate Array
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communication
GPRS	General Packet Radio Service
HSCSD	High Speed Circuit Switched Data
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HT	Hilly Terrain; COST207-Kanalprofil
IFC	Interference Canceller
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation
ISI	Intersymbol-Interferenz
LE-IFC	Linear Equalization Interference Canceller
LS	Least Squares
LTE	Long Time Evolution
LTI	Linear Time Invariant
MAP	Maximum A-Posteriori
MCS	Modulation and Coding Scheme
MF-IFC	Matched Filter Interference Canceller
ML	Maximum Likelihood
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMSE	Minimum-Mean-Square-Error
MSWF	Multi Stage Wiener Filter
MV	Minimum Variance
MV-GS	Minimum Variance Gradientenschätzer
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
RSC	Recursive Systematic Code
RSSE	Reduced-State Sequence Estimation
SF-IFC	Soft-Feedback Interference Canceller
SNR	Signal-to-Noise-Ratio (Störabstand)

SISO	Soft-Input-Soft-Output
SOVA	Soft-Output-Viterbi-Algorithmus
SOVE	Soft-Output-Viterbi-Entzerrer
SRC	Square-Root Raised Cosine
SW-Max-Log-MAP	Sliding Window Maximum Logarithmic A-Posteriori
TDMA	Time-Division-Multiple-Access
TV-IFC	Time-Variant Interference Canceller
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USF	Uplink Status Flag
VLSI	Very Large Scale Integration
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
ZS	Zeitschlitz im GSM-System

Anhang E

Verzeichnis der Symbole und Formelzeichen

Formelzeichen

A	Anzahl Symbole im Symbolalphabet
a_n	Prior Information beim filterbasierten SISO Entzerrer zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
B	Anzahl Bits pro Symbol
b_k	Informationsbit zum Zeitpunkt k
C	Kanalkapazität in Bit/Symbol
C_k	Kanalkapazität in Bit/Symbol für komplexen AWGN-Kanal
C_r	Kanalkapazität in Bit/Symbol für reellen AWGN Kanal
C_k^*	Kanalkapazität in bit/s für komplexen AWGN Kanal
C_r^*	Kanalkapazität in bit/s für reellen AWGN Kanal
C_S	MMSE Kostenfunktion zur Filterkoeffizientenberechnung des linearen SISO Entzerrers ohne verknüpfte Kanalimpulsantwort
C_J	MMSE Kostenfunktion zur Filterkoeffizientenberechnung des linearen SISO Entzerrers bei verknüpfter Kanalschätzung
c_0	Wellenausbreitungsgeschwindigkeit
\mathbf{c}_n	Codevektor, welcher sämtliche B Codebits des Sendesymbols d_n beinhaltet
$\tilde{\mathbf{c}}_{n,i}$	Codevektor, welcher bis auf das Bit $c_{n,i}$ sämtliche B Codebits des Sendesymbols d_n beinhaltet
$c_{n,i}$	i -tes Codebit zum Zeitpunkt n mit $i \in \{1, \dots, B\}$

c_k^j	i -tes Codebit am Ausgang des Faltungscoders zum Zeitpunkt k , siehe auch Abschnitt 7.2.1
$\mathbf{d}_{k_1}^{k_2}$	Vektor, welcher die Sendesymbole d_{k_1} bis d_{k_2} beinhaltet
\mathbf{d}_n	Sendesymbolvektor zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
$\hat{\mathbf{d}}_n$	Vektor, der die geschätzten Sendesymbole zum Zeitpunkt n beinhaltet
d_n	Sendesymbol zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
\hat{d}_n	geschätztes Sendesymbol zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
E_b	mittlere Energie pro Informationsbit
E_h	Summe der Energien der zeitdiskreten Kanalkoeffizienten
E_s	mittlere Energie pro Sendesymbol d_n
\mathbf{f}_n	Vektor, der die zeitvarianten Filterkoeffizienten des Empfangsfilters F des filterbasierten Entzerrers zum Zeitpunkt n beinhaltet
\mathbf{f}_n^D	Vektor, der die zeitvarianten Filterkoeffizienten des rangreduzierten MSWFs mit Rang D zum Zeitpunkt n beinhaltet
\mathbf{f}^{AD}	Filterkoeffizientenvektor des Empfangsfilters F des AD-IFC
\mathbf{f}^{LE}	Filterkoeffizientenvektor des Empfangsfilters F des LE-IFC
\mathbf{f}^{MF}	Filterkoeffizientenvektor des Empfangsfilters F des MF-IFC
\mathbf{f}_n^{LA}	Vektor, der die zeitvarianten Filterkoeffizienten des Empfangsfilters F des LMS-IFCs zum Zeitpunkt n beinhaltet
$f_{d,\max}$	maximale Dopplerfrequenz
$f_{d,p}$	Dopplerfrequenz des Pfades p des Mobilfunkkanalmodells
f_T	Trägerfrequenz
\mathbf{g}_n^D	Filterkoeffizientenvektor des dimensionsreduzierten Wienerfilters des rangreduzierten MSWF mit Rang D zum Zeitpunkt n
\mathbf{G}	Generatormatrix für einen Faltungscode
\mathbf{H}	Kanalfaltungsmatrix, welche die zeitdiskreten Kanalkoeffizienten enthält
\mathbf{H}^c	zirkuläre Kanalfaltungsmatrix
\mathbf{H}_Z	Kanalfaltungsmatrix, welche die als gaussverteilte Zufallsvariablen modellierten Kanalkoeffizienten enthält
\mathbf{h}	Vektor, der die Kanalkoeffizienten des zeitdiskreten Kanalmodells beinhaltet
$\hat{\mathbf{h}}$	Vektor, der die geschätzten Kanalkoeffizienten des zeitdiskreten Kanalmodells beinhaltet
\mathbf{h}_Z	Vektor, der die als gaussverteilte Zufallsvariablen modellierten Kanalkoeffizienten beinhaltet
$\tilde{\mathbf{h}}$	Vektor, der die Kanalkoeffizienten des zeitdiskreten zirkulären Kanalmodells

	beinhaltet
$h(t)$	Impulsantwort des analogen Kanals einschließlich aller Filter
$h_C(\tau, t)$	zeitvariante Impulsantwort des analogen Mobilfunkkanals (ohne Filter) zum Zeitpunkt t auf einen zum Zeitpunkt $t - \tau$ eingespeisten Diracstoß
$\tilde{H}_i(f)$	i -te Frequenzkomponente der zeitdiskreten zirkulären Kanalimpulsantwort $\tilde{\mathbf{h}}$
h_n	Kanalkoeffizient mit Verzögerung n im zeitdiskreten frequenzselektiven Kanalmodell
$H_{TX}(f)$	Übertragungsfunktion des Sendefilters
$h_{TX}(t)$	Impulsantwort des Sendefilters
$H_{RX}(f)$	Übertragungsfunktion des Empfangsfilters
$h_{RX}(t)$	Impulsantwort des Empfangsfilters
I_a	verknüpfte Information zwischen A-Priori Information und gesendeten Bits, "Informationsgehalt" der A-Priori Information
I_e	verknüpfte Information zwischen extrinsischer Information und gesendeten Bits, "Informationsgehalt" der extrinsischen Information
\mathbf{I}_n	$n \times n$ Einheitsmatrix
j	$\sqrt{-1}$
K_b	Anzahl Informationsbits pro Block
K_c	Anzahl Codebits pro Block
K_d	Anzahl Sendesymbole pro Block
L	Anzahl der Koeffizienten der zeitdiskreten Kanalimpulsantwort
$L(c_{n,i})$	Log-Likelihood-Verhältnis (L-Wert) für das Bit $c_{n,i}$
$L^E(c_{n,i})$	L-Wert, welcher einem Entzerrer zugeordnet ist
$L^D(c_{n,i})$	L-Wert, welcher einem Decoder zugeordnet ist
$L_a(c_{n,i})$	A-Priori Information über das Bit $c_{n,i}$
$L_{\bar{a}}(c_{n,i})$	erweiterte A-Priori Information über das Bit $c_{n,i}$, welche die volle Information des vorangegangenen Detektors/Decoders beinhaltet
$L_e(c_{n,i})$	extrinsische Information über das Bit $c_{n,i}$
L_c	Länge Codegedächtnis des Faltungscoders
L_d	Latenz bei MAP-Detektoren
\mathbf{m}_j	dem Symbol α_j zugeordnetes Bitmuster
\mathbf{M}	Trainingssymbolmatrix zur Kanalschätzung
\mathbf{M}_A	Matrix zur Kanalschätzung, welche neben Trainingssymbolen auch mit A-Priori Information geschätzte Symbole umfasst
N	Länge Empfangsfilter bei filterbasierten MMSE Entzerrern

N_0	Rauschleistungsdichte des additiven komplexen weißen gaußschen Rauschens im äquivalenten Basisband
N_c	Anzahl Ausgänge am Faltungscoder
N^c	Anzahl Sendesymbole in einem Block bei Berechnung der Kanalkapazität eines frequenzselektiven Kanals mithilfe der DFT
N^d	Anzahl Sendesymbole
N_i	Rauschleistungsdichte im i -ten Subkanal eines frequenzselektiven AWGN Kanals
N_r	Anzahl der in einem Block zusammengefassten Empfangssymbole
P	Länge der zyklischen Autokorrelationsfolge der Trainingssymbole im EDGE-Sendeburst
\mathbf{p}	Filterkoeffizientenvektor des Empfangsfilters P des SF-IFC
\mathbf{q}_n	Vektor, der die zeitvarianten Filterkoeffizienten des ISI-Schätzers Q zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell beinhaltet
\mathbf{q}^{AD}	Filterkoeffizientenvektor des ISI-Schätzers Q des AD-IFC
\mathbf{q}^{LE}	Filterkoeffizientenvektor des ISI-Schätzers Q des LE-IFC
\mathbf{q}^{MF}	Filterkoeffizientenvektor des ISI-Schätzers Q des MF-IFC
\mathbf{q}_n^{LA}	Vektor, der die zeitvarianten Filterkoeffizienten des ISI-Schätzers Q des LMS-IFC zum Zeitpunkt n beinhaltet
\mathbf{q}_1	Filterkoeffizientenvektor des Filters Q_1 des SF-IFC
\mathbf{q}_2	Filterkoeffizientenvektor des Filters Q_2 des SF-IFC
R	Coderate
R'	Informationsbitrate
$\mathbf{r}_1^{N_r}$	Vektor, welcher sämtliche N_r Empfangssymbole beinhaltet
\mathbf{r}_n	Empfangssymbolvektor zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
r_n	Empfangssymbol zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
S_k^D	Zustand des BCJR-Kanaldecoders zum Zeitpunkt k im zeitdiskreten Modell
S_n	Zustand eines zustandsbasierten Entzerrers zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
s_n	entzerrtes Symbol am Ausgang eines filterbasierten Entzerrers zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
S'_n	Hyper-Zustand eines auf Zustandsreduktion basierenden zustandsbasierten Entzerrers (wie z.B. DDFSE) zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
S^E	Endzustand eines einem Block von Sendesymbolen zugeordneten Trellis' eines zustandsbasierten Entzerrers

S^S	Startzustand eines einem Block von Sendesymbolen zugeordneten Trellis' eines zustandsbasierten Entzerrers
$\mathbf{t}_{i,n}$	i -ter Vorfiltervektor des MSWFs zum Zeitpunkt n
$T(\cdot)$	Transferfunktion einer SISO-Komponente beim EXIT-Chart
\mathbf{T}_n^D	Vorfiltermatrix des MSWFs mit Rang D zum Zeitpunkt n
T_S	Symboldauer
\mathbf{u}	Selektionsvektor, siehe (4.19)
v_M	Geschwindigkeit der Mobilstation
\mathbf{w}_n	Vektor, der die Rauschsymbole zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell beinhaltet
W	maximale Nutzfrequenz
$w(t)$	zeitkontinuierliches weißes gaußsches Rauschen
w_n	Abtastwert des weißen gaußschen Rauschens zum Zeitpunkt n im zeitdiskreten Modell
Z	Anzahl der Zustände bei zustandsbasierten Entzerrern
Z_c	Anzahl der Zustände des BCJR-Kanaldecoders

Griechische Symbole

α_j	j -tes Symbol innerhalb eines Symbolalphabets Υ
$\alpha'_n(S_n)$	Vorwärtsmetrik beim zustandsbasierten Entzerrerr
$\tilde{\alpha}'_n(S_n)$	logarithmierte Vorwärtsmetrik beim zustandsbasierten Entzerrerr ($\ln \alpha'_n(S_n)$)
$\alpha_n^D(S_n)$	Vorwärtsmetrik beim Kanaldecoder
$\tilde{\alpha}_n^D(S_n)$	logarithmierte Vorwärtsmetrik beim Kanaldecoder ($\ln \alpha_n^D(S_n)$)
$\beta'_n(S_n)$	Rückwärtsmetrik beim zustandsbasierten Entzerrerr
$\tilde{\beta}'_n(S_n)$	logarithmierte Rückwärtsmetrik beim zustandsbasierten Entzerrerr ($\ln \beta'_n(S_n)$)
$\beta_n^D(S_n)$	Rückwärtsmetrik beim Kanaldecoder
$\tilde{\beta}_n^D(S_n)$	logarithmierte Rückwärtsmetrik beim zustandsbasierten Entzerrerr ($\ln \beta_n^D(S_n)$)
$\gamma'_n(S_n, S_{n+1})$	Zweigmetrik beim zustandsbasierten Entzerrerr
$\tilde{\gamma}'_n(S_n, S_{n+1})$	logarithmierte Zweigmetrik beim zustandsbasierten Entzerrerr ($\ln \gamma'_n(S_n, S_{n+1})$)
$\gamma_n^D(S_n, S_{n+1})$	Zweigmetrik beim Kanaldecoder

$\tilde{\gamma}_n^D(S_n, S_{n+1})$	logarithmierte Zweigmetrik beim Kanaldecoder ($\ln \gamma_n^D(S_n, S_{n+1})$)
Λ_n	Kovarianzmatrix des aus der A-Priori Information geschätzten Sendesymbolvektors mit $\lambda_0 = E_s$, siehe auch (4.22)
Λ'_n	Kovarianzmatrix des aus der A-Priori Information geschätzten Sendesymbolvektors, siehe auch (4.17)
λ_n	Kovarianz des aus der A-Priori Information geschätzten Sendesymbols d_n
$\delta_{i,j}$	Kronecker-Delta: $\delta_{i,j} = 1$ für $i = j$ und $\delta_{i,j} = 0$ für $i \neq j$
τ_p	Verzögerung des Pfades p des Mobilfunkkanalmodells
θ_p	Nullphase des Pfades p des Mobilfunkkanalmodells
σ^2	Varianz pro reelle Dimension des additiven weißen gaußschen Rauschens, $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$
σ_n^2	Varianz des entzerrten Symbols s_n
σ_w^2	Varianz des additiven weißen gaußschen Rauschens
$\hat{\sigma}_w^2$	geschätzte Varianz des additiven weißen gaußschen Rauschens
$\mu_{n,j}$	Mittelwert des entzerrten Symbols s_n bei gesendetem Symbol α_j
\mathcal{M}_S	Modellparametersatz mit bekannten Parametern für C_S
\mathcal{M}_J	Modellparametersatz für die Kostenfunktion C_J
Ω_S	bekannte Parameter für die Kostenfunktion C_S
Ω_J	mit Kanalbeobachtung $p(\mathbf{h} \mathbf{r}_n)$ verknüpfter Parameter Ω_S bei verknüpfter Kanalschätzung
Π	Permutationsvorschrift eines Interleavers
Π^{-1}	Permutationsvorschrift eines Deinterleavers
Υ	Symbolalphabet

Besondere Zeichen

$\text{Cov}(\mathbf{x}, \mathbf{y})$	Kovarianzoperator, entspricht $E\{\mathbf{x}\mathbf{y}^H\} - E\{\mathbf{x}\}E\{\mathbf{y}^H\}$
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$\text{Im}\{\cdot\}$	Imaginärteil des Arguments
$\lg(\cdot)$	Logarithmus zur Basis 10
$\ln(\cdot)$	natürlicher Logarithmus
$O(\cdot)$	Ordnung einer Komplexität
$P(\cdot)$	Wahrscheinlichkeit
$\tilde{P}(\cdot)$	logarithmierte Wahrscheinlichkeit ($\ln P(\cdot)$)

$P_a(d_n)$	A-Priori Information über das Symbol d_n
$p(\cdot \cdot)$	bedingte Wahrscheinlichkeit
$\tilde{p}(\cdot \cdot)$	logarithmierte bedingte Wahrscheinlichkeit ($\ln p(\cdot \cdot)$)
$\text{Re}\{\cdot\}$	Realteil des Arguments
$(\cdot)^H$	Hermesch Operator
$(\cdot)^T$	Transposition
$\{\cdot\}$	Sequenz
$((\cdot)) _{N^c}$	Modulo N^c
\mathbf{I}_n	$n \times n$ Einheitsmatrix
$\mathbf{0}_{n \times m}$	$n \times m$ Nullmatrix

Literaturverzeichnis

- [AM84] Anderson, J.B. und Mohan, S.: Sequential coding algorithms: A survey and cost analysis. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 32, Nr. 3, Februar 1984, S. 169–176.
- [ARB05] Anderson, M., Reed, M. C. und Borg, G.: An iterative interference canceller for serially concatenated continuous phase modulation. In: *33rd Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers*, Monterey, CA, USA, Oktober 2005, S. 680–683.
- [Aus67] Austin, M.E.: Decision feedback equalization for digital communications. M.I.T./R.L.R. Technical Report 461, August 1967.
- [Bau00] Bauch, G.: *Turbo-Entzerrung und Sendantennen-Diversity mit Space-Time-Codes im Mobilfunk*. Dissertation, Technische Universität München, September 2000.
- [BC+74] Bahl, L.R., Cocke, J., Jelinek, F. und Raviv, J.: Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 20, Nr. 44, März 1974, S. 284–287.
- [Ber97] Berkmann, J.: Turbo-decoding of nonbinary codes. In: *IEEE International Symposium on Information Theory*, Ulm, Juni-Juli 1997, S. 227.
- [Bit08] Bitkom: *Über 10 Millionen UMTS-Nutzer in Deutschland* Presseinformation , Februar 2008, online verfügbar: http://www.bitkom.org/de/presse/8477_50446.aspx
- [BFM99] Baltersee, J., Fock, G., und Meyr, H.: Linear MMSE channel estimation for GSM. In: *GLOBECOM*, Rio de Janeiro, Brasilien, Dezember 1999, S. 2523–2527.
- [BF98a] Bauch, G. und Franz, V.: Iterative equalization and decoding for the GSM-system. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Ottawa, Kanada, Mai 1998, S. 2262–2266.

- [BF98b] Bauch, G. und Franz, V.: A comparison of soft-in/soft-out algorithms for turbo-detection. In: *International Conference on Telecommunications (ICT)*, Porto Carras, Griechenland, Vol. 2, Juni 1998, S. 259–263.
- [BGT93] Berrou, C., Glavieux, A. und Thitimajshima, P.: Near Shannon limit error-correcting and decoding: Turbo-Codes. In: *International Conference on Communications (ICC)*, Genf, Schweiz, Mai 1993, S. 1064–1070.
- [BK+04] Barry, R.B., Kačćić, A., McLaughlin, S.W., Nayak, A. und Zeng, W.: Iterative timing recovery. In: *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 21, Nr. 1, Januar 2004, S. 89–102.
- [Boo06] Boos, W.: O₂ bekennt sich zu EDGE. In: *connect*, Online Artikel, 11. Oktober 2006, online verfügbar: http://www.connect.de/handy/news/o2_bekannt_sich_zu_edge.80750.htm
- [BP79] Belfiore, C.A., und Park Jr., J.H.: Decision feedback equalization. In: *Proceedings IEEE*, Vol. 67, No. 8, August 1979, S. 1143–1156.
- [Bri99] ten Brink, S.: Convergence of iterative decoding. In: *Electronic Letters*, Vol. 35, Mai 1999, S. 806–808.
- [Bri01] ten Brink, S.: Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, Oktober 2001, S. 1727–1737.
- [BSY98] ten Brink, S., Speidel, J. und Yan, R.-H.: Iterative demapping and decoding for multilevel modulation. In: *GLOBECOM*, Sydney, Australien, November 1998, S. 579–584.
- [BS01] Büllingen, F. und Stamm, P.: *Entwicklungstrends im Telekommunikationssektor bis 2010*. Studie im Auftrag des Bundesministeriums für Wirtschaft und Technik, Wissenschaftl. Institut für Kommunikationsdienste GmbH, Bad Honnef, Deutschland, April 2001.
- [BÜT00] Berthet, A.O., Ünal, B. und Tortelier, P.: Sub-optimal turbo-detection for coded 8-PSK signals over ISI channels with application to EDGE advanced mobile system. In: *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'00)*, London, England, September 2000, S. 151–157.
- [BWG03] Boutillon, E., Warren, J.G. und Gulak, G.: VLSI architectures for the MAP algorithm. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, Nr. 2, Februar 2003, S. 175–185.

- [CCS87] Consultative Committee for Space Data Systems: *Recommendations for space data standard: Telemetry channel coding*, Blue Book Issue 2, CCSDS 101.0-B2, 1987.
- [CFM91] Crozier, S.N., Falconer, D.D., und Mahmoud, S.A.: Least sum of squared errors (LSSE) channel estimation. In: *IEE Proceedings-F*, Vol. 138, Nr. 4, August 1991, S. 371–378.
- [CF+01] Chung, S.-Y., Forney, G.D., Richardson, T.J. und Urbanke, R.: On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the shannon limit. In: *IEEE Communications Letters*, Vol. 5, Nr. 2, Februar 2001, S. 58–60.
- [Che04] Cherry, S: Edholms law of bandwidth. In: *IEEE Spectrum*, Vol. 41, Nr. 7, Juli 2004, S. 58–60.
- [CH+98] Costello, D.J., Hagenauer, J., Hideki, I. und Wicker, S.B.: Applications of error-control coding. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44, Nr. 6, Oktober 1998, S. 2531–2560.
- [COS89] *Digital Land Mobile Radio Communications - Final Report*, Office for Official Publications of the European Communities, Luxemburg, 1989.
- [CTB98] Caire, G., Taricco, G. und Biglieri, E.: Bit-interleaved coded modulation. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44, Mai 1998, S. 927–946.
- [CT91] Cover, T.M. und Thomas, J.A.: *Elements of Information Theory*. NJ, USA: Wiley, 1991.
- [DD95] Dolinar, S. und Divsalar, D.: Weight distribution for turbo codes using random and non-random permutations. In: *The Telecommunications and Data Acquisition Progress Report 42-122*, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, Kalifornien, USA, August 1995, S. 56–65.
- [DFB00a] Dou, H., Fan, X. und Bi, G.: Soft-output detection based on M-algorithm and its application in turbo-equalization. In: *2nd International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Brest, Frankreich, September 2000, S. 291–294.
- [DFB00b] Dou, H., Fan, X. und Bi, G.: Soft-output M-algorithm for concatenation of detecting and decoding. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Boston, MA, USA, September 2000, S. 1304–1308.
- [DGM93] Dawid, H., Gehnen, G. und Meyr, H.: MAP channel decoding: Algorithm and VLSI architecture. In: *IEEE VLSI Signal Processing VI*, 1993, S. 141–149.
- [DH89] Duel-Hallen, A. und Heegard, C.: Delayed decision-feedback sequence estimation. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 37, Nr. 5, Mai 1989, S. 428–436.

- [Die06] Dietl, G. K. E.: *Linear Estimation and Detection in Krylov Subspaces*. Dissertation, Technische Universität München, Oktober 2006.
- [Die07] Dietl, G. K. E.: *Linear Estimation and Detection in Krylov Subspaces*. Springer Berlin, Juli 2007.
- [DJU05] Dietrich, F.A., Joham, M. und Utschick, W.: Joint optimization of pilot assisted channel estimation and equalization applied to space-time decision feedback equalization. In: *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Seoul, Südkorea, Mai 2005, Vol. 4, S. 2162–2167.
- [DJ+95] Douillard, C., Jezequel, M., Berrou, C., Picart, A., Didier, P. und Glavieux, A.: Iterative correction of intersymbol interference: Turbo-equalization. In: *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 6, Nr. 5, September-Oktober 1995, S. 507–511.
- [DLR77] Dempster, A.P., Laird, N.M. und Rubin, D.B.: Maximum-likelihood from incomplete data via the EM algorithm. In: *Journal of the Royal Statistical Society*, Vol. 39, Nr. 1, Ser. B, Januar 1977, S. 1–38.
- [DM95] Dawid, H. und Meyr, H.: Real-time algorithms and VLSI architectures for soft output MAP convolutional decoding. In: *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Toronto, Kanada, Vol. 1, September 1995, S. 193–197.
- [DMU04] Dietl, G., Mensing, C. und Utschick, W.: Iterative detection based on reduced-rank equalization. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Los Angeles, USA, Vol. 3, September 2004, S. 1533–1537.
- [DMU05] Dietl, G., Mensing, C. und Utschick, W.: Iterative Detection Based on Widely Linear Processing and Real-Valued Symbol Alphabets. In: *Proceedings of the Eleventh European Wireless Conference*, Nicosia, Zypern, Vol. 1, April 2005, S. 74–78.
- [DU07] Dietl, G. und Utschick, W.: Complexity Reduction of Iterative Receivers Using Low-Rank Equalization. In: *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 55, Nr. 3, März 2007, S. 1035–1046.
- [DV02] Dejonghe, A. und Vandendorpe, L.: Turbo-Equalization for multilevel modulation: An efficient low-complexity scheme. In: *International Conference on Communications (ICC)*, New York City, USA, April-Mai 2002, S. 1863–1867.
- [EQ88] Eyuboglu, M. und Qreshi, S.: Reduced-state sequence estimation with set partitioning and decision feedback. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 36, Nr. 1, Januar 1988, S. 13–20.

- [Eri07] Ericsson: *The Evolution of EDGE* White Paper, Februar 2007, online verfügbar: http://www.ericsson.com/technology/whitepapers/3107_The_evolution_of_EDGE_A.pdf
- [FB99] Franz, V. und Bauch, G.: Turbo-detection for enhance data for GSM evolution. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Amsterdam, Niederlande, Vol. 4, September 1999, S. 2954–2958.
- [For66] Forney, G.D.: *Concatenated Codes*. Cambridge, USA: M.I.T. Press, 1966.
- [For72] Forney, G.D.: Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 18, Mai 1972.
- [Fra00] Franz, V.: *Turbo-Detection for GSM-Systems - Channel Estimation, Equalization and Decoding*. Dissertation, Technische Universität München, Oktober 2000.
- [FR+00] Fijalkow, I., Roumy, A., Ronger, S., Pirez, D. und Vila, P.: Improved interference cancellation for turbo-equalization. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, Istanbul, Türkei, Juni 2000, S. 416–419.
- [Gal63] Gallager, R.G.: *Low-Density Parity-Check Codes*. Cambridge, USA: M.I.T. Press, 1963.
- [GL96] Golub, G.H. und Van Loan, C.F.: *Matrix Computations*. 3. Auflage, John Hopkins University Press, 1996, S. 50.
- [GLL97] Glavieux, A., Laot, C. und Labat, J.: Turbo equalization over a frequency selective channel. In: *International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Brest, Frankreich, September 1997, S. 96–102.
- [GMH00] Gerstacker, W.H., Müller, R.R. und Huber, J.B.: Iterative equalization with adaptive soft feedback. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, Nr. 9, September 2000, S. 1462–1466.
- [GO02] Gerstacker, W.H. und Obernosterer, F.: On prefilter computation for reduced-state equalization. In: *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 1, Nr. 4, Oktober 2002, S. 793–800.
- [GO+00] Gerstacker, W.H., Obernosterer, F., Meyer, R. und Huber, J.B.: An efficient method for prefilter computation for reduced-state equalization. In: *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, London, England, September 2000, S. 604–609.

- [GS02] Gerstacker, W.H. und Schober, R.: Equalization concepts for EDGE. In: *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 1, Nr. 1, Januar 2002, S. 190–199.
- [GSS98] Goldstein, J. S., Reed, I.S. und Scharf, L. L.: A multistage representation of the Wiener filter based on orthogonal projections. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44, November 1998, S. 2943–2959.
- [Hag92] Hagenauer, J.: Soft-In/Soft-Out: The benefits of using soft-decisions in all stages of digital receivers. In: *3rd International Workshop on DSP Techniques applied to Space Communications*, ESTEC Noordwijk, Niederlande, September 1992.
- [Hag97] Hagenauer, J.: The turbo principle: Tutorial introduction and state of the art. In: *International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Brest, Frankreich, September 1997, S. 1–11.
- [Ham86] Hamming, R.W.: *Coding and Information Theory*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1986.
- [Har04] Haratsch, E.: *Trellis-based detection for high-speed data communications*. Dissertation, Technische Universität München, September 2004.
- [Hay96] Haykin, S.: *Adaptive Filter Theory*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1996.
- [HH89] Hagenauer, J. und Höher, P.: A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications. In: *GLOBECOM*, Dallas, USA, November 1989, S. 1680–1686.
- [HM88] Hirt, W. und Massey, J.L.: Capacity of the discrete-time gaussian channel with intersymbol interference. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 34, Nr. 3, Mai 1988, S. 380–388.
- [HNB97] Hagenauer, J., Nickl, H. und Burkert, F.: Approaching Shannon’s capacity limit by 0.27 dB using Hamming-Codes in a ‘turbo’-decoding scheme. In: *IEEE International Symposium on Information Theory*, Ulm, Juni-Juli 1997, S. 12.
- [HOP96] Hagenauer, J., Offer, E. und Papke, L.: Iterative decoding of binary block and convolutional codes. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 42, Nr. 2, März 1996, S. 429–445.
- [Höh90a] Höher, P.: *Kohärenter Empfang trelliscodierter PSK-Signale auf frequenzselektiven Mobilfunkkanälen - Entzerrung, Decodierung und Kanalparameterschätzung*. Dissertation, Uni Kaiserslautern; Düsseldorf: VDI-Verlag, Fortschritt-Berichte, Reihe 10, Nr. 147, ISBN 3-18-14 4710-2, 1990.

- [Höh90b] Höher, P.: TCM on frequency-selective fading channels: a comparison of soft-output probabilistic equalizers. In: *GLOBECOM*, San Diego, CA, USA, Dezember 1990, S. 376–381.
- [HW99] Heegard, C. und Wicker, S. B.: *Turbo Coding*. Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [HX01] Honig, M. L. und Xiao, W.: Performance of reduced-rank linear interference suppression. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 47, Juli 2001, S. 1928–1946.
- [HZM01] Haar, S., Zukunft, R. und Magesacher, T.: Evaluation of decision feedback equalization in VDSL environment. In: *IEEE Emerg. Tech. Symp. (ETS)*, Dallas, USA, September 2001, S. 12–16.
- [IE+99] IEEE Standard 802.3ab: *Digital Cellular Telecommunications Systems (Phase 2+), Channel coding*. 1999.
- [Jak94] Jakes, W.C.: *Microwave Mobile Communication*. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 1994.
- [Jor00] Jordan, F.: *Ein Beitrag zur Optimierung von Empfängern unter GSM-Randbedingungen*. Dissertation, Universität Bremen, Mai 2000.
- [JP+04] Jiang, S., Ping, L., Sun, H. und Leung, C. S.: Modified LMMSE turbo equalization. In: *IEEE Communications Letters*, Vol. 8, Nr. 3, März 2004, S. 174–176.
- [JS+01] Joham, M., Sun, Y., Zoltowski M. D., Honig M. und Goldstein, J. S.: A new backward recursion for the multi-stage nested Wiener filter employing Krylov subspace methods. In: *Proc. Milcom*, Vol. 2, Oktober 2001, S. 1210–1213.
- [KAF04] Kannan, S., Allen, M. und Fridman, F.: Processors and chipsets for EDGE-enabled handsets. In: *GlobalDSP Magazine*, Vol. 3, Nr. 11, November 2004, S. 8–14.
- [Kay98] Kay, S.M.: *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 3. Auflage, 1998.
- [KBC01] Kobayashi, M., Boutros, J. und Caire, G.: Successive interference cancellation with SISO decoding and EM channel estimation. In: *IEEE Journal on selected Areas in Communications*, Vol. 19, August 2001, S. 1450–1460.
- [KB90] Koch, W. und Baier, A.: Optimum and sub-optimum detection of coded data disturbed by time-varying intersymbol interference. In: *GLOBECOM*, San Diego, CA, USA, Dezember 1990, S. 1679–1685.

- [Kuh02] Kuhn, C.: *Iterative Kanalschätzung, Kanalverzerrung und Decodierung für den EDGE-Standard*. Diplomarbeit, Technische Universität München, Mai 2002.
- [LA86] Lin, C. F. und Anderson, J. B.: M-algorithm decoding of channel convolutional codes. In: *Princeton Conference of Information Science and Systems*, Princeton, NJ, USA, März 1986, S. 363–366.
- [Lan50] Lanczos, C.: An iteration method for the solution of the eigenvalue problem of linear differential and integral operators. In: *Journal Res. Nat. Bureau Standards*, Vol. 45, No. 4, Oktober 1950, S. 255–282.
- [Lao97] Laot, C.: *Égalisation autodidacte et turbo-égalisation - Application aux canaux sélectifs en fréquence*. Dissertation in Französisch, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Frankreich, Juli 1997.
- [Lao04] Laot, C.: Lineare MMSE Turbo-Entzerrung mit LMS-Adaption. In: *Private Korrespondenz mit dem Autor dieser Dissertation*, September 2004.
- [LBi03] Le Bidan, R.: *Turbo-Equalization for bandwidth-efficient digital communications over frequency-selective channels*. Dissertation, l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Frankreich, November 2003.
- [LGL01] Laot, C., Glavieux, A. und Labat, J.: Turbo equalization: Adaptive equalization and channel decoding jointly optimized. In: *IEEE Journal on selected Areas in Communications*, Vol. 19, Nr. 9, September 2001, S. 1744–1752.
- [Lil30] Lilienfeld, J. E.: *Method and apparatus for controlling electric currents*. U.S. Patent 1,745,175, Priorität: 22. Oktober 1925 in Kanada, Anmeldetag: 8. Oktober 1926, Patenterteilung: 28. Januar 1930
- [LLL03] Le Bidan, R., Laot, C. und Leroux, D.: Fixed-point implementation of an efficient low-complexity turbo-equalization scheme. In: *3rd International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Brest, Frankreich, September 2003, S. 415–418.
- [LLL04] Le Bidan, R., Laot, C. und Leroux, D.: Real time MMSE turbo-equalization on the TMS320C5509 fixed-point DSP. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, Montreal, Kanada, Mai 2004.
- [LLL05] Laot, C., Le Bidan, R. und Leroux, D.: Low complexity linear turbo equalization: A possible solution for EDGE. In: *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No. 3, Mai 2005, S. 965–974.
- [LM94] Lee, E.A. und Messerschmitt, D.G.: *Digital Communication*. Norwell, MA, USA: Kluwer Academic Publisher, 2. Auflage, 1994.

- [LM+04] Loncar, M., Müller, R., Wehinger, J., Mecklenbräuker, C. F. und Abe, T.: Iterative Channel Estimation and Data Detection in Frequency Selective Fading MIMO Channels. In: *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, Vol. 15, Issue 9, September - Oktober 2004, S. 459–470.
- [Lük85] Lüke, H.D.: *Signalübertragung*. Berlin: Springer Verlag, 3. Auflage, 1985.
- [LZC00] Lopez, M., Zangi, K.C. und Cheng, J.-F.: Reduced-complexity MAP equalizer for dispersive channels. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Boston, MA, USA, September 2000, S. 1371–1375.
- [MD+99] Magniez, P., Duhamel, P., Roumy, A und Fijalkow, I.: Turbo-equalization applied to trellis-coded modulation. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Amsterdam, Niederlande, September 1999, S. 2556–2560.
- [MK+01] Moy, C., Kountouris, A.A., Rambaud, L., und Le Corre, P.: Digital IF implementation of GSM and EDGE modulation/demodulation schemes on the same hardware platform. In: *International Symposium on Telecommunications (IST)*, Teheran, Iran, August 2001.
- [Moo65] Moore, G.E.: Cramming more components onto integrated circuits. In: *Electronics*, Vol. 38, Nr. 8, April 1965, S. 114–117.
- [Moo03] Moore, G.E.: No exponential is forever: But forever can be delayed!. In: *IEEE Solid-State Circuits Conference (SSCC)*, Vol. 1, Februar 2003, S. 20–23.
- [MP+99] Masera, G., Piccinini, G., Roch, M. R. und Zamboni, M.: VLSI architectures for turbo codes. In: *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, Vol. 7, Nr. 3, September 1999, S. 369–379.
- [MP+02] Masera, G., Piccinini, G., Viglione, F. und Zamboni, M.: Architectural strategies for low-power VLSI turbo codes. In: *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, Vol. 10, Nr. 3, Juni 2002, S. 279–285.
- [NHB97] Nickl, H., Hagenauer, J. und Burkert, F.: Approaching Shannon's capacity limit by 0.27 dB using simple hamming codes. In: *IEEE Communications Letters*, Vol. 1, September 1997, S. 130–132.
- [NP00a] Nefedov, N. und Pukkila, M.: Turbo equalization and iterative (turbo) estimation techniques for packet data transmission. In: *2nd International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Brest, Frankreich, September 2000, S. 423–426.
- [NP00b] Nefedov, N. und Pukkila, M.: Iterative channel estimation for GPRS. In: *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, London, England, September 2000, S. 999–1003.

- [NP+03a] Nefedov, N., Pukkila, M., Visoz, R. und Berthet, A.O.: Iterative data detection and channel estimation for advanced TDMA systems. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, Nr. 2, Februar 2003, S. 141–144.
- [NP+03b] Nefedov, N., Pukkila, M., Visoz, R. und Berthet, A.O.: Iterative receiver concept for TDMA packet data systems. In: *European Transactions on Communications*, Vol. 14, September-Oktober 2003, S. 457–469.
- [Nyq28] Nyquist, H.: Certain topics in telegraph transmission delay. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers (AIEE)*, Vol. 47, April 1928, S. 617–644.
- [Ole80] O’Leary, D.P.: The Block Conjugate Gradient Algorithm and Related Methods. In: *Linear Algebra and Its Applications*, Vol. 29, 1980, S. 293–322.
- [Opi06] Opitz, R.: Überholspur fürs GSM-Netz, EDGE: schnelles Internet auch ohne UMTS. In: *Computertechnik (c’t)*, Vol. 14, 2006, S. 144–147.
- [OF98] Olofsson, H. und Furuskär, A.: Aspects of introducing EDGE in existing GSM networks. In: *International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC)*, Florenz, Italien, Oktober 1998, S. 421–426.
- [OSW94] Ozarow, L.H., Shamai, S. und Wyner, A.D.: Information theoretic considerations for cellular mobile radio. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 43, Nr. 2, Mai 1994, S. 359–378.
- [OTM01] Omori, H., Takahiro, A. und Matsumoto, T.: A matched filter approximation for SC/MMSE iterative equalizers. In: *IEEE Communications Letters*, Vol. 5, Nr. 7, Juli 2001, S. 310–312.
- [OT02] Otnes, R. und Tüchler, M.: Soft iterative channel estimation for turbo equalization: comparison of channel estimation algorithms. In: *International Conference on Communications Systems (ICCS)*, Singapur, November 2002.
- [OT03] Otnes, R. und Tüchler, M.: On iterative equalization, estimation, and decoding. In: *International Conference on Communications (ICC)*, Anchorage, Alaska, Mai 2003, S. 2958–2962.
- [Pie94] Pietrobon, S.S.: A simplification of the modified Bahl algorithm for systematic convolutional codes. In: *International Symposium on Information Theory and its Applications*, Sydney, Australien, November 1994, S. 1073–1077.
- [Poo94] Poor, H.V.: *An Introduction to Signal Detection and Estimation*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 1994.
- [Poo04] Poor, H.V.: Iterative multiuser detection. In: *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 21, Nr. 1, Januar 2004, S. 81–88.

- [PO01] Pukkila, M. und Olivier, J.C.: Turbo equalization with low complexity decoder. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Atlantic City, NJ, USA, Oktober 2001, S. 1048–1052.
- [Pro95] Proakis, J.: *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- [Puk03] Pukkila, M.: *Iterative and multichannel equalisation for time division multiple access systems*. Dissertation, Helsinki University of Technology Signal Processing Laboratory, Report 43, 2003.
- [RSU01] Richardson, T.J., Shokrollahi, A. und Urbanke, R.: Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 47, Nr. 2, Februar 2001, S. 619–637.
- [RVH95] Robertson, P., Villebrun, E. und Höher, P.: A comparison of optimal and suboptimal MAP decoding algorithms operating in the log domain. In: *International Conference on Communications (ICC)*, Seattle, USA, 1995, S. 1009–1013.
- [RW01] Reynolds, D. und Wang, X.: Low-complexity turbo-equalization for diversity channels. In: *Signal Processing*, Vol. 87, Nr. 5, Mai 2001, S. 989–995.
- [Saa03] Saad, Y.: *Iterative Methods for Sparse Linear Systems.*, Philadelphia, PA: SIAM, 2003.
- [Sau06] Sauter, M.: *Grundkurs Mobile Kommunikationssysteme*. Vieweg, September 2006.
- [Sch00] Schimpfle, C.V.: *Entwurfsmethoden für verlustarme Schaltungen*. Dissertation, Technische Universität München, Mai 2000.
- [Sha48] Shannon, C.E.: A mathematical theory of communication. In: *BELL System Technical Journal*, Vol. 27, Oktober 1948, S. 379–423.
- [Sha49] Shannon, C.E.: Communication in the presence of noise. In: *Proceedings of the IRE*, Vol. 37, Nr. 1, Januar 1949, S. 10–21.
- [Sim90] Simmons, T.J.: Breadth-first trellis decoding with adaptive effort. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, Nr. 1, Januar 1990, S. 3–12.
- [SL+99] Strauch, P., Luschi, C., Sandell, M. und Yan, R.: Turbo equalization for an 8-PSK modulation scheme in a mobile TDMA communications system. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Amsterdam, Niederlande, September 1999, S. 1605–1609.
- [SLK00] Strauch, P., Luschi, C., und Kuzminsky, A.M.: Iterative channel estimation for EGPRS. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Boston, USA, September 2000, S. 2271–2277.

- [SNK99] Singer, A., Nelson, J. und Koetter, R.: Linear iterative turbo equalization (LITE). In: *33rd Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers*, Monterey, CA, USA, Vol. 2., Oktober 1999, S. 1670–1674.
- [Tay73] Taylor, D.P.: The estimate feedback equalizer: a suboptimum nonlinear receiver. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 21, Nr. 9, September 1973, S. 979–990.
- [Tel08] Neuhetzki, T.: T-Mobile: EDGE-Ausbau Ende Mrz abgeschlossen. In: *www.teltarif.de* Online Artikel, Januar 2008, online verfügbar: <http://www.teltarif.de/arch/2008/kw03/s28473.html>
- [TH00a] Tüchler, M. und Hagenauer, J.: Frequency domain turbo equalization. In: *Allerton Conference*, Monticello, IL, USA, Oktober 2000.
- [TH00b] Tüchler, M. und Hagenauer, J.: Frequency domain turbo equalization. In: *Winterschool on Information and Coding Theory*, Ulm, Dezember 2000.
- [TSK03] Tüchler, M., Singer, A.C. und Koetter, R.: Minimum mean squared error equalization using a priori information. In: *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 50, Nr. 3, März 2003, S. 673–683.
- [TKS02] Tüchler, M., Koetter, R. und Singer, A.C.: Turbo-equalization: principles and new results. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, Nr. 6, Mai 2002, S. 754–767.
- [TKS04] Tüchler, M., Koetter, R. und Singer, A.C.: Turbo equalization. In: *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 21, Nr. 1, Januar 2004, S. 67–80.
- [TOS02] Tüchler, M., Otnes, R. und Schmidbauer, A.: Performance of soft iterative channel estimation in turbo equalization. In: *International Conference on Communications (ICC)*, New York City, USA, April-Mai 2002, S. 1858-1862.
- [Tüc00] Tüchler, M.: *Iterative equalization and decoding using priors*. Master's thesis, University of Illinois at Urbana-Champaign, USA, Mai 2000.
- [Ung82] Ungerboeck, G.: Trellis-coded modulation with redundant signal sets. Part I: Introduction, Part II: State of the art. In: *IEEE Communications Magazine*, Vol. IT-28, No. 1, Januar 1982, S. 5–21.
- [VH74] Vermuelen, R.L. und Hellman, M.E.: Reduced-state Viterbi decoding for channels with intersymbol interference. In: *International Conference on Communications (ICC)*, Minneapolis, USA, Juni 1974.

- [VH01] Vogelbruch, F. und Haar, S.: Reduced complexity turbo equalization by means of hard output channel decoding. In: *35th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, Vol. 1, November 2001, S. 290–294.
- [VH03a] Vogelbruch, F. und Haar, S.: Improved soft ISI cancellation using full soft output channel decoder's information. In: *GLOBECOM*, San Francisco, CA, USA, Dezember 2003, S. 1736–1740.
- [VH03b] Vogelbruch, F. und Haar, S.: Reduced-state MAP turbo equalization by means of soft interference cancellation. In: *46th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Kairo, Ägypten, Dezember 2003.
- [VH04] Vogelbruch, F. und Haar, S.: Turbo equalization for EDGE: Improved soft ISI cancellation and its competitors. In: *Internationales Zürich Seminar*, Zürich, Schweiz, Februar 2004, S. 224–227.
- [VH05] Vogelbruch, F. und Haar, S.: Low complexity turbo equalization based on soft feedback interference cancellation. In: *IEEE Communications Letters*, Vol. 9, Nr. 7, Juli 2005, S. 586–588.
- [Vod07] Pressemitteilung Vodafone Deutschland: *Vodafone modernisiert sein Mobilfunknetz und steigert dessen Leistungsfähigkeit in den ländlichen Gebieten*. Vodafone Deutschland, 15. Februar 2007, online verfügbar: http://www.vodafone.de/unternehmen/presse/97943_107974.html
- [VY00] Vuketic, B., und Yuan, J.: *Turbo Codes: Principles and Applications*. Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [VZH02] Vogelbruch, F., Zukunft, R. und Haar, S.: 16-QAM Turbo equalization based on minimum mean squared error linear equalization. In: *36th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, Vol. 2, November 2002, S. 1943–1947.
- [WP98] Wang, X. und Poor, H.V.: Turbo multiuser detection and equalization for coded CDMA in multipath channels. In: *International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC)*, Florenz, Italien, Oktober 1998, S. 1123–1127.
- [WP99] Wang, X. und Poor, H.V.: Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. In: *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, Nr. 7, Juli 1999, S. 1046–1061.
- [WH+03] Wautelet, X., Herzet, C., Dejonghe, A. und Vandendorpe, L.: MMSE-based and EM iterative channel estimation methods. In: *IEEE 10th Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux*, Eindhoven, Niederlande, November 2003.

- [Wit03] Witzke, M.: Full and Simplified Widely Linear Filter Applied to Iterative Detection of Generalized MIMO Signals. In: *3rd International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Brest, Frankreich, September 2003, S. 427–430.
- [Wit05] Witzke, M.: *Iterative Detektion von MIMO-Signalen mit linearen und erweitert-linearen Filtern*. Dissertation, Technische Universität München, Juli 2005.
- [WLW01] Worm, A., Lamm, H. und Wehn, N.: Design of low-power high-speed maximum a posteriori decoder architectures. In: *Design, Automation, and Test in Europe (DATE)*, München, März 2001, S. 227.
- [WM+00] Worm, A., Michel, H., Kreiselmaier, G., Thul, M. und Wehn, N.: Advanced implementation issues of turbo-decoders. In: *2nd International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Brest, Frankreich, September 2000, S. 351–354.
- [ZL+03] Zemen, T., Loncar, M., Wehinger, J., Mecklenbräuker, C. und Müller, R.: Improved channel estimation for iterative receivers. In: *GLOBECOM*, San Francisco, CA, USA, Dezember 2003, S. 257–261.
- [3G99] 3GPP TS 03.64: *Digital Cellular Telecommunications Systems (Phase 2+), General Packet Radio Service (GPRS), Overall description of the GPRS radio interface*. 1999.
- [3G00a] 3GPP TS 05.05, V8.6.0: *Digital Cellular Telecommunications Systems (Phase 2+), Radio transmission and reception (Release 1999)*. September 2000.
- [3G00b] 3GPP TS 05.01, V8.5.0: *Digital Cellular Telecommunications Systems (Phase 2+), Physical Layer on the radio path, General description (Release 1999)*. September 2000.
- [3G02a] 3GPP TS 45.003, V5.6.0: *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE; Radio Access Network; Channel coding (Release 5)*. Juni 2002.
- [3G02b] 3GPP TS 45.005, V5.5.0: *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE; Radio Access Network; Radio transmission and reception (Release 5)* August 2002.
- [3G02c] 3GPP TS 45.004, V5.1.0: *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE; Radio Access Network; Modulation (Release 4)* Juni 2002.
- [3G07] 3GPP TS 45.004, V7.1.0: *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group GSM/EDGE; Radio Access Network; Modulation (Release 7)* November 2007.