

Peter Zillmann
Empfangsalgorithmen für
nichtlinear verzerrte Mehrträgersignale

Beiträge aus der Informationstechnik

Peter Zillmann

**Empfangsalgorithmen für
nichtlinear verzerrte Mehrträgersignale**

 VOGT

Dresden 2007

Bibliografische Information der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2007

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation „Empfangsalgorithmen für nichtlinear verzerrte Mehrträgersignale“ von Peter Zillmann überein.

Besuchen Sie uns im Internet:
www.vogtverlag.de

© Jörg Vogt Verlag 2007
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor
Printed in Germany

ISBN 978-3-938860-14-4

Jörg Vogt Verlag
Voglerstr. 20 · 01277 Dresden
Telefon: +49-(0)351-31403921
Telefax: +49-(0)351-31403918
Email: info@vogtverlag.de

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN

**Empfangsalgorithmen für nichtlinear verzerrte
Mehrträgersignale**

Peter Zillmann

der
Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktoringenieurs

(Dr.-Ing.)

vorgelegte Dissertation

Kurzfassung

Die zunehmende Verbreitung tragbarer Computer und Multimediageräte führt zu einem wachsenden Bedarf an drahtloser Übertragung digitaler Daten. Durch die Verarbeitung steigender Datenmengen in den Geräten werden auch höhere Datenraten für die Funkübertragung benötigt.

Mehrträgersysteme werden bevorzugt für diese Anwendungen eingesetzt, weil sie bei handhabbarer rechnerischer Komplexität sehr breitbandig ausgelegt werden können. Zusätzlich wird oft höherwertige Modulation eingesetzt, um die spektrale Effizienz der Übertragung zu erhöhen.

Mehrträgersignale haben aber einen großen Dynamikbereich und verringern dadurch den Wirkungsgrad des Leistungsverstärkers im Hochfrequenzteil des Senders. Dies ist bei batteriebetriebenen Geräten ein entscheidender Nachteil. Auch die Kosten der Hochfrequenzkomponenten steigen durch die hohe Signaldynamik.

In dieser Arbeit werden Verfahren zur Übertragung von Mehrträgersignalen mit reduzierter Dynamik untersucht. Dabei gilt Systemen mit einer großen Zahl genutzter Unterträger und Verwendung höherwertiger Modulation besonderes Interesse.

Es wird gezeigt, dass das Verfahren der Amplitudenbegrenzung und Filterung des digitalen Basisbandsignals unter diesen Voraussetzungen wesentliche Vorteile gegenüber anderen Verfahren zur Reduktion des Dynamikbereichs hat. Durch Verwendung von Begrenzung und Filterung kann die Dynamik bei geringer rechnerischer Komplexität wirksam reduziert werden.

Der Hauptteil der Arbeit befasst sich mit der Entwicklung von Empfangsalgorithmen für nichtlinear verzerrte Mehrträgersignale. Es wird gezeigt, dass vereinfachte Maximum-Likelihood-Detektoren und Detektoren mit Verwendung von Entscheidungsrückkopplung eine Leistungsfähigkeit erreichen, die sich nur geringfügig von der linearen Übertragung unterscheidet.

Für die praktische Anwendung ist die Leistungsfähigkeit in Verbindung mit einem Fehlerschutzcode und frequenzselektiven Mobilfunkkanälen entscheidend. Es wird gezeigt, dass sowohl das Prinzip der Turbo-Entzerrung als auch die iterative Entzerrung mittels Entscheidungsrückkopplung sehr leistungsfähig sind. Selbst bei starker Reduktion des Dynamikbereichs im Sender und Verwendung von hochwertiger Modulation werden die Rahmenfehlerraten der linearen Übertragung fast erreicht.

Damit zeigen die Ergebnisse dieser Arbeit, dass die bewusst eingeführte nichtlineare Verzerrung von Mehrträgersignalen im Sender nicht zu höheren Fehlerraten bei der Übertragung führen muss, wenn geeignete Empfangsalgorithmen eingesetzt werden.

Abstract

The growing use of portable computers and multimedia equipment results in a rising demand for wireless transmission of digital data. The enormous amounts of data processed in these devices also calls for transmission with higher data rates.

Multicarrier modulation is the preferred transmission principle for these applications, because it enables the combination of high signal bandwidth with manageable computational complexity at the receiver. In addition, higher order modulation is used to increase spectral efficiency.

Multicarrier signals have a high dynamic range, which degrades the efficiency of the RF power amplifier at the transmitter. This is an important disadvantage for battery-powered devices. High signal dynamics also lead to an increased cost of key RF components.

In this thesis, methods for multicarrier transmission with reduced dynamic range are investigated. The main focus lies on systems with a high number of active subcarriers and higher order modulation.

It will be shown that, under these assumptions, amplitude clipping and filtering of the digital baseband signal has major advantages over competing approaches. The use of clipping and filtering results in a significant reduction of dynamic range, while the computational complexity of this method is low.

The main part of the thesis is devoted to the development of receive algorithms for nonlinearly distorted multicarrier signals. It is shown that simplified maximum-likelihood-detection and detection with decision feedback reach a performance close to linear transmission.

For practical applications, the performance in combination with forward error correction coding over frequency-selective channels is crucial. It is shown that the principles of turbo-equalization as well as iterative equalization with decision feedback offer excellent performance. Even under strong clipping at the transmitter and with high modulation order, the frame error rate performance is close to linear transmission.

Thus, the results in this thesis show that deliberately introduced nonlinear distortion at the transmitter does not lead to increased error rates, provided that adequate receive algorithms are used.

Danksagung

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Vodafone Stiftungslehrstuhl Mobile Nachrichtensysteme der Technischen Universität Dresden.

Mein besonderer Dank gilt Professor Gerhard Fettweis, dem Leiter des Lehrstuhls. Seine Anregungen und Ideen sowie die außergewöhnlich gute Arbeitsatmosphäre haben diese Arbeit ermöglicht.

Weiterhin möchte ich mich bei allen Mitarbeitern für die jederzeit offene und freundschaftliche Zusammenarbeit bedanken. Besonders hervorheben möchte ich Dr.-Ing. habil. Wolfgang Rave, Dr.-Ing. Marcus Windisch, Dr.-Ing. Ernesto Zimmermann, Andreas Frotzcher und Steffen Bittner sowie alle weiteren Mitstreiter der *Dirty-RF*-Gruppe.

Dr.-Ing. habil. Heinrich Nuskowski, Dr.-Ing. habil. Wolfgang Rave sowie Dr.-Ing. Oliver Prätor danke ich für das kritische Lesen des Manuskripts und viele wertvolle Anregungen. Prof. Dr.-Ing. Peter A. Höher und Prof. Dr.-Ing. habil. Hans-Joachim Jentschel danke ich für die Übernahme der Gutachten.

Ebenso gilt mein Dank den Projektpartnern der zahlreichen Dirty-RF-Projekte, die meine Arbeit begleitet und unterstützt haben. Stellvertretend sei hier das Projekt WIGWAM genannt, in dessen Rahmen wesentliche Teile der hier dargestellten Forschungsergebnisse entwickelt wurden.

Ein besonderer lieber Dank gilt meiner Freundin Doreen, meiner Familie sowie meinem gesamten Freundeskreis für die Zuneigung und den Rückhalt während der letzten Jahre.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	IV
Tabellenverzeichnis	X
Abkürzungsverzeichnis	XI
Verzeichnis der verwendeten Symbole	XIV
1 Einleitung	1
1.1 Entwicklung der drahtlosen Datenkommunikation	1
1.2 Implementierungsaspekte von Mehrträgersystemen	2
1.3 Reduktion der Signaldynamik	3
1.4 Ziele dieser Arbeit	3
1.5 Gliederung	4
2 OFDM-Signale und Nichtlinearitäten	6
2.1 Grundlagen der OFDM-Modulation	6
2.1.1 Signalverarbeitung im Sender	6
2.1.2 Kanalmodell und Zyklische Erweiterung	10
2.1.3 Signalverarbeitung im Empfänger	12
2.1.4 Statistische Eigenschaften von Mehrträgersignalen	13
2.2 Wichtige Eigenschaften von Leistungsverstärkern	24
2.2.1 Wirkungsgrad von Leistungsverstärkern	24
2.2.2 Nichtlineare Verzerrung von Bandpasssignalen	28
2.3 Nichtlineare Amplitudenverzerrung normalverteilter Basisbandprozesse	32
2.3.1 Transformation der Verteilungsdichte	32
2.3.2 Beschreibung des Fehlersignals	34
2.3.3 AKF und Spektrum	41
2.4 Zusammenfassung	44
3 Kapazität nichtlinearer Kanäle	47
3.1 Vorbetrachtungen und Berechnungsmethoden	47
3.2 Untere Schranke für die Kanalkapazität	48

3.3	Obere Schranke für die Kanalkapazität	50
3.4	Zusammenfassung	55
4	Reduktion des PAPR von Mehrträgersignalen	57
4.1	Berechnung des PAPR	58
4.2	Reduktion des PAPR durch Datenvorverzerrung	59
4.3	Reduktion des PAPR durch Signalvorverzerrung	63
4.4	Zusammenfassung	71
5	Gedächtnislose Empfangsalgorithmen für nichtlinear verzerrte OFDM-Signale	74
5.1	Einleitung	74
5.2	Lineare Entzerrer	75
5.2.1	Zero-Forcing-Entzerrer	75
5.2.2	MMSE-Entzerrer	77
5.3	Nichtlineare Entzerrer	78
5.3.1	Zero-Forcing-Entzerrer	78
5.3.2	MMSE-Entzerrer	79
5.4	Zusammenfassung	83
6	Detektion begrenzter und gefilterter OFDM-Signale	86
6.1	Einleitung	86
6.2	Detektion unter Verwendung des Maximum-a-Posteriori-Kriteriums . .	87
6.2.1	Funktionsprinzip für begrenzte und gefilterte OFDM-Signale . .	87
6.2.2	Vereinfachte ML-Detektion	91
6.3	Detektion mit Entscheidungsrückkopplung	94
6.3.1	DF-Detektion unter Annahme eines additiven Störsignals	95
6.3.2	DF-Detektion mittels BUSSGANG-Zerlegung	97
6.4	Leistungsfähigkeit der Detektionsalgorithmen	99
6.4.1	Vorbetrachtungen und Simulationsparameter	99
6.4.2	Leistungsfähigkeit der vereinfachten ML-Detektion	100
6.4.3	Leistungsfähigkeit der DF-Detektion	106
6.5	Zusammenfassung	109
7	Kombination von Detektor und Decoder für begrenzte und gefilterte COFDM-Signale	112
7.1	Einleitung	112
7.2	Turbo-Entzerrung begrenzter und gefilterter COFDM-Signale	113
7.2.1	Grundprinzip	113
7.2.2	Entzerrer nach dem MAP-Kriterium	114
7.2.3	Vereinfachte MAP-Entzerrer	116

7.3	DF-Entzerrung und Decodierung begrenzter und gefilterter COFDM-Signale	120
7.4	Leistungsfähigkeit der Empfänger	121
7.4.1	Vorbetrachtungen und Simulationsparameter	121
7.4.2	Leistungsfähigkeit der Turbo-Entzerrung	124
7.4.3	Leistungsfähigkeit der DF-Entzerrung mit Decodierung	131
7.4.4	Leistungsfähigkeit der vereinfachten DF-Entzerrung	146
7.5	Zusammenfassung	148
8	Zusammenfassung der Ergebnisse und Ausblick	150
A	Die TSCHEBYSCHJEFF-Transformation	154
B	Erweiterung der BUSSGANG-Zerlegung auf AM/PM-Verzerrungen	157
C	Weiche Bits und das Log-Likelihood-Verhältnis	160
D	Bitzuordnung für weiche Symbole	162
	Literaturverzeichnis	164

Abbildungsverzeichnis

2.1	Blockdiagramm für die zeitkontinuierliche Erzeugung eines OFDM-Signals	8
2.2	Blockdiagramm für zeitdiskrete OFDM-Signalverarbeitung im Basisband und Kanalmodell	9
2.3	Veranschaulichung der Berechnung der AKF von \mathbf{s} nach Gln. (2.23) und (2.24)	14
2.4	Vergleich einer Normalverteilung mit der Dichte des Realteils eines zeitdiskreten OFDM-Signals (N=1024, QPSK)	18
2.5	Vergleich einer Normalverteilung mit der Dichte des Realteils eines zeitdiskreten OFDM-Signals (N=64, QPSK)	19
2.6	Vergleich einer Normalverteilung mit der Dichte des Realteils eines zeitdiskreten OFDM-Signals (N=64, 64-QAM)	20
2.7	PAPR-Verteilung zeitdiskreter OFDM-Symbole nach Gleichung (2.36) .	21
2.8	Simulativ ermittelte PAPR-Verteilung zeitdiskreter OFDM-Symbole mit 16-QAM	22
2.9	Simulativ ermittelte PAPR-Verteilung zeitdiskreter OFDM-Symbole mit QPSK-Modulation	23
2.10	Vereinfachte Kennlinie eines Feldeffekttransistors	26
2.11	Mittlerer Wirkungsgrad eines A-Verstärkers in Abhängigkeit vom IBO ρ in dB für RAYLEIGH-verteilte Einhüllende	28
2.12	Verzerrung erster Ordnung eines Soft Limiters im Bandpassbereich . . .	30
2.13	Eingangs- und Ausgangsspektrum eines Soft Limiters im Bandpassbereich und spektrale Maske des IEEE 802.11a-Standards	31
2.14	Transformation der RAYLEIGH-Dichte durch eine Nichtlinearität mit RAPP-Charakteristik (Gl. (2.63))	34
2.15	Gestalt der RAPP-Nichtlinearität für die in Abbildung 2.14 verwendeten Parameter	35
2.16	Die Parameter β und α^2 der BUSSGANG-Zerlegung für den Soft Limiter in Abhängigkeit von ρ	38
2.17	16-QAM Empfangskonstellation für SL Nichtlinearität, $\rho = 3$ dB	39
2.18	SNR γ_d eines nichtlinearen AWGN-Kanals in Abhängigkeit von der Eingangsleistungsreserve ρ des Soft Limiters	41

2.19	Gewichtungskoeffizienten c_ν zur Berechnung der AKF eines komplex normalverteilten, amplitudenbegrenzten Prozesses ($\rho = 0$ dB) bei Verzerrung durch einen Soft Limiter	44
2.20	Gewichtungskoeffizienten c_ν zur Berechnung der AKF eines komplex normalverteilten, amplitudenbegrenzten Prozesses ($\rho = 0$ dB, $0 \leq \nu \leq 10$) bei Verzerrung durch einen Soft Limiter	45
2.21	LDS eines amplitudenbegrenzten OFDM-Signals mit IEEE 802.11a Parametern (siehe Text)	46
3.1	Untere Schranke $C_{d,u}(\gamma)$ für die Kanalkapazität eines nichtlinearen AWGN-Kanals für drei verschiedene Werte der Eingangsleistungsreserve ρ eines Soft Limiters	50
3.2	Systemmodell für die Berechnung der oberen Kapazitätsschranke	51
3.3	PDF $f_{r_y}(r_y)$ für Soft Limiter Nichtlinearität und $P_x = 1$, $A = 1$ und $P_w = 0,01$	53
3.4	Obere Schranke $C_{d,o}(\gamma)$ für die Kanalkapazität eines nichtlinearen AWGN-Kanals für zwei verschiedene Werte der Eingangsleistungsreserve ρ eines Soft Limiters	54
3.5	Obere Schranke $C_{HL}(\gamma)$ für die Kanalkapazität eines AWGN-Kanals mit Hard Limiter	55
4.1	Klassifizierung wichtiger Verfahren zur Reduktion des PAPR zeitdiskreter OFDM-Basisbandsignale	58
4.2	PAPR-Reduktion durch Selected Mapping für 1024 und 64 Träger sowie $I = 1$, $I = 4$ und $I = 8$ (16-QAM)	61
4.3	PAPR-Reduktion durch PTS für 1024 und 64 Träger (16-QAM, $V = 4$)	62
4.4	Blockschaltbild für Begrenzung und Filterung mit Überabtastung	64
4.5	PAPR-Reduktion durch Begrenzung und Filterung (CF) mit Überabtastung für 64 Träger (16-QAM)	65
4.6	PAPR-Reduktion durch Begrenzung und Filterung (CF) mit Überabtastung für 1024 Träger (16-QAM)	66
4.7	PAPR-Reduktion durch Begrenzung und Filterung (CF) mit Überabtastung für IEEE 802.11a-Parameter (16-QAM)	68
4.8	PAPR-Reduktion durch Begrenzung und Filterung (CF) mit Überabtastung für WIGWAM-Parameter (16-QAM)	69
4.9	PDF des Betrages des begrenzten und gefilterten Signals für WIGWAM-Parameter mit $\rho = 0$ dB und $a = 1$ (16-QAM)	69
4.10	$\kappa'(10^{-4})$ bei Begrenzung und Filterung in Abhängigkeit der Eingangsleistungsreserve ρ des Begrenzers für IEEE 802.11a-Parameter (16-QAM)	70
4.11	$\kappa'(10^{-4})$ bei Begrenzung und Filterung in Abhängigkeit der Eingangsleistungsreserve ρ des Begrenzers für WIGWAM-Parameter (16-QAM)	70

5.1	Blockschaltbild für Basisbandsignalübertragung über AWGN-Kanal mit Begrenzung am Sender und linearer Entzerrung am Empfänger	75
5.2	Symbolfehlerrate des linearen ZF-Entzerrers für 16-QAM und AWGN-Kanal bei Begrenzung des Sendesignals mit $\rho = 3$ dB sowie $\rho = 0$ dB ($N = 64$)	77
5.3	Kennlinie des nichtlinearen ZF-Entzerrers für $P_x = 1$ und Eingangsleistungsreserve $\rho = 0$ dB bei Begrenzung mit einem Soft Limiter (Vergleichskurve: linearer ZF-Entzerrer)	79
5.4	Kennlinie des nichtlinearen MMSE-Entzerrers für $P_x = 1$ und Eingangsleistungsreserve $\rho = 0$ dB bei Begrenzung mit einem Soft Limiter für verschiedene SNR-Werte	83
5.5	Symbolfehlerraten der nichtlinearen ZF- und MMSE-Entzerrer für 16-QAM und AWGN-Kanal bei Begrenzung des Sendesignals mit $\rho = 3$ dB ($N = 64$)	84
6.1	Blockdiagramm eines MAP-Detektors für begrenzte und gefilterte OFDM-Symbole	88
6.2	Bitfehlerrate des ML-Detektors bei vier genutzten Unterträgern für QPSK und AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB	89
6.3	Bitfehlerrate des ML-Detektors bei vier genutzten Unterträgern für 16-QAM und AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB	90
6.4	Symbolpunkte für hierarchische, sequentielle ML-Detektion bei 64-QAM-Modulation	93
6.5	Blockdiagramm eines Detektors mit Entscheidungsrückkopplung für begrenzte und gefilterte OFDM-Symbole (DF-1-Detektor)	95
6.6	Blockdiagramm eines Detektors mit Entscheidungsrückkopplung unter Nutzung der BUSSGANG-Zerlegung für begrenzte und gefilterte OFDM-Symbole (DF-2-Detektor)	97
6.7	SNR-Gewinn gegenüber linearer Übertragung bei DF-Detektion mittels BUSSGANG-Zerlegung eines mit dem Soft Limiter begrenzten OFDM-Symbols (korrekte Symbolrückkopplung) in Abhängigkeit der Eingangsleistungsreserve des Begrenzers	99
6.8	Bitfehlerrate von RSSD- und sequentiellem ML-Detektor für QPSK, IEEE 802.11a-Parameter und AWGN-Kanal bei Begrenzung des Sendesignals mit $\rho = 0$ dB	101
6.9	Bitfehlerrate von RSSD- und sequentiellem ML-Detektor für QPSK, IEEE 802.11a-Parameter und AWGN-Kanal bei Begrenzung des Sendesignals mit $\rho = 3$ dB	102
6.10	Bitfehlerrate von RSSD- und sequentiellem ML-Detektor für 16-QAM, IEEE 802.11a-Parameter und AWGN-Kanal bei Begrenzung des Sendesignals mit $\rho = 0$ dB	103

6.11	Bitfehlerrate der 2. Version des sequentiellen ML-Detektors für 16-QAM, IEEE 802.11a-Parameter und AWGN-Kanal bei Begrenzung des Sendesignals mit $\rho = 0$ dB	104
6.12	Bitfehlerrate nach zwei Iterationen des sequentiellen ML-Detektors für 16-QAM, IEEE 802.11a-Parameter und AWGN-Kanal bei Begrenzung des Sendesignals mit $\rho = 0$ dB	104
6.13	Bitfehlerrate von RSSD- und sequentielltem ML-Detektor für QPSK, WIGWAM-Parameter und AWGN-Kanal bei Begrenzung des Sendesignals mit $\rho = 0$ dB	105
6.14	Bitfehlerrate der DF-1- und DF-2-Detektoren für IEEE 802.11a-Parameter, QPSK und AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB	106
6.15	Bitfehlerrate der DF-1- und DF-2-Detektoren für IEEE 802.11a-Parameter, 16-QAM und AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB	107
6.16	Bitfehlerrate der DF-1- und DF-2-Detektoren für WIGWAM-Parameter, 16-QAM und AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB	108
6.17	Bitfehlerrate der DF-1- und DF-2-Detektoren für WIGWAM-Parameter, 16-QAM und AWGN-Kanal, $\rho = 3$ dB	109
6.18	Bitfehlerrate der DF-1- und DF-2-Detektoren für WIGWAM-Parameter, 64-QAM und AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB	110
6.19	Bitfehlerrate des DF-2-Detektors für WIGWAM-Parameter, 16-QAM und AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB mit harter und weicher Entscheidungsrückkopplung	111
7.1	Blockdiagramm eines Empfängers mit Turbo-Entzerrung für begrenzte und gefilterte OFDM-Symbole	113
7.2	Blockdiagramm eines Empfängers mit Reduced State Turbo-Entzerrung (RSTE) für begrenzte und gefilterte COFDM-Symbole	116
7.3	Blockdiagramm eines Empfängers mit Sequentieller Turbo-Entzerrung (STE) für begrenzte und gefilterte COFDM-Symbole	118
7.4	Blockdiagramm eines Empfängers mit weicher DF-Entzerrung und MAP-Decodierung für begrenzte und gefilterte OFDM-Symbole	120
7.5	Verlauf einer typischen Übertragungsfunktion mit Hiperlan A-Parametern	124
7.6	Bitfehlerrate der RSTE- und STE-Empfänger für 802.11a-Parameter und QPSK-Modulation (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB, RSTE: $B_s = 8$) . . .	125
7.7	Bitfehlerrate der RSTE- und STE-Empfänger für 802.11a-Parameter und 16-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB, RSTE: $B_s = 9$)	126
7.8	Bitfehlerrate der RSTE- und STE-Empfänger für 802.11a-Parameter und 16-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB, RSTE: $B_s = 9$)	127
7.9	Rahmenfehlerrate der RSTE- und STE-Empfänger für 802.11a-Parameter und 16-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB, RSTE: $B_s = 9$)	127

7.10	Bitfehlerrate der RSTE- und STE-Empfänger für 802.11a-Parameter und 64-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB, RSTE: $B_s = 10$)	128
7.11	Rahmenfehlerrate der RSTE- und STE-Empfänger für 802.11a-Parameter und 64-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB, RSTE: $B_s = 10$)	129
7.12	Vergleich der Bitfehlerraten des STE-2-Empfängers und des STE-Empfängers für 802.11a-Parameter und 16-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	130
7.13	Rahmenfehlerrate der RSTE- und STE-Empfänger für 802.11a-Parameter und 64-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 3$ dB, RSTE: $B_s = 10$)	131
7.14	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und QPSK-Modulation (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	132
7.15	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und 16-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	133
7.16	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und 16-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	133
7.17	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und 64-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	134
7.18	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und 64-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	134
7.19	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und 16-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB)	135
7.20	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und 16-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB)	136
7.21	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und 64-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB)	137
7.22	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für 802.11a-Parameter und 64-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB)	137
7.23	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und QPSK-Modulation (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	138
7.24	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 16-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	139
7.25	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 16-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	140
7.26	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 64-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	140
7.27	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 64-QAM (AWGN-Kanal, $\rho = 0$ dB)	141
7.28	Bitfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 16-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB)	142
7.29	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 16-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB)	143

7.30	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 64-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB)	144
7.31	Rahmenfehlerrate des weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 256-QAM (Hiperlan A-Kanal)	144
7.32	Benötigtes γ_b in dB für eine Rahmenfehlerrate von FER = 10^{-2} des weichen DF-Entzerrers mit bis zu drei Iterationen (WIGWAM-Parameter, 256-QAM, Hiperlan A-Kanal)	145
7.33	Rahmenfehlerrate des vereinfachten, weichen DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 64-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB) . . .	146
7.34	Rahmenfehlerrate des harten DF-Entzerrers für WIGWAM-Parameter und 64-QAM (Hiperlan A-Kanal, $\rho = 0$ dB)	147
B.1	Betrags- und Phasenverzerrungscharakteristik des SALEH-Modells für die Parameter in (B.4)	158
B.2	16-QAM Empfangskonstellation für SL Nichtlinearität mit Phasenverzerrung, $\rho = 3$ dB	159

Tabellenverzeichnis

2.1	Schematische Darstellung der Gestalt der AKF $\psi_{ss}(m)$ bzw. $\psi_{ss}(m, 0)$ in Abhängigkeit des Mittelwertes von \mathcal{A} und der Existenz von Schutzträgern	16
4.1	Parameter zweier OFDM-Systeme	67
7.1	Parameter für COFDM-Übertragung mit IEEE 802.11a- und WIGWAM-Parametern	121
7.2	Codewortlängen für IEEE 802.11a- und WIGWAM-Systeme mit verschiedenen Modulationsarten und einem OFDM-Symbol pro Rahmen .	121
7.3	Pfadverzögerungen und mittlere Pfadleistungen für das Hiperlan A-Kanalmodell	123
7.4	Zahl der Vergleichsvektoren pro Iteration für die Distanzberechnungen bei 802.11a-Parametern für die RSTE- und STE-Algorithmen	130
7.5	Zahl der Vergleichsvektoren für die Distanzberechnungen bei WIGWAM-Parametern für die RSTE- und STE-Algorithmen	130

Abkürzungsverzeichnis

Abürzung	Bedeutung
AD	Analog-Digital
ADC	Analog-Digital-Umsetzer (engl.: Analog-to-Digital-Converter)
AKF	Autokorrelationsfunktion, Autokorrelationsfolge
AM	Amplitudenmodulation
AWGN	Additives Weißes GAUSSsches Rauschen (engl.: Additive White GAUSSian Noise)
BER	Bitfehlerrate (engl.: Bit Error Rate)
CCDF	Komplementäre Verteilungsfunktion
CDF	Verteilungsfunktion (engl.: Cumulative Density Function)
CF	Begrenzung und Filterung (engl.: Clipping and Filtering)
COFDM	Codiertes OFDM
CP	Zyklische Erweiterung (engl.: Cyclic Prefix)
DA	Digital-Analog
DAC	Digital-Analog-Umsetzer (engl.: Digital-to-Analog Converter)
dB	Dezibel
DF	Entscheidungsrückkopplung (engl.: Decision Feedback)
DFT	Diskrete FOURIERtransformation (engl.: Discrete FOURIER Transform)
DMT	Diskretes Multitonverfahren
DSP	Digitaler Signalprozessor / Digitale Signalverarbeitung (engl.: Digital Signal Processing / Processor)
DTFT	Zeitdiskrete FOURIERtransformation (engl.: Discrete Time FOURIER Transform)
DVB	Digitale Videoausstrahlung (engl.: Digital Video Broadcasting)
DVB-T	Terrestrisches DVB
EQ	Entzerrer (engl.: Equalizer)
EVM	Fehlervektorbetrag (engl.: Error Vector Magnitude)
FDM	Frequenzmultiplex (engl.: Frequency Division Multiplex)
FER	Rahmenfehlerrate (engl.: Frame Error Rate)
FFT	Schnelle FOURIERtransformation (engl.: Fast FOURIER Transform)

ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

Abkürzung	Bedeutung
HF-	Hochfrequenz-
HL	Harter Begrenzer (engl.: Hard Limiter)
IBO	Eingangsleistungsreserve (engl.: Input Power Backoff)
ICI	Interträgerinterferenz (engl.: Inter-Carrier Interference)
IDFT	Inverse DFT
IFFT	Inverse FFT
ISI	Intersymbolinterferenz
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion, Kreuzkorrelationsfolge
LDS	Leistungsdichtespektrum
LLR	Log-Likelihood-Verhältnis (engl.: Log-Likelihood-Ratio)
LPF	Tiefpassfilter (engl.: Lowpass Filter)
MAP	Maximum-a-Posteriori
MC-	Mehrträger- (engl.: Multi-Carrier)
MC-SS	MC-Spreizspektrum
ML	Maximum-Likelihood
MSE	Mittlerer quadratischer Fehler (engl.: Mean Squared Error)
MMSE	Minimaler MSE
NL	Nichtlinear, Nichtlinearität
OFDM	Orthogonales FDM
P/S	Parallel-Seriell-Umsetzer
PA	Leistungsverstärker (engl.: Power Amplifier)
PAPR	Verhältnis von Spitzen- und Durchschnittsleistung (engl.: Peak-to-Average Power Ratio)
PDF	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (engl.: Probability Density Function)
PSK	Phasenumtastung (engl.: Phase Shift Keying)
QAM	Quadratur-AM
QPSK	Vierwertige PSK (engl.: Quarternary PSK)
RSSD	Symboldetektor mit reduziertem Zustandsraum (engl.: Reduced State Symbol Detector)
RSTE	TE mit reduziertem Zustandsraum
S/P	Seriell-Parallel-Umsetzer
SER	Symbolfehlerrate (engl.: Symbol Error Rate)
SISO	Weiche Eingangs- und Ausgangswerte (engl.: Soft Input-Soft Output)
SL	Weicher Begrenzer (engl.: Soft Limiter)
SNR	Signal-Rauschverhältnis (engl.: Signal-to-Noise Ratio)
STE	Sequentielle Turbo-Entzerrung
TE	Turbo-Entzerrung
UT	Unterträger

Abkürzung	Bedeutung
WSCS	Zyklostationär im weiteren Sinne (engl.: Wide-Sense Cyclostationary)
WSS	Stationär im weiteren Sinne (engl.: Wide-Sense Stationary)

Verzeichnis der verwendeten Symbole

α	Skalierungsfaktor des Eingangssignals in der BUSSGANG-Zerlegung
α_s	Stromflusswinkel des Leistungsverstärkers
β	Verhältnis von Ausgangs- und Eingangsleistung einer gedächtnislosen Nichtlinearität mit stationärem Eingang
β_f	Verhältnis von Ausgangs- und Eingangsleistung bei Begrenzung und Filterung
γ	SNR P_x/P_w
γ_b	SNR bezogen auf die Zahl der Informationsbits in einem Rahmen
γ_d	SNR mit nichtlinearer Verzerrung
γ_g	SNR-Gewinn gemäß BUSSGANG-ZERLEGUNG
$\Delta\tau$	Mittlere Impulsverbreiterung des frequenzselektiven Kanals
$\zeta(t)$	Impulsform des LPF im DAC
η	Wirkungsgrad des Leistungsverstärkers
η_{PAE}	Wirkungsgrad des Leistungsverstärkers mit Berücksichtigung der Eingangsleistung
$\kappa_N(s)$	PAPR des zeitdiskreten Signals s , berechnet über N Abtastwerte
$\kappa_T(s)$	PAPR des zeitkontinuierlichen Signals s , berechnet über die Zeit T
$\mu_s(k)$	Erwartungswert der Datensymbole des Unterträgers k
$\underline{\mu}_s$	Erwartungswertvektor der Datensymbole der Unterträger
$\xi_n(t)$	n -tes Unterträgersignal
ρ	Eingangsleistungsreserve der Nichtlinearität
$\tau_{ch}(n)$	Verzögerung des n -ten Pfades des Mehrwegekanals
τ_{max}	Länge der Kanalimpulsantwort
ϕ_s	Phasenwinkel der komplexwertigen Größe s
$\psi_{ss}(n, n+m)$	AKF des Prozesses \mathbf{s}
$\psi_{ss}(m)$	AKF des WSS Prozesses \mathbf{s}
$\psi_{xz}(m)$	KKF der WSS Prozesse \mathbf{x} und \mathbf{z}
$\overline{\psi}_{ss}(m)$	Mittlere AKF des zyklstationären Prozesses \mathbf{s}
$\Psi_{ss}(e^{j\omega})$	Leistungsdichtespektrum des Prozesses \mathbf{s}
$\Psi_{ss\sim}(n)$	Leistungsdichtespektrum des periodischen Prozesses $\mathbf{s}\sim$
ω	Kreisfrequenz, $\omega = 2\pi f$
ω_c	Kreisfrequenz der HF-Trägerschwingung

a	Überabtastrfaktor
$a(m)$	Datensymbol mit Index m
A	Sättigungsamplitude der Nichtlinearität
\mathcal{A}	Datensymbolmenge
\underline{b}_c	Vektor codierter Bits
\underline{b}_i	Vektor von Informationsbits
B_c	Anzahl codierter Bits in einem Codewort
B_{coh}	Kohärenzbandbreite des frequenzselektiven Kanals
B_i	Anzahl der Informationsbits in einem Codewort
B_s	Anzahl der Bits für die Sequenzkonstruktion bei RSSD- und RSTE- Algorithmen
c_ν	Gewichtungsfaktor für Verzerrungen der Ordnung $2\nu + 1$
c_{MMSE}	Skalierungsfaktor des linearen MMSE-Entzerrers
c_{ZF}	Skalierungsfaktor des linearen ZF-Entzerrers
C	Kanalkapazität
C_d	Kanalkapazität des nichtlinearen AWGN-Kanals
$C_{d,o}$	Obere Schranke für die Kanalkapazität des nichtlinearen AWGN-Kanals
$C_{d,u}$	Untere Schranke für die Kanalkapazität des nichtlinearen AWGN-Kanals
\mathbb{C}	Menge der komplexen Zahlen
$\mathcal{CN}(\mu, P)$	Komplexwertige Normalverteilung mit Mittelwert μ und Varianz P
\mathbf{d}	Verzerrungsrauschprozess gemäß BUSSGANG-Zerlegung
\underline{d}	Abtastwertvektor des Verzerrungsrauschens gemäß BUSSGANG-Zerlegung
\underline{D}	Vektor von Verzerrungsrauschwerten im Frequenzbereich gemäß BUSSGANG-Zerlegung
\mathcal{D}_x	Definitionsbereich der Variablen x
\mathbf{e}	Additiver Verzerrungsrauschprozess
\underline{e}	Abtastwertvektor des additiven Verzerrungsrauschens
\underline{E}	Vektor additiver Verzerrungsrauschwerte im Frequenzbereich
f_c	HF-Trägerfrequenz
f_n	Trägerfrequenz des n -ten Unterträgers
$f_s(s)$	Dichtefunktion der Zufallsgröße s
$f_s(s; k)$	Dichtefunktion des Prozesses \mathbf{s} zum Zeitpunkt k
f_{sc}	Frequenzabstand benachbarter Unterträger
$g(\cdot)$	Gedächtnislose Nichtlinearität
$g_1(\cdot)$	TSCHEBYSCHJEFF-Transformierte erster Ordnung von $g(\cdot)$
$h(\tau, t)$	Antwort des Mobilfunkkanals zum Zeitpunkt t auf die Anregung $\delta(t - \tau)$
$h_l(t)$	Als zeitinvariant modellierte Kanalimpulsantwort für das OFDM-Symbol mit dem Index l
$H_l(n)$	Kanalkoeffizient des n -ten Unterträgers im OFDM-Symbol mit dem Index l
\underline{H}_l	Kanalkoeffizientenvektor für das OFDM-Symbol mit dem Index l

VERZEICHNIS DER VERWENDETEN SYMBOLE

$I(X; Y)$	Mittlere wechselseitige Information der Zufallsgrößen X und Y
$I_M(x_k; y_l)$	Wechselseitige Information für das Symbolpaar x_k, y_l
j	Imaginäre Einheit, $j = \sqrt{-1}$
\underline{L}_c	LLR-Vektor eines Codewortes am Ausgang des SISO-Decoders
\underline{L}_i	LLR-Vektor der Informationsbits eines Codewortes am Ausgang des SISO-Decoders
\underline{L}_s	LLR-Vektor eines Codewortes am Ausgang des Entzerrers
$\tilde{\underline{L}}$	Verwürfelter LLR-Vektor
M	Kardinalität des Datensymbolalphabetes
N	Gesamtzahl der Unterträger des OFDM-Systems
N_{CP}	Anzahl der Abtastwerte der zyklischen Erweiterung
N_g	Zahl der Schutzträger des OFDM-Systems
N_u	Zahl der zur Datenübertragung genutzten Unterträger des OFDM-Systems
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen
p	Zahl der Bits pro Datensymbol, $2^p = M$
P_1	Vom Leistungsverstärker in der Umgebung der Trägerfrequenz abgegebene Leistung
P_{DC}	Vom Leistungsverstärker aufgenommene Gleichleistung
$P_{ch}(n)$	Mittlere Leistung des n -ten Pfades des Mehrwegekanals
P_{d_f}	Leistung des gefilterten Verzerrungsrauschsignals d_f gemäß BUSSGANG-Zerlegung
P_{in}	Vom Leistungsverstärker aufgenommene Eingangsleistung
P_s	Leistung des Prozesses \mathbf{s} / des Signals s
$P_s(k)$	Mittlere Datensymbolleistung des k -ten Unterträgers
\underline{P}_s	Vektor der mittleren Datensymbolleistungen des OFDM-Systems
r_c	Coderate
r_s	Betrag der komplexen Größe s
\bar{r}	Betrag des Eingangssignals des Leistungsverstärkers, normiert auf die Sättigungsamplitude A
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen
$s[k]$	Zeitdiskretes OFDM-Sendesignal ohne CP im Basisband
$s_l[k]$	Zeitdiskretes OFDM-Symbol ohne CP mit dem Index l im Basisband
$s_l(t)$	Zeitkontinuierliches OFDM-Symbol ohne CP mit dem Index l im Basisband
\mathbf{s}	Zufälliger Prozess mit den Realisierungen $s[k]$
\mathbf{s}_{\sim}	Periodischer zufälliger Prozess
\underline{s}_l	Abtastwertvektor von $s_l(t)$
$S_l(n)$	Datensymbol des n -ten Unterträgers im OFDM-Symbol mit dem Index l
\underline{S}_l	Datensymbolvektor des OFDM-Symbols mit dem Index l
\mathcal{S}	Menge der möglichen Datensymbolvektoren \underline{S}

T_c	Periodendauer der HF-Trägerschwingung
T_{coh}	Kohärenzzeit des frequenzselektiven Kanals $h(t)$
T_{CP}	Dauer der zyklischen Erweiterung
T_o	OFDM-Symboldauer mit CP
T_s	OFDM-Symboldauer ohne CP, $T_s = 1/f_{sc}$
$w_l(t)$	Additive Rauschstörung des OFDM-Symbols mit dem Index l im Basisband
\underline{w}_l	Abtastwertvektor von $w_l(t)$
\underline{W}_l	Vektor additiver Rauschwerte im Frequenzbereich
$x[k]$	Zeitdiskretes OFDM-Sendesignal mit CP im Basisband
$x_l[k]$	Zeitdiskretes OFDM-Symbol mit dem Index l im Basisband
$y(t)$	Zeitkontinuierliches Empfangssignal im Basisband
\underline{y}_l	Abtastwertvektor des empfangenen OFDM-Symbols mit dem Index l
\underline{Y}_l	Abtastwertvektor des empfangenen OFDM-Symbols mit dem Index l im Frequenzbereich
\mathcal{Y}	Menge der möglichen Empfangsvektoren im Frequenzbereich ohne additive Rauschstörung
z	Ausgangssignal der Nichtlinearität
\underline{z}_f	Vektor von Ausgangswerten der Begrenzung und Filterung eines OFDM- Symbols
\underline{Z}_f	Frequenzbereichsdarstellung von z_f

Operatoren

\oplus	GF(2)-Addition zweier Bits
\boxplus	GF(2)-Addition der LLRs zweier Bits
\odot	Elementweise durchgeführte Vektormultiplikation
\oslash	Elementweise durchgeführte Vektordivision
$(\cdot)^*$	Komplexe Konjugation
$*$	Faltung
$\overset{(k)}{*}\{\cdot\}$	k -fache Faltung des Argumentes mit sich selbst
\circledast	Zirkulare, zeitdiskrete Faltung
$(\cdot)^T$	Transponierung
Π	Verwürflung
Π^{-1}	Inverse Verwürflung
$\text{DFT}_N\{\cdot\}$	N -Punkt DFT
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$\text{Fi}\{\cdot\}$	Frequenzbereichsfilterung eines OFDM-Symbols, Verwerfen von Signalanteilen auf Schutzträgerpositionen
$\text{IDFT}_N\{\cdot\}$	N -Punkt IDFT
$\Im\{\cdot\}$	Liefert den Imaginärteil des Argumentes
\max	Maximum
\min	Minimum
$P\{A\}$	Wahrscheinlichkeit des Ereignisses A
$\Re\{\cdot\}$	Liefert den Realteil des Argumentes

Funktionen

$\Gamma(\cdot, \cdot)$	Unvollständige Gammafunktion, Def. in Abschnitt 3.3
$\text{erf}(\cdot)$	GAUSSsche Fehlerfunktion, Def. in Abschnitt 2.2.1
$\text{erfc}(\cdot)$	Komplementäre GAUSSsche Fehlerfunktion, $\text{erfc}(\cdot) = 1 - \text{erf}(\cdot)$
$F(\cdot; \cdot; \cdot; \cdot)$	Verallgemeinerte Hypergeometrische Funktion
$I_0(\cdot)$	Modifizierte BESSEL-Funktion erster Art der Ordnung 0
$\text{ld}(\cdot)$	Logarithmus zur Basis 2
$\text{lg}(\cdot)$	Logarithmus zur Basis 10
$L_\nu^{(1)}(\cdot)$	LAGUERRE-Polynom der Ordnung ν , Def. in Abschnitt 2.3.3
$Q(\cdot)$	Q-Funktion, Def. in Abschnitt 5.2.1
$\text{rect}(\cdot)$	Rechteckfunktion, Def. in Abschnitt 2.1.1
$\text{sign}(\cdot)$	Vorzeichenfunktion
$T_n(\cdot)$	TSCHEBYSCHEFF-Polynom n -ter Ordnung, Def. in Anhang A
$u(\cdot)$	Einheitssprung, Def. in Abschnitt 2.2.1

Distributionen

$\delta(\cdot)$	DIRAC-Distribution
-----------------	--------------------

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Entwicklung der drahtlosen Datenkommunikation

Die Funkübertragung digitaler Daten ist seit einigen Jahren durch die Verbreitung zellularer Mobilfunknetze zu einem selbstverständlichen Teil des täglichen Lebens vieler Menschen geworden. Getrieben durch die schnelle Entwicklung in diesem Bereich entstand das Bedürfnis, nicht nur Sprache, sondern auch Textnachrichten (SMS, E-Mail), Bilder, aktuelle Nachrichten und Multimediadaten wie Audio- und Videodateien zu mobilen Endgeräten zu übertragen.

Die Miniaturisierung elektronischer Schaltungen und digitaler Prozessoren führte zur Verbreitung sehr leistungsfähiger tragbarer Computer, die bereits heute mehr als 100 Gigabyte speichern können. Der Austausch großer Datenmengen zwischen diesen mobilen, batteriebetriebenen Geräten ist eine besondere Herausforderung. Auch die drahtlose Anbindung von Bildschirmen und Projektoren ist eine Anwendung, die hohe Datenraten erfordert.

Trotz steigender Datenmengen soll die Zeit für die Übertragung klein gehalten werden. Das bedeutet, dass die Übertragungsrate erhöht werden muss. Zudem muss die Leistungsaufnahme der Funktechnik gering sein, um die Betriebsdauer der Geräte nicht zu stark zu verringern.

Diese Anforderungen haben zum Entstehen von Datenfunktechniken für hohe Datenraten geführt. Typische Vertreter sind beispielsweise die drahtlosen lokalen Funknetzwerke (engl.: Wireless Local Area Network) nach den *IEEE 802.11a/b/g*¹ Standards, die *WiMAX*-Systeme² und auch das Ultrabreitbandverfahren nach dem *Wimedia*-Standard³.

Alle diese Verfahren verwenden Mehrträgermodulation, weil dadurch Datenübertragung über frequenzselektive Funkkanäle mit einer Bandbreite von mehreren Megahertz und handhabbarer rechnerischer Komplexität realisiert werden kann. Mehrträgermo-

¹www.ieee802.org

²www.wimaxforum.org

³www.wimedia.org

dulation wird auch in den nächsten Jahren das wichtigste Übertragungsverfahren für die beschriebenen Anwendungen sein. Noch in der Entwicklung befindliche Standards wie *IEEE 802.11n* beinhalten ebenfalls den Einsatz von Mehrträgermodulation.

1.2 Implementierungsaspekte von Mehrträgersystemen

Mehrträgermodulation wurde bereits vor einigen Jahrzehnten erstmals vorgeschlagen und beschrieben. Das Prinzip wurde in [MC58] und [Cha66] vorgestellt; eine effiziente zeitdiskrete Implementierung wurde in [WE71] gezeigt. Lange Zeit galten derartige Verfahren jedoch als zu komplex für den praktischen Einsatz. Durch die fortschreitende Entwicklung der Mikroprozessortechnik wurde die Verwendung ermöglicht.

Mehrträgermodulation stellt hohe Anforderungen an die Signalverarbeitungsstufen des Funksystems. Das Verfahren ist sehr empfindlich gegen Fehler bei der zeitlichen Synchronisation und der Frequenzsynchronisation zwischen Sender und Empfänger [BS99]. Ein besonderer Nachteil sind auch die hohen Spitzenwerte des zu übertragenden Signals. Wie in Kapitel 2 noch gezeigt wird, haben Mehrträgersignale einen großen Dynamikbereich. Für die Datenübertragung ist es wichtig, dass die gesamte Signalverarbeitungskette in diesem Bereich linear arbeitet. Dies ist aber besonders bei Hochfrequenzkomponenten wie Mischern und Verstärkern nur schwer zu gewährleisten.

Durch den großen Dynamikbereich entsteht auch ein Problem, das besonders für batteriebetriebene Sendegeräte relevant ist: Leistungsverstärker für solche Signale haben prinzipbedingt einen geringen Wirkungsgrad [Cri99]. Dadurch wird vom Verstärker wesentlich mehr Leistung aus der Batterie aufgenommen, als an der Antenne abgegeben werden kann. Zusätzlich steigen die Kosten des Leistungsverstärkers: Weil sie von der *Spitzenleistung* und nicht von der Durchschnittsleistung bestimmt werden, muss für Mehrträgermodulation ein eigentlich überdimensionierter Verstärker verwendet werden, um die Spitzenwerte des Sendesignals unverzerrt zu übertragen.

Der Trend zu immer höheren Trägerfrequenzen bei der Übertragung mit sehr hohen Datenraten erhöht die Dringlichkeit des Problems, denn Verstärker mit hohen Spitzenleistungen bei hohen Trägerfrequenzen sind sehr teuer. Ein Beispiel sind die heute vorhandenen Prototypsysteme für OFDM-Übertragung bei einer Trägerfrequenz von 60 GHz⁴: Die Verarbeitung der digitalen Daten erfolgt mittels integrierter CMOS-Schaltkreise (komplementäre Metalloxid-Halbleiter, engl.: Complementary Metal Oxide Semiconductor), während der Leistungsverstärker oft in Gallium-Arsenid- oder Silizium-Germanium-Technologie ausgeführt wird.

⁴Die Standardisierung dieser Übertragungssysteme, für die eine Datenrate von mehreren Gigabit pro Sekunde angestrebt wird, erfolgt bei IEEE 802.15.3c.

1.3 Reduktion der Signaldynamik

Zur Lösung dieses Problems gibt es verschiedene Ansätze. Der Dynamikbereich des Sendesignals kann durch eine Reihe von Verfahren reduziert werden. Ein Überblick gebräuchlicher Methoden wird in Kapitel 4 präsentiert.

Es wird dort aber auch gezeigt, dass die meisten dieser Verfahren auf Grund ihrer rechnerischen Komplexität nicht für Mehrträgersysteme mit einer großen Zahl von Unterträgern und höherwertiger Modulation geeignet sind. Solche Systeme sind für die zukünftige Entwicklung der drahtlosen Datenübertragung jedoch besonders wichtig. Die Implementierung aufwändiger Signalverarbeitungsalgorithmen zur Reduktion der Signaldynamik ist auch deshalb oft nicht sinnvoll, weil dadurch elektrische Leistung, die im Hochfrequenzteil eingespart werden kann, wieder verbraucht wird.

Für diese Fälle hat sich die nichtlineare Verzerrung des digitalen Basisbandsignals als leistungsfähiges und einfaches Verfahren zur Reduktion der Signaldynamik herausgestellt. Die Kernidee besteht dabei darin, die Signaldynamik des Basisbandsignals *vor* der Analog-Digital-Umsetzung zu reduzieren. Die durch diese nichtlineare Verzerrung entstehende Außerbandstrahlung kann durch eine einfache Filterung im digitalen Basisband entfernt werden, wie in Kapitel 4 noch gezeigt wird. Das modifizierte Sendesignal lässt sich nun durch Hochfrequenzbaugruppen mit wesentlich höherem Wirkungsgrad weiterverarbeiten. Es verbleiben allerdings Störungen im Nutzband, die ohne angepasste Entzerrungsalgorithmen im Empfänger zu hohen Fehlerraten bei der Datenübertragung führen.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt daher auf der Entwicklung leistungsfähiger *Empfangsalgorithmen* für Mehrträgersysteme, bei denen das digitale Basisbandsignal nichtlinear verzerrt wurde. Dabei wird der Fall betrachtet, dass das Basisbandsignal im Sender bewusst stark verzerrt wird, um die Signaldynamik zu reduzieren. Dieser Ansatz verfolgt somit das Ziel, Anforderungen bezüglich Komplexität und Leistungsaufnahme vom Sender zum Empfänger zu verlagern. Dies ist insbesondere für die Aufwärtsstrecke von mobilen, batteriegespeisten Sendegeräten zu fest installierten Empfangsstationen in Drahtlosnetzwerken und zellularen Mobilfunknetzen von Bedeutung.

1.4 Ziele dieser Arbeit

In dieser Arbeit sollen folgende Fragen untersucht werden:

1. Welche Schranken lassen sich für die Leistungsfähigkeit von Mehrträgerübertragung mit reduziertem Dynamikbereich angeben? Wie stark wird die übertragbare Datenrate reduziert?
2. Wie sollte die Reduktion des Dynamikbereichs eines Mehrträgersignals mit höherwertiger Modulation und einer großen Zahl von Unterträgern erfolgen?

- Sollte das Bandpasssignal oder das Basisbandsignal modifiziert werden?
 - Ist die Reduktion des Dynamikbereichs mittels digitaler Signalverarbeitung sinnvoll?
3. Nach welchen Prinzipien sollten Detektionsalgorithmen für dynamikbegrenzte Signale arbeiten?
 4. Wie hoch ist die Leistungsfähigkeit von Mehrträgerübertragung mit reduziertem Dynamikbereich unter praktischen Bedingungen? Dazu ist die Übertragung in Verbindung mit Fehlerschutzcodierung über frequenzselektive Funkkanäle zu untersuchen.
 - Wie sollte die Kombination von Detektor und Decoder gestaltet werden?
 - Wie groß sind die erreichbaren Rahmenfehlerraten? Diese sind ein besonders wichtiges Maß für die Leistungsfähigkeit, weil die Datenübertragung heute fast ausschließlich paketbasiert erfolgt.

1.5 Gliederung

Die Arbeit ist in folgende Abschnitte gegliedert:

In **Kapitel 2** werden wichtige statistische Eigenschaften von Mehrträgersignalen vorgestellt. Es werden sowohl die Effekte einer Beschränkung der Signaldynamik im Bandpassbereich als auch im Basisband gezeigt. Der Wirkungsgrad des Leistungsverstärkers wird in Abhängigkeit von der Signaldynamik für Mehrträgersignale hergeleitet.

In **Kapitel 3** wird die Kapazität von AWGN-Kanälen mit reduziertem Dynamikbereich untersucht. Es werden Schranken für die mittels Mehrträgerechnik übertragbare Informationsmenge hergeleitet.

In **Kapitel 4** werden Methoden zur Reduktion der Dynamik von Mehrträgersignalen präsentiert. Dabei werden insbesondere Systeme mit höherwertiger Modulation und einer großen Unterträgerzahl betrachtet.

Kapitel 5 stellt gedächtnislose Empfangsalgorithmen für nichtlinear verzerrte Mehrträgersignale vor.

In **Kapitel 6** wird das Problem der optimalen Detektion nichtlinear verzerrter Mehrträgersignale untersucht. Es werden Algorithmen vorgestellt, die die Dynamikreduktion im Sender in die Detektion einbeziehen. Die Leistungsfähigkeit der Verfahren wird für zwei typische Mehrträgersysteme verglichen.

Kapitel 7 zeigt Empfänger für codierte Mehrträgersignale mit reduzierter Dynamik. Ausgehend vom optimalen Empfänger werden praktisch implementierbare Algorithmen hergeleitet. Die Leistungsfähigkeit wird ebenfalls für zwei Mehrträgersysteme untersucht. Auch hier ist die Leistungsfähigkeit bei Verwendung höherwertiger Modulation von besonderem Interesse.